

RADIOAMATOR

i krótkofalowiec

6

1971

Ogłoszenia

GENERATORY FONO- i VIDEO-TEST do lokalizacji uszkodzeń w urządzeniach elektronicznych. Używane już przez 2500 fachowców i radioamatorów ułatwiają i przyspieszają naprawę. Opatentowana konstrukcja z atestami: PG-SEP-ZBR, ZURIT.

FONO-TEST radiowy gen. m.cz. i w.cz. do 5 MHz - cena 260 zł.

VIDEO-TEST telewizyjny gen. pasów pionowych do 250 MHz - cena 300 zł. Użyte razem dają obraz pseudokrąty i fonię AM/FM do 250 MHz. Cena kompletu 520 zł. Dostawa pocztą w ciągu 10 dni. Płatne przy odbiorze + porto.

CZY ZAPOZNAŁEŚ SIĘ z treścią prospektu nr 5, w którym polecamy generator RC, mierniki: zniekształceń i kineskopów, lokalizator metali oraz zasilacze?

Napisz - wyślemy bezpłatnie prospekt.

WARSZTAT ELEKTROMECHANICZNY - Gdańsk 5, ul. Spacerowa 16c/3.

Wykonujemy, regenerujemy, przewijamy - **TRANSFORMATORY, DŁAWIKI, CEWKI WARSTWOWE** - do urządzeń elektronicznych, telewizyjnych, radiowych i elektrycznych. Na życzenie przeprowadzamy **IMPREGNACJĘ** próżniowo-ciśnieniową lakierami elektroizolacyjnymi.

ZAKŁAD TRANSFORMATORÓW Spółdzielni „Budometal” - Szczecin 11, ul. Wiejska 10a.

Mikrofonowe przystawki do akordeonów - ulepszone - 650 zł. Czerokanałowe miksery, czułość wejśc. 3-300 mV, napięcie wyjściowe 1 V - 6000 zł. Wzmacniacze mocy 35, 50, 100 VA z mikserami wielokanałowymi do gitar i mikrofonów. Pasma 40 do 12 000 Hz, zniekształcenia nieliniarne przy pełnej mocy poniżej 3% - wykonuje **PRACOWNIA URZĄDZEN ELEKTROAKUSTYCZNYCH** - Łódź, ul. Podrzeczna 23/1.

Okładkę projektował Jarosław Jasiński



WYDAWCA
WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI

Redaguje **KOMITET REDAKCYJNY** w składzie: mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Justat, mgr inż. Czesław Klimczewski, prof. dr inż. Marian Rajewski, dr inż. Andrzej Sowiński (z-ca nacj. red.), inż. Mieczysław Wargalla (nacj. red.), inż. Jerzy Węglewski. Sekretarz redakcji i redaktor techniczny - Eugenia Grudzińska.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Prenumerata przyjmowana jest do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty. Cena: kwartalna 15 zł, półroczna 30 zł, roczna 60 zł. Wpłaty na prenumeratę należy dokonywać na konto PKO nr 1-6-100020 - Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch” Warszawa, ul. Towarowa 28, skr. poczty 726, tel. 20-12-71.

Informacji o prenumeracie za zleceniem wysyłki za granicę (droższa o 40% od krajowej) udziela Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch”, Warszawa, ul. Wronia 23, tel. 20-46-88. Konto PKO nr 1-6-100024.

Reklamacje dotyczące prenumeraty załatwia Dział Skarg i Reklamacji „Ruch”, Warszawa, ul. Towarowa 28, tel. 20-12-71.

Exemplarze z ubiegłych miesięcy wysyła na zamówienie Punkt Prasy Archiwalnej „Ruch”, Warszawa, ul. Towarowa 28.

Ogłoszenia drobne, do 30 wyrazów, w cenie 4 zł za wyraz, lub w cenie 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładowych, w wymiarach do 240 cm², przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52.

Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Radioamator i Krótkofalowiec Polski

ROK 21 • CZERWIEC 1971 R. • NR 6

Treść numeru

	Str.
Z KRAJU I ZAGRANICY	
Wystawy sprzętu radioelektronicznego	129
Nowe opracowania przyrządów pomiarowych	130
TELEWIZJA	
Właściwości i zachowanie się elementów montażowych przy wysokich częstotliwościach - mgr inż. Tadeusz Siekierski	131
Przegląd układów odchyłania pionowego w tranzystorowych odbiornikach TV - cz. II i ostatnia - mgr inż. Janusz Łęczyński	139
RADIOKOMUNIKACJA AMATORSKA	
Wzmacniacz liniowy na 145 MHz - inż. Innocenty Konwicki-SP2RO	133
UKŁADY TRANZYSTOROWE	
Odbiornik z jednym tranzystorem - Jerzy Kowalski	137
CZY WIECIE, ZE...	138, IV okł.
PRZEGLĄD SCHEMATÓW	
Odbiornik radiowy DML 301 - Ryszard Podgórski	141
TECHNIKA POMIAROWA	
Miernik cyfrowy do pomiarów napięcia i oporu - mgr inż. Wiesław Hammer	144
ROZNE	
Wykresy do obliczania prostownika z filtrem pojemnościowym - mgr inż. Stanisław Masny	147
ELEKTROAKUSTYKA	
Właściwości taśm magnetycznych znajdujących się w sprzedaży - mgr Albin Dłużniewski, mgr Bronisław Pitak	149
Wzmacniacze stereofoniczne do zasilania słuchawek - A. W.	151
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI	153
Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ	
Praktyczny zestaw oporników i kondensatorów - Wiktor Chojnacki-SP5QU	156
Zastosowanie cewki w.n. z odbiornika „Lotos” w transformatorze typu TVL-25 - B.G.	III okł.
Gniazda z końcówek długopisu - Jan Sutula	IV okł.
PRZEGLĄD WYDAWNICTW	IV okł.
ADRES REDAKCJI: Warszawa 10, ul. Nowowiejska 1 Tel. 25-29-85	

z kraju i zagranicy

WYSTAWY SPRZĘTU RADIOELEKTRONICZNEGO

Marzec i kwiecień były miesiącami wyjątkowo obfitymi w wystawy różnego rodzaju sprzętu elektronicznego, pomiarowego i aparatury radiowo-telewizyjnej.

W warszawskim Muzeum Techniki NOT zorganizowano staraniem Stowarzyszenia Elektryków Polskich i Ośrodka Postępu Technicznego NOT wystawę pod nazwą „Elektronika – czynnikiem postępu w gospodarce narodowej”. Celem tej wystawy było przedstawienie możliwości zastosowania elektroniki, automatyki i telekomunikacji w codziennej pracy zawodowej inżynierów i techników, oraz wprowadzenia ich do użytku we wszystkich dziedzinach gospodarki narodowej.

Ekspozycja wybranych urządzeń i systemów unaoczniała w jaki sposób elektronika upraszcza wykonywanie trudnych i skomplikowanych czynności, zastępuje pracę człowieka, ułatwia organizację pracy i usprawnia proces zarządzania.

W czasie trwania wystawy wygłoszone były ciekawe odczyty prezentujące stan elektroniki i telekomunikacji w Polsce, a także światowe tendencje rozwojowe tych dziedzin techniki.

Na drugiej, bardziej specjalistycznej wystawie czeskosłowackiej aparatury jądrowej, zorganizowanej przez Zjednoczenie POLON i firmę TESLA, demonstrowano nowoczesny sprzęt i aparaturę pomiarową (przrządy dozymetryczne, mierniki poziomu, mierniki gęstości i wilgotności gleby itp.), szeroko wykorzystywane w gospodarce narodowej.

Trzecia z kolei wystawa wyrobów radioelektronicznego przemysłu Jugosławii zaznajomiła zwiedzających z bogatym asortymentem produkowanych w tym kraju odbiorników radiowych i telewizyjnych oraz innego sprzętu elektrycznego.

A oto kilka pozycji świadczących o różnorodności tej produkcji.

- **Odbiorniki przenośne:** produkuje się 23 typy odbiorników tranzystorowych, w tym np. odbiorniki „Apolo 12” z zakresem fal długich, średnich, 2 krótkich, UKF – już na układach scalonych.

- **Odbiorniki samochodowe:** 3 typy, w tym 1 odbiornik ze wzmacniaczem mocy dla autobusów.

- **Wzmacniacze mocy HI-FI:** 3 typy o mocy wyjściowej 16 W, 32 W i 40 W.

- **Odbiorniki radiofoniczne:** 14 typów, w tym 2 stereofoniczne (np. AS-stereo Multiplex na 4 zakresy fal, wyposażony w 25 tranzystorów i 13 diod).

- **Odbiorniki telewizyjne:** 39 typów, w tym 1 dla telewizji kolorowej „Spektar” z kineskopem 63 cm, 1 przenośny „Minivox de Luxe” z kineskopem 28 cm i 1 na układach scalonych i tranzystorach krzemowych „Czarni Biser”. Wszystkie odbiorniki przewidziane również dla odbioru UHF, a większość z nich ma kineskopy 61 i 63 cm. Cena przeciętna telewizora z kineskopem 61 cm wynosi 2800 dinarów (około 185 dolarów).

Dla radioelektroników-pomiarowców najbardziej interesująca była wystawa objazdowa firmy MARCONI-INSTRUMENTS Ltd. eksportująca wyroby w ważniejszych ośrodkach naukowo-przemysłowych w kraju. Firma ta, znana na świecie z produkcji sprzętu radiowo-telewizyjnego, zaprezentowała interesujący asortyment najnowocześniejszych przyrządów pomiarowych. Na uwagę zasługiwały:

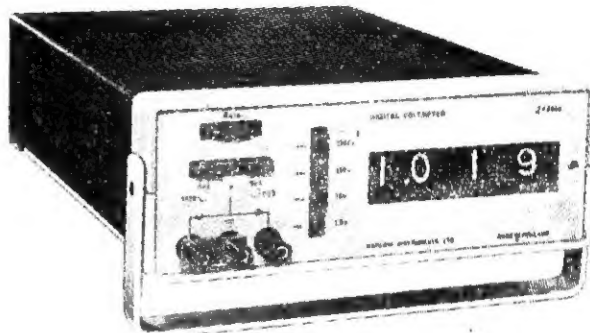
- **Woltomierz cyfrowy TF2660** – rys. 1 – dla zakresów 1,9 do 1000 V o dokładności 0,3%, bardzo prosty w obsłudze, podręczny i tani, o ciężarze 3,5 kg. Opór wejściowy 1 do 10 MΩ. Firma zapowiedziała zaprezentowanie na MTP nowego typu uniwersalnego przyrządu (TF2670) na prąd stały i zmienny, z omiernikiem o dokładności 0,1% w podobnym rozwiązaniu.

- **Woltomierz lampowy TF2600** – rys. 2 – szerokopasmowy na zakres od 10 Hz do 5 MHz, od 1 mV do 300 V i dokładności 1–3% zależnie od pasma częstotliwości. Część wzmacniająca przyrządu można wykorzystać niezależnie jako wzmacniacz szerokopasmowy od 10 Hz do 10 MHz (6 dB). Opór wejściowy 10 MΩ i 16 pF.

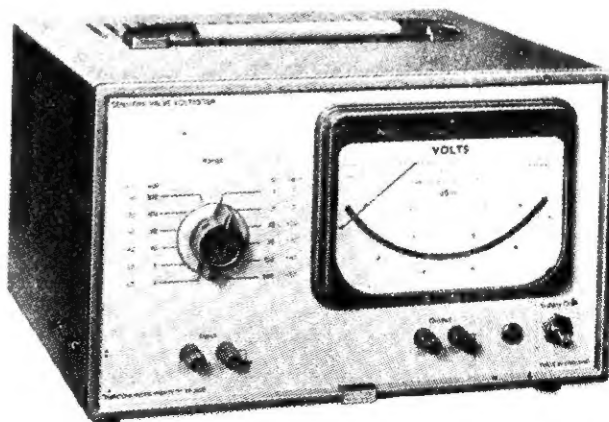
- **Miernik mocy w.c.z. TF2502** – rys. 3 – pracujący w pasmie od prądu stałego do 1 GHz; pomiar w zakresie 3 W i 10 W na pełne wychylenie. Elementem pomiarowym jest termopara, którą można oddzielnie wmontować do badanego układu. Opór wejściowy 50 Ω. W przyrządzie wbudowany jest dodatkowo detektor diodowy wykorzystywany np. jako wskaźnik dostrajania mierzonego nadajnika, lub jako demodulator z wyjściem sygnału na słuchawkę. Dokładność ± 5% w stosunku do pełnego wychylenia.

- **Generator sygnałowy AM/FM typ TF2002AS** – rys. 4 – pracujący w zakresie 10 kHz do 72 MHz w 8 podzakresach. Dzięki wbudowanemu kalibratorowi kwarcowemu (sygnały harmoniczne 10 kHz, 100 kHz i 1 MHz) umożliwia uzyskanie dokładności nastawienia częstotliwości do 1%. Przewidziano w nim możliwość modulacji

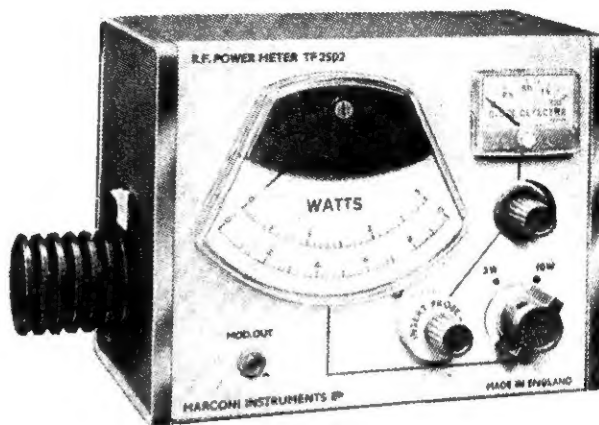
amplitudy do 100% za pomocą wbudowanego oscylatora (20 Hz do 20 kHz), oraz powyżej 100 kHz możliwość modulacji częstotliwości. Do zdejmowania charakterystyk selektywności odbiorników lub filtrów służy oddzielne pokrętko do przestrojenia generatora o ± 150 Hz do 5 i 50 kHz zależnie od zakresu. Napięcie wyjściowe regulowane od 0,1 μV do 1 V za pomocą tłumika skokowo co 1 dB i 20 dB z dokładnością ± 1 dB.



Rys. 1



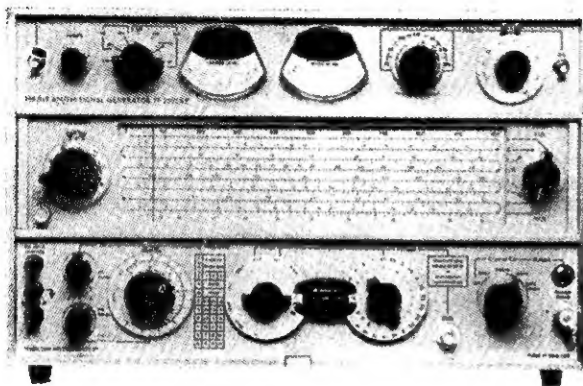
Rys. 2



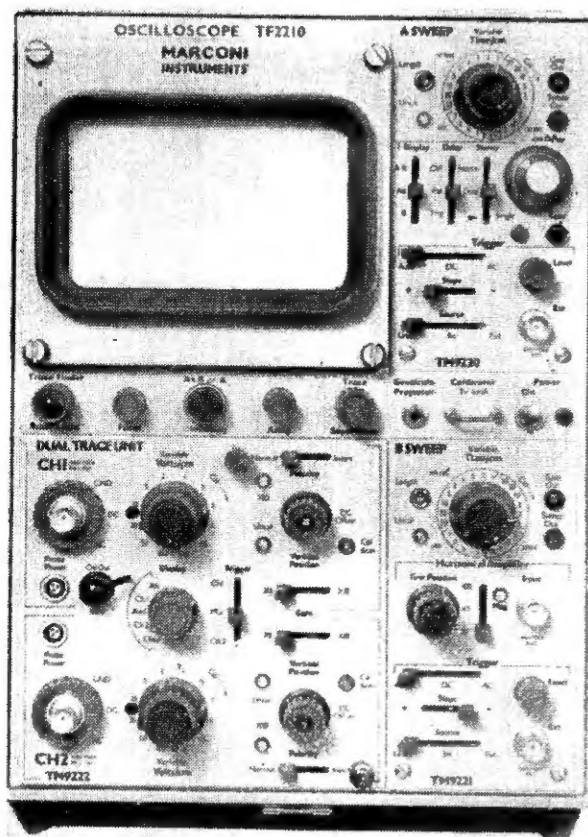
Rys. 3

- **Generator sygnałowy FM typ TF2006** dla zakresów od 4 do 1000 MHz z maksymalną dewiacją do 300 kHz. Przyrząd składa się z oddzielnych 5 bloków oscylatorów pokrywających poszczególne podzakresy. Wbudowany kalibrator kwarcowy umożliwia uzyskanie dokładności $3 \cdot 10^{-6}$. Napięcie wyjściowe regulowane od 0,1 μV do 200 mV za pomocą tłumików o skoku co 1 dB i 20 dB.

- **Oscyloskop TF2210** – rys. 5 – o pasmie 0–100 MHz i czułości 50 mV/cm, lub 5 mV/cm w pasmie do 75 MHz lub 500 μV/cm w pasmie do 15 MHz. Jest on całkowicie tranzystorowy, jedynie tylko na wejściu wzmacniacza Y zastosowano lampy „Nuvistor” (we wkładce 2-kanalowej). Na prostokątnym ekranie lampy oscyloskopowej o wymiarach 6 × 10 cm można obserwować 2 przebiegi niezależnie albo równocześnie – korzystając z wbudowanego przełącznika elektronicznego, przełączającego z częstotliwością 1 MHz, lub też zsumowane algebraicznie. Odpowiednio do dwóch wzmacniaczy pionowych – oscyloskop ma dwie niezależne podstawy czasu



Rys. 4



Rys. 5

o szybkości przesuwania plamki od 50 ns/cm do 1 s/cm. Czułość wzmacniacza poziomego o pasmie 0 ÷ 5 MHz wynosi 0,1 V/cm. Rozmiary oscyloskopu: 325 × 255 × 538 mm, ciężar 22,5 kg.

NOWE OPRACOWANIA PRZYRZĄDÓW POMIAROWYCH

Znana firma ROHDE u. SCHWARZ anonsuje, między innymi, dwa nowe modele elektronicznych przyrządów pomiarowych.

● Mikrowoltomierz (rys. 6) przeznaczony do pomiarów napięć zmiennych w zakresie od 10 Hz do 15 MHz, dla wartości skutecznych o współczynniku kształtu krzywej $S \leq 10$ oraz wartości szczytowych dla współczynnika kształtu $S \leq 100$.

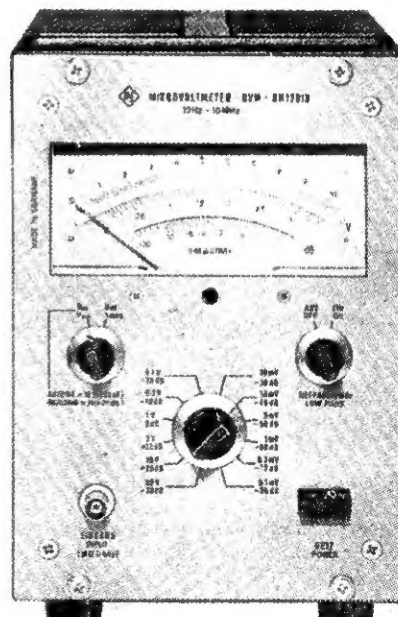
Zakres pomiarów obejmuje wartości od 100 μ V do 30 V dla wartości skutecznej i do 300 V dla wartości szczytowej. Błąd pomiaru wynosi około 1%. Opór wejściowy przyrządu wynosi 1 M Ω i 40 pF; przy zastosowaniu dzielnika 10:1 opór wejściowy wyniesie 10 M Ω i 10 pF.

Charakterystyka częstotliwościowa układu jest prostoliniowa przy spadku o 3 dB dla częstotliwości 2 Hz i 25 MHz. Przy pomiarze

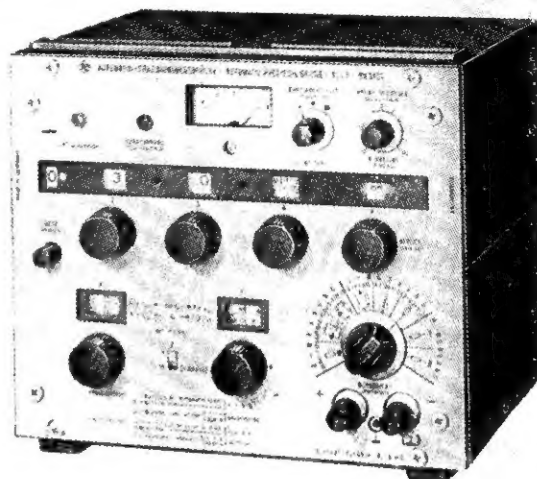
wartości skutecznej zastosowano tranzystory polowe jako elementy o charakterystyce kwadratowej.

● Automacyjny mostek precyzyjny RLC (rys. 7). Przyrząd ten służy do pomiaru oporów od 10 m Ω do 10 M Ω , indukcyjności od 1 μ H do 1000 H, pojemności od 1 pF do 1000 μ F, kąta stratności i współczynnika dobroci w zakresie częstotliwości od 50 Hz do 20 kHz.

Błąd pomiaru dla oporów, indukcyjności i pojemności wynosi średnio 0,1%, zaś dla współczynnika dobroci i kąta stratności około 5%.



Rys. 6



Rys. 7

Wbudowany układ automatyki wyrównuje mostek w zakresie kąta stratności przy pomiarach pojemności oraz współczynnika dobroci przy pomiarach indukcyjności, wskazując równocześnie na mierniku kierunek regulacji mostka.

Odczyt wyników w postaci cyfrowej ułatwia posługiwanie się mostkiem.

Przyrząd ma wbudowany generator o częstotliwości 1000 Hz, a poza tym może współpracować z generatorem zewnętrznym w zakresie częstotliwości od 50 Hz do 20 kHz.

Właściwości i zachowanie się elementów montażowych przy wysokich częstotliwościach

mgr inż. Tadeusz Słektorski

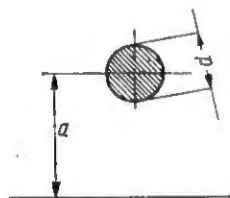
W zakresie UHF poszczególne elementy montażowe nie przedstawiają sobą czystych składowych rzeczywistych (rezystancja) lub urojonych (reaktancja), lecz tworzą zawsze ich układy złożone. Oznacza to, że w każdym przypadku przy projektowaniu obwodów, np. tunerów UHF, należy ten fakt uwzględnić i to tym bardziej, że składowe niepożądane bardzo często przekraczają i to nawet kilkunastokrotnie wartość składowych nominalnych.

Celem niniejszego artykułu będzie wyjaśnienie wpływu częstotliwości na parametry elementów montażowych oraz omówienie typowych zabiegów zmierzających do skutecznego wyeliminowania go.

Odcinek przewodu w zakresie UHF

W zakresie UHF parametry zwykłego przewodu połączeniowego są wielkościami istotnie zależnymi od częstotliwości, rozmiarów i użytego materiału.

Najpierw omówimy problem indukcyjności na jednostkę długości. Wielkość tę rozpatruje się w zależności od odległości danego przewodu od przewodzącej płaszczyzny znajdującej się w pobliżu np. obudowy tunera tak, jak to pokazuje rys. 1.



Rys. 1. Rysunek poglądowy do obliczania jednostkowej indukcyjności przewodu

Indukcyjność takiego przewodu wyraża się wzorem:

$$L = 2 \ln \frac{4a}{d} \text{ [nH/cm]}$$

w którym:

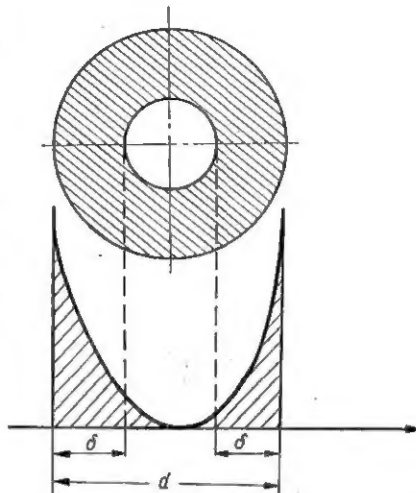
d — średnica przewodu w cm,
 a — odstęp od warstwy przewodzącej w cm.

I tak według powyższego wzoru dla $a = 1$ cm i $d = 0,3$ cm otrzymujemy wartość $L = 4$ nH/cm.

Przewód oprócz indukcyjności wykazuje również jednostkową pojemność (w stosunku do płaskiej płaszczyzny):

$$C = \frac{\epsilon_{wp}}{18 \ln \frac{4a}{d}} \text{ [pF/cm]}$$

ϵ_{wp} — stała dielektryczna przestrzeni otaczającej przewód. Dla $a = 1$ cm, $d = 0,3$ cm i $\epsilon_{wp} = 1$, jednostkowa pojemność wynosi około 0,22 pF/cm.



Rys. 2. Zależność gęstości prądu w.c.z. w przekroju przewodu

Dodatkowo musimy uwzględnić jeszcze straty na naskórkowość związane z przepływem prądu tylko w zewnętrznej warstwie przewodu. Dla zakresu UHF równoważny opór strat można obliczyć następująco:

$$R_{str} = 6,33 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{l}{d} \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu_w \cdot f}$$

pozy czym:

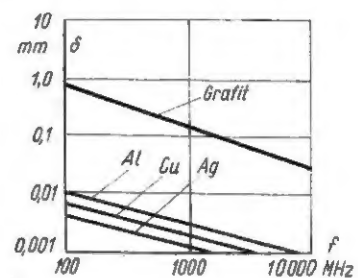
l — długość przewodu w cm,
 d — średnica przewodu w cm
 ϵ — opór właściwy [$\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$]
 μ_w — przenikalność magnetyczna względna
 f — częstotliwość [MHz].

W literaturze spotyka się często pojęcie grubości warstwy przewodzącej zdefiniowanej jako grubość warstwy przewodnika, w której następuje wnikanie prądu (rys. 2). Grubość tę obliczamy (w mm) następująco:

$$\delta = 0,5 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu_w \cdot f}}$$

Im większa jest grubość wnikania δ tym mniejsze są straty na naskórkowość. Zależność głębokości wnikania dla różnych materiałów w funkcji częstotliwości przedstawia rys. 3.

W wyniku powyższych rozważań każdy przewód w zakresie UHF należy rozpatrywać jako przewód o



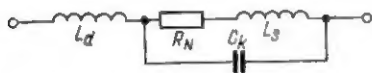
Rys. 3. Przebieg równoważnej grubości warstwy przewodzącej dla niektórych materiałów w funkcji częstotliwości (Al, Cu, Ag i grafit)

określonej indukcyjności, pojemności i stratach. Długi przewód może zatem już stanowić zauważalną indukcyjność i może on psuć dobroć obwodu wskutek wzrostu strat, bądź też promieniować energię. W sumie więc zaprojektowanie tunera UHF wymaga nawet określenia długości przewodów oraz ich ułożenia.

Rezystory

W pasmie UHF każdy rezystor może być przedstawiony układem zastępczym, jak na rys. 4.

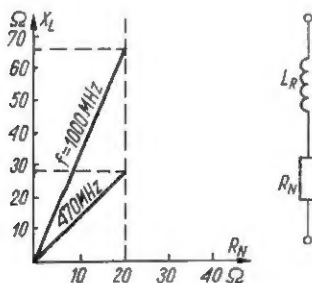
Jak widać na rysunku, stosowanie rezystorów drutowych jest tu niemożliwe ze względu na obecność indukcyjności i pojemności, które mogą powodować powstawanie niepożądanych rezonansów. Dlatego też w układach UHF stosujemy głównie rezystory objętościowe, tzn. takie, w których głębokość wnikania jest duża, co zmniejsza wpływ strat z powodu efektu naskórkowości. Do tego celu najlepiej nadają się rezystory borowęglowe (rys. 3), przy których grubość warstwy oporowej jest rzędu 0,1 mm, co przy grubości wnikania kilka razy większej zapewnia brak strat na naskórkowość.



Rys. 4. Układ zastępczy rezystora dla pasma UHF
 R_N - rezystancja nominalna, L_s - indukcyjność spirali oporowej, C_k - pojemność kołpaków, L_d - indukcyjność doprowadzeń

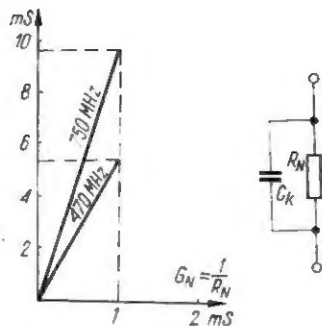
Przeprowadza się też zabiegi mające na celu wyeliminowanie pojemności C_k przez niestosowanie kołpaków i indukcyjności L_s przez niestosowanie spirali.

Inną sprawą jest tu natomiast eliminacja indukcyjności doprowadzeń L_d . Radzimy sobie z tym tak, że wyprowadzenia wykonujemy możliwie krótkie. Praktycznie stosowane rezystory mają obciążalność 0,1÷0,25 W, przy czym i w tym przypadku najlepsze są borowęglowe, gdyż mają największą przeciążalność. W praktyce jednak rezystory



Rys. 5. Przebieg impedancji rezystora o małej rezystancji nominalnej dla $R_N = 20 \Omega$ i $L_R = 10 \text{ nH}$; widać, że wartość składowej indukcyjnej może być nawet kilka razy większa od wartości składowej rzeczywistej

mimo tych zabiegów będą miały i tak pewną składową indukcyjną bądź pojemnościową, przy czym re-



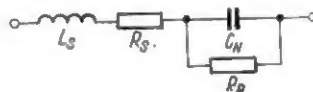
Rys. 6. Przebieg impedancji rezystora o dużej rezystancji nominalnej dla $R_N = 1 \text{ k}\Omega$ i $C_k = 2 \text{ pF}$. Dla 750 MHz składowa pojemnościowa jest blisko 10 razy mniejsza od składowej rzeczywistej

zystory o małej rezystancji cechować będzie składowa indukcyjna, a rezystory o rezystancji dużej — składowa pojemnościowa (rys. 5 i 6).

Rezultatem efektów przedstawionych na rys. 5 i 6 jest to, że stosowane rezystory będą tłumili w pasmie UHF konkretne obwody znacznie silniej niż to wynikałoby z wartości nominalnej ich rezystancji, co też trzeba uwzględnić przy projektowaniu tunera.

Kondensatory

Schemat zastępczy kondensatora dla wysokich częstotliwości jest przedstawiony na rys. 7.

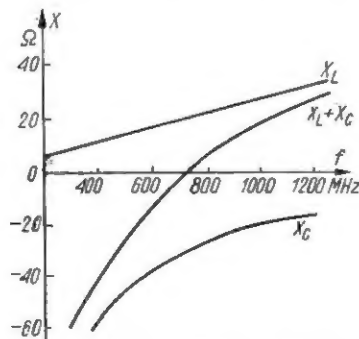


Rys. 7. Schemat zastępczy kondensatora w pasmie UHF:

C_N - pojemność nominalna, L_s - indukcyjność doprowadzeń, R_g - straty omowe doprowadzeń, R_p - straty dielektryka

Największym wrogiem kondensatora jest indukcyjność jego doprowadzeń.

Na rys. 8 przedstawiono wielkość zastępczej reakcji w funkcji częstotliwości kondensatora o pojemności $C_N = 10 \text{ pF}$ i $L_s = 10 \text{ nH}$



Rys. 8. Przebieg zastępczej reakcji kondensatora o $C_N = 10 \text{ pF}$ i $L_s = 10 \text{ nH}$ w funkcji częstotliwości

(indukcyjność prostego przewodu o długości 14 mm i średnicy 0,5 mm). Tak więc dla częstotliwości powyżej 700 MHz kondensator taki nie jest już kondensatorem, ale cewką. Wynika stąd konieczność budowy kondensatorów o krótkich i możliwie szerokich wyprowadzeniach (małe L_s). Wygląd takich dwóch typowych kondensatorów przedstawia rys. 9 a, b.

Kondensatory płytkowe stosuje się głównie do odsprężania, kondensatory przepustowe do filtracji; często taki kondensator przepustowy zawiera już w sobie filtr typu π .

Straty w kondensatorach powodowane są z reguły przez:

- straty omowe w doprowadzeniach,
- straty omowe w okładzinach,
- straty w materiale izolacyjnym.

Ogólnie w literaturze dzieli się je na straty w dielektryku określone przez $\text{tg } \delta_p$ i straty omowe określone przez $\text{tg } \delta_s$.

$$\text{tg } \delta_p = \frac{1}{\omega R_p \cdot C_n} \quad \text{tg } \delta_s = R_s \cdot \omega C_n$$

Katalogi firmowe podają natomiast wypadkowy kąt stratności

$$\text{tg } \delta_c = \text{tg } \delta_p + \text{tg } \delta_s$$

Wielkość wypadkowa kąta stratności jest zależna od częstotliwości i współczynnika przenikalności dielektrycznej (rys. 10).

Na rysunku widać, że masy izolacyjne mające duże ϵ_w będą miały też duży kąt stratności, a zatem będą one mogły być używane tylko do kondensatorów przepustowych.

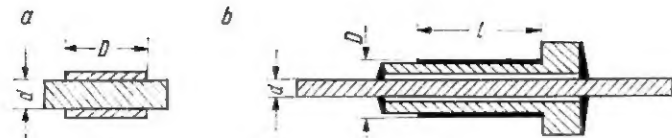
Dielektrykami najczęściej używanymi w NRD i NRF są: kalit, tempa S i epsilan. W tabelicy 1 podano wartości przenikalności dielektrycznej i kąta stratności tych materiałów dla pasma IV i V.

Dławiki

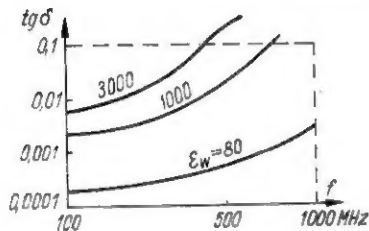
Używane są one najczęściej z kondensatorami przepustowymi do blokowania drogi sygnałom w.c.z. do źródła napięcia stałego. Schemat zastępczy takiego członu blokady składającego się z dławika L_s i kondensatora bocznikującego C przedstawiono na rys. 11.

Napięcie na wyjściu dławika wynosi:

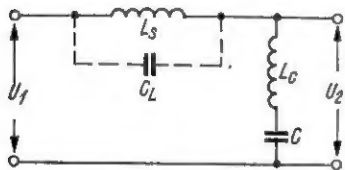
$$U_2 = \frac{X_c}{X_L + X_c} U_1$$



Rys. 9. Przekroje stosowane w technice UHF kondensatorów
a - przekrój kondensatora płytkowego, b - przekrój kondensatora przepustowego



Rys. 10. Współczynnik wypadkowych strat kondensatorów wykonanych z materiałów o różnym ϵ_w w funkcji częstotliwości



Rys. 11. Układ oddzielający w tunerach źródło zasilania od obwodów w.c.z.

Dla dobrego wytłumienia napięcia w.c.z. na wyjściu, reaktancja indukcyjna L_s powinna być dla danej częstotliwości możliwie duża, a

najwyżej kilka zwojów i to ułożonych stosunkowo daleko od siebie.

Długość drutu dławika projektujemy tak, aby dla środka pasma ($\lambda_s = 50$ cm) utworzyć transformator ćwierćfalowy, czyli $l = 12,5$ cm.

Tablica 1
Wartości przenikalności dielektrycznej i kąta stratności najczęściej używanych w NRF i NRF materiałów dla pasm IV i V

Materiał	ϵ_w	$\text{tg } \delta_c \cdot 10^3$
Kalit	6,5	1
Tempa S	19	0,4
Epsilon	5000	5,0

reaktancja pojemnościowa kondensatora C możliwie mała. Z kolei jednak większa reaktancja indukcyjna związana jest z większą indukcyjnością L_s , a ta ma większą pojemność bocznikującą C_L ; tak więc maksymalna wartość L_s jest ograniczona. Ograniczona jest również wartość C . Małe X_c to duże C , czyli zwiększona indukcyjność doprowadzeń L_c . Dlatego też w tym przypadku stosujemy jedynie kondensatory przepustowe. Z kolei, aby pojemność własna dławika była możliwie mała, dławik powinien mieć

Przy średnicy zwojów 4÷6 mm daje to 10—6 zwojów.

Literatura:

1. K. Streng — „Odbiór telewizyjny na falach decymetrowych” WKŁ 1966.
2. H. Meinke — „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik”, Springer-Verlag, 1956.
3. C. Rini — „Handbuch für Hochfrequenz und Elektrotechnik”, Band IV GmbH, 1957.
4. H. Matrini — „Das Verhalten von Schaltelementen und Schaltungen bei hohen Frequenzen”, Beilage zur Funktechnik nr 16—18, 21/1957.

inż. Innocenty Konwicki-SP2RO

WZMACNIACZ LINIOWY NA 145 MHz

Opis dotyczy modelu wykonanego na zlecenie redakcji i praktycznie wypróbowanego przez konstruktora

Jak zwiększyć moc nadajnika na pasmo 145 MHz? — zastanawia się niejeden radioamator. Odpowiedź jest prosta: należy dobudować do istniejącego nadajnika jeszcze jeden stopień — wzmacniacz mocy. Jeżeli to ma być tylko wzmacniacz mocy, to ze względu na stosowanie w poprzednim nadajniku mniejszej mocy emulsji CW, AM lub SSB — musi to być wzmacniacz liniowy.

Celem zleconej mi pracy było wykonanie wzmacniacza liniowego o mocy wyjściowej rzędu 40÷50 W w pasmie 145 MHz oraz przeprowadzenie pomiarów i prób eksploatacyjnych. Podczas wykonywania pomiarów stwierdziłem, że ten sam układ elektryczny po minimalnych korektach można wykonać w wersji drugiej, tj. dla mocy wyjściowej rzędu 100 W.

Konstrukcję wzmacniacza oparłem na założeniu, aby wszystkie użyte w nim elementy były dostępne na rynku krajowym. Wzmacniacz ten powinien również mieścić się w identycznym jak stopień sterujący panelu, tj. ograniczony wymiarami 280×160×150 mm.

Widok wzmacniacza od strony płyty czołowej przedstawiono na rys. 1, zaś od strony montażu — na rys. 2.

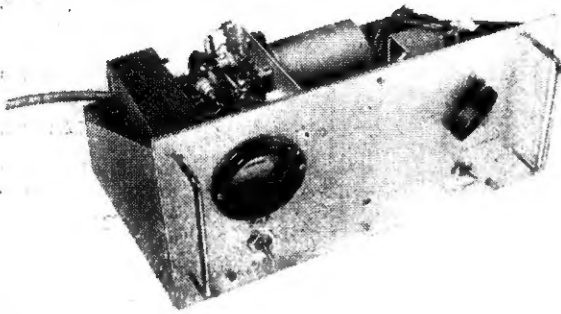
WYBÓR UKŁADU ELEKTRYCZNEGO

Jako podstawę rozważań przyjęto zastosowanie w projektowanym wzmacniaczu lampy produkcji krajowej typu QQ004/11, której odpowiednikami są między innymi: QQE06/40, FY19, REE30B, SRS445L, 5894 i inne. Lampy tego typu jako wzmacniacze liniowe mogą pracować w klasie A, B, AB1, AB2 lub w liniowej klasie C.

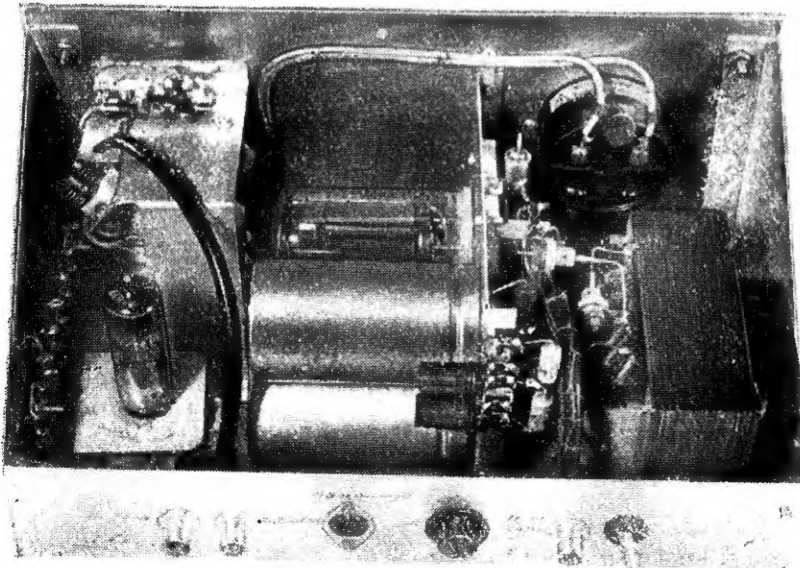
Ze względu na sprawność — najlepszym rozwiązaniem jest praca w liniowej klasie C. Ma ono jeszcze tę zaletę, że nie są tu wymagane żadne dodatkowe stabilizowane napięcia zasilające, oprócz anodowego. Z wielu możliwych do przyjęcia układów przyjęto do realizacji układ z lampą zabezpieczającą, wielokrotnie omawiany na łamach różnych publikacji, jako układ z „klamrą”.

Zasada pracy wzmacniacza liniowego z lampą zabezpieczającą jest następują-

ca. Wzmacniacz ustala sobie warunki pracy sam przez detekcję napięcia sterującego doprowadzonego do siatki lampy wzmacniającej. Napięcie na siatce ekranującej zmienia się w rytm zmian napięcia wzbudzającego. W przypadku braku wystawiania — lampa zabezpieczająca o potencjale zerowym na siatce sterującej przewodzi duży prąd. Napięcie na jej anodzie spada, a więc spada też napięcie na siatce drugiej lampy końcowej połączonej galwanicznie z anodą lampy zabezpieczającej. Lampa wzmacniacza nie otrzymuje odpowiedniego napięcia na siatce ekranującej i przez nią płynie mały prąd anodowy. Po doprowadzeniu napięcia sterowania następuje w lampie wzmacniającej detekcja sygnału sterującego, co powoduje powstanie na oporniku siatkowym R_s (wspólnym dla obydwu lamp) napięcia ujemnego zatykającego lampę zabezpieczającą. Napięcie na siatce ekranującej lampy wzmacniającej wzrasta, gdyż lampa L_2 zostaje zablokowana. Przez lampę L_1 płynie wtedy duży prąd anodowy.



Rys. 1. Widok wzmacniacza od strony płyty czołowej



Rys. 2. Widok podstawy montażowej wzmacniacza

Aby wzmacniacz pracował liniowo, lampa zabezpieczająca powinna pracować również liniowo, tzn. w miarę wzrostu sygnału sterującego powinno narastać napięcie na siatce ekranującej lampy końcowej, aż do właściwego punktu pracy. Okazuje się, że lampa typu EL84 pracuje najbardziej liniowo w układzie tetrody, a nie w połączeniu triodowym.

WZMACNIACZ LINIOWY NA 145 MHz — WERSJA I —

Schemat ideowy kompletnego wzmacniacza liniowego wraz z zasilaczem przedstawiono na rys. 3. Wzmacniacz ten składa się z części wzmacniającej i zasilacza.

Zasada działania układu została już omówiona, wobec czego podam tu jedynie wyniki pomiarów i odpowiednie wnioski.

Warunki pracy lamp wzmacniacza w wersji I ujęto w tabelicy 1. Dane zamieszczone w tej tabelicy odnoszą się do przypadku, gdy moc sterująca wzmacniacza wynosiła 1 W.

Przeprowadzając pomiary zdjęto krzywą zależności ujemnego napięcia siatkowego lampy L2 w zależności od mocy sterującej. Z krzywej tej (rys. 4) można się zorientować, jaką mocą sterującą aktualnie dysponujemy, znając

wzmacniacza, tj. do uzyskania mocy wyjściowej około 40 W na CW lub 80 W PEP na SSB wystarczy moc sterująca około 1 W.

Dalszy interesujący wniosek to stwierdzenie, że przy tak małej mocy potrzebnej do sterowania wystarczy wzmacniacz ten sterować już z powielacza 72/144 MHz pracującego np. z lampą EL180F lub EL83. Pomijamy wtedy stosowany zwykle przed lampą QQ004/11 (QQE06/40) wstępny wzmacniacz mocy zwykle z lampą QQE03/12 lub FY32, co znacznie upraszcza budowę nadajnika UKF.

Zwiększenie mocy sterującej ponad 5 W nie powoduje już wzrostu mocy wyjściowej, wręcz przeciwnie — moc ta znacznie maleje. Moc sterująca wzmacniacza powinna wynosić 0,2÷3 W.

Uruchomienie i strojenie

Uruchomienie i strojenie wzmacniacza rozpoczynamy od sprawdzenia napięć zasilających, które powinny być zgodne z danymi na schemacie ideowym i w tabelicy 1. Napięcia te odnoszą się do spoczynkowego stanu wzmacniacza (wzmacniacz nie jest sterowany, ale prądy spoczynkowe lamp płyną).

Za pomocą grid-dip-metru dostrajamy wstępnie cewki L_2 i obwód L_3C_4 do rezonansu. Doprowadzamy sterowanie. Ścisnąc lub rozciągając cewkę L_2 oraz kręcąc trymerem C_1 staramy się uzyskać maksimum ujemnego napięcia na oporniku R_2 . Włączamy zasilanie i zwieramy w gnieździe sterowania sworznie 3 i 2. Zadziałają nam wtedy przełącznik antenowy doprowadzając jednocześnie napięcia zasilające do układu. Antena musi być wtedy dołączona do układu lub zastąpiona sztucznym obciążeniem 75 Ω /50 W.

Dostrajamy obwód wyjściowy L_3C_4 do rezonansu obserwując miernik w pozycji „Ia”. W momencie rezonansu prąd anodowy powinien spadać o 10÷20%.

Tabela 1

Warunki pracy lamp wzmacniacza w wersji I

L1 — QQ004/11 (QQE04/60)	Bez sygnału	Z sygnałem
U_a [V]	600	500
I_a [mA]	25	125 (po zestrojeniu)
U_{s2} [V]	17	170
U_{s1} [V]	0	-40
P_{wy} [W]	0	40 na CW lub ok. 80 W PEP na SSB
L2 — EL84	Bez sygnału	Z sygnałem
U_a [V]	17	170
U_{s2} [V]	105	145
U_{s1} [V]	0	-40

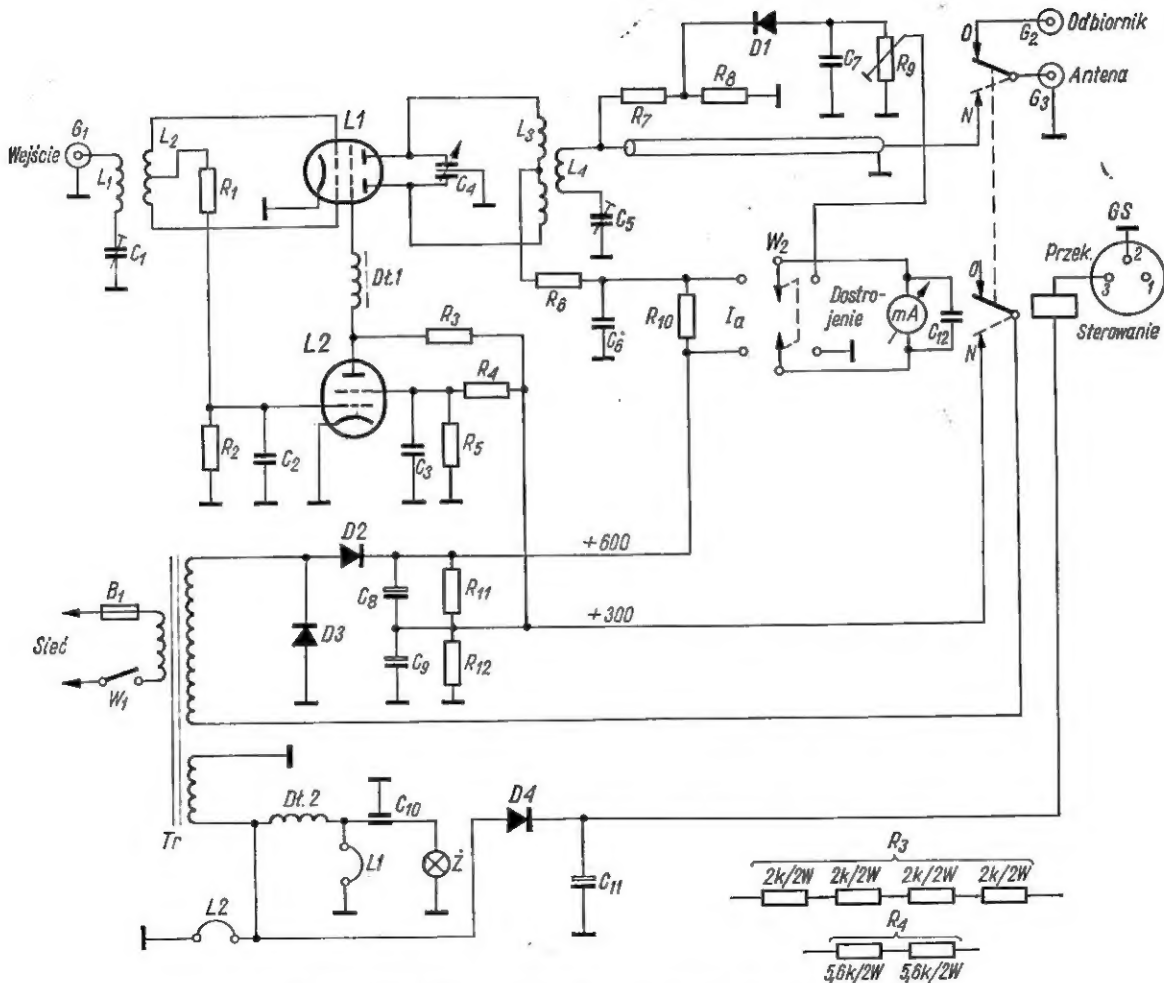
ujemne napięcie powstające na oporniku R_2 . Krzywa ta jest słuszna dla przypadku, gdy:

— obwody L_1C_1 i $L_2C_{we}L_1$ są w rezonansie,

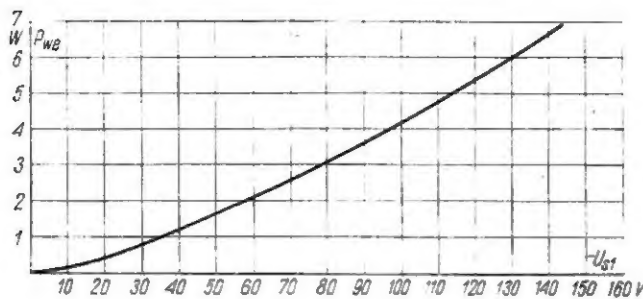
— pomiar był przeprowadzony miernikiem o $R_w = 30\ 000\ \Omega/V$.

Wykres na rys. 5 przedstawia zależność mocy wyjściowej od mocy sterującej. Z wykresu tego wynika interesujący wniosek: do pełnego wystrojenia

Przełączamy miernik w pozycję „dostrojenie” i ustawiamy potencjometr nastawny w takim położeniu, aby wskazówka miernika wychyliła się do połowy skali. Korygujemy teraz dostrojenie obwodów wyjściowych kondensatorami C_4 i C_5 na maksimum napięcia wskazywanego przez miernik. W razie potrzeby korygujemy jeszcze raz położenie ślizgacza potencjometru R_3 . W ten sposób wzmacniacz liniowy jest już gotowy do pracy.



Rys. 3. Schemat ideowy wzmacniacza liniowego na 145 MHz – wersja I



Rys. 4. Wykres ujemnego napięcia wytworzonego na oporniku R_2 w zależności od mocy sterującej

Manipulacja wzmacniacza odbywa się przez zwieranie do masy we wzbudnicy przewodu w obwodzie zasilania przekładnika antenowego.

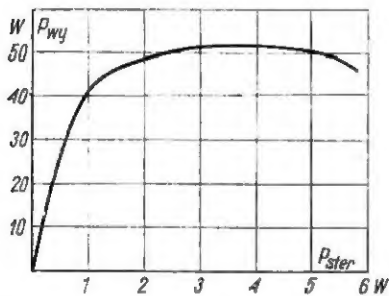
W momencie odbioru napięcia zasilające są wyłączane z układu, aby dać czas na ostygnięcie transformatora sieciowego Tr. Transformator ten jest tu przeciążony, ale praca amatorska nie jest pracą ciągłą i można dopuścić tu pewne przeciążenie transformatora w czasie nadawania.

Dane cewek wzmacniaczy w wersjach I i II ujęto w tabelicy 2.

Tabela 2

Dane cewek wzmacniacza w wersji I i II

Cewka	Liczba zwojów	Przewód	Średnica nawinięcia (mm)	Uwagi
L_1	2	TDY 1 × 0,5	9	Wciśnięta pośrodku L_2 .
L_2	5	CuAg Ø 1 mm	9	Długość nawinięcia = 20 mm, odstęp po 2,5 zwojach.
L_3	2,5 + 2,5	CuAg Ø 2 mm	10	2,5 zwoja, prosty odcinek o długości 8 mm – 1 2,5 zwoja. Szerokość nawinięcia całkowita = 35 mm. Opornik R_0 przyłutować pośrodku prostego odcinka.
L_4	2	TDY 1 × 0,8	10	W przerwie L_3



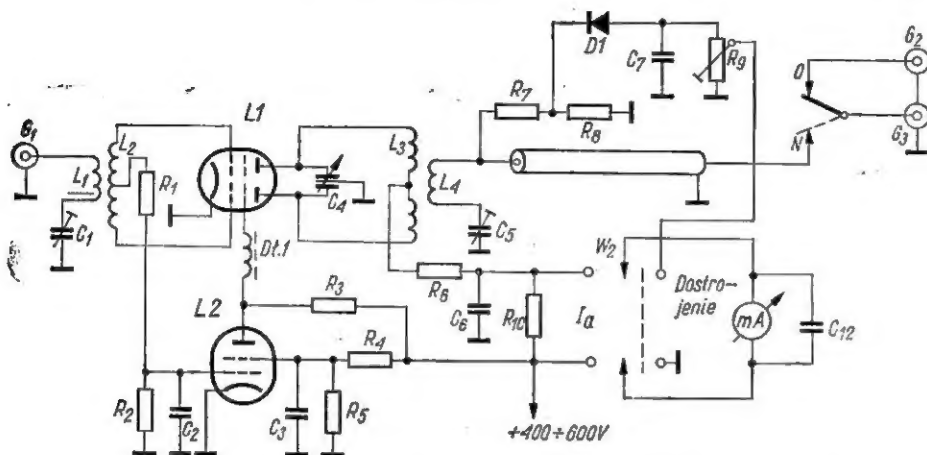
Rys. 5. Wykres zależności mocy wyjściowej od mocy sterującej

Moc doprowadzona do anody stopnia końcowego wynosi około 62 W, zaś moc wyjściowa przy sterowaniu mocą 1 W wynosi 40 W. Stąd sprawność wzmacniacza wynosi około 65%. Przy wzroście sterowania do 3 W moc wyjściowa

Lampy

L1 — QQ004/11 lub QQE06/40, REE30B, FY19, SRS4451, 5894 lub podobne wraz z podstawką
L2 — EL84, 6BQ5 itp. wraz z podstawką

G_5 — gniazdo diodowe 3-stykowe
D1, D2 — rurki ferrytowe RWO na przewodzie 0,8 mm
Milliamperomierz, np. 1 mA na całą skalę
Zarówka 6,3 V/0,3 A z oprawką.



Rys. 6. Schemat ideowy wzmacniacza liniowego na 145 MHz — wersja II

wzrasta do 48 W, co daje poprawienie sprawności do około 77%. Jednak gdy wzmacniacz ma pracować z nadajnikiem tranzystorowym, częściej będziemy korzystać z małej mocy sterującej, zadowalając się nieco mniejszą sprawnością.

Wykaz elementów

Kondensatory

- C_1 — trymer TP 50
- C_2, C_3, C_7, C_{12} — 1 nF typu KFP-IIIE 350 V
- C_4 — $2 \times 4+10$ pF typu P.45.04.000/III MORS (obecnie UNIMOR Z1) z przedłużoną osią
- C_5 — 20 pF typu P.45.03.000 MORS (obecnie UNIMOR Z1) lub trymer TP30
- C_6 — 150 pF typu KCR-N750 20% 1600 V
- C_8, C_9 — 2×100 μ F typu KEN 350 V (obie połówki równolegle)
- C_{10} — 1000 pF typu KFRP-IIIE 350 V
- C_{11} — 600 μ F typu KEK 15 V

Oporniki

- R_1 — 100 Ω MLT 0,25 W
- R_2 — 10 k Ω MLT 2 W
- R_3 — 8 k Ω (8 W lub 4×2 k Ω) 2 W MLT szeregowo
- R_4 — 11,2 k Ω (4 W lub $2 \times 5,6$ k Ω) 2 W MLT szeregowo
- R_5 — 18 k Ω (4 W lub $2 \times 5,6$ k Ω) 2 W MLT szeregowo
- R_6 — 100 Ω /0,5 W drutowy typu RDL-100-IIIE 10% 0,5 W
- R_7 — 6,8 k Ω /0,125 W typu OWS 123 10% lub MLT 0,125 W
- R_8 — 1 k Ω /0,125 W typu OWS 123 10% lub MLT 0,125 W
- R_9 — potencjometr nastawny PKD-300 pion. 5 k Ω
- R_{10} — bocznic do miliamperomierza na I_a max — 250 mA
- R_{11}, R_{12} — 82 k Ω 2 W MLT

Diody

- D1 — typu DOG31 lub podobna
- D2, D3 — BY236, DK62 lub BA564
- D4 — BY236, DK63 lub BA561

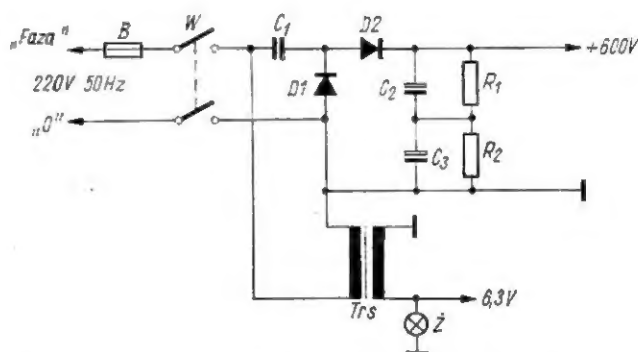
WZMACNIACZ LINIOWY NA 145 MHz — WERSJA II —

W wersji tej wykorzystano w pełni możliwości lampy QQ004/11. Układ elektryczny wzmacniacza przedstawiono na rys. 6. Różni się on od wzmacniacza w wersji I tym, że:

- jest zasilany tylko jednym napięciem — 600 V
- ma zmienione wartości oporników R_3, R_4 i R_6
- nie ma wbudowanej części zasilającej.

Lampy pracują w warunkach podanych w tabelicy 3. Moc sterująca wynosiła podobnie jak i w poprzednim przypadku 1 W dla danych z tabelicy 3.

Ponieważ do zasilania tej wersji wzmacniacza potrzebna jest dość znaczna moc, dlatego też zasilacz nie zmieścił się w narzuconych na wstępie gabarytach. Jest możliwe wykonanie wzmacniacza tej mocy wraz z zasilaczem, utrzymując rozmiary 280x160x150 mm, ale tylko przy zasilaniu bezpośrednio z sieci, gdy transformator sieciowy wykorzystany jest jedynie do żarzenia lamp. Układ takiego zasilacza przedstawiono na rys. 7, a schemat ideowy zasilacza dla wersji I — na rys. 8.



Rys. 7. Schemat ideowy zasilacza sieciowego bez transformatora wysokiego napięcia dla wersji II

Inne

- W_1, W_2 — wyłączniki błyskawiczne Pp22 lub PB4
- B_1 — bezpiecznik rurkowy 1 A w oprawce GBA
- Tr — transformator sieciowy TS60
- Prz — przełącznik antenowy z RBM
- G_1+G_3 — gniazda BNC-50-0/G1 lub podobne

cil się w narzuconych na wstępie gabarytach. Jest możliwe wykonanie wzmacniacza tej mocy wraz z zasilaczem, utrzymując rozmiary 280x160x150 mm, ale tylko przy zasilaniu bezpośrednio z sieci, gdy transformator sieciowy wykorzystany jest jedynie do żarzenia lamp. Układ takiego zasilacza przedstawiono na rys. 7, a schemat ideowy zasilacza dla wersji I — na rys. 8.

Warunki pracy lamp wzmacniacza w wersji II

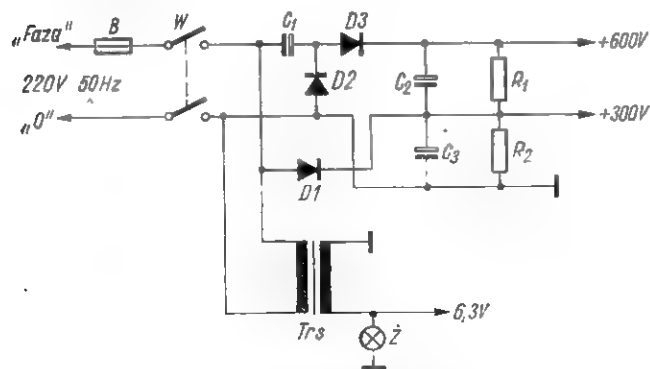
Tabela 3

L1 — QQ004/11 (QQE0/460)	Bez sygnału	Z sygnałem
U_a [V]	600	600
I_a [mA]	60	240 CW 200 SSB
U_{s2} [V]	40	200
U_{s1} [V]	0	—40
P_{wy} [W]	0	ok. 100 na CW, ok. 200 PEP na SSB
L2 — EL84	Bez sygnału	Z sygnałem
U_a [V]	40	200
U_{s2} [V]	125	170
U_{s1} [V]	0	—40

Ze wzmacniaczami zasilanymi bezpośrednio z sieci należy obchodzić się bardzo ostrożnie, gdyż jeden biegun sieci znajduje się na chassis i wzmacniacz powinien być zawsze włączony do sieci tak, aby przewód „0” był doprowadzony do podstawy (chassis) wzmacniacza. Praktycznie zrealizujemy to przez wyposażenie kabla sieciowego w nowoczesny wtyk umożliwiający „zerowanie” urządzeń odbiorczych. W przypadku starych instalacji elektroenergetycznych pociągnie to za sobą konieczność wymiany gniazda sieciowego w miejscu zainstalowania radiostacji.

Wykaz elementów stosowanych w układzie z rys. 6

$R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}$ — jak w układzie z rys. 3
 $C_1 + C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ — jak w układzie z rys. 3
 R_3 — 10 k Ω /30 W



Rys. 8. Schemat ideowy zasilacza sieciowego bez transformatora wysokiego napięcia dla wersji I

R_4 — 28 k Ω /10 W lub 5 \times 5,6 k Ω /2 W MLT szeregowo
 R_5 — 18 k Ω /6 W lub 1 \times 6,8 k Ω /2 W + 2 \times 5,6 k Ω /2 W MLT szeregowo
 R_7 — 15 k Ω /0,5 W MLT

Wykaz elementów stosowanych w układzie z rys. 7 i 8

B — bezpiecznik 1 A w oprawce GBA
W — wyłącznik błyskawiczny Pp 22 lub PB4
 $C_1 + C_2$ — KEN 100 + 100 μ F/350 V, obie połowki równolegle
D1, D2 — DK62, BY238 lub BA564
 R_1, R_2 — 68 k Ω /2 W MLT
Tr — transformator 220 V/6,3 V 2,8 A
W układzie z rys. 8 dodatkowo zamontowana jest dioda typu DK62, BY238 lub BA564.

Współpraca wzmacniacza liniowego z driverem

Ponieważ moc sterująca wzmacniacza w obu opisanych wersjach zawiera się w granicach 0,2+3 W, przeto wzmacniacze te można użyć jako końcowe w lampowych lub tranzystorowych nadajnikach QRP. Jako stopień napędzający do tych wzmacniaczy nadaje się układ opisany przez SP5FM w nrze 10/1965 pt. „Stabilny nadajnik ukf dla wszystkich”. Układy te mogą stanowić również integralną część nadajnika UKF na pasmo 145 MHz, z tym że należy je sterować bezpośrednio z ostatniego powielacza, np. z 72/145 MHz. Odpowiedni fragment takiego rozwiązania uwidocznił na rys. 9.

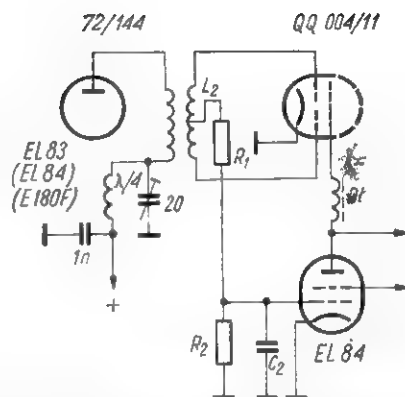
Przystosowanie wzmacniacza do pracy na pasmach KF

Wzmacniacz ten może być z powodzeniem wykorzystany do pracy na pasmach KF 3,5–28 MHz. Na pasmach KF obydwie systemy lampy pracują równolegle. Można tu korzystać z wersji I lub II, korygując układ według rys. 10.

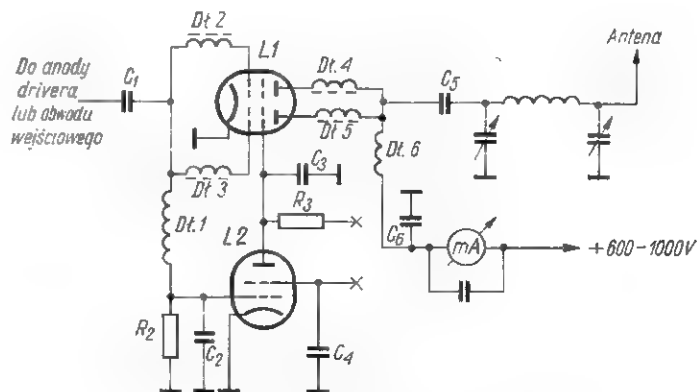
Przy $U_a = 1000$ V układ ten jest szczególnie wydajny dla SSB, gdyż można uzyskać z niego 250 W PEP. Wymagane jest jednak przy tym napięciu skorygowanie oporników R_3 i R_5 . Jako obwód wyjściowy można użyć układu typu „x”. Dane do projektowania można znaleźć w literaturze przeznaczanej dla amatorów (Kossobudzki i Ładno — „Amatorskie nadajniki KF i UKF”), lub skorzystać z jakiegoś gotowego opisu.

Elementy, które muszą być zmienione, to:

C_1 — 100 pF/500 V



Rys. 9. Sposób sterowania wzmacniacza liniowego UKF bezpośrednio z powielacza 72/144 MHz



Rys. 10. Schemat ideowy wzmacniacza liniowego na pasma KF

wzmacniacza na UKF. W ten sposób mamy układ zabezpieczony przed zakłóceniami w TV.

We wszystkich wykonaniach wzmacniaczy jako radiatorów na elektrody (anody lampy wzmacniającej) używano zacisków z dwoma wkrętami z energetycznych kostek połączeniowych 6-pozycyjnych sprzedawanych w sklepach elektrotechnicznych.

Mam nadzieję, że podana tu informacja o wzmacniaczach liniowych z lampą QQ004/11 (QQE06/40) zostanie praktycznie wykorzystana przez wielu amatorów pracujących w zakresach KF i UKF.

Odbiornik z jednym tranzystorem

Opisany tu odbiornik ma układ refleksyowy i jest przystosowany do współpracy ze słuchawką o oporze 80 Ω . Wykonany został z myślą o odbiorze programu Warszawa II (fała średnie 367 m) oraz Warszawa I (fała długie 1322 m). W praktyce zapewnia dostatecznie dobry odbiór w niewielkiej odległości od stacji nadawczej.

Odbiornik zasilają dwa akumulatory typu KN-0,2 napięciem 2,4 V. Jako źródło zasilania może być uży-

ta również bateria o napięciu 3 V. Tranzystor pobiera prąd 2,5 mA.

Schemat ideowy odbiornika przedstawiono na rys. 1. Sygnał w.c.z. indukujący się w cewce antenowej L_1 zostaje doprowadzony za pośrednictwem cewki L_2 do bazy tranzystora, gdzie ulega wzmocnieniu. Oporem obciążenia tranzystora dla sygnałów w.c.z. jest transformator Tr1. Kondensatory C_2 i C_5 zwiernają do masy sygnały o tej częstotliwości. Opornik R_3 tłumia transfor-

mator T_r poszerzając przenoszone pasmo częstotliwości oraz zmniejsza skłonności układu do drgań pasożytniczych. Uzwojenie wtórne transformatora łączy się z układem detekcyjnym zawierającym diodę D_1 , kondensator C_4 i opornik R_1 . Z mostka detekcyjnego sygnały m.cz. poprzez kondensator elektrolityczny

Rysunek 3 przedstawia wygląd zewnętrzny płytki odbiornika. Odbiornik uruchamia się po włączeniu słuchawki.

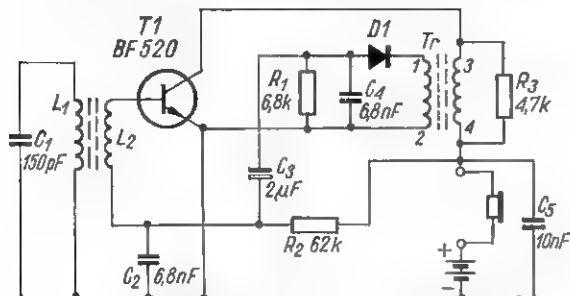
W opisanym układzie użyto tranzystora BF-520 VI grupy. W razie kłopotów z nabyciem takiego tranzystora można zastosować tranzystor germanowy p-n-p (np. TG40

ferrytowym. W przypadku wzbudzenia się odbiornika należy zamienić końcówki jednego z uzwojeń transformatora w.c.z. i oddalić obwód antenowy od transformatora.

WYKAZ ELEMENTÓW

Oporniki

R_1 — OBM 0,25 W/6,8 k/10%



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika

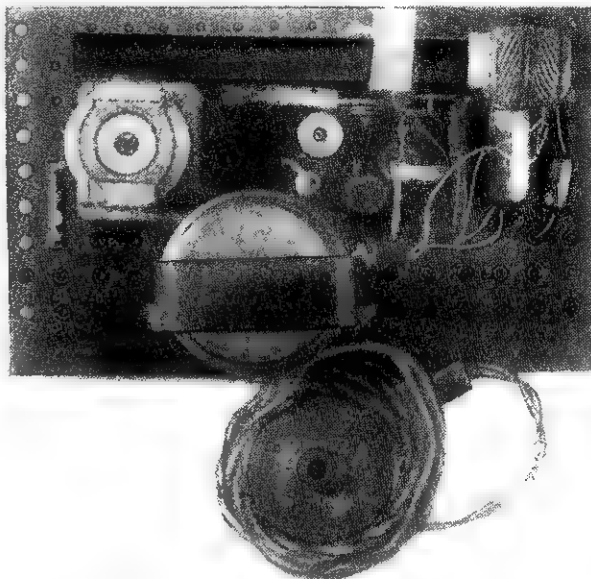
C_3 i cewkę L_2 zostają doprowadzone do bazy tranzystora. Oporem obciążenia tranzystora dla sygnałów m.cz. jest słuchawka. Opór uzwojenia pierwotnego transformatora dla sygnałów m.cz. można pominąć ze względu na małą indukcyjność.

Aby zapewnić dostatecznie dużą czułość odbiornika należy użyć tranzystora o dużym wzmacnieniu. Transformator w.c.z. i obwód antenowy muszą być wykonane starannie, według podanych wskazówek. Transformator T_r ma rdzeń ferrytowy kubkowy. Użyłem do tego celu typowego rdzenia z obwodu pośr.cz. odbiornika „Kolibier”. Sposób wykonania transformatora przedstawiono na rys. 2.

Jako antenę użyłem skrócony do połowy pręt ferrytowy z odbiornika „Kolibier”. Cewkę L_1 nawinałem ręcznie licą w.c.z. Można też użyć cewki nawiniętej koszykowo. Cewkę umieściłem na korpusie umożli-

lub AF428) o dużym współczynniku wzmacnienia β .

Uruchomienie odbiornika nie sprawia trudności, sprowadza się bowiem do skorygowania punktu pracy tranzystora, dobrania wartości kondensatora C_1 i ewentualnie do usunięcia drgań pasożytniczych. Właściwy punkt pracy tranzystora ustala się opornikiem R_2 . Kondensator C_1 dobieramy dostrajając odbiornik wstępnie do odbieranej stacji. Dokładnie dostrajamy aparat przesuwając cewkę L_1 na pręcie



Rys. 3. Wygląd zewnętrzny płytki odbiornika

R_2 — OBM 0,25 W/62 k/10%

R_3 — OBM 0,25 W/4,7 k/10%

Kondensatory

C_1 — ceramiczny 150 pF/10%

C_2, C_4 — ceramiczny 6800 pF/250 V

C_3 — elektrolityczny 2 μ F/6 V

C_5 — styrofleksowy 10 000 pF/100 V

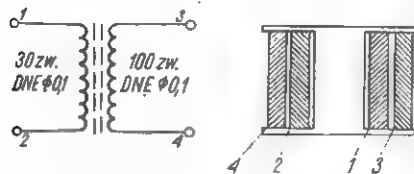
Inne

D_1 — DOG56 lub DOG61

L_1 — 100 zw. licy w.c.z. dla programu Warszawa II

L_2 — 5 zw. DNJn \varnothing 0,1 mm dla programu Warszawa II

Jerzy Kowalski



Rys. 2. Konstrukcja transformatora

wiającym przesuwanie jej wzdłuż pręta ferrytowego. Umożliwia to dokładne dostrajenie odbiornika. Cewkę L_2 nawinałem bezpośrednio na cewce L_1 .

Odbiornik zmontowałem na płytce bakelitowej. Antenę umocowałem za pomocą typowych wsporników od anteny odbiornika „Kolibier”.

czy wiecie, że...

● Zakres zmiany pojemności potrójnej diody pojemnościowej BB113 firmy Siemens wynosi 13 pF — 280 pF przy zmianie napięcia na zaciskach diody od 1 V do 30 V.

● Tlenek tytanu z domieszkami różnych pierwiastków daje półprzewodnik o różnej przewodności i stałej dielektrycznej. Przy zanieczyszczeniu niobem można uzyskać stałą dielektryczną równą 2000 przy stratności 0,005.

● Dla mikrofonów w.c.z. zostały w NRF przydzielone następujące 3 częstotliwości nośne: 36,7 MHz, 37,1 MHz i 37,9 MHz.

● Firma Mullard wyprodukowała nową diodę krystaliczną na zakres częstotliwości 1 GHz-12 GHz.

● Firma RCA/Neye produkuje tranzystory krzemowe n-p-n o mocy wyjściowej 30 W na zakres do 400 MHz przy wzmacnieniu 5 dB.

● Amerykański koncern płyt gramofonowych zapowiada produkcję płyt długogrających o grubości 0,8 mm. Ciężar płyty wynosi 100 g. Obecna grubość tego typu płyt gramofonowych wynosi 1,22 mm.

● Konsorcjum - Star utworzone niedawno z firm elektronicznych w NRD projektuje budowę satelity telekomunikacyjnego dla Eurowizji; ma on być wprowadzony na orbitę okołoziemską w 1978 r. Szerokość pasma przeniesionego wyniesie 500 MHz w zakresie częstotliwości 12 GHz. Budowę podjęła się firma AEG-Telefunken.

● Firma Systron-Donner/Neumüller buduje liczniki elektroniczne o zakresach do 3 GHz.

M. R.

Przegląd układów odchylenia pionowego w tranzystorowych odbiornikach TV

Część II i ostatnia

mgr inż. Janusz Łączynski

Układy odchylenia pionowego produkcji krajowej

Zadaniem autora było sprawdzenie przydatności krajowych tranzystorów w układach odchylenia pionowego. W swym założeniu układ miał współpracować z odbiornikiem telewizyjnym „Topaz” z lampą kineskopową 531QQ44 o przekątnej 21” i kącie odchylenia 110° przy $U_d = 16$ kV.

Cewki odchyłające — typowy zespół TZT o danych: $L_{odch} = 92$ mH; $R_{odch} = 36 \Omega$. Czułość cewek na pełne odchylenie $I_{pp} = 400$ mA.

Układ odchylenia pionowego z generatorem samodzielnym

W generatorze samodzielnym pracuje tranzystor T1 (ASY36) powodujący okresowe rozładowywanie kondensatorów C_4 i C_5 (rys. 9).

Kondensatory te ładują się w czasie wybierania przez rezystory R_7 i R_8 dając na bazie tranzystora T2 (TG60) impulsy o przebiegu liniowo opadającym. Tran-

brany, aby ustalić właściwe warunki pracy układu, kompensujące spadki napięcia na rezystancjach: diody D2, tranzystora T1, rezystora R_6 i tranzystora T2 tak, aby przy końcu czasu powrotu (rozładowania kondensatorów C_4 i C_5) napięcie $U_{BE3} \approx 0$. Przy braku kompensacji napięcie to byłoby znaczne, a zatem uległby zwiększeniu średni prąd pobierany z zasilacza.

Stopień sterujący z tranzystorem T2 (TG60) steruje stopniem mocy z tranzystorem T3 (TG72), który jest wzmacniaczem pracującym w klasie A, obciążonym cewkami odchyłającymi sprzężonymi pojemnościowo ze stopniem mocy poprzez kondensator $C_6 = 1000 \mu F$.

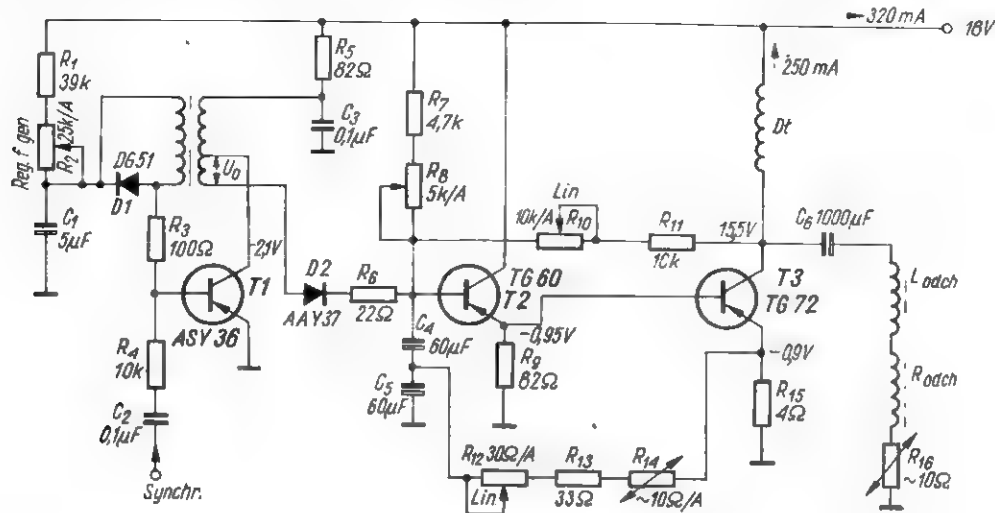
Dla kompensacji zniekształceń tangensowych kineskopu, co jest niezbędne przy kineskopach o kącie odchylenia powyżej 90° oraz w celu uzyskania odpowiedniej liniowości prądu w cewkach odchyłających, wprowadza się dwie korekcje:

- korekcję typu „S”
- korekcję typu parabolicznego.

Dla lepszego doboru liniowości stosuje się także ujemne sprzężenie zwrotne z kolektora tranzystora T3 na bazę tranzystora T2 przez rezystancję R_{10} i R_{11} . Termistory służą do kompensacji zmian cieplnych układu. Termistor R_{16} umieszczony jest przy cewkach odchyłających, a termistor R_{14} na radiatorze tranzystora T3.

Dużą trudność stanowił dobór dławika do wzmacniacza mocy w tym układzie, w sposób optymalny pod względem wielkości oraz indukcyjności, a zwłaszcza jej zmian w funkcji prądu. Przebadało kilka rdzeni; parametry optymalne uzyskano przy rdzeniu taśmowym, cętym z izolacją typu Carlitte (z tych rdzeni wykonywany był transformator typu TORK-2). Wykonany dławik posiadał indukcyjność 460 mH bez podmagnesowania i 380 mH przy prądzie 400 mA.

W wyniku uzyskano zadowalającą liniowość odchylenia oraz całkowitą wymiennność wszystkich elementów półprzewodnikowych. Do elementów krytycznych w układzie należą: tranzystor T3, dioda D2, kondensatory C_1 , C_4 i C_5 .



Rys. 9. Schemat ideowy układu odchylenia pionowego z generatorem samodzielnym

zystor T2 w stopniu wzmacniacza sterującego pracuje w układzie wtórnika emiterowego dla zapewnienia dużego oporu wejściowego wzmacniacza i elektrycznego dopasowania do stopnia mocy. Okres impulsowania generatora samodzielnego jest synchronizowany w bazie tranzystora T1 przez układ C_2R_2 . W czasie wybierania dioda D2 jest zatkana i służy jako separator układu formującego i generatora. Dioda D1 służy do tłumienia oscylacji pasożytniczych. Odczep w transformatorze jest tak do-

Do korekcji typu „S” wykorzystywane są właściwości charakterystyk tranzystora, które przy pełnymysterowaniu powodują pożądane zniekształcenia prądu w cewkach odchyłających na początku i na końcu czasu wybierania.

Korekcję typu parabolicznego uzyskuje się przez zastosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego, doprowadzając do bazy tranzystora T2, poprzez kondensator C_4 , sprzężony w obwodzie $R_{14}R_{13}R_{12}C_5$ przebieg prądu kolektora tranzystora T3 z korekcją typu „S”.

Układ odchylenia pionowego typu multiwibratorowego

Zasada działania układu (rys. 10) oparta jest na opisanym wcześniej układzie multiwibratora astabilnego, niesymetrycznego, dla uzyskania małej częstotliwości drgań.

Różni się on nieco od układu zaproponowanego przez firmę SIEMENS. Jako multiwibrator pracują tranzystory T1 (TG51) i T3 (TG72) z tym, że tranzystor T3 pracuje równocześnie jako dławikowy

wzmacniacz mocy. Tranzystor T2 (TG51) pracuje jako wzmacniacz sterujący.

Układ formowania sygnału ploskształtnego składa się z rezystorów $R_6 + R_7$, stanowiących łącznie rezystor dla kolektora tranzystora T1 oraz kondensatorów C_3 i C_4 . W czasie wybierania kondensatory te ładują się poprzez rezystory $R_6 + R_7$ sterując bazę tranzystora T2.

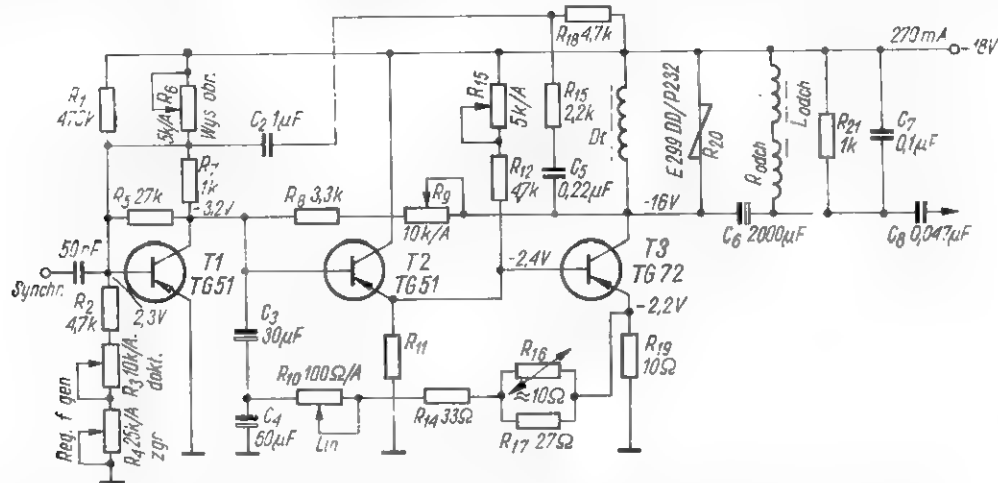
Układ multiwibratorowy

Zalety: duża stałość częstotliwości generacji układu. Mały wpływ regulacji amplitudy i liniowości na częstotliwość generacji układu. Większa stałość temperaturowa układu, brak kłopotliwego transformatora impulsowego. Dopuszczalna tolerancja kondensatorów parametrycznych $+50\%$ i -20% umożliwia stosowanie typowych kondensatorów tantalowych typu KTF lub KTFt.

uwarunkowane głównie gabarytami kinoskopu.

Oplacalność i celowość zastosowania zasilacza stabilizowanego zasadniczo poprawiłyby warunki odbioru, niezależnie od szerokiej granicy od wahań napięcia sieci.

Pierwszy prototyp wielkoekranowego odbiornika telewizyjnego z tranzystorami opracowano w 1965 r. w Instytucie Telei Radiotechnicznym. W głowicy w.c.z. te-



Rys. 10. Schemat ideowy układu odchylenia pionowego typu multiwibratorowego

W każdym okresie impulsowania multiwibratora, kondensatory rozładują się przez przewodzący tranzystor T1. Czas ładowania zależy przede wszystkim od kondensatora C_5 w sprzężeniu zwrotnym, natomiast czas wybierania — od kondensatora C_2 .

Dla uzyskania kompensacji zniekształceń liniowości i tangensowych zastosowano sprzężenie zwrotne podobne do opisanych poprzednio.

Warystor R_{20} służy do ograniczenia impulsów powrotu.

Dławik jest identyczny jak w poprzednim układzie. W tym układzie uzyskano dobrą liniowość odchylenia, dużą stabilność pracy oraz całkowitą wymiennność elementów półprzewodnikowych.

Do elementów krytycznych należy tranzystor T3, a częściowo też kondensatory C_3 i C_4 .

PORÓWNANIE UKŁADÓW

Układ z generatorem samodzielnym

Zalety: w układzie mogą być stosowane typowe elementy półprzewodnikowe, jak tranzystory ASY36, TG80 oraz diody DGS1 i AAY37. Selekcja tranzystorów TG72 na napięcie $U_{(BR)CE0} \geq 65$ V nie przedstawia specjalnego problemu, gdyż w przypadkowo pobranej z produkcji partii 100 szt. tranzystorów, po pomiarze, warunek $U_{(BR)CE0}$ spełniło 80 szt. tranzystorów.

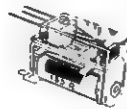
Wady: kłopotliwy w wykonaniu transformator impulsowy, wąska tolerancja pojemności kondensatorów C_1 , C_4 i C_5 wynosząca $+20\%$ i -10% , wskutek czego byłaby wymagana selekcja kondensatorów nawet z typu KTFt. Niezbyt duża w porównaniu z układem multiwibratorowym stabilność częstotliwości. Większy wpływ regulacji amplitudy i liniowości przebiegu na częstotliwość, co wymaga dostrajania częstotliwości przebiegu również potencjometrami.

Wady: konieczność segregacji tranzystorów na parametry: $U_{CEsat} \leq 0,5$ V przy $I_C = 30$ mA i $I_B = 7,5$ mA dla tranzystorów średniej mocy; $U_{CEsat} \leq 0,5$ V przy $I_C = 1$ A i $I_B = 25$ mA dla tranzystorów typu TG72, co na ogół nie jest zbyt uciążliwe; $U_{(BR)CE0} \geq 85$ V, co następuje już pewne kłopoty, gdyż z wyżej wspomnianej partii tranzystorów warunek ten spełniło 18 szt. Ogólnie jednak należy stwierdzić, że układ multiwibratorowy wykazuje znaczną przewagę nad układem z generatorem samodzielnym.

Przenośne tranzystorowe odbiorniki telewizyjne w warunkach krajowych w zasadzie nie przyjęły się z różnych przyczyn. Inaczej prawdopodobnie wyglądałaby sytuacja z wielkoekranowym, domowym, tranzystorowym odbiornikiem telewizyjnym. Duży ekran, niskie koszty eksploatacji, lepsza jakość obrazu, mniejsza awaryjność — stanowiłyby o konkurencyjności takiego odbiornika TV w stosunku do odbiorników lampowych. Wydaje się jednak, że czynnikiem zwiększającym konkurencyjność odbiornika tranzystorowego byłaby możliwość zmiany rozwiązania konstrukcyjnego, zwłaszcza zmiana gabarytów i kształtu odbiornika, w którym rozmiary byłyby

go odbiornika, podobnie jak we wzmacniaczu pośr.cz., wzmacniaczu wizji oraz układzie odchylenia poziomego zastosowano tranzystory importowane, natomiast w torze fonii, układzie pionowego odchylenia z generatorem samodzielnym, obwodach synchronizacji, automatyki i zasilania — tranzystory krajowe. Najpoważniejszym problemem do dnia dzisiejszego są układy odchylenia, a zwłaszcza układ odchylenia poziomego. Problem ten miał rozwiązać krajowy tranzystor BUY52, niestety nie spełnił on pokładanych w nim nadziei. Pozostałaby możliwość ukierunkowania się na import, np. tranzystora KU605 z CSRS. Znacznie lepiej przedstawia się możliwość zastosowania krajowych tranzystorów w pozostałych układach odbiornika telewizyjnego. W ostatnim okresie w FP TEWA opracowano układ głowicy dla kanału 2, z tranzystorami germanowymi konstrukcji MESA typu AF516 i z tranzystorem krzemowym, epiplanarnym BF520. Opracowano też układ wzmacniacza pośr.cz. z sześcioma tranzystorami krzemowymi, epiplanarnymi typu BF520.

Obserwuje się więc postępujące prace zmierzające do konstrukcji krajowego, nowoczesnego, wielkoekranowego odbiornika telewizyjnego z tranzystorami, aczkolwiek wydaje się, że ten postęp jest jednak zbyt powolny.



PRZEKAŹNIK MINIATUROWY

Opór	185 omów
Maks. obciążenie styków	4 V/1,5 A
Wymiary	20 × 18 × 10 mm
Ciężar	ca 8 g
Cena	100 zł

wysyła za zaliczeniem pocztowym

ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY
K. Jakubowski

Łódź, ul. Nawrot 45

Ponadto polecamy: dynamiczne mikrofony estradowe, mikrofonowe wkładki krystaliczne, słuchawki magnetyczne 2000 omów.

Odbiornik radiowy DML 301

DML 301 jest 4-zakresowym odbiornikiem superheterodynowym średniej klasy, produkowanym przez Zakłady Radiowe DIORA w Dzierżonowie. Zakresy fal wybiera się przełącznikiem klawiszowym.

Odbiornik wyposażony jest w pokrętła do regulacji barwy dźwięku (zarazem wyłącznik sieciowy), siły dźwięku, strojenia AM, strojenia FM, oraz w gniazda dla magnetofonu lub gramofonu, anteny zewnętrznej, anteny na zakres UKF o impedancji wejściowej 240+300 Ω i głośnika dodatkowego.

Przewiduje się również produkcję odbiornika DML 351, wyposażonego w gramofon elektryczny. Jego układ elektryczny jest taki sam, jak układ DML 301.

Schemat ideowy odbiornika DML 301 przedstawiono na rys. 1 (str. 142-143), Lampa ECC85 w głowicy UKF spełnia funkcję wzmacniacza w.cz. i mieszacza samowzbudnego. Mie-

Zakresy fal:

- utrakrótkie 4,55 — 4,12 m (66÷73 MHz)
- krótkie 51,2 — 16,8 m (5,9÷18,1 MHz)
- średnie 571,4 — 187 m (525÷1605 kHz)
- długie 2000 — 1053 m (150÷285 kHz)

Częstotliwość pośrednia:

- FM — 10,7 MHz
- AM — 465 kHz

Selektywność:

- FM — $S \pm 300 = 20$ dB
- AM — $S \pm 9 = 30$ dB

Czułość odbiornika:

- UKF $\geq 25 \mu V$
 - Kr $\geq 200 \mu V$
 - Sr $\geq 150 \mu V$
 - Dl $\geq 200 \mu V$
- 50 mVA; sygnał/szum 26 dB

Tablica 1

Dane uzwojeń cewek

Zakres fal	Obwód wejściowy			Oscylator		
	Cewka	slatkowa	antenowa	Cewka	slatkowa	anodowa
Długie	L_{12}	190 zwojów DNJJ 0,12	antena ferrytowa	L_{18}	185 zw. DNJJ 0,12	13 zw. DNJJ 0,12
Średnie	L_{13}	58 zw. przewód LNEJJ 1X7X0,07	antena ferrytowa	L_{17}	100 zw. DNJJ 0,12	9 zw. DNJJ 0,12
Krótkie	L_{11}, L_{10}	12 zw. DNBB 0,5	25 zw. DNJJ 0,12	L_{16}	14 zw. DNBB 0,5	6 zw. DNJJ 0,12
Eliminator	L_9	89 odczep na 41 zw. DNJJ 0,12				
UKF	L_8	Cewka filtru pośr.cz. FM 20 zw. DNJJ 0,12				

Tablica 2

Strojenie odbiornika

Zakres	Generator sygnałowy — miejsce przyłączenia	Punkty strojenia	Regulacja strojenia		Czułość przy mocy wyjściowej 50 mVA	sygnał/szum — 26 dB	
			ustawienie wskazówki	elementy strojone			
Pośr.cz. AM	S_1 ECC81 — przez kondensator 5 nF — heter. zwarta	465 kHz	Sr.	825 kHz	max $L_{21}, L_{22}, L_{26}, L_{27}$	30 μV	
Pośr.cz. AM	Gniazdo antenowe przez sztuczną antenę	465 kHz	Sr.	825 kHz	min L_9	—	
—	—	—	—	—	het. wej.	—	
Długie	Gniazdo antenowe przez sztuczną antenę	160 kHz 280 kHz	Dl.	160 kHz 280 kHz	L_{18} —	L_{12} C_{30}	70÷80 μV
Średnie	Gniazdo antenowe przez sztuczną antenę	560 kHz 1500 kHz	Sr.	560 kHz 1500 kHz	L_{17} C_{34}	L_{13} C_{28}	40÷70 μV
Krótkie	Gniazdo antenowe przez sztuczną antenę	6,0 MHz 17,8 MHz	Kr.	6,0 MHz 17,8 MHz	L_{15} —	L_{11} C_{27}	40÷80 μV
Pośr.cz. FM	Sygnał doprowadzany poprzez ekran nałożony na bańkę lampy ECC85	10,7 MHz	FM	73 MHz	$L_8, L_7, L_8', L_{19}, L_{20}, L_{22}, L_{24}, L_{25}$	—	—
—	—	—	—	—	het. wej.	—	—
FM	Sygnał doprowadzany do gniazda FM	66 MHz 89 MHz 73 MHz	FM	66 MHz 89 MHz 73 MHz	— C_{14} —	— C_9 max —	5 μV

szac i heterodyna AM, jak również wzmacniacz pośr.cz. FM, wykorzystuje lampę ECC81. Lampa EBF89 pracuje w układzie wzmacniacza pośr.cz. dla AM i FM oraz jako detektor AM. Kanał m.cz. zbudowano z lampą ECL86, której trioda pełni funkcję wzmacniacza napięciowego, natomiast pentoda pracuje we wzmacniaczu mocy. W detektorze FM użyto diod DOG58 dobranych parami.

Rysunki 2 i 3 (str. 142-143). Ilustrują sposób wykonania transformatora sieciowego i głośnikowego, a w tabelcy 1 ujęto dane uzwojeń cewek obwodu wejściowego i oscylatora dla poszczególnych zakresów.

Informacje niezbędne do strojenia odbiornika zawiera tablica 2.

Czułość odbiornika z anteny ferrytowej:

- Sr — 1,0 mV/m — 50 mV/A
- Dl — 2,0 mV/m — 50 mVA

Szerokość pasma:

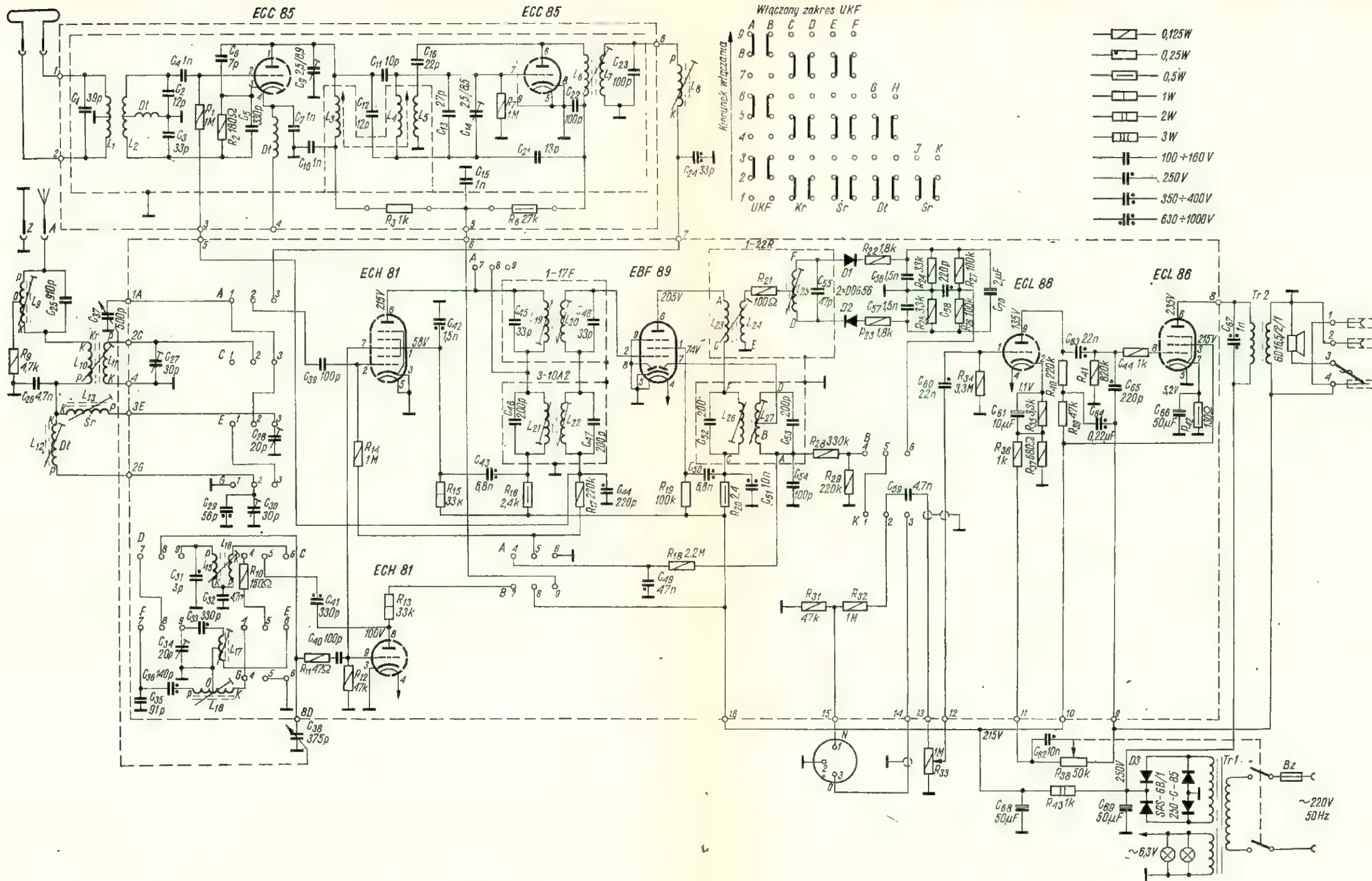
- FM — 180÷7000 Hz w odniesieniu do 1000 Hz przy nierównomierności 14 dB, $f_a = 1$ MHz, lub 18 dB, $f_a = 200$ kHz

Moc wyjściowa: 1 VA przy $k \leq 7\%$

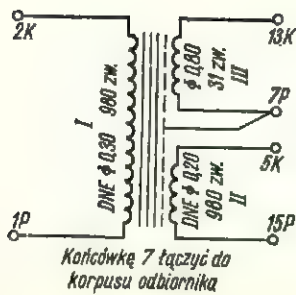
Pobór mocy z sieci: około 40 W

Zasilanie: wyłącznie prąd zmienny o napięciu 220 V, $f = 50$ Hz

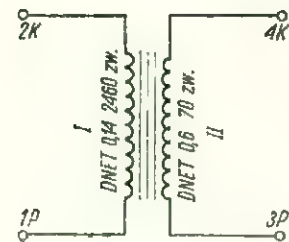
Ryszard Podgórski



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika radiowego DML 301



Rys. 2. Sposób wykonania transformatora sieciowego



Rys. 3. Sposób wykonania transformatora głośnikowego

Miernik cyfrowy do pomiarów napięcia i oporu

W nowoczesnej technice pomiarowej mierniki wychyłowe są coraz bardziej wypierane przez przyrządy z odczytem cyfrowym.

Pomimo dość wysokich kosztów i znacznej komplikacji budowy, przyrządy cyfrowe wykazują bardzo istotne zalety: duża szybkość pomiarów, bardzo prosty odczyt nie obciążony błędami skali oraz duża dokładność pomiaru (obecnie budowane są woltomierze cyfrowe o dokładności pomiaru 0,0005%).

Do najpospolitszych przyrządów cyfrowych należą woltomierze cyfrowe. Pod względem budowy mogą być one podzielone na trzy grupy:

1. Kompensacyjne. Napięcie mierzone jest porównywane ze skokowo zmieniającym się napięciem wzorcowym.

2. Impulsowo-czasowe. Napięcie mierzone przetwarzane jest na przedział czasowy, w czasie którego licznik zlicza impulsy z generatora wzorcowego (najczęściej 100, 200 kHz).

3. Całkujące. Napięcie mierzone przetwarzane jest na częstotliwość. Generator taktujący otwiera na ściśle określony przedział czasowy bramkę i licznik zlicza impulsy.

Pomiar prądu można realizować w najprostszym sposobie mierząc spadek napięcia na oporniku wzorcowym.

Opór mierzony jest jako spadek napięcia na oporniku wzorcowym przy zastosowaniu stałoprądowego źródła, bądź wykorzystując stałą RC, czyli dla mierzonego opornika mamy określony czas ładowania wzorcowego kondensatora (zazwyczaj wybiera się czas znacznie mniejszy od stałej RC, aby uzyskać lepszą powtarzalność pomiarów).

Opisany tu miernik cyfrowy jest uproszczoną wersją miernika kompensacyjnego. Schemat blokowy przedstawiono na rys. 1. Posiada on stały opór wejściowy 10 M Ω i umożliwił pomiar napięcia stałego w zakresie 0,1÷990 V w 3 podzakresach oraz opór w zakresie 10÷990 k Ω w 4 podzakresach (ewentualnie może być wprowadzony dodatkowo zakres

1÷99 Ω , jeżeli tranzystor T2 będzie miał większy prąd maksymalny $I_C \geq 100$ mA, a moc admissyjną $P \geq 2$ W).

Dokładność pomiaru jest uzależniona głównie od tolerancji oporników dzielnika wejściowego, dzielnika prądowego oraz dzielnika kompensującego (w przypadku oporu — także od jakości stabilizatora prądowego).

Przy zastosowaniu oporników o tolerancji 0,5÷0,7%, napięcie można mierzyć z dokładnością 1%.

Pomiar oporu jest mniej dokładny i dlatego oporniki w dzielniku prądowym mogą mieć tolerancję 1%. Na zakresie 10÷9,9 k Ω dokładność wynosi około 1,5÷2%, a na pozostałych 2÷3%.

Zasadniczą częścią miernika jest elektronowy mostek samokompensujący (rys. 2), którego gałęziami są podwójna trioda ECC83 i jej oporniki anodowe. W przekątną mostka włączony jest neutralny przekaźnik spolaryzowany.

W stanie równowagi napięcie na anodach obu triod jest jednakowe i kotwiczka przekaźnika znajduje się w położeniu neutralnym. Do zerowania mostka służy potencjometr montażowy 5 k Ω .

Napięcie kompensujące mostek 11 V jest doprowadzane do dzielnika oporowego złożonego z 10 oporników po 1 k Ω (na każdym oporniku występuje spadek 1 V) i 10 oporników po 100 Ω (na każdym oporniku spadek po 0,1 V).

W układzie wykonawczym pracują 2 wybieraki telefoniczne, posiadające co najmniej 10 styków w 3 rzędach (3-polowe).

Pierwszy szereg styków jest podłączony do dzielnika kompensującego, drugi steruje lampą cyfrową (lub żarówkami telefonicznymi), a trzeci jest wykorzystany do kasowania wyników pomiaru.

Przekaźnik spolaryzowany Pr1 załącza wybieraki przez przekaźniki pośredniczące. Jest to konieczne ze względu na duży pobór prądu przez wybieraki.

Tranzystory T1 i T2 tworzą układ stabilizatora prądowego przełączanego skokowo. Ponieważ tranzystor T1 pracuje na napięciu bliskim napięcia nasycenia, pożądane jest aby jego współczynnik wzmocnienia prądowego był jak największy, a napięcie nasycenia U_{CEsat} jak najmniejsze. Tranzystor T2 powinien być dobrać pod kątem jak najmniejszego prądu zerowego i powinien mieć jak największe U_{BEsat} . Najlepiej spełniają ten warunek tranzystory krzemowe (oczywiście p-n-p) jak BC177—179 czy 2N1132, jednak w razie trudności nabycia ich można zastosować także tranzystory germanowe ASY35—37, lub AD365 i TG60 w przypadku wprowadzenia dodatkowego zakresu 1÷99 Ω (prąd stabilizowany 100 mA).

Tranzystor T3 wykorzystany jest w układzie opóźniającym, potrzebnym do kasowania wyników pomiarów.

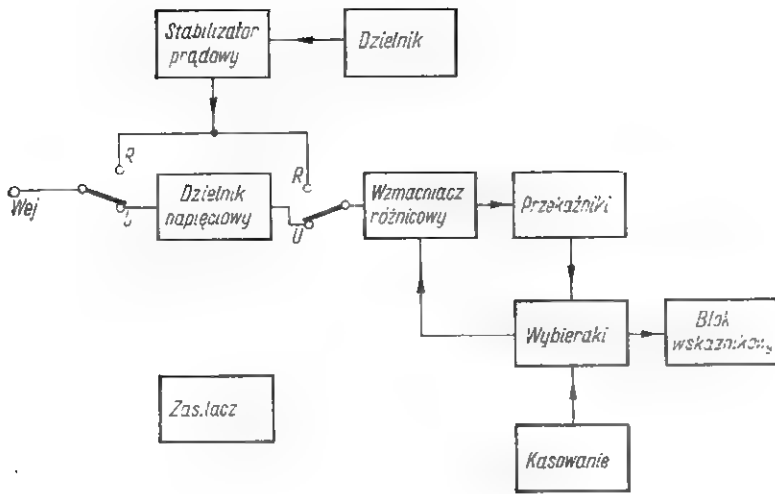
Przycisk przełącznika P₃ („Pomiar”) służy do włączenia układu w momencie pomiaru. Ponieważ nie zastosowano tu układu opóźniającego, przeto po wciśnięciu przełącznika P₃ należy poczekać aż wybieraki staną i zostanie wyświetlony wynik pomiaru na wskaźnikach cyfrowych.

Do kasowania wyników służy przycisk P₄. Dla skasowania wyniku wystarcza tylko dotknięcie przycisku.

Jako elementy wskaźnikowe zastosowano lampy cyfrowe. Po zamontowaniu lamp cyfrowych, warto w celu łatwiejszego odczytu pokryć ich stronę wskaźnikową czernym lakierem.

W przypadku trudności nabycia lamp cyfrowych można wykorzystać żarówki telefoniczne (2 \times po 10 żarówek 24 V).

Jeżeli zastosujemy żarówki telefoniczne, należy wykonać 2 listwy najlepiej z pleksiglasu i na nich wygrawerować, bądź wyrysować cyfry od 0 do 9 (można także pokryć listwy czarnym lakierem pozostawiając cyfry przezroczyste) — rys. 3.



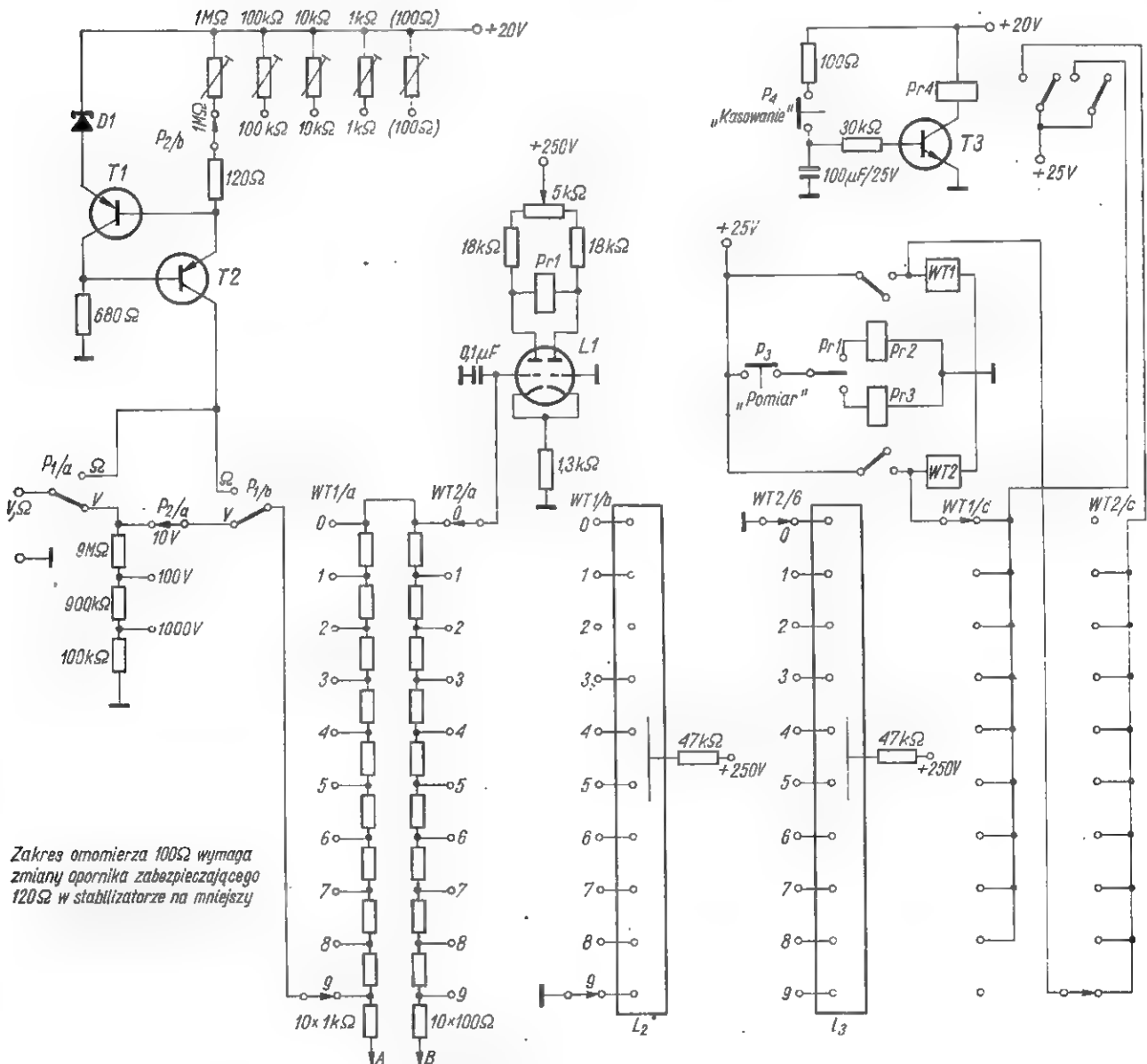
Rys. 1. Schemat blokowy miernika cyfrowego

Żarówki montujemy tak, aby każdej cyfrze odpowiadała jedna żarówka. Obie listwy montujemy pionowo obok siebie (cyfra 0 znajduje się na górze, a cyfra 9 na dole).

Wskaźnik jest oczywiście 2-dekadowy, czyli ma pojemność 99 ($10^2 - 1$).

Zasada pomiaru

Przy ustawieniu suwaków obu wybieraków w położeniu wyjściowym (na wskaźniku widać cyfrę 90), napięcie na siatce lewej triody wynosi -9 V. Jeżeli do wejścia układu zostanie doprowadzone napięcie dodatnie, na przykład $+4,7$ V, to napięcie wypadkowe na siatce triody będzie wynosiło -9 V $+$ $+4,7$ V = $-4,3$ V.



Zakres omomierza 100Ω wymaga zmiany opornika zabezpieczającego 120Ω w stabilizatorze na mniejszy

Rys. 2. Schemat miernika cyfrowego do pomiaru napięcia stałego i oporu

Napięcie to spowoduje, że potencjał lewej anody przesuwa się w kierunku +, a prawej anody maleje, w rezultacie przez przełącznik płynie prąd tak, że jego kotwiczka przechodzi w położenie 1.

Po wciśnięciu przełącznika „Pomiar” napięcie przez przełącznik pośredniczący włącza wybierak WT1.

Napięcie na siatce lampy jest teraz dodatnie i potencjał lewej anody maleje, a prawej wzrasta tak, że kotwiczka przełącznika przechodzi w położenie 2 i przez przełącznik Pr3 zostaje włączony wybierak WT2.

Wyberak WT2 dąży do takiego położenia, aby potencjał na siatce

płynie prąd 10^n A (gdzie $n = -2, -3, -4, -5$).

Załóżmy, że mierzony jest opornik $8,2 \text{ k}\Omega$, a dzielnik stabilizatora jest tak ustawiony, że daje prąd 1 mA (10^{-3} A).

Spadek napięcia na tym oporniku jest określony wzorem

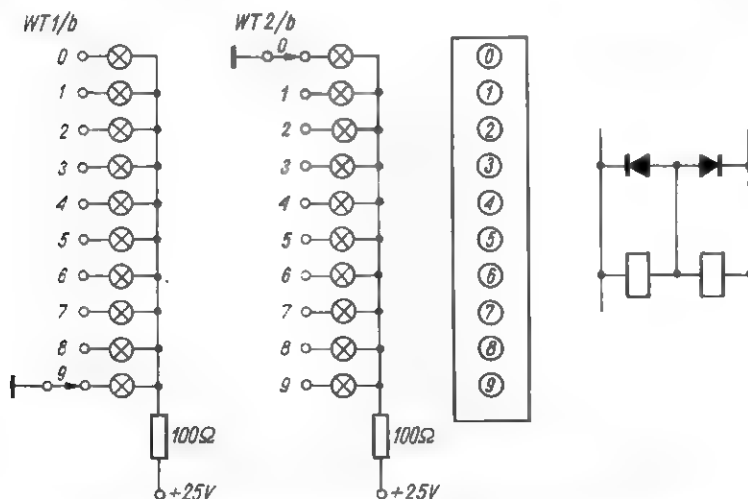
$$U = I \cdot R$$

i wtedy napięcie na oporniku $U = 10^{-3} \text{ A} \cdot 8,2 \cdot 10^3 = 8,2 \text{ V}$.

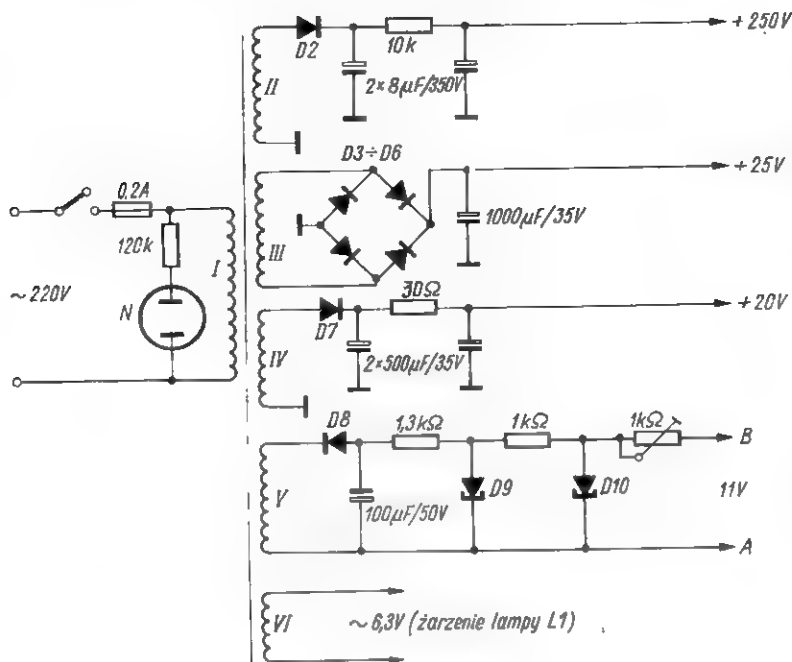
Wartość oporników w dzielniku stabilizatora prądowego zależy od napięcia Zenera diody D1 i egzemplarza tranzystora T1. Wartość tę można wyliczyć ze wzoru

$$R = \frac{U}{I}$$

w którym I — prąd stabilizowany (10^n A), U — napięcie między emiternem tranzystora T2 i napięciem zasilającym (+20 V). W przypadku trudności zdobycia nietypowych oporników można zastosować potencjometry montażowe (rys. 2).



Rys. 3. Żarówki telefoniczne zamiast lamp cyfrowych i wygląd listwy czołowej. Obok sposób włączenia dwóch przełączników zamiast neutralnego przełącznika spolaryzowanego



Rys. 4. Schemat zasilacza

Wyberak przechodzi w położenie, w którym napięcie wypadkowe zmienia znak z ujemnego na dodatni. W tym przypadku (napięcie +4,7 V) wybierak WT1 ustawi się w położenie 4. Wtedy potencjał wypadkowy $-4 \text{ V} + 4,7 \text{ V} = +0,7 \text{ V}$. Jednocześnie w pierwszej dekadzie zaświeci się cyfra 4.

lampy był jak najbliższy 0. Odpowiada to położeniu 7.

W efekcie napięcie mierzone +4,7 V zostało skompensowane napięciem $-4,7 \text{ V}$, a na wskaźnikach świeca się cyfry 47.

Pomiar oporu w mierniku opiera się na pomiarze spadku napięcia na mierzonym oporniku, przez który

Zasilanie

Układ zasilacza przedstawiono na rys. 4. Napięcie zasilające dzielnik kompensacyjny powinno mieć stabilność $0,2 \div 0,5\%$. Moc pobierana przez układ wynosi około $8 \div 9 \text{ W}$ i wzrasta podczas pracy wybieraków do $18 \div 23 \text{ W}$.

Uruchamianie układu i uwagi o niektórych elementach

W mierniku mogą być zastosowane wybieraki o większej liczbie styków, jednak wtedy zwrócić po parę styków tak, aby otrzymać 10 wyprowadzeń. Oczywiście w takim przypadku czas pomiaru wydłuży się z $1,5 \div 2$ sekund do $2,5 \div 3$ sekund.

W układzie należy zastosować wybieraki o oporze cewki $30 \div 60 \Omega$, cewki o mniejszym oporze należy przewinać.

Neutralny przełącznik spolaryzowany powinien mieć jak największą czułość, a opór jego cewki powinien wynosić $3 \div 5 \text{ k}\Omega$.

Przed zamontowaniem przełącznika należy sprawdzić, czy jego kotwiczka znajduje się w położeniu neutralnym (jeżeli tak nie jest, należy ustawić układ za pomocą śrub regulacyjnych).

Zamiast neutralnego przełącznika spolaryzowanego można zastosować 2 czułe przełączniki (rys. 3), jednakże czułość mostka może się wówczas obniżyć.

Jako przełączniki P_2, P_3, P_4 mogą pracować przełączniki typu MT-6, lub inne o oporze cewki powyżej 1 k Ω .

Po zmontowaniu układu konieczne jest dokładne ustawienie napięcia zasilającego mostek kompensacyjny. Regulację tę można przeprowadzić miernikiem klasy 0,5%, oraz potencjometrem montażowym 1 k Ω . Miernik nie wymaga napięcia kalibrującego, wystarczy jego wyzerowanie potencjometrem 5 k Ω , przyciskając przycisk „Pomiar”.

Przy prawidłowym wyzerowaniu miernik powinien pokazywać „00”.

Zerowanie takie powinno się przeprowadzać co parę miesięcy, zależnie od stopnia wykorzystania miernika (jest to potrzebne ze względu na nierównomierne starzenie się obu triod lampy ECC83).

Ponieważ w czasie pracy wybieraków mogą wystąpić zakłócenia w odbiornikach i telewizorach, styki przerywaczy w wybierakach należy zewrzeć przez układ RC (filtr przeciwzakłóceniu). Obwód przeciwzakłóceniu RC składa się z opornika 100÷200 Ω i kondensatora 0,4÷1 μ F połączonych szeregowo.

Wykaz elementów

L1 — ECC83
L2, L3 — lampy cyfrowe LC2, LC512, LC513, ZM1020 lub inne
WT1, WT2 — wybieraki telefoniczne
Pr1 — neutralny przełącznik spolaryzowany
Pr2, Pr3, Pr4 — przełączniki MT6
P1 — przełącznik dwupozycyjny, dwupłytkowy (lub przełącznik hebelkowy o 6 stykach)
P2 — przełącznik 4-pozycyjny, 2-płytkowy
T1 — TG3A
T2 — BC177—179, ASY35—37 (dla zakresu 100 AD365, TG60)

T3 — BC527—528, BF519—521, BC107—109, BC147—149
D1 — D808, BZ1C7V5, BZ1C8V2
D2 — DK62, D7Z, DZG7, S2E
D3÷D6, D7, D8 — DK60—63, S2E
D9 — BZ1C20, BZ1C22, BZ1C18
D10 — BZ1C12, D813
Ne — neonówka sygnalizacyjna

Transformator sieciowy:

rdzeń od „Mazura”, „Stolicy” lub innych odbiorników o przekroju rdzenia co najmniej 7 cm².

I — 220 V/200 mA 1600 zw. DNE 0,36
II — 230 V/10 mA 1750 zw. DNE 0,09
III — 22 V/0,8 A 170 zw. DNE 0,7
IV — 18 V/130 mA 120 zw. DNE 0,25
V — 37 V/30 mA 285 zw. DNE 0,16
VI — 6 V/0,3 A 45 zw. DNE 0,45

W przypadku transformatora o większym przekroju rdzenia, liczba zwojów/wolt może być oczywiście mniejsza.

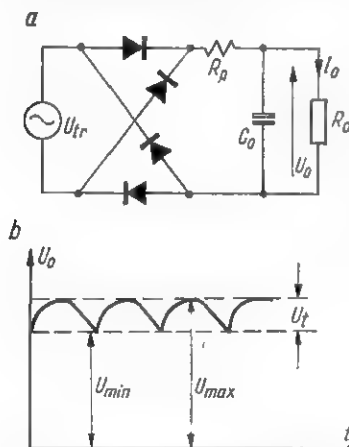
Wszystkie oporniki w układzie — 0,5 W.

mgr inż. Stanisław Masny

Wykresy do obliczania prostownika z filtrem pojemnościowym

Najczęściej stosowany prostownik w zasilaczach prądu stałego jest układem z prostym filtrem pojemnościowym. Zawiera on małą liczbę elementów, jest tani i lekki.

Opisany tu sposób projektowania, oparty na metodzie graficznej, eliminuje trudności związane z nieliniowym charakterem zaworów.



Rys. 1. a — schemat prostownika dwupółokowego z filtrem pojemnościowym, b — napięcie U_o

Na rysunku 1a jest przedstawiony schemat prostownika dwupółokowego z filtrem pojemnościowym. Dla takiego układu zostały wykonane wykresy.

Przebieg napięcia wyjściowego uwidocznił na rys. 1b.

Dla uproszczenia rozważań przyjęto, że diody są idealnymi zaworami i ich opór wraz z oporem uzwojenia transformatora reprezentowany jest przez szeregowy opór R_p . Spadek napięcia na diodach może być uwzględniony przez odpowiednie zwiększenie napięcia transformatora. Wykresy zostały sporządzone dla $R_p = 1 \Omega$. Przy innych wartościach R_p można również korzystać z wykresów po obliczeniu oporu zastępczego R_{zast} i pojemności zastępczej C_{zast} z zależności:

$$R_{zast} = \frac{R_o}{R_p} \quad (1)$$

$$C_{zast} = C_o \cdot R_p \quad (2)$$

Wykres z rys. 2 służy do obliczenia najmniejszej (linia ciągła) i największej (linia przerywana) wartości napięcia na wyjściu filtru w zależności od R_{zast} i C_{zast} . Wartości te są wyrażone w procentach wartości szczytowej napięcia zmiennego doprowadzonego do prostownika.

Wykres z rys. 3 określa współczynnik obciążenia prostownika W_r w zależności od tych samych R_{zast} i C_{zast} . Współczynnik ten służy do obliczania szczytowego prądu prostownika według zależności:

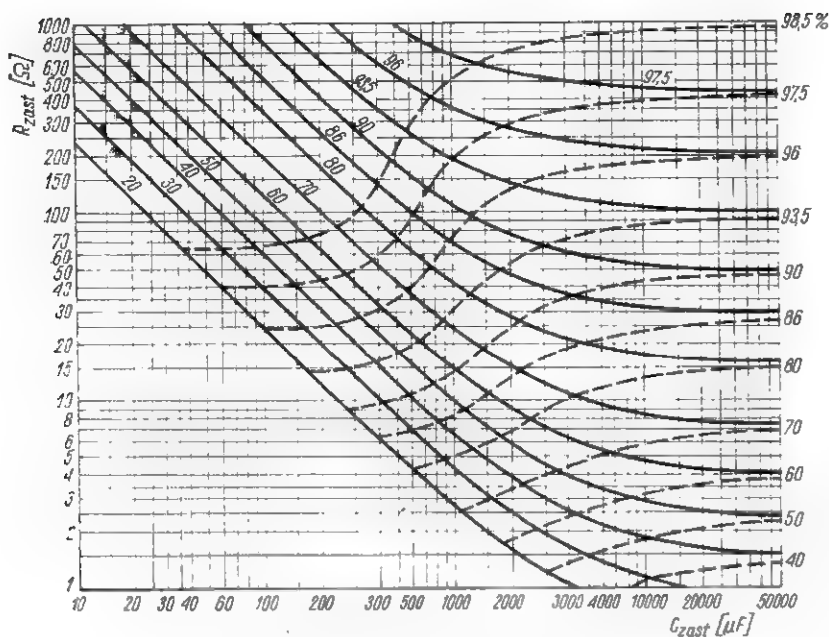
$$I_{d \max} = \frac{U_{tr \max}}{W_r} \cdot \frac{1}{R_p} \quad (3)$$

przy czym:

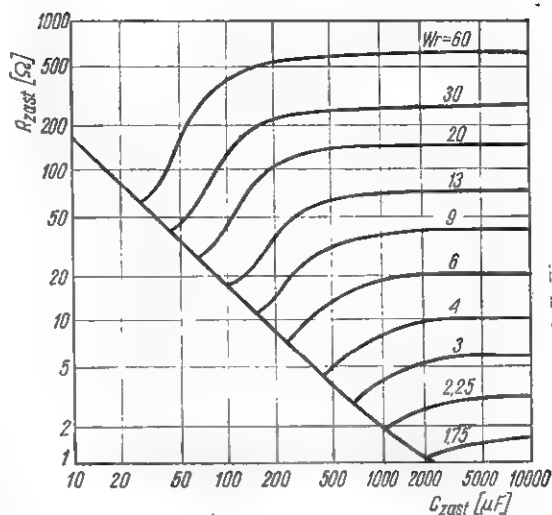
$I_{d \max}$ — szczytowy prąd diody,
 $U_{tr \max}$ — wartość szczytowa napięcia transformatora

Sposób korzystania z wykresów jest przedstawiony na przykładach.

Obliczając dane transformatora można przyjąć, że prąd wyprost-



Rys. 2. Wykres określający najmniejsze (linia ciągła) i największe (linia przerywana) wartości napięcia na wyjściu filtra



Rys. 3. Wykres określający współczynnik W_r

wany I_o równy jest prądowi płynącemu w uzwojeniu transformatora.

Przykład 1

Określić minimalną wartość napięcia wyjściowego U_{min} , napięcie tętnień U_t i szczytowy prąd diod dla zasilacza prądu stałego z filtrem pojemnościowym o następujących danych: $U_{tr} = 18$ V, opór uzwojenia $R_{tr} = 0,85 \Omega$, $R_o = 30 \Omega$ oraz $C_o = 2000 \mu F$, opór dynamiczny diody $R_d = 0,05 \Omega$, średni spadek napięcia na diodzie $U_F = 0,7$ V. Rozwiązanie: Szeregowy opór prostownika $R_p = R_{tr} + R_d = 0,7 \Omega$. Ponieważ $R_p \neq 1 \Omega$, należy obliczyć:

$$R_{zast} = \frac{R_o}{R_p} = 43 \Omega$$

oraz

$$C_{zast} = C_o \cdot R_p = 1400 \mu F$$

Z wykresu (rys. 2) znajdujemy:

$$\begin{aligned} U_{max} &= 0,935 U_{tr \max} \\ U_{min} &= 0,825 U_{tr \max} \end{aligned}$$

Obliczamy wartość maksymalną napięcia transformatora pomniejszoną o spadek napięcia na prostownikach (w układzie mostkowym o $2U_F$):

$$U_{tr \max} = 1,41 U_{tr} - 2U_F = 24$$

zatem

$$\begin{aligned} U_{max} &= 0,935 \cdot 24 = 22,5 \text{ V} \\ U_{min} &= 0,825 \cdot 24 = 19,8 \text{ V} \end{aligned}$$

Niektóre dane diod produkcji krajowej

Typy diody	U_F (V)	R_d (Ω)	I_F (A)	$I_{F \max}$ (A)
DZG2+4	0,25	0,3	0,3	0,9
DZG5+7	0,20	0,3	0,1	0,3
DMG1	0,2	0,05	1	5
DMG2	0,2	0,05	2	6
DMG3	0,2	0,05	3	9
DMG4	0,2	0,05	4	13
DK60+63	1	0,4	0,6	6
BA561+564	1	0,2	0,5	15
BA580+585*)	—	—	5	—

*) brak danych

Wartość napięcia tętnień jest określona przez różnicę największej i najmniejszej wartości napięcia wyjściowego:

$$U_t = U_{max} - U_{min} = 2,7 \text{ V}$$

W celu określenia szczytowego prądu diody znajdujemy z wykresu (rys. 3) współczynnik W_r i podstawiamy do wzoru:

$$I_{d \max} = \frac{U_{tr \max}}{W_r \cdot R_p} = \frac{24}{10 \cdot 0,7} = 3,45 \text{ A}$$

Przykład 2

Określić napięcie transformatora U_{tr} oraz pojemność filtra C_o dla zasilacza o następujących danych: $R_o = 30 \Omega$, $R_p = 0,5 \Omega$, $U_t = 2$ V i $U_{min} = 14$ V, $U_F = 0,7$ V.

Rozwiązanie. Zakładamy pojemność o wartości $C_o = 1000 \mu F$ i obliczamy:

$$\begin{aligned} R_{zast} &= 30 : 0,5 = 60 \Omega \\ C_{zast} &= 1000 \cdot 0,5 = 500 \mu F \end{aligned}$$

Korzystając z wykresu (rys. 2) obliczymy wartość $U_{tr \max}$, U_{max} i wartość napięcia tętnień:

$$\begin{aligned} U_{min} &= 0,78 \\ U_{tr \max} &= 14 \text{ V z założenia} \\ U_{tr \max} &= 14 : 0,78 = 18 \text{ V} \\ U_{max} &= 0,97 \cdot 18 = 17,4 \text{ V} \end{aligned}$$

zatem wartość tętnień

$$U_t = 17,4 - 14 = 3,4 \text{ V.}$$

Ponieważ wartość tętnień przy założonej pojemności jest większa od zadanej, należy przyjąć większą pojemność. Przyjmując pojemność $C_o = 2000 \mu F$, znajdujemy w podany wyżej sposób $U_{tr \max} = 16,6$ V, $U_{max} = 15,6$ V oraz $U_t = 1,6$ V. Potrzebne rzeczywiste napięcie transformatora U_{tr} obliczymy przez do-

danie do wartości $U_{tr \max}$ spadku napięcia na diodach oraz sprowadzeniu do wartości skutecznej:

$$U_{tr} = \frac{U_{tr \max} + 2 U_F}{1,41} = \frac{16,6 + 2 \cdot 0,7}{1,41} = 12,7 \text{ V}$$

Szczytowy prąd diod obliczamy jak w przykładzie 1.

Podana metoda graficzna może służyć nie tylko do określenia nie-

zbędnych wartości elementów zasilacza, lecz również do optymalizacji układu ze względu na koszt, rozmiary i niezawodność.

Przytoczone wyżej obliczenia dotyczyły pracy zasilacza przy częstotliwości sieci 50 Hz. Dla napięć sinusoidalnych o innych częstotliwościach należy uwzględnić ten czynnik przy obliczaniu C_{zast} zgodnie z zależnością:

$$C_{zast} = C_o \cdot R_p \cdot \frac{f}{50}$$

przy czym:

f — częstotliwość pracy.

W tabelicy ujęto potrzebne przy projektowaniu dane diod prostowniczych produkcji krajowej, przy czym parametry U_F i R_d są wartościami średnimi wyznaczonymi specjalnie dla opisanej metody graficznej.

Opracowano na podstawie „Electronic Design” nr 12/1969 r.

mgr Albin Dziżniewski

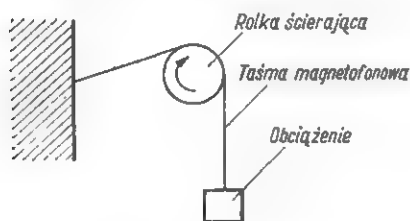
mgr Bronisław Pitak

Właściwości taśm magnetycznych znajdujących się w sprzedaży

W sprzedaży rynkowej znajdują się oprócz taśm krajowych również taśmy producentów z Anglii, Japonii, NRD i NRF. Czytelnikom, którzy są zainteresowani zaplsem magnetycznym, a nie mają możliwości porównania jakości taśm, przedstawiamy podstawowe parametry i ich dane, ułatwiające dokonywanie wyboru przy zakupie. W numerze 12/1970 r. omówiliśmy właściwości taśm magnetycznych produkcji ZWS STILON znajdujących się w sprzedaży detalicznej. Podaliśmy tam również definicje i metody pomiarów podstawowych parametrów. Dla pełniejszej charakterystyki taśm chcemy rozszerzyć informacje o nich, podając jeszcze dwa parametry. Są to: ścieralność i znamionowa obciążalność dynamiczna.

Ścieralność

Ścieralnością nazywa się podatność warstwy czynnej (ferromagnetycznej) taśmy na ścieranie w określonych warunkach. W literaturze technicznej podawane są różne metody pomiaru ścieralności badanych materiałów.

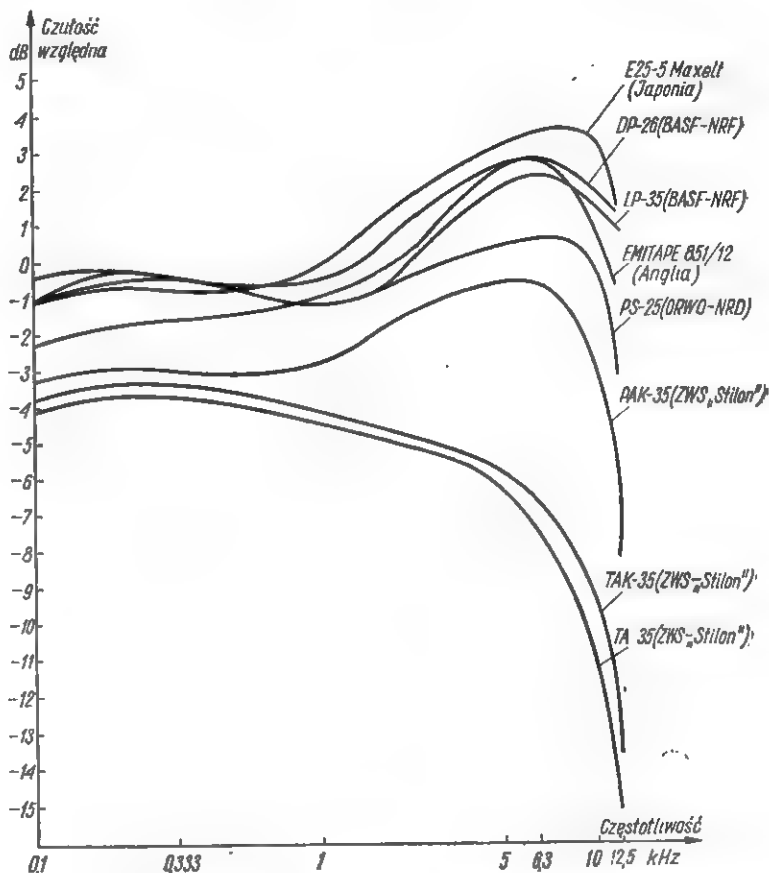


Rys. 1. Pomiar ścieralności

W ZWS STILON opracowano i wprowadzono do stosowania następującą metodę: jeden koniec odcinka taśmy o długości 0,5 m umocowuje się na stałe, a drugi obciąża się określoną siłą. Odci-

nek ten przekłada się przez specjalny krążek zębaty, połączony z wirnikiem silnika elektrycznego (rys. 1). Taśmy obciąża się określonym ciężarem i włącza silnik na dwie minuty. Warstwa czynna taśmy jest skierowana w czasie

pomiaru do powierzchni krążka zębatego. Wynik pomiaru podaje różnicę pomiędzy grubością taśmy zmierzonej przed ścieraniem, a grubością taśmy startej. Pomiar grubości wykonuje się z dokładnością do jednego mikrona.



Rys. 2. Częstotliwościowa charakterystyka czułości taśm magnetycznych

Zestawienie ogólnych informacji o taśmach importowanych i krajowych

Typ taśmy	Producent	Rodzaj taśmy ze względu na czas nagrywania i odtwarzania	Rodzaj podłoża*	Srednica szpuli (cm)	Długość taśmy na szpuli (m)	Czas nagrywania i odtwarzania V = 9,5 cm/min	Cena detaliczna (zł)	Cena detaliczna 1 m taśmy (zł)	Cena taśmy o czasie zapisu 1 min (zł)
E25-5	Maxell (Japonia)	podwójnie długogrająca (double play)	PE	13	366	64	340	0,92	5,24
DP-26	BASF (NRF)	podwójnie długogrająca (double play)	PE	13	360	63	330	0,91	5,19
LP-35	BASF	długogrająca (long play)	PE	15	360	63			
Emitape 851/12	Emitape (Anglia)	podwójnie długogrająca (double play)	PE	13	360	63	360	1,0	5,70
PS-25	ORWO (NRD)	podwójnie długogrająca (double play)	PE	15	540	94	370	0,66	3,87
TA-35	ZWS STILON	długogrająca (long play)	AC	15	350	61	95	0,27	1,54
				13	250	44	75	0,30	1,71
				10	150	26	48	0,32	1,82
				7,5	80	14	28	0,33	2,00
TAK-35	ZWS STILON	długogrająca (long play)	AC	15	350	61	100	0,29	1,85
				13	250	44	80	0,31	1,77
				10	150	26	50	0,33	1,88
				7,5	80	14	30	0,37	2,11
PAK-35	ZWS STILON	długogrająca (long play)	PE	15	350	61	150	0,43	2,46
				13	250	44	100	0,40	2,28
				10	150	26	65	0,45	2,46
				7,5	80	14	40	0,50	2,85

* PE — poliestrowe; AC — acetylocelulozowe

Tablica 2

Parametry techniczne taśm importowanych i krajowych

Typ taśmy	Nominalna grubość całkowita	Wytrzymałość na zerwanie	Wydłużenie przy zerwaniu	Znamionowa obciążalność dynamiczna		Scieralność przy obciążeniu			Czułość względna	Względny współczynnik czułości	Strumień względny	Zniekształcenia nieliniowe	Szybkozmienne wahania poziomu	
				Wydłużenie		50 G	100 G	200 G					śred.	max.
				1%	5%	μ	μ	μ					dB	dB
E25-5	25	> 3	> 49	0,8	1,3	1,5	2,5	x	-1	+0,5	+0,5	2,1	0,3	0,4
DP-26	26	2,5	40	1,1	1,6	0	0,5	2,5	-0,5	-0,5	-0,5	2	0,2	0,3
LP-35	35	> 2,5	> 49	1,3	1,8	0	0,5	3,5	-1	+0,3	+1	1,3	0,3	0,5
Emitape 851/12	26	2,5	30	1,2	1,6	1	1,5	4	-0,5	-1,5	0	1,7	0,3	0,4
PS-25	25	2,0	25	1	1,6	1,5	2	4,5	0	-5	+1	1,2	1	1,1
TA-35	35	1,5	22	0,8	1,2	3	x	x	-3,5	-11,5	-2	3	1,1	1,3
TAK-35	35	1,5	19	0,8	1,2	1,5	5,5	x	-3	-10	-2	3	0,9	1,2
PAK-35	35	3	49	1,1	1,8	0,5	1	4	-3	-3	-3	3,5	0,7	1,0

x — ściera się do podłoża.

Znamionowa obciążalność dynamiczna

Pomiar wykonuje się dynamometrem: szybkość przesuwu szcęk napędzającej 1,7 × 10⁻³ m/s, rozstaw szcęk 500 mm. Ze skali dynamometru lub wykresu odczytuje się siłę powodującą 1% albo 5% wydłużenia. Parametr ten informuje o deformacji mechanicznej taśmy podczas jej eksploatacji w magnetofonie.

Wielkość i określenia charakteryzujące poszczególne taśmy zestawiono w tablicach 1 i 2 oraz na rys. 2. Pomiary wykonano zgodnie z metodyką przedstawioną w nrze 12/1970 i uzupełnioną w niniejszym opracowaniu.

Pomiary parametrów elektroakustycznych wykonano za pomocą dwuscieżkowego magnetofonu typu ZK-120 z seryjnej produkcji ZRK, zachowując stały, fabrycznie ustalony prąd podkładu według metod podanych w numerze 12/1970. Jako taśmę odniesienia przyjęto typ LGS-26 f-my BASF z nośnikiem wzorcowym 110211. Zastosowano do badań magnetofon ZK-120, ponieważ jest on najbardziej rozpowszechniony i zdaniem autorów — cieszy się powodzeniem dzięki niezawodności działania.

Na marginesie warto zaznaczyć, że w Laboratorium Elektroakustycznym ZWS

STILON eksploatowane są bez awarii od połowy 1968 r. po 8-16 godzin dziennie magnetofony ZK-120 kupione w ZURIT; spisują się one bardzo dobrze.

• • •

Po przeanalizowaniu parametrów dochodzimy do następujących wniosków:

1. Taśmy firm zachodnio-europejskich i japońskich są podobnej jakości. Nie-wielkie różnice niektórych parametrów nie rzutują na wartość użytkową tych taśm stosowanych do magnetofonów domowego użytku (amatorskich).

2. Jakość taśmy PS-25 firmy ORWO oraz PAK-35 produkcji ZWS STILON jest podobna. Taśma PS-25 ma czułość wyższą o 3 dB i mniejsze zniekształcenia nieliniowe, natomiast taśma PAK-35 ma wyższy współczynnik częstotliwości i mniejsze szybkozmienne wahania poziomu. Taśmy te, chociaż nie dorównują jakością taśmom angielskim, japońskim i zachodnio-niemieckim, są zupełnie dobre.

3. Spotykane jeszcze na rynku taśmy TA-35 i TAK-35 wytwarzane na podłożu z octanu celulozy, odbiegają jakością od taśm na podłożu poliestrowym. Mogą one z powodzeniem znaleźć zastosowanie do magnetofonów starszego typu. Do nowych typów magnetofonów lepiej stosować taśmy na podłożu poliestrowym.

Wzmacniacze stereofoniczne do zasilania słuchawek

Zamiast budować kosztowny głośnikowy zestaw stereofoniczny można słuchać audycji stereofonicznych posługując się słuchawkami dynamicznymi, co znakomicie upraszcza zestaw urządzeń przy zachowaniu zalet tego systemu. Jednym z poważnych ułatwień jest mała moc niezbędna do zasilania słuchawek. Wzmacniacze przeznaczone do zasilania słuchawek dynamicznych mają moc wyjściową od 20 mW do 200 mW.

Poniżej opisano układy dwóch wzmacniaczy, które mogą posłużyć za podstawę do skonstruowania we własnym zakresie odpowiedniego wzmacniacza.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat prostego wzmacniacza o mocy wyjściowej 20 mW, przeznaczonego do wykonania przez niezawansowanych radioamatorów.

Na wejściu zastosowano potencjometr P_1 umożliwiający zmianę barwy dźwięku. Potencjometr P_2 służy do regulacji balansu prawego i lewego kanału. Pierwszy stopień jest wtórnikiem emiterowym o dużej impedancji wejściowej i stosunkowo małej impedancji wyjściowej. Nie wzmacnia on napięcia sygnału. Potencjometr P_3 służy do regulacji wzmocnienia.

Drugi stopień jest klasycznym wzmacniaczem oporowym. Wzbudza on ostatni stopień mocy pracujący w klasie A. Na wyjściu znajduje się transformator dopasowujący impedancję słuchawek do optymalnych warunków pracy wzmacniacza. Jego przekładnia zwojowa jest zależna od impedancji stosowanych słuchawek.

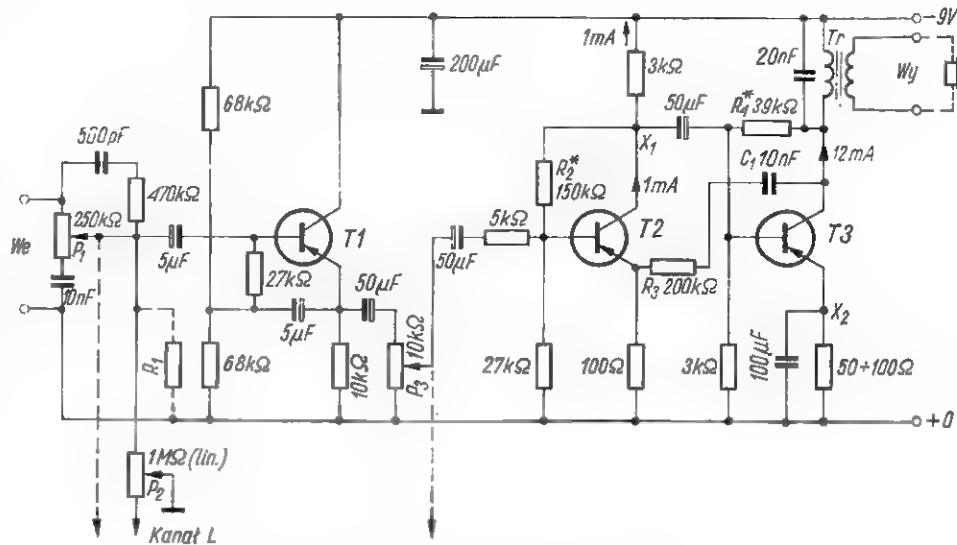
Obwód utworzony z kondensatora C_1 i opornika R_3 jest pętlą u-

jemnego sprzężenia zwrotnego. Jeżeli kondensator ma dużą pojemność, to sprzężenie będzie miało jednakową wartość dla częstotliwości małych i wielkich. Jeżeli natomiast pojemność kondensatora będzie stosunkowo mała, to będą osłabione bardziej większe częstotliwości. Wskutek tego charakterystyka częstotliwościowa będzie podniesiona w zakresie tonów ni-

wartość ta wynosi $0,8 \div 1,2$ mA, to warunki robocze stopnia są właściwe. W innym przypadku należy zmienić wartość opornika R_2 tak, aby wartość prądu kolektorowego tranzystora T2 wynosiła około 1 mA. Zamiast mierzyć wartość prądu można zmierzyć napięcie pomiędzy punktem X_1 a biegunem dodatnim zasilania. Przy napięciu zasilającym 9 V wartość ta powinna wynosić 5-6 V (woltomierz powinien mieć opór co najmniej $10\,000 \Omega/V$).

Należy również sprawdzić wartość prądu w obwodzie kolektorowym tranzystora T3; powinna ona wynosić $10 \div 12$ mA, co można sprawdzić mierząc napięcie w punkcie X_2 .

Może się zdarzyć, że nie działa właściwie regulator barwy dźwięku (P_1). Oznacza to, że impedancja stopnia wejściowego jest zbyt duża, bądź zbyt mała. W pierwszym przypadku należy dołączyć dodatkowy opornik R_1 o wartości $0,3 \div 0,5$ M Ω . W drugim przypadku (można go rozpoznać po zupełnym braku basów) należy zastosować lepszy tranzystor T1 o większym współczynniku wzmocnienia prądowego.



Rys. 1. Schemat idealowy prostego wzmacniacza o mocy 20 mW

skich. Wartość opornika R_3 decyduje o głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Jeżeli wszystkie detale i tranzystory zostaną starannie sprawdzone przed wmontowaniem, to uruchomienie wzmacniacza nie przedstawia trudności. Stopień pierwszy nie wymaga żadnej regulacji. W stopniu drugim należy sprawdzić wartość prądu kolektorowego, płynącego przez tranzystor T2. Jeżeli

Impedancja robocza stopnia końcowego powinna wynosić 600Ω . W przypadku słuchawek o impedancji wejściowej 40Ω przekładnia zwojowa powinna być $3,5:1^*$. Indukcyjność uzwojenia pierwotnego powinna być nie mniejsza niż 2 H. W przypadku zastosowania słuchawek o impedancji $400 \div 1000 \Omega$ transfor-

* Krajowy transformator miniaturowy T-411 ma zbliżoną przekładnię, równą 4:1.



WIADOMOŚCI ZG PZK

W dniu 27 marca br. odbyła się pierwsza w bieżącym roku posiedzenie Prezydium ZG PZK. Pod nieobecność prezesa przewodniczył sekretarz generalny SP5HS; obecni byli SP5BM, SP5JE, SP5JH, SP5SM, SP2AO, SP5PA, SP2PI, SP5LP, przewodniczący i członkowie Głównej Komisji Rewizyjnej — SP5QU, SP8JM i SP9MM, prezesi ZOW PZK w Kielcach i Krakowie SP7FO i SP9FR. Ministerstwo Łączności reprezentował dyr. M. Grecki, zaś GZP WP ppłk J. Suwart.

Prezes ZOW PZK w Krakowie poinformował zebranych o stanie krótkofalarstwa w woj. krakowskim oraz o osiągnięciach, trudnościach i problemach nurtujących tamtejszą organizację PZK.

Przewodniczący Głównej Komisji Rewizyjnej SP5QU i skarbnik SP5PA przedstawili sprawozdanie finansowe ZG PZK za rok 1970 i plan na rok 1971. Wyjaśnień udzielił obecny na posiedzeniu główny księgowy ZG PZK kol. M. Kozłarski. Na wniosek Głównej Komisji Rewizyjnej, Prezydium przyjęło oba dokumenty.

Sekretarz Generalny SP5HS przedstawił wyniki kontroli całokształtu działalności PZK, przeprowadzonej w końcu roku 1970 przez Ministerstwo Łączności. Kontrola wykazała prawidłowy rozwój naszego Stowarzyszenia, jego dynamiczny wzrost i celowość kontynuowania przyjętych kierunków działania. Przyczyniła się również do dalszego zacieśnienia kontaktów pomiędzy PZK a resortem Łączności, który doceniając znaczenie naszej działalności dla politechnicznej społeczności, obronności kraju i rozwoju badań i myśli technicznej w dziedzinie radiokomunikacji, udzielać będzie ruchowi krótkofalarskiemu kierowanemu przez nasze Stowarzyszenie jeszcze większej opieki i pomocy.

W wyniku zaleceń pokontrolnych Ministerstwa Łączności, ZG PZK podjął szereg kroków natury organizacyjnej, mających na celu dalsze usprawnienie pracy ZG i obsługi członków przez jednostki centralne i terenowe PZK.

Prezydium ustaliło termin plenarnego posiedzenia ZG PZK na II kwartał br.

Prezes ZOW PZK w Kielcach złożył informację na temat działalności ZOW i wzajemnych kontaktów ZOW PZK — ZW LOK.

Prezydium podjęło szereg postanowień organizacyjnych dotyczących imprez sportowych i udziału w nich reprezentacji Polski, spraw personalnych i sprzętowych oraz zatwierdziło wystąpienie do Państwowej Inspekcji Radłowej o przyznaniu limitu mocy 750 W dla kol. SP5AKG i SP9AOX.

Następne posiedzenie Prezydium ZG PZK wyznaczono na kwiecień br.

SP5HS

KF • KF • KF • KF

Z ŻYCIA SP DX KLUBU

TABLICA DX

(stan na 31.3.1971 r.)

Grupa Miksod (CW, AM, SSB)

1. SP7HX	285/ ?	13. SP8AG	221/240
2. SP8AJK	279/283	14. SP6BZ	217/227
3. SP6AAT	278/283	15. SP9PT	213/223
4. SP5CK	277/280	16. SP5BSV	210/237
5. SP6RT	259/264	17. SP9AJ	203/213
6. SP1AGE	238/252	18. SP5AFL	196/204
7. SP9ADU	234/250	19. SP6ALL	196/201
8. SP2AJO	233/241	20. SP6AKK	193/195
9. SP9DH	230/245	21. SP6TQ	186/220
10. SP3AIJ	227/229	22. SP5BAK	182/205
11. SP8HR	226/238	23. SP8MJ	182/199
12. SP2AOB	222/245	24. SP5AIB	181/197

25. SP1BHX	178/196	37. SP9UH	136/149
26. SP8AWP	174/193	38. SP9DN	135/165
27. SP6AEG	165/175	39. SP2AEO	134/147
28. SP2LV	165/175	40. SP7ASZ	132/155
29. SP3DOI	153/180	41. SP3AUZ	131/144
30. SP8EV	152/161	42. SP6BFK	128/146
31. SP2PI	150/155	43. SP6ASD	120/210
32. SP9NH	150/152	44. SP6BAA	116/123
33. SP8ARU	146/167	45. SP5QP	111/140
34. SP5BB	146/158	46. SP7LD	109/131
35. SP8AQN	140/155	47. SP8ALT	107/ ?
36. SP5NE	140/150	48. SP9AQY	105/115

SP4NS

SP-DX MARATON

(stan na 31.12.1970 r.)

Grupa B

Pkt	1,8	3,5	7	14	21	28	144 MHz	
1. SP9-9038	3158	—	520	513	829	702	594	—
2. SP8-1079	1748	32	194	279	534	434	220	55
3. SP9-1252	1222	16	75	154	579	349	32	17
4. SP7-3071	1048	—	104	73	516	183	172	—
5. SP9-6634	879	—	94	128	348	292	17	—
6. SP7-3067	819	—	35	127	338	188	131	—
7. SP3-1058	808	—	76	36	488	176	32	—
8. SP1-8040	625	—	49	53	346	177	—	—
9. SP9-1273	403	—	54	73	177	99	—	—
10. SP6-5053	362	—	32	17	132	133	48	—
11. SP2-1079	286	—	36	32	186	32	—	—
12. SP9-107A	263	—	34	98	33	49	32	17
13. SP6-2142	262	—	36	73	153	—	—	—
14. SP9-1274	258	—	18	73	103	64	—	—

Zarząd SP DX Klubu na posiedzeniu w dn. 7.2.1970 r. podjął decyzję, aby nie kontynuować współzawodnictwa Grupy B w ramach SPDXM w związku z istnieniem „Współzawodnictwa Nasłuchowców PZK” prowadzonego przez kol. SP2BMX. Dziękujemy zatem Kolegom za udział, życząc szybkiego uzyskania licencji i rychłego zgłoszenia swych wyników jako HAM's. Podana wyżej tablica jest ostatnią.

SP-DX MARATON

(stan na 31.3.1971 r.)

Nowe zgłoszenia: SP9NH, OM Andrzej Oskędra z Tarnowa; SP8AWP, OM Jerzy Adamek z Rzeszowa; SP4AGR, OM Antoni Kita z Broniewa; SP7AWA, OM Andrzej Grzegorek z Łowicza; SP8EMO, OM Marek Nowosad ze Świdnika; SP5BAK, OM Andrzej Żelaźnicki z Warszawy; SP9DTH, OM Julian Żółty ze Skawiny i SP9DWT, OM Zbigniew Kulczak ze Skawiny.

Pkt.	3,5	7	14	21	28	144	432 MHz	
1. SP7HX	3293	331	643	842	824	631	—	—
2. SP5CK	3247	366	642	822	776	641	—	—
3. SP9DH	3234	+ 416	642	816	737	572	51	—
4. SP6AAT	3121	+ 256	549	849	787	645	35	—
5. SP9KJ	3101	317	659	850	749	526	—	—
6. SP1AGE	2978	+ 294	475	711	761	737	—	—
7. SP3AIJ	2728	213	396	808	742	569	—	—
II. SP9ADU	2711	+ 304	530	800	602	441	34	—
III. SP6BZ	2676	+ 105	443	792	722	597	17	—
10. SP9PT	2457	+ 263	453	796	561	366	18	—

11.	SP9AI	2383	+ 138	222	777	749	417	63	17
12.	SP3PK	2311	113	292	729	628	516	17	16
13.	SP5AR	2288	124	259	766	663	476	—	—
14.	SP5AFL	2247	+ 146	334	780	596	391	—	—
15.	SP3DOI	2238	+ 143	226	668	673	328	—	—
16.	SP6AKK	2211	206	407	746	551	301	—	—
17.	SP8AGN	2177	+ 166	335	629	658	389	—	—
18.	SP6TQ	2163	+ 250	458	770	566	102	17	—
19.	SP6ALL	2135	+ 153	383	756	541	300	—	—
20.	SP9FR	2013	+ 201	247	831	548	268	18	—
21.	SP1BHX	1972	+ 227	359	752	388	196	—	—
22.	SP5XM	1845	105	191	637	580	322	—	—
23.	SP9ABE	1764	+ 176	459	624	471	—	34	—
24.	SP6BFF	1733	+ 124	210	624	461	315	—	—
25.	SP9NH	1693	N 94	197	682	615	105	—	—
26.	SP2AEO	1662	+ 53	78	476	643	412	—	—
27.	SP9CS	1619	105	275	642	508	73	—	—
28.	SP9AOX	1590	117	212	677	516	68	—	—
29.	SP9YP	1533	135	356	642	281	112	—	—
30.	SP8EV	1339	+ 139	213	767	170	33	17	—
31.	SP8AWP	1326	+ 86	140	766	334	—	—	—
32.	SP4AGR	1299	N 121	143	450	358	227	—	—
33.	SP9AJM	1179	117	261	448	270	65	18	—
34.	SP7AWA	1150	N 102	165	556	213	114	—	—
35.	SP9AKY	1142	55	250	669	168	—	—	—
36.	SP9BFF	1111	75	100	410	494	32	—	—
37.	SP7DTP	951	N 95	74	360	295	127	—	—
38.	SP9BZM	920	82	101	299	305	133	—	—
39.	SP9BDH	902	70	90	571	155	16	—	—
40.	SP5CGN	848	103	153	328	153	111	—	—
41.	SP5CJU	840	103	58	367	279	33	—	—
42.	SP6AQA	728	+ —	—	681	—	—	37	—
43.	SP9AWV	690	100	211	665	—	—	17	—
44.	SP7CKF	551	+ 82	210	194	50	—	16	—
45.	SP7DZA	349	+ 33	35	249	32	—	—	—
46.	SP1CNV	187	79	74	18	—	—	—	—
47.	SP8EMO	132	N 52	16	32	32	—	—	—

Klasyfikacja jednopasmowa (top ten)

	3,3 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz				
1.	SP5GH	434	SP9KJ	659	SP9KJ	850	SP7HX	824
2.	SP9DH	416	SP7HX	643	SP6AAT	849	SP6AAT	787
3.	SP5CK	366	SP8CK	642	SP7HX	842	SP5CK	776
4.	SP7HX	331	SP9DH	642	SP9FR	831	SP1AGE	761
5.	SP9KJ	317	SP6AAT	549	SP5CK	822	SP9KJ	749
6.	SP9ADU	304	SP9ADU	530	SP9DH	816	SP9AI	749
7.	SP1AGE	294	SP5ARN	516	SP3AIJ	808	SP3AIJ	742
8.	SP1BHX	277	SP1AGE	475	SP9ADU	800	SP9DH	737
9.	SP9PT	263	SP9ABE	459	SP9PT	796	SP6BZ	722
10.	SP6AAT	256	SP6TQ	458	SP6BZ	792	SP6AQA	681

	28 MHz	144 MHz	432 MHz			
1.	SP1AGE	737	SP9AI	63	SP9AI	17
2.	SP7HX	651	SP6XA	59	SP3PK	16
3.	SP6AAT	645	SP9DH	51		
4.	SP5CK	641	SP6AQA	37		
5.	SP6BZ	597	SP6AAT	35		
6.	SP9DH	572	SP9ADU	34		
7.	SP3AIJ	569	SP9ABE	34		
8.	SP3DOI	528	SP9PT	18		
9.	SP9KJ	526	SP9FR	18		
10.	SP3PK	516	SP9AJM	18		

Termin wystania kolejnych uzupełnień i zgłoszeń: 30.6.1971 r.

SP9DH

NA PASMACH

● W drugiej połowie czerwca br. będą nadawać z Albanii prawie jednocześnie dwie wyprawy krótkofalowców. Wybiera się tam ponownie DL7FT i zamierza pozostać od połowy czerwca do początku lipca br. Franz DL7FT, który już w ubr. nadawał z Albanii pod znakiem ZA2RPS, zabiera ze sobą transceiver i zapowiada pracę na wszystkich pasmach KF emisjami CW i SSB. W tym samym czasie projektuje parotygodniowy wypad do Albanii grupa nadawców fińskich z Matti OH2BH na czele. OH2BH wraz z kilkoma krótkofalawcami fińskimi odwiedził Albanii już w ubr., skąd nadawali pod znakiem OH2BH/ZA — nlesty jednak bardzo krótko. Może więc tym razem będziemy mieli okazję powiększenia swego dorobku o nowy kraj.

● Awizujemy wcześniej nową, interesującą ekspedycję DX-ową. Latem br. wybiera się do Bajo Nuevo ekspedycja, na czele której stanie znany kolumbijski krótkofalowiec HK3RQ, z zawodu lekarz. Wyposażenie ekspedycji będzie się składać z transceivera o mocy 250 W i kilku lekkich, łatwo przenośnych anten kierunkowych. Wyprawa do Bajo Nuevo (HKØ) ma trwać około 10 dni, a QSL należy wysłać via K3RLY. Bajo Nuevo, wyspa Malpelo, San Andreas i Providencia oraz Serrana Bank (i Roncador Cay) posługują się wspólnym znakiem HKØ, mimo że stanowią 4 odrębne kraje do DXCC.

● Donosiliśmy niedawno o wyprawie VU5KV. Ogromne powodzenie, jakim cieszyła się parodniowa zaledwie wyprawa grupy krótkofalowców hinduskich w składzie VU2DI, VU2KV i VU2RM na Laccadivów spowodowała, że wkrótce wybierze się tam nowa wyprawa w składzie VU2CK, VU2KM, VU2QM, VU2RK oraz VU2US pod patronatem związku krótkofalowców hinduskich (ARSI). Zamierzają nadać emisjami CW i SSB, ale tylko na pasmach 14, 21 i 28 MHz. Karty QSL, załączając 1 IRC, należy wysłać pod adresem: ARSI, Post Box 534, New Delhi, India.

● Na francuskiej Polinezji (FOS) wydano już około 40 licencji, jednak ruch amatorski koncentruje się tu prawie wyłącznie na Tahiti i jej stolicy Papeete. Spośród obecnie aktywnych stacji należy wymienić przede wszystkim Leona FO8BJ, dysponującego 100-watowym nadajnikiem i anteną typu GP, oraz Rolanda FO8BV nadającego na wszystkich pasmach KF emisjami CW i SSB przy użyciu również 100-watowego nadajnika i 3-elementowego beam'a (QSL via VE2DCV). W czasie weekendów w godzinach rannych w pobliżu 14 080 kHz możemy usłyszeć ponadto FO8BS, a czasem i FO8BO. Poza Polinezję francuską, jako oddzielny kraj do DXCC liczy się nadal wyspa Maria Teresa (FO8M), mimo że znikła ona od pewnego czasu z horyzontu i pogrążyła się w falach oceanu. Dziwnie, że DXCC uznaje ją nadal jako oddzielny kraj.

● W połowie marca br. niektóre stacje z Mediolanu z pewnych względów zmieniły znak z 11 na 12. Słyszane były stacje I2AZ, I2CTM, I2IR i wiele innych. Zmiana trwała krótko, zaledwie przez 10 dni, i ma być powtórzona w przyszłym roku.

● Dwaj australijscy krótkofalowcy VK3ZT i VK3CBG przebywają obecnie na wyspie Norfolk i nadają pod znakiem VK9NP na wszystkich pasmach KF emisjami CW i SSB. Proszą o karty QSL via K3RLY.

● Z Kuwejtu czynna jest ostatnio stacja 9K2CZ zwłaszcza na wyższych pasmach KF. Prosi o karty QSL bezpośrednio pod adresem: Box 136, Kuwejt, Persian Gulf.

● ZL5AX jest znakiem stacji nadającej z bazy Scotta w nowozelandzkim sektorze Antarktydy. Stacja ta jest dobrze słyszana u nas, zwłaszcza w godzinach rannych w soboty i niedziele, w pobliżu 14 080 kHz, a operator jej — imieniem Graham — prosi o karty QSL via ZL15V.

● Wydanych już zostało ponad 100 dyplomów SPPA. Następną setkę rozpoczął kolejnym numerem 101 kol. Włodzimierz SP7DZA z Ozorkowa.

● Wyspy Falklandzkie reprezentuje ostatnio dość aktywnie na pasmach amatorskich Tony VP8LK. Posiada on nadajnik 100 W i od czasu do czasu jest słyszany na wyższych pasmach KF. Tony prosi o karty QSL na jego adres domowy: Tony Arden, Moody Brook, Port Stanley, Falklands Islands.

● Na Wschodnich Karolinach, tak rzadko u nas słyszanych, pojawiła się nowa stacja. Jest nią KC6RS, która prosi o karty QSL na adres: Box 22, Moen, Truk, East Carolines, Pacific Ocean.

□□□□□

UKF • UKF • UKF • UKF

REGULAMIN POLSKIEGO KLUBU UKF

Spełniając życzenie licznych korespondentów podajemy wyciąg z Regulaminu Polskiego Klubu UKF. Pełny tekst wraz z załącznikami o trybie wyborów był podany w nrze 12/1967 i 1/1968 oraz w Informatorze UKF wydanym przez ZG PZK w 1968 r.

1. Polski Klub UKF jest specjalistycznym klubem grupującym członków PZK, zainteresowanych teoretycznie i praktycznie dziedziną radiokomunikacji amatorskiej na falach ultrakrótkich.

2. W stosunkach międzynarodowych Polski Klub UKF używa nazwy „SP-VHF-Club”.

3. Celem działalności Polskiego Klubu UKF jest:

3.1. organizowanie działalności na polu UKF w ramach PZK;

3.2. wzajemne zbliżenie członków PZK zainteresowanych radiokomunikacją UKF w celu ułatwienia wymiany wiadomości i doświadczeń technicznych;

3.3. udzielanie pomocy ich członkom w ich pracach technicznych i techniczno-sportowych, a szczególnie w pracach o aspekcie twórczym, rozwijających postęp techniczny i mających znaczenie dla gospodarki narodowej i obronności kraju;

3.4. propagowanie ważnej dla gospodarki narodowej i postępu technicznego dziedziny UKF wśród społeczeństwa, a szczególnie wśród młodzieży o zainteresowaniach radioamatorskich;

3.5. rozpowszechnianie osiągnięć technicznych i techniczno-sportowych członków klubu w kraju i za granicą;

3.6. rozpowszechnianie wśród członków informacji o istotnych osiągnięciach zagranicznych w tej dziedzinie;

3.7. stwarzanie wszelkiego rodzaju warunków i bodźców do twórczego, technicznego i sportowego wysiłku w dziedzinie UKF;

3.8. współpraca z zainteresowanymi władzami i instytucjami;

3.9. współpraca z pokrewnymi ugrupowaniami amatorskimi za granicą.

4. Cele wymienione w p. 3 klub realizuje przez:

4.1. organizowanie imprez, zjazdów, odczytów, spotkań, kursów, wystaw i publikacji oraz udział w imprezach organizowanych przez inne stowarzyszenia lub instytucje;

4.2. organizowanie zawodów i konkursów;

4.3. wnioskowanie do ZG PZK o nagrodzenie wybitnych osiągnięć twórczych, konstrukcyjnych, technicznych i sportowych;

4.4. organizowanie wjazdów członków za granicę i przyjazdów amatorów zagranicznych;

4.5. stosowanie wszelkich innych dostępnych środków, zgodnych z prawem, statutem PZK i niniejszym regulaminem.

5. Uczestnicy Klubu dzielą się na: kandydatów, członków zwyczajnych i członków honorowych. Pełne prawa członkowskie, a w szczególności czynne i bierne prawo wyborcze, mają tylko członkowie zwyczajni.

5.1. Kandydatem na członka klubu może zostać radioamator, który spełnił jeden z poniższych warunków:

5.1.1. posiada własną stację UKF i był co najmniej 1 raz klasyfikowany w dowolnych zawodach UKF, bez względu na wynik; (log do kontroli nie wystarczy – przyp. 6LB.)

5.1.2. posiada czynne urządzenie odbiorcze UKF i przeprowadził na nim potwierdzone nasłuchi przynajmniej trzech różnych stacji amatorskich;

5.2. Członkiem zwyczajnym Klubu może zostać członek PZK, który spełnił wszystkie poniższe warunki:

5.2.1. posiada własną, czynną stację UKF w chwili składania wniosku;

5.2.2. osiągnął na własnym sprzęcie ODX przynajmniej 300 km w paśmie 144 MHz;

5.2.3. przeprowadził na własnym sprzęcie łączności z różnymi stacjami UKF na łączną odległość 20 000 km, z czego w roku poprzedzającym złożenie wniosku – przynajmniej 5 000 km na 144 MHz.

Uwaga. Wartość łączności przeprowadzonych w innych pasmach UKF ocenia się proporcjonalnie do częstotliwości.

6. Wnioski o przyjęcie do PK UKF składa się pisemnie na ręce sekretarza klubu. Zarząd powinien załatwić wniosek całkowicie najpóźniej w czasie 2 miesięcy.

• • •

Pełny tekst Regulaminu zostanie wkrótce wydany w Biuletynie PZK. Przypominamy, że koszt rocznej prenumeraty Biuletynu wynosi 78 zł, a wpłaty można dokonywać na konto ZOW PZK w Warszawie Nr 95-9-220.173. Zachęcamy członków PK UKF do prenumeraty Biuletynu, gdyż znajdują w nim wiele specjalistycznego materiału.

Sekretarzem PK UKF jest obecnie kol. SP5FM – Wojciech Niektyksza zam. w Warszawie 18, Al. 3 Maja 5A m. 97.

MARATON UKF (1.1 – 6.2.1971 r.)

lp. Stacja	QSO	GRA	Punkty	Wynik	ODX
1. SP2RO	47	21	1062	22 302	1050
2. SP3BBN	40	12	491	5892	515
3. SP7EBM	27	13	369	4797	524
4. SP2EFO	12	9	227	2043	560
5. SP9WO	40	9	131	1179	464
6. SP6LB	4	2	10	20	140

Podczas Maratonu pojawiły się 10 i 11.1.1971 r. dobre warunki DX-owe. W dniu 10.1.1971 r. SP3BBN przeprowadził 40 QSO – najdalsze 515 km z DC6SI (EK 69a). Z Gdańska Leszek SP2EFO na-

wiwał łączności z UP2, SP9 i SM, zaś SP2RO – Inek potwierdził jeszcze dobre warunki 12 i 13.1., uzyskując łączności z SP9, SM, OZ.

Dla stacji SP7EBM z Łodzi dobre warunki rozpoczęły się już 9 stycznia łącznością z SP9AKW. Najdalszą stacją była DM2BQG – 524 km. Rekordowe wyniki SP2RO zawdzięcza dużej mocy stacji, częstym obserwowaniem pasma oraz intensywną pracą w dobrych warunkach i dobremu QTH.

WYJĄTKOWO DOBRE WARUNKI DO ŁĄCZNOŚCI TROPOSFERYCZNYCH

W drugiej połowie ub.r. występowały kilkakrotnie dobre warunki do łączności troposferycznych. Szczególnie podczas zawodów UP2 Contest (10–11.10.1970 r.) i SP9 Contest (11–12.10.1970 r.); trwały one jeszcze do 14.10.1970 r. Wytwarzane w tym czasie w troposferze dukty przenosiły pasmo UKF od około 40 MHz aż do kilku GHz (radar), przysparzając wiele kłopotów telewizjom, a dużo radości UKF-owcom. Sytuację taką spowodował rozległy wyż, który wprowadził nad Europę Środkową od południa warstwę ciepłego powietrza, tworząc na wysokości około 1000 m charakterystyczne obłoki. Pod tymi warstwami wsunęła się od wschodu warstwa chłodniejszego powietrza, tworząc w dniach 12 i 13.10. wspaniałą, wysoką inwersję. Wyż w tym czasie przesunął się znad Morza Północnego na wschód i wprowadził rankiem 14.10. po swojej wschodniej stronie warstwę chłodnego powietrza.

W tym okresie najlepsze warunki panowały dla Polski początkowo w kierunku wschód–zachód, potem południe–północ. Tłok na pasmie stacji DX-owych ponad 500 km był taki, jak w najpopularniejszych zawodach KF. Niestety wiele stacji dysponuje jeszcze nadajnikami o stałej częstotliwości i to poważnie utrudniało nawiązanie łączności. Dziś już wszystkie produkujące stacje UKF dysponują jeśli nie VFO to VXO. W tym też czasie padły rekordy na 432 MHz.

Z licznych osiągnięć na pasmie 144 MHz można podać przykładowo „zdobycze” kol. Joachima SP9EBQ z Rybnika. Mocą 10 W (GU32) nawiązał on QSO z OZ9RU, OZ6OL, 5 × OE, uzyskując największe QRB 870 km. Stacja SP6LB w zawodach SP9 Contest 12.10.1970 r. uzyskała na 33 łącznościach średnie QRB 480 km! Pracowały przeważnie stacje z QRA ER, FN, EO, EP, FP.

Nie tak dobre, choć także interesujące warunki wystąpiły ponownie 24 i 25 listopada ub.r. Stacje beaconowe SK1VHF, OZ71GY słyszane były w Cieplicach z raportem 579, przy czym kierunek anteny był obojętny. Szkoda tylko, że tak mało stacji było wtedy w „eterze”.

Wbrew powszechnemu pogładowi dobre warunki mogą występować także zimą. Kol. Brunni SP9AI donosi: „kierunek przemierzania się stacji 10–11.1.1971 r. był z zachodu na wschód i obejmował kolejno DM, DL, OZ, SM, SP, OE, HG, UP2, UA3, UB3. Raporty przeciętnie wahały się w granicach 479, choć okresami, np. SP2 na A3 57, a reszta kraju i kierunek OE 59+1 WKG, SP2RO, SP2DX, SP2EFO, SP1JX, SP3BBN, 5 × SM, 5 × DC – 59 fone, SP2LU, DL7HG, DM2DQO, OE3LFA, RP2PCO i UA3LW1”

W tym czasie SP2RO nawiązał 32 łączności na około 300–600 km. Kol. Wiktor SP7EBM QRA JL27b dysponujący nadajnikiem QO3/12 przy pracy emisją A3 nawiązał 27 łączności w granicach do 525 km w tym z wieloma stacjami DC, DM i OK. Gratulacje dla młodego UKF-owca!

WIADOMOŚCI UKF

● Na pasmach UKF słyszy się coraz więcej nowych polskich stacji. Część OM straciło zapal i mało pojawia się w „eterze”. Dlatego z przyjemnością odnotowujemy QSO SP7EBM z SP3GZ z 10.1.1971 r. Koledzy z SP9 słabo wykorzystali styczniowe „otwarcie” pasma.

● Zorze polarne przydatne do łączności radiowych pojawiają się częściej, niż można było oczekiwać. Potwierdza to zasada o występowaniu maksimum zórz polarnych w okresie opadającego maksimum plam słonecznych, i to szczególnie na wiosnę. W styczniu br. pojawiła się ona dwukrotnie 22 i 29, niestety była użyteczna tylko dla okręgów północnych. SP2RO w dniu 22.1. zrobił o godz. 17.55 SMBSZ, o godz. 23.08 – SM3AKW – QRB 1050 km oraz OH2NX – 750 km. Dzień 29.1.1971 r. przyniósł jeszcze więcej stacji: w godz. 22.15–22.55 GMT 2 × SM i 4 × OH. W tym dniu SP2EFO także miał QSO Aurora z SM5BSZ o 0.50 GMT, a więc zarza była wykorzystana przez trzy wieczory. Ponieważ jej centrum odbijające znajdowało się nad północną Szwecją – dla Europy Środkowej była ona niedostępna.

● SP9FG prostuje informację podaną w „Funkamateur” (DM) przez Heinza DC6AA z Lübeck. Do QSO na 70 cm nie doszło. Były to jedynie próby.

● Coraz więcej stacji na 2 m pracuje emisją SSB. Doświadczenia w pracy SSB na KF i wysoki poziom techniki UKF gwarantują bardzo dobre osiągnięcia. W DM stacjami często pracującymi na SSB są: DM2BQG, DM2DQO, DM2BEN, DM4ZID. Najaktywniejsza stacja DM2BQG uzyskała na SSB w 1970 r. 15 krajów: GI HG, ON, 2XLA, 5XF, 6XHB, 13XSP, 25XOE, 31XSM, 43XOK, 66XPAO i 68XOZ. Niestety wielu korespondentów odpowiadało AM. ODX tej stacji w 1970 r. na SSB to GI6ALP — 1250 km. Stacja jest wyposażona w 200-watowy PEP Inp. konwerter (EC86 kaskoda), 36-elementową antenę (4x9-elementowa L. Yagi).

● W lutym br. dobre warunki propagacji pozwoliły stacji DM2DPL nawiązać mocą 0,5 W przy 4-elementowej Yagi łączność z FIATB (DH27c) na 495 km. Było to przed zawodami BBT. Werner znajdował się wtedy na górze Fichtelberg (GK45c).

● Na pasmie 70 cm nadal są aktywne stacje OK1AIB, AIY, VHK, SP6LB, DC6AA, DK1IH, DC7AM, DL7HG. Ostatnio opracowano listę aktywnych stacji w pasmie 70 cm; listę tę posiada SP6LB.

● W czasie dobrych warunków propagacji nie zapominajmy słuchać w górnej części pasma. Stacje zachodnioeuropejskie mają ścisły terytorialny „bandplan” i niektóre stacje mogą pracować tylko w górnej części pasma, np. stacje Irlandii EI 145,4–145,8 MHz północne i wschodnie tereny Francji 145,0–145,5 MHz.

● Na wyspie Gotland pracuje często słyszany w SP beacon SK1VHF (QRA JR41d) na wysokości 57 m n.p.m. z anteną na wysokości 55 m nad ziemią. GRG 145,966 MHz, moc 20 W out, antena dookólna (halo).

● Na terenie NRF uruchomione zostały stacje przekątnikowo-retranslacyjne, pracujące w pasmie 2 m systemem FM. Przekątnik uruchamia się sygnałem wywoławczym 1750 Hz w ciągu 10 sekund na określonej częstotliwości. Jeden z takich retranslatorów pod znakiem DLØBGA zainstalowany w ELM (QRA FM 64d) ma moc w.c.z. 10 W, antenę 4 skrzyżowane 3-elementowe Yagi. Urządzenie retranslacyjne znajduje się niżej w odległości około 180 m i jest zasilane linią o tłumieniu 15 dB. Sygnał wywoławczy uruchamiający stację należy nadawać na 144,800 MHz. Powoduje to przełączenie stacji na moc 40 W i retransmitowanie odbieranych sygnałów na 144,800 MHz na częstotliwości 145,890 MHz. Odbiornik ma własne anteny podobne do nadawczych.

Podobny przekątnik przewidują uruchomić Austriacy pod znakiem OESXUL, ale dla pracy AM przy częstotliwościach: odbiornik 145,510 MHz, nadajnik 144,175 MHz z szerokością wstęgi ±20 kHz. O podobnym retranslatorze myślą także amatorzy. Bliższe dane na temat retranslatorów znaleźć można w Biuletynie PZK.

SP6LB

z praktyki radioamatorskiej

W praktyce radioamatorskiej bardzo często zachodzi potrzeba dobrania najodpowiedniejszych wartości oporników i kondensatorów. Ponieważ bardzo niewielu radioamatorów dysponuje opornikami i kondensatorami dekadowymi, dobieranie potrzebnych podzespołów odbywa się bądź przez kolejne ich wlotowywanie do układu, bądź też przez określenie optymalnej wartości za pomocą potencjometru nastawnego lub kondensatora zmiennego, zmierzenie tej wartości, a następnie przez zastąpienie elementu zmiennego przez stały o odpowiedniej wartości.

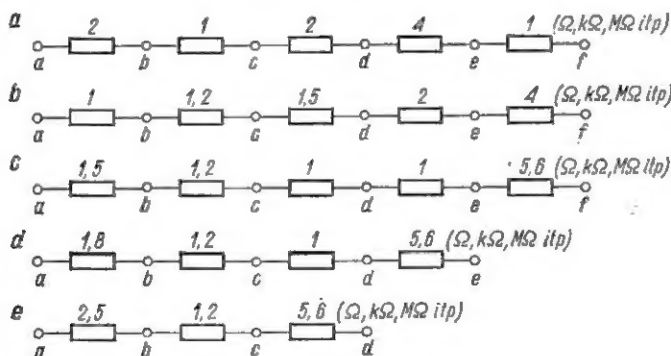
Obie te metody są kłopotliwe i pracochłonne, choćby ze względu na konieczność posiadania miernika pojemności (omomierz znajduje się

Poza tym do celów radioamatorskich nie jest potrzebna (z wyjątkiem dobierania boczników do miliamperomierzy) taka dokładność w doborze wartości oporu, jaką zapewniają oporniki dekadowe.

Mając powyższe na uwadze, zaprojektowałem i wykonałem praktyczny zestaw oporników i kondensatorów bardzo przydatny w praktyce radioamatorskiej — i to w kilku wariantach.

Zestaw oporników

Wariant pierwszy — dekada oporowa (rys. 1a). Jak widać



Rys. 1. Zestaw oporników

u każdego niemal radioamatora).

Wykonanie oporników i kondensatorów dekadowych — na wzór fabrycznych — jest także kłopotliwe, ponieważ wymaga wielu przełączników i oporników lub kondensatorów dla pokrycia całego zakresu interesujących nas wartości.

z rysunku, przy zastosowaniu pięciu oporników o różnych wartościach i sześciu gniazdek radiowych (z przełącznikiem nie można zachować prostoty układu tej dekady), można uzyskać dekadę oporową od 1 do 10 (omów, kiloomów itp.). Ważna jest tu kolejność oporników,

ponieważ przy innym ich rozmieszczeniu można nie uzyskać wszystkich wartości dekady.

Wartość oporu 1 i 2 (omy, kilomy itp.) uzyskuje się przez wtknięcie wtyczek przewodów połączonych z układem, do którego dobierane są oporniki, w gniazdku b-c lub b-a. Wartość oporu 3 — w gniazdku b-d, 4 — w gniazdku d-e, 5 — w gniazdku d-f, 6 — w gniazdku c-e, 7 — w gniazdku c-f, 8 — w gniazdku b-f, 9 — w gniazdku a-e i 10 — w gniazdku a-f.

Łącząc odpowiednio przewodami z wtyczkami bananowymi kilka takich dekad o różnych zakresach wartości oporu, można praktycznie uzyskać te same możliwości, jakie daje fabryczny opornik dekadowy. Oczywiście dokładność wykonanego w ten sposób opornika dekadowego będzie zależała od dokładności użytych oporników.

Wariant drugi — zestaw oporników o podziale nie dekadowym (rys. 1b i 1c). Do dobierania oporników dzielników i oporników redukcyjnych wcale nie jest nam potrzebny podział dziesiętny, ponieważ asortyment produkowanych oporników również jest oparty na podziale dziesiętnym. Zestaw z rys. 1b umożliwi (przy korzystaniu z niego w podobny sposób, jak z opornika opisanego poprzednio) uzyskanie wartości oporów: 1 — 1,2 — 1,5 — 2 — 2,2 —

2,7 — 3,5 — 3,7 — 4 — 4,7 — 5,7 — 6 — 7,5 — 8,7 — 9,7 (omów itp.), a więc 15 różnych wartości przy 5 opornikach i 6 gniazdkach.

Nieco inny rozkład wartości oporów (może nawet korzystniejszy) zapewnia zestaw z rys. 1c: 1 — 1,2 — 1,5 — 2 — 2,2 — 2,7 — 3,2 — 3,7 — 4,7 — 5,6 — 6,6 — 7,6 — 8,8 — 10,3.

Zestaw może mieć mniejszą liczbę oporników, a mimo to może całkowicie zadowalająco spełniać swoje zadanie. Takie skrócone zestawy przedstawiają rysunki 1d i 1e. Przy czterech opornikach (rys. 1d) można uzyskać 10 różnych wartości: 1 — 1,2 — 1,8 — 2,2 — 3 — 4 — 5,6 — 6,6 — 7,8 — 9,6. Zagęszczenie na początku podziału jest zbliżone do zagęszczenia w produkowanym asortymencie oporników. Trzy oporniki w zestawie (rys. 1e) pozwalają na uzyskanie 6 wartości: 1,2 — 2,5 — 3,7 — 5,6 — 6,8 — 9,3. Mimo niewielkiej liczby oporników zestaw taki jest już zupełnie wystarczający do dobrania dzielnika bazowego tranzystora (ściślej 2 zestawy: $\times 1 \text{ k}\Omega$ i $\times 10 \text{ k}\Omega$).

W podobny sposób można projektować inne zestawy o może bardziej jeszcze korzystnym rozkładzie oporów. Można też, podobnie jak w przypadku oporników dekadowych, łączyć ze sobą zbiory o różnych wartościach w łańcuchy o bardzo szerokim zakresie zmian wartości oporu.

Zestaw kondensatorów

W zestawie kondensatorów wykorzystuje się właściwość szeregowego łączenia kondensatorów, gdzie wypadkową pojemność jest zawsze mniejsza od najmniejszej pojemności w szeregu. Odbywa się to zgodnie ze znanymi wzorami:

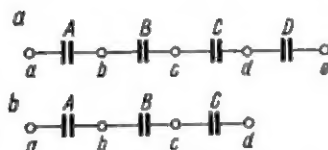
$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$$

$$\dots + \frac{1}{C_n}; \quad C_x = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Dla dobierania pojemności potrzebnych do obwodów rezonansowych w granicach do 1000 pF wartość przygotować sobie oddzielny kondensator zmienny (np. $2 \times 500 \text{ pF}$), w metalowym pudełku wyposażonym w zaciski i dobrze czytelną skalę, na której powinny być nanesione wartości pojemności, np. co 10 czy 20 pF.

Skalowanie tego kondensatora powinno być dokonane za pomocą dokładnego miernika pojemności lub Q-metra pozwalającego na pomiar pojemności.

Zakres stosowania zestawu kondensatorów nie wymaga dużej dokładności w dobraniu pojemności. Jeżeli jednak zachodzi taka konieczność, to do zestawu można dołączyć wspomniany wyżej kondensator zmienny, a sam zestaw wykonać z kondensatorów o małej tolerancji. Dla jednego rzędu pojemności praktycznie wystarczą trzy lub cztery kondensatory. Na rys. 2a przedstawiony jest bardzo prosty schemat zestawu o czterech kondensatorach, gdzie są one oznaczone kolejno literami A, B, C, D, a gwiazdka — a, b, c, d, e. Pojem-



Rys. 2. Zestaw kondensatorów

ności wypadkowe obliczone (z zaokrągleniami) dla pięciu wariantów przedstawiają się jak niżej:

1. A — 2,2; B — 3,3; C — 8; D — 10 (pF, nF itp).

Uzyskiwane pojemności wypadkowe: 1 — 1,1 — 1,3 — 1,9 — 2,2 — 2,33 — 3,3 — 4,5 — 8 — 10.

2. Odpowiednio: 2,2; 3,3; 8 i 10
Uzyskiwane pojemności: 1,5 — 1,7 — 2,2 — 2,7 — 3,3 — 3,65 — 4,5 — 6,8 — 8 — 10.

3. Odpowiednio: 3,3; 5; 8 i 10
Uzyskiwane pojemności: 1,43 — 1,65 — 2 — 2,4 — 3,1 — 3,3 — 4,5 — 5 — 8 — 10.

4. Odpowiednio: 3,3; 4,7; 6,8 i 10
Uzyskiwane pojemności: 1,3 — 1,5 — 1,95 — 2,2 — 2,8 — 3,3 — 4,05 — 4,7 — 6,8 — 10.

5. Odpowiednio: 4,7; 6,8; 8 i 10

Uzyskiwane pojemności: 1,7 — 2 — 2,7 — 2,8 — 3,65 — 4,5 — 4,7 — 6,8 — 8 — 10.

Sposób korzystania z zestawu kondensatorów podobny jest do omówionego korzystania z zestawu oporników. Tu omówię go na przykładzie wariantu 4, który wydaje się być najwygodniejszy. Pojemności 3,3 — 4,7 — 6,8 i 10 uzyskuje się bezpośrednio na gniazdkach odpowiednich kondensatorów. Pojemność 4,05 — gniazdko c-d, pojemność 2,8 — gniazdko b-c, pojemność 2,2 — gniazdko b-d, pojemność 1,95 — gniazdko a-b, pojemność 1,5 — gniazdko a-c oraz pojemność 1,3 — gniazdko a-d.

Zestawy trzykondensatorowe wg rys. 2b dają mniejszą liczbę kombinacji, jednak i tak dwa razy większą od liczby kondensatorów. Obliczono trzy warianty takich zestawów:

1. A — 3; B — 7; C — 10 (pF, nF itp).

Uzyskiwane pojemności wypadkowe: 1,75 — 2,1 — 3 — 4,1 — 7 — 10.

2. Odpowiednio: 2,5; 6,8; 10.
Uzyskiwane pojemności: 1,55 — 1,83 — 2,5 — 4 — 6,8 — 10.

3. Odpowiednio: 2; 6,8; 8,2.
Uzyskiwane pojemności: 1,3 — 1,55 — 2 — 3,7 — 6,8 — 8,2.

Jak widać z omówionych przykładów, niewielkim wysiłkiem, z kilkunastu oporników i kondensatorów, kilkunastu gniazdek radiowych na płytce izolacyjnej i kilku przewodów z wtyczkami bananowymi możemy wykonać w ciągu jednego wieczoru bardzo pomocny w naszej radioamatorskiej praktyce zestaw oporników i kondensatorów, wzbogacając w ten sposób swoje laboratorium.

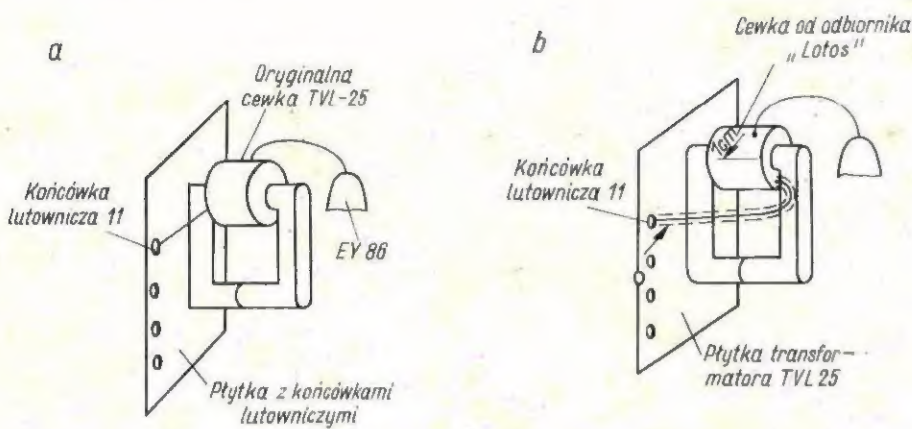
Wiktor Chojnacki — SP5QU

Zastosowanie cewki w.n. z odbiornika TV „Lotos” w transformatorze typu TVL-25

W związku z trudnościami jakie występują często przy zakupie cewki wysokiego napięcia do transformatorów TVL-25 w celu wymiany uszkodzonej, warto wiedzieć, że w przypadku braku oryginalnych cewek do tych transformatorów w ich miejsce można stosować cewki od odbiornika „Lotos”.

Przeprowadzone badania w ZURiT wykazały, że zastosowanie cewki od odbiornika „Lotos” nie powoduje zmian w pracy transformatora typu TVL-25 i nie wpływa ujemnie na pracę innych układów odbiornika.

Wymieniając uszkodzoną cewkę w.n. na cewkę od odbiornika „Lotos” należy



Rys. 1

ją założyć na rdzeń odwrotnie, niż jest założona cewka oryginalna, gdyż ma ona zwoje nawinięte w przeciwnym kierunku. Dotyczy to cewek z nowej serii (płaskich).

Przy wmontowywaniu nowej cewki należy zwrócić uwagę, aby jej przewód zakończeniowy łączony z końcówką lutowniczą 11 transformatora przebiegał w odległości około 1 cm od zewnętrznej powierzchni cewki tak, jak to przedstawiono na rys. 1b. Na przewód ten naj-

lepiej założyć dodatkowo koszulkę izolacyjną.

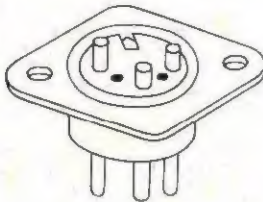
Wygląd rdzenia z zamontowanymi oryginalnymi cewkami typu TVL-25 i zastępczymi od odbiornika „Lotos” przedstawiają rysunki 1a i 1b.

Przeróbki tej nie można zastosować w przypadku transformatora w.n. typu TVL-30 (znaczące pogorszenie jego parametrów).

B.G.

Gniazda z końcówek długopisu

Po przeczytaniu notatki opublikowanej w dziale „z praktyki radioamatorskiej” w nrze 12/1968 chciałbym uzupełnić podany tam pomysł własnym doświadczeniem.



Przy wykonaniu miernika β tranzystorów nie mogłem zastosować fabrycznych gniazd z powodu ich braku. Wykorzystałem więc do tego celu analogicznie końcówki wkładów do długopisów z odciętymi łożyskami kulek. Końcówki te wcisnąłem na klej „Epidian 5” do zwykłego gniazda magnetofonowego. Elektrody tranzystora mają dobry kontakt z mosiężnymi tulejkami. Dla usunięcia tuszu z końcówek wkładu do długopisu — najlepiej jest je wypalić, a następnie wypłukać w kwasie solnym.

Jan Sutula

przegląd wydawnictw

TELEWIZJA KOLOROWA?... TO PRAWIE PROSTE — E. Aisberg, J. P. Doury. Tłumaczył z jęz. francuskiego mgr inż. Jerzy Chabłowski. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1971. Wyd. I, nakład 20 215 egz., str. 112, cena 18 zł.

To już czwarta z kolei książka znanego w środowisku radioamatorskim francuskiego popularyzatora radioelektroniki. Wszystkie opublikowane dotychczas prace tego autora *) przejawiają nieprzeciętne walory dydaktyczne, których wyrazem jest nader umiejętna forma przekazu skomplikowanych w swej istocie zagadnień i pojęć nieprzygotowanemu czytelnikowi. Również na kartach tej książki spotykają się znajomi nam dwaj przyjaciele — Igańś Pytański i Genek Mądralski, których pogawędki i wynurzenia wraz z trafnie dobranymi przez autora akcentami wizualnymi, analogiami i komentarzami stanowią kanwę interesującego i wyjątkowo przystępnego wykładu, wprowadzającego w kulisy telewizji kolorowej.

Całość tematu została ujęta w 14 rozdziałach, z których dziewięć pierwszych wyjaśnia: pojęcie koloru jako zjawiska fizycznego i psychofizjologicznego; najważniejsze zależności kolorymetryczne stanowiące podstawy odtwarzania kolorów w telewizji; możliwości przesyłania drogą radiową informacji o kolorze oraz zasady działania trzech podstawowych systemów telewizji kolorowej: NTSC, PAL i SECAM. W pozostałych pięciu rozdziałach podano analizę odbiorników w systemie SECAM oraz PAL, a ponadto opisano sposoby ich instalowania i uruchamiania — łącznie z samą regulacją i pomiarami.

Pierwsze wydanie tej książki w języku polskim poprzedzone zostało drugim z kolei, nieco zmienionym w treści wydaniem w języku francuskim.

Jak przystało na „prawo serii” — utrzymana została analogia edytorska (ten sam format, typografia, elementy graficzne itp.). Na pełne uznanie zasługuje praca tłumacza. Nakład książki — mimo że duży — nie będzie chyba długo czekał na wyczerpanie.

M. W.

*) E. Aisberg — Radio?... ależ to bardzo proste! Tranzystor?... ależ to bardzo proste! Telewizja?... — ale to bardzo proste!

czy wściele, że...

● Na konferencji IARU, która odbyła się w Brukseli w 1969 r., zostało przyznane dla amatorskich stacji nadawczych TV pasmo częstotliwości w granicach 433,50 – 440,00 MHz, co odpowiada długości fali 70 cm.

● W wyniku przeprowadzonych prób stwierdzono, że laser może być wykorzystany m.in. do podsłuchu. Fale dźwiękowe towarzyszące rozmowie prowadzonej w pomieszczeniu o zamkniętych oknach powodują drgania szyb. Wiązka promieni laserowych padająca na szybę ulega przy odbijaniu odchyleniom, które są uzależnione od wielkości wychyleń szyb i częstotliwości drgań i w ten sposób zmodulowana zostaje skierowana do fotopowielacza, a po odpowiednim wzmocnieniu — do słuchawek. Przy pojedynczych szybach podsłuch może być prowadzony na odległość 50 m.

● Telewizja kolorowa w Norwegii ma być uruchomiona do 1973 r., zaś we Włoszech — w roku bieżącym (system PAL).

● We Francji trwają przygotowania do wprowadzenia trzeciego programu telewizyjnego. Do tego celu ma być użyta prywatna sieć telewizyjna, ponieważ rząd nie dysponuje niezbędnymi funduszami.

● Pod koniec ubiegłego roku uruchomiono w Tokio (Japonia) w jednej z dzielnic tego miasta-giganta sieć telewizji przewodowej 7-programowej. Według przewidywań — będzie z niej korzystał w ciągu trzech najbliższych lat około 50 tys. abonentów. Koszt założenia instalacji u abonenta wynosi 50 dolarów, a abonamentu miesięcznego 1,25 dolara.

● Na wszechzwiązkowej wystawie radioamatorskiej został wyróżniony nagrodą minitelewizor przystosowany do odbioru w 12 kanałach. Jego ciężar nie przekracza 400 gramów. O rozmiarach tego modelu świadczy fakt, że mieści się on na dłoni jednej ręki.