

RADIOAMATOR

i krótkofalowiec



2

LUTY 1964

Treść numeru:

Str.

Z KRAJU I ZAGRANICZNY

- 25 Dział i jutro teletransmisji
25 Półprzewodnikowy laser
26 Międzynarodowa Konferencja Radiokomunikacji Kosmicznej

ARTYKUŁY OGÓLNE

- 27 Krajowe transformatory miniaturowe — mgr inż. Bronisław Wątróbski
30 Zastosowanie analizatorów widma w amatorskiej radiokomunikacji UKF — Hubert Trzaska — SP6-018
31 Wykroje blach transformatorowych — A. W.
32 Niskonapięciowy zasilacz stabilizowany — inż. Grzegorz Małanowski
35 Wskazówki projektowania odbiorników tranzystorowych — Cz. I — Obwody wejściowe — inż. Janusz Justat
43 Obliczanie 10-elementowej "5 nad 5" płytowej anteny na pasmo 145 MHz — mgr inż. Jan Wójcikowski — SP9DR
46 Amatorski odbiornik tranzystorowy — Wiesław Prokop

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

- 37 Radiodioda tranzystorowa „Tesla” 2805B „T61” — inż. Zenon Budynek
39 Stół z gramofonem pod telewizor — inż. Zenon Budynek
40 PORADY

Z PRASY ZAGRANICZNEJ

- 41 Wykrywanie uszkodzeń telewizorów metodą zwiernia — Z. R. i J. K.
47 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

- 52 Przyrząd uniwersalny z omomierza — Eugeniusz Mamos
III okł. Prosty wzmacniacz telewizyjny — Zenon Bazan

Uwaga Czytelnicy!

Dla licznych naszych Korespondentów, przyszłych krótkofalowców i radioamatorów, zainteresowanych tą dziedziną a niezmierzonych w Radioklubach LOK, podajemy wykaz Zarządów Wojewódzkich Ligi Obrony Kraju.

Zwracamy również uwagę, że Radiokluby prowadzą kursy radiowe, telewizyjne i radiooperatorów. Zarządy Wojewódzkie wszystkich zainteresowanych kierują do poszczególnych oddziałów. Zarządy Wojewódzkie LOK:

- BIAŁYSTOK, ul. Sienkiewicza 35
- BYDGOSZCZ, ul. Toruńska 30
- GDAŃSK, ul. Kopernika 18
- KATOWICE, ul. Młyńska 22
- KIELCE, ul. Mickiewicza 5
- KOSZALIN, ul. Matejki 7
- KRAKÓW, ul. Zwierzyniecka 97
- LUBLIN, Krakowskie Przedmieście 47
- ŁÓDŹ, ul. Piotrkowska 97
- OLSZTYN, ul. Westerplatte 1
- OPOLE, ul. Mickiewicza 4
- POZNAŃ, ul. Niezłomnych 1
- RZESZÓW, ul. Wolności 2
- SZCZECIN, ul. Św. Wojciecha 12
- WARSZAWA, ul. Chocimska 14
- WROCŁAW, ul. Świdnicka 28
- ZIELONA GÓRA, ul. Wazów 24

Okladkę projektował Wiktor Górka



Wydawca:
**WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI**

WARSZAWA
ul. Kazimierzowska 52
tel. 45-00-61

Artykułów niezamówionych Redakcja nie zwraca.

Zamówienia i przedpłaty na prenumeratę przyjmowane są w terminie do dnia 15 miesiąca poprzedzającego kwartał — przez Urzędy Pocztowe, listonoszy oraz Oddziały i Delegatury „Ruchu”. Można również zamówić prenumeratę dokonując wpłaty na konto PKO nr 1-6-100020 — Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch” — Warszawa, ul. Srebrna 12.

Cena prenumeraty: kwartalnej zł 15.—, półrocznej zł 30.—, rocznej zł 60.—.

Cena prenumeraty za granicę jest o 40% wyższa od ceny podanej powyżej. Prenumeratę ze zniżką wysyła się za granicę przyjmując Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch” Warszawa, ul. Wronia 23, konto PKO Nr 1-6-100024.

Exemplarze zdezaktualizowane z lat 1959/1962 można nabywać w sklepie „Ruchu” przy ulicy Wiejskiej 14 w Warszawie. Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch” w Warszawie, ul. Srebrna 12, nr konta PKO 1-6-100020.

Ogłoszenia w cenie 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładowych w wymiarach do 240 cm² lub ogłoszenia drobne do 30 wyrazów — osobiste w cenie 3 zł a handlowe 4 zł za wyraz, przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52.

Nakład 40 000 egz. Ark. druk 3. Papier druk. sat. V kl. 60 g.

Podpisano do druku 30.II.84 r. Druk ukończono 8.II.84 r.

Radioamator

i Krótkofalowiec polski

ADRES REDAKCJI:
Warszawa 10, ul. Nowowiejska 1
Tel. 21-34-04

ROK 14 • LUTY 1964 R. • NR 2

z kraju i zagranicą

W dniach od 3 do 6 grudnia ub. roku zorganizowano w Warszawie pod protektorem wicepremiera Eugeniusza Szyra — przewodniczącego Komitetu Nauki i Techniki, Konferencję Naukowo-Techniczną pt. „Dziś i jutro teletransmisji” oraz Sympozjum pt. „Problemy nowoczesnych systemów teletransmisyjnych”.

Dwie te narady naukowo-techniczne, zorganizowane wspólnie przez Polską Akademię Nauk, Stowarzyszenie Elektryków Polskich oraz Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej, zgromadziły ponad 600 naukowców i inżynierów, a wśród nich delegatów z

ZSRR, Czechosłowacji, Jugosławii, NRD, NRF, Szwecji i Węgier, którzy zapoznali się z ponad 100 referatami na temat dotychczasowych osiągnięć oraz perspektyw rozwoju teletransmisji.

Konferencja miała za zadanie upowszechnienie postępu technicznego oraz omówienie kierunków i perspektyw rozwoju teletransmisji, a także telekomunikacji i znaczenia jej dla rozwoju gospodarki w Polsce i na świecie.

Prezes PAN — prof. dr inż. Janusz Groszkowski we wstępnym referacie podkreślił dorobek naukowy teletransmisji, zaś przewodniczący Komitetu Or-

ganizacyjnego prof. dr inż. Witold Nowicki omówił podstawowe problemy i zadania teletransmisji.

Powyższe zagadnienia były przedmiotem obrad uczestników konferencji, którzy między innymi przedyskutowali szereg wniosków dotyczących szybszego rozwoju telekomunikacji w Polsce; opóźnienia w rozwoju tej gałęzi techniki mogą bowiem hamować postęp w różnych dziedzinach gospodarki narodowej.

Wnioski zostały przyjęte w trybie roboczym, a specjalnie wyłoniona Komisja przygotowuje je w celu przedstawienia odpowiednim czynnikom.

Dziś i jutro teletransmisji

Półprzewodnikowy laser

Prasa nasza przynosi wiadomości o coraz to nowych polskich konstrukcjach wzmacniaczy i generatorów molekularnych — laserów. Poniżej podamy nowe osiągnięcia w tej dziedzinie uzyskane za granicą. Ostatnio zagraniczne laboratoria opracowały nowy typ lasera konstruowanego przy użyciu półprzewodników. Laser ten wykazuje pewne zalety w porównaniu ze starszymi typami laserów — rubinowym i gazowym. Zanim przedstawimy właściwości nowego urządzenia, warto przypomnieć ogólne właściwości laserów.

Jak wiadomo, wzmacniacz laserowy wykorzystuje zjawisko promieniowania fal elektromagnetycznych w zakresach długości podczerwieni i widzialnych przez atomy lub cząsteczki ośrodka aktywnego, którym może być kryształ, ciecz lub gaz. Promieniowanie to jest wynikiem pobudzenia atomów ośrodka energią świetlną. Zjawiskiem oddawania energii przez pobudzone atomy można w pewnych warunkach sterować, działając na nie wzбудzającą falą elektromagnetyczną o częstotliwości równej częstotliwości własnej promieniowania lasera.

W tym przypadku otrzymujemy promieniowanie wymuszone o tej samej fazie co promieniowanie wzбудzające.

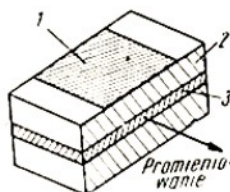
Promieniowanie wytwarzane przez laser jest koherentne, ponieważ poszczególne atomy ośrodka aktywnego — lasera oddają swą energię jednocześnie, w tej samej fazie i z tą samą częstotliwością. Koherentność światła laserowego pozwala wytwarzać monochroma-

tyczne wiązki o nieosiągalnej dotąd zbieżności. Wiązki światła laserowego osiągnęły zbieżność 0,01° i jeszcze mniej. Przy pomocy nieskomplikowanego systemu optycznego można wytworzyć wiązkę o przekroju poprzecznym kilku mikronów. Wiązki takie mogą pokonywać bardzo duże odległości bez strat. O ile zwykle niekoherentne światło zajmuje pasma kilku milionów megaherców, to szerokość pasma koherentnego światła lasera rubinowego jest rzędu 100 MHz, a lasera gazowego rzędu kilku megaherców.

Dzięki tym zaletom promieniowanie laserowe pozwala zrealizować system radiolączności bardzo mało wrażliwy na zakłócenia. Próby łączności przy pomocy laserów w przestrzeni kosmicznej (ze sztucznymi satelitami) dały dobre wyniki. Warto tu zaznaczyć, że gęstość energii wiązki laserowej osiąga wielkość rzędu 10^{12} W/cm². Dzięki takiej koncentracji energii wiązka laserowa przebija otwory w trudno topliwych materiałach, np. w diamencie, w bardzo krótkim czasie.

Opracowane dotąd lasery nie mogą być obecnie szeroko stosowane w technice ze względu na dosyć poważne wady. Pierwszą z nich jest niska sprawność tych urządzeń. Wynosi ona średnio kilka procent mocy traconej na zasilanie. Drugą wadą są trudności z modulacją promieniowania laserowego. Do tej pory nie opracowano metody modulacji, która pozwalałaby przesłać maksymalną ilość informacji. Laser półprzewodnikowy jest pozbawiony tych wad.

Jako materiał do budowy nowego lasera wykorzystano monokryształ arsenku galu. Dobre wyniki osiągnięto również używając innych półprzewodników, jak krzem z dodatkiem indu, antymonek indu i fosforek galu. Dwie przeciwległe ściany kryształu odpowiednio wypolerowane tworzą rezonator. Czynnikiem aktywnym jest poprzeczna warstwa przejściowa, która tworzy złącze typu p-n. Przepuszczając przez to złącze prąd elektryczny o odpowiednio dużej gęstości, można spowodować generację i wzmacnianie fali świetlnej (rys. 1).



Rys. 1.

1 — okładki doprowadzające prąd, 2 — polerowana powierzchnia, 3 — złącze p-n

Mechanizm wytwarzania fali świetlnej jest następujący. Wiadomo, że w półprzewodniku istnieją dwa rodzaje nośników prądu: elektrony i dziury. Rekombinacji tych nośników towarzyszy wyzwalanie energii, które może wydzielć się w postaci fotonu. Mając dwa rodzaje półprzewodników, z których jeden jest przewodnictwem typu p, a drugi typu n, możemy zmusić dwa odmienne rodzaje nośników do rekombinacji wywołując ich ruch naprzeciwko sobie. Ilość wydzielanych przy rekombinacji fotonów jest tym więk-

Podział częstotliwości dla łączności kosmicznej

sza, im większa jest gęstość prądu płynącego przez złącza p-n. Aby efekt emitowania fotonów na skutek rekombinacji był odpowiednio silny, gęstość prądu wzbudzającego laser półprzewodnikowy powinna być bardzo duża — rzędu tysięcy amperów na centymetr kwadratowy. Przy tym, ze zwiększeniem gęstości prądu wzbudzającego — promieniowanie lasera staje się bardziej monochromatyczne.

Jest oczywiste, że przy konieczności stosowania tak wielkich gęstości prądu, podstawowym problemem jest odprowadzanie wielkich ilości ciepła wytwarzanego przy przepływie przez kryształ tego prądu. Dla odpowiedniego chłodzenia kryształu trzeba stosować płynny hel lub azot.

Jak widać, w laserze półprzewodnikowym pobudzająca energia elektryczna zostaje bezpośrednio przekształcona w energię świetlną. Daje to możliwość osiągnięcia dużej sprawności urządzenia — rzędu kilkudziesięciu procent. Poza tym staje się jasne, że problem modulacji nie przedstawia tu większych trudności. Modulację w szerszym zakresie daje się zrealizować poprzez zmiany prądu wzbudzającego laser.

Osiągnięte przy próbach z laserem z arsenku galu wyniki pozwalają rokować dużą przyszłość laserom półprzewodnikowym. Doświadczalny laser przy oziębieniu do temperatury -196°C miał sprawność 80% i wytwarzał falę o długości $0,85\ \mu$ i mocy 1 W. Próby zastosowania urządzenia do transmisji sygnałów telewizyjnych dały dobre wyniki.

Międzynarodowa Konferencja Radiokomunikacji Kosmicznej

W okresie od 7 października do 8 listopada ub. r. odbyła się w Genewie Międzynarodowa Konferencja Radiokomunikacji Kosmicznej zorganizowana przez Międzynarodowy Związek Telekomunikacji (UIT).

Ponad 400 delegatów reprezentujących 70 krajów wzięło udział w tej Konferencji, której przewodniczył M. Gunnar Pedersen — Dyrektor Generalny PTT Danii, wiceprzewodniczącymi byli wiceminister Łączności ZSRR Ashot Badałow oraz J. Mc Connell — ambasador USA.

Głównym przedmiotem obrad Konferencji były przydział i ochrona częstotliwości dla łączności kosmicznej w perspektywie rozwijającej się techniki astronautycznej.

Obrady odbywały się w 7 komisjach, z których najważniejszymi były: Komisja 4 (techniczna) — kierowana przez przedstawiciela Szwecji E. Espinga i M. Zahrandicka z Czechosłowacji; Komisja 5 — (rozdział częstotliwości) — kierowana przez M. W. Kleina ze Szwajcarii i M. S. Fujiki z Japonii oraz Komisja 6 — (Komisja Regulaminu dla zmian wprowadzonych do Regulaminu Radiokomunikacyjnego z roku 1959) — z przewodniczącym J. A. Autelli z Argentyny.

W dniu 9 października ub. r. za pomocą satelity Telstar miała miejsce wymiana przemówień Sekretarza Organizacji Narodów Zjednoczonych U Thant'a oraz Sekretarza Generalnego Związ-

Służba	Pasmo częstotliwości		
	KHz	MHz	GHz
Badania przestrzeni kosmicznej (telemetria) i śledzenie ruchu satelitów	15762÷15768 wsp. 18030÷18036 wsp.	136÷137 wsp. Rej. 1, 3 143,6÷143,65 wsp. 1700÷1710 wsp. 2290÷2300 wsp. 5250÷5255 wsp. 5670÷5725 wsp. 8400÷8500 Rej. 1 i 3 wsp. Rej. 2 wyl.	15,25÷15,35 wyl. 31÷31,3 wsp. 31,5÷31,8 Rej. 1 i 3 wsp. Rej. 2 wyl. 31,8÷32,3 wsp. 34,2÷35,2 wsp.
Badanie przestrzeni i identyfikacja satelitów		30,005÷30,010 wsp.	
Satelity meteorologiczne telemetria eksploatacyjna badania przestrzeni kosmicznej		137÷138 wsp. 400,05÷401 wsp. 460÷470 wsp. 1660÷1670 wsp. 1690÷1700 wsp. 1770÷1790 wsp.	
Radionawigacja za pomocą satelitów		149,9÷150,05 wyl. 399,9÷400,05 wyl.	14,3÷14,4 wyl.
Telemetria kosmiczna		267÷273 wsp. 401÷402 wsp. 1525÷1535 wsp. 1535÷1540 wyl.	
Sterowanie (telekomando)		1427÷1429 wsp.	
Łączność satelita—ziemia		3400÷4200 wsp. 4400÷4700 wsp. 7250÷7300 wyl.	
Łączność ziemia—satelita		5725÷5850 Rej. 1 wsp. 5850÷5925 Rej. 1 i 3 wsp. 5925÷6425 wsp. 7900÷7975 wsp. 7975÷8025 wyl. 8025÷8400 wsp.	
Łączność za pomocą satelitów		7300÷7750 wsp.	
Radioastronomia		37,75÷38,25 wsp. 73÷74,6 wyl. 1400÷1427 wyl. 1664,4÷1668,4 wsp. 2690÷2700 wyl. 4990÷5000 wyl. w 2 Rej.	10,68÷10,7 wyl. 15,35÷15,4 wyl. 19,3÷19,4 wyl. 31,3÷31,5 wyl. 33÷33,4 tylko w Rej. 1 wsp.

ku (UIT) Geralda C. Grossa. Na sali obrad zainstalowano odbiorniki telewizyjne transmitujące przebieg tej uroczystości; jakość techniczna transmisji była bardzo dobra.

W wyniku konferencji przydzielono dla łączności kosmicznej i radioastronomii częstotliwości zajmujące łączne pasmo ponad 6000 MHz; w ten sposób, w stosunku do rozdziału częstotliwości z 1959 r., ilość częstotliwości dla tych służb wzrosła z 1% do 15% całego widma fal radiowych.

Na konferencji przyjęto również szereg nowych postanowień rewidujących poprzedni regulamin, oraz rezolucje i zalecenia mających na celu rozwój łączności kosmicznej.

Miedzy innymi — dla wywołań w przypadku niebezpieczeństwa dla życia astronautów — przyjęto częstotliwości 20007

kHz oraz stosowanie dla tych celów sygnałów SOS w telegrafii i MAYDAY w telefonii.

Inne zalecenie zobowiązuje CCIR do prowadzenia studiów i ustalenia norm dla systemu przekazywania radiofonii i telewizji bezpośrednio za pośrednictwem satelitów dla powszechnego odbioru.

W konferencji wzięła również udział delegacja Ministerstwa Łączności z wiceministrem inż. K. Kozłowskim na czele.

Podział częstotliwości dla łączności kosmicznej i radioastronomii ujęty jest w tablicy.

Kanały wspólne z innymi służbami oznaczono przez „wsp”, wyłączne dla służb kosmicznych — przez „wyl”.

Rejony 1, 2, 3 — oznaczają obszary podziału ziemi.

TRANSFORMATORY
MINIATUROWE

Ze względu na temat interesujący szeroki ogół radioamatorów i radiotechników, uważamy za słusze opublikowanie tego artykułu, mimo, że dotyczy on podzespołów opisywanych już na łamach naszego pisma.

Wielu radioamatorów zajmuje się bądź samodzielnie, bądź w klubach budową rozmaitych układów tranzystorowych, w których oprócz tranzystorów wykorzystuje się miniaturowe podzespoły. Dobrze też znane są im trudności napotykane przy zaopatrzeniu się w odpowiednie podzespoły miniaturowe. Co prawda w sklepach branży elektronicznej jest w sprzedaży dość duży asortyment tych podzespołów produkcji krajowej (jak: oporniki, potencjometry, kondensatory oraz transformatory — nie mówiąc już o tranzystorach), jednak w wielu przypadkach sprzedawcy nie są w stanie podać parametrów elektrycznych wspomnianych akcesoriów. Brak katalogów technicznych na miniaturowe podzespoły pogłębia jeszcze te trudności. Jedynym wówczas wyjściem jest bezpośrednie zwrócenie się o potrzebne dane do zakładu produkującego, co trzeba przyznać, przysparza obu stronom niemało kłopotu. Dlatego chciałbym pomóc radioamatorom, podając im poniższe informacje.

Produkowane w kraju transformatory miniaturowe przeznaczone są do pracy w pasmie częstotliwości akustycznych (do 20 kHz). Produkuje się transformatory miniaturowe w wykonaniu zwykłym, przewidziane do pracy w warunkach klimatycznych odpowiadających grupie 6076 oraz w wykonaniu specjalnym, przewidziane do pracy w warunkach klimatycznych odpowiadających grupie 5055 (wg PN-60/T-04550 grupa 6076 oznacza, że transformator może pracować w zakresie temperatur od -25°C do

$+55^{\circ}\text{C}$, grupa 5055 — w zakresie temperatur od -40°C do $+85^{\circ}\text{C}$).

Transformatory miniaturowe są impregnowane metodą próżniową, mogą więc pracować przy względnej wilgotności do 95% (transformatory w wykonaniu specjalnym do 100%) i napięciu do 100 V. Nadają się one do stosowania w układach z obwodami konwencjonalnymi oraz drukowanymi.

Transformatory miniaturowe m. cz. produkuje się w czterech wykonaniach:

1) transformatory w wykonaniu zwykłym (rys. 1), oznaczone literą T i stosowane w układach konwencjonalnych;

2) transformatory w wykonaniu przystosowanym do układów z obwodami drukowanymi (rys. 2a) i oznaczone literami Td;

3) transformatory wykonane w ekranie (rys. 2b) oznaczone literami Te;

4) transformatory w wykonaniu specjalnym (rys. 2c), oznaczone literami Tz i wykorzystywane w „trudnych warunkach klimatycznych”.

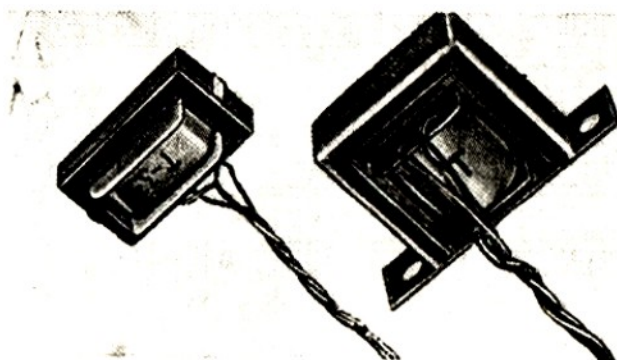
Transformatory miniaturowe m. cz. posiadają rdzenie typu płaszczowego. Rdzenie te są złożone z kształtek, wykonanych z materiałów magnetycznie miękkich o dużej przenikalności magnetycznej, zwanych permalojami. Stosowane są trzy gatunki permalojów:

• wysokoniklowy (P78M — o maksymalnej przenikalności magnetycznej $\mu_{\text{max}} = 80\,000$ gausów na oersted — Gs/Oe, maksymalnej indukcji nasycenia $B_s = 7500$ Gs);

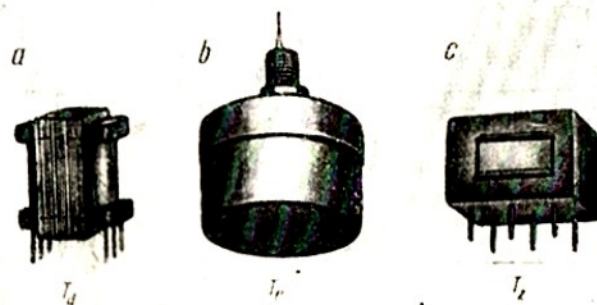
• średnioniklowy (P50A — $\mu_{\text{max}} = 35\,000$ Gs/Oe, $B_s = 15\,000$ Gs);

• niskoniklowy (P36B — $\mu_{\text{max}} = 8000$ Gs/Oe, $B_s = 11\,000$ Gs).

Dane materiałów magnetycznie miękkich oparte są na normie RN 59/MPC-MN-4008.



Rys. 1

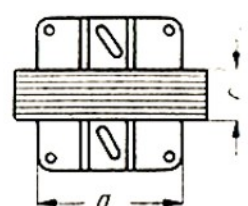


Rys. 2

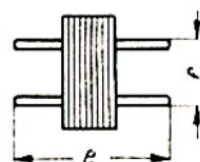
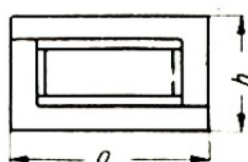
Kształtki rdzeniowe produkowane są w trzech wielkościach typu 2F i jednej wielkości typu EI (największe). Zastosowanie kształtek typu 2F umożliwia uzyskanie dużego okna w rdzeniu, a więc i zmniejszenie oporności rzeczywistej uzwojeń (mogą być użyte grubsze druty nawojowe) oraz zwiększenie ilości zwojów w poszczególnych uzwojeniach i zmniejszenie szczelin między kształtkami przy składaniu rdzenia. Grubość kształtek rdzeniowych wynosi 0,35 mm (najlepsze własności magnetyczne w transformatorach, pracujących na częstotliwościach akustycznych).

Rdzeń transformatora złożony jest z kształtek składanych na przemian między sobą.

Rysunek 3 przedstawia wymiary rdzeni wraz z nawiniętymi korpusami. Wielkość rdzeni określa pierwsza cyfra po literze T lub po literach Td, Te i Tz.



Typ	a mm	b mm	c mm	d mm	e mm	f mm
T-1	9,6	6,6	3,1	6,8	7,5	3,8
T-2	13,4	8,0	3,6	9,8	10,8	4,6
T-3	19,2	11,2	5,5	14,2	15,6	6,2
T-4	20	20	8,0	12,6	16,5	12,3



Rys. 3

Transformatory w wykonaniu zwykłym (oznaczone literą T) posiadają dwa rodzaje obejm: płaskie oraz profilowe. Najmniejsze transformatory (typ T-1) posiadają tylko obejmę płaską, a największe (typ T-4) — tylko profilową.

Obejmy, sprzedawane łącznie z transformatorami, wykonywane są z blachy aluminiowej o grubości od 0,3÷0,5 mm.

Na rysunku 4a przedstawiony jest sposób umocowania transformatorów za pomocą obejm płaskiej, a na rysunku 4b — za pomocą obejm profilowej; podane są tam również kształty i wymiary otworów w płycie montażowej, niezbędne do umocowania transformatorów.

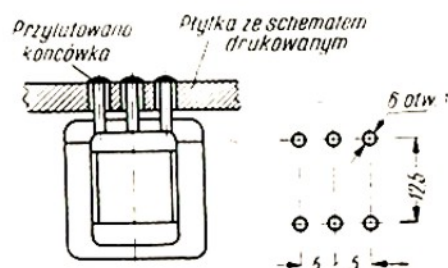
Inaczej umocowuje się na płycie montażowej transformatory przystosowane do układów z obwodami drukowanymi; szczegóły przedstawione są na rysunku 5.

Transformatory dla układów z obwodami drukowanymi produkowane są tylko w jednej wielkości (Td-4).

Podobnie umocowuje się transformatory zalane żywicami (rys. 6). W przypadku układu konwencjonalnego mogą one być umoco-

nętrne kostki (zalanego transformatora) wynoszą: 24×20×15 mm, a ciężar ok. 18 g.

Rysunek 7 przedstawia sposób umocowania transformatora ekranowanego oraz wymiar otworu w płycie montażowej. Ekran wykonany z wysokoniklowego permalaju ma skuteczność nie mniejszą od 30 dB. Górna jego część posiada śrubkę (gwint M6) z otworem wzdłuż osi, przez który wychodzą wyprowadzeniowe końcówki ekranowanego transformatora.



Rys. 5

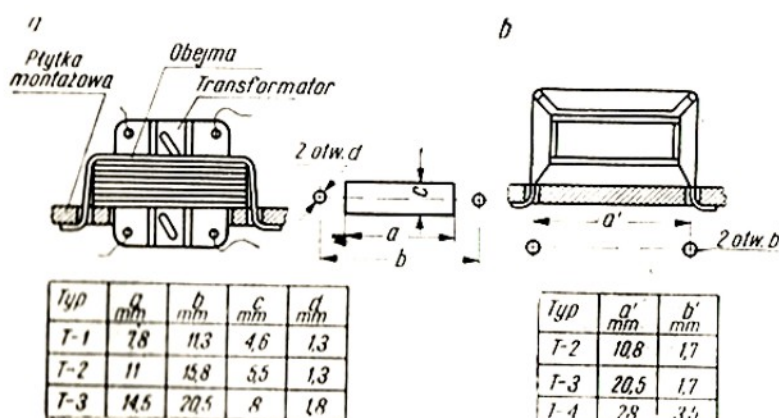
Ekranuje się w zasadzie transformatory o wielkości T-3 i T-4. Ekran posiada wymiary: dla Te3 — średnica 29 mm i wysokość 21 mm (ze śrubą 30), zaś dla Te-4 — Ø 29 mm i wysokość 25 mm (ze śrubą 34). Ciężar transformatora ekranowanego Te-3 wynosi ok. 40 g, Te-4 — ok. 45 g.

Na uzwojenie transformatorów użyty jest drut o średnicy od 0,02÷0,25 mm, a na korpusy polistyren wysokoudarowy. Wyjątek stanowią korpusy używane w transformatorach Td-4; są one prasowane z bakelitu.

Końcówki wyprowadzeniowe poszczególnych uzwojeń transformatorów o wykonaniu T i Te są wykonane z linki miedzianej, izolowanej podwójną warstwą naturalnego jedwabiu i pokrytej lakierem (oznaczenie linki LJnL 5×0,1). Linka o średnicy ok. 0,3 mm składa się z 5 drucików Ø 0,1 mm, przy czym długość jej jest nie mniejsza od 50 mm.

Końcówki wyprowadzeniowe transformatorów wykonane z linek posiadają barwną izolację. Przyjęto kod barwny, za pomocą którego jednoznacznie oznacza się początki i końce poszczególnych uzwojeń w transformatorze. I tak:

Uzwojenie	Początek	Koniec
Pierwsze	Czerwone	Niebieskie
Drugie	Zielone	Szare
Trzecie	Brązowe	Czarne



Rys. 4

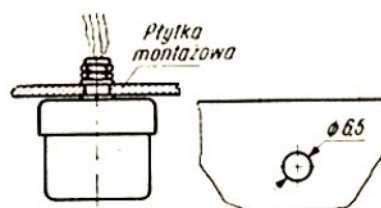
Typ	a mm	b mm	c mm	d mm
T-1	7,8	11,3	4,6	1,3
T-2	11	15,8	5,5	1,3
T-3	14,5	20,5	8	1,8

Typ	a' mm	b' mm
T-2	10,8	1,7
T-3	20,5	1,7
T-4	28	3,5

Typ transform.	Zastosowanie	Przekładnia napięciowa	Ilość zwojów na uzwojeniu		Średnica drutów nawojowych w mm		Oporność rzeczywista w Ω		Indukcyjność główna w H	Rdzeń z permalaju
			I	II	I	II	I	II		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
T-11	wejściowy	1:10	600	60	0,04	0,04	140	18	0,4	P78M
T-12	międzystopniowy	1:2	820	410	0,025	0,03	440	230	0,75	"
T-13	"	1:5	920	184	0,025	0,03	500	100	1,0	"
T-14	wejśc. lub międzystopniowy	1:5	2200	480	0,02	0,05	2500	180	5,5	"
T-16	międzystopniowy	1:5	2200	485	0,025	0,025	1400	410	5,5	"
T-21	"	1:5,2	3120	612	0,035	0,04	1300	250	6,0	P50B
T-22	wejściowy	1:30	4200	140	0,025	0,04	3200	60	13,5	"
T-23	międzystopniowy	1:3	5000	1670	0,025	0,025	3900	1300	19	"
T-24	"	1:10	4200	420	0,025	0,04	3200	175	13,5	"
T-25	"	1:2x0,33/	2x480	1440	2x0,04	0,045	2x125	620	7,5	"
T-26	"	1:2x0,42/	2x235	560	2x0,08	0,08	2x25	110	0,2	F78M
T-27	wejśc. lub międzystopniowy	1:6	3000	500	0,035	0,035	1300	300	8	"
T-28	"	1:0,17	400	2300	0,06	0,04	66	1000	5	"
T-29	wyjściowy	1:0,07	64	860	0,22	0,10	0,9	70	0,6	P50B
T-210	wejśc. lub międzystopniowy	1:4	3200	800	0,03	0,05	1800	210	4,5	"
T-211	"	1:3	900	300	0,06	0,06	130	55	0,6	"
T-212	"	1:3	690	230	0,06	0,06	95	35	0,3	"
T-213	wyjściowy	2x0,5/4	2500	2x300	0,025	2x0,06	1650	2x55	5,7	P36B
T-214	międzystopn.	1:1,6	600	360	0,07	0,07	54	45	0,9	F78M
T-216	wejściowy	1:15	6100	410	0,025	0,025	4800	420	36	"
T-31	"	1:32	13700	430	0,025	0,04	16000	250	380	"
T-32	międzystopn.	1:0,25	5520	1380	0,035	0,035	3800	670	78	P36B
T-33	wejściowy	1:0,045	360	8000	0,04	0,03	200	6400	130	F78M
T-34	wyjściowy	2x0,5/0,9	2x146	328	2x0,13	0,13	2x9,2	15	0,2	P56B
T-35	wejściowy	1:0,037	185	4940	0,13	0,04	12,5	2400	62	F78M
T-36	wyjściowy	1:0,44	440	1000	0,12	0,06	28	170	1,6	P36B
T-37	"	1:0,42	440	1050	0,12	0,06	28	180	1,75	"
T-38	"	1:0,5	650	1270	0,08	0,06	95	230	2,6	"
T-39	"	1:0,6	750	1270	0,08	0,06	110	230	2,6	"
T-310	międzystopn.	1:0,068	273	4100	0,08	0,04	38	2250	43	F78M
T-311	wyjściowy	2x0,5/0,33	2x85	517	0,1	0,05	2x6	140	0,12	"
T-312	międzystopn.	1:0,08	630	8000	0,08	0,025	95	9000	120	P50B
T-313	"	1:1,6	250	156	0,1	0,15	16	5,8	0,2	F78M
T-314	wejściowy	4x0,25/1,2	600	4x128	0,06	0,08	100	4x18	0,9	"
T-315	wyjściowy	2x0,5/0,13	54	2x250	0,22	0,12	0,8	2x18	1,25	"
T-316	wejściowy	1:3,1	1270	395	0,07	0,08	180	57	4	"
T-317	"	1:0,22	1270	5800	0,06	0,03	288	5700	85	"
T-318	"	1:55	2000	36	0,05	0,21	500	0,8	10	"
T-319	wyjściowy	2x0,5/4,8	3014	2x314	0,035	2x0,08	1700	2x40	24	"
T-320	"	1:2x0,2/	2x1000	5000	0,04	0,04	2x380	2500	64	"
T-321	międzystopn.	1:1	2200	2200	0,04	0,04	850	1200	13	"
T-322	"	1:2x2,5/	2x250	2500	0,1	0,03	2x16	2200	19	"
T-323	wejściowy	1:200	10000	50	0,03	0,12	9800	8	450	"
T-41	wyjściowy	2x0,5/11,2	650	2x480	0,08	0,08	70	2x62	4,1	"
T-42,1	"	2x0,5/2	160+397	283	0,05+0,12	0,21	22	2x42	0,35	P50B
T-43	międzystopn.	1:1,3	8000	6000	0,03	0,03	6500	6000	130	"
T-44	wyjściowy	2x0,5/1,5	1200	2x400	0,08	0,08	150	2x60	4,0	"
T-45	"	2x0,5/1,5	1200	2x400	0,08	0,08	150	2x60	3,2	P36B
T-46	"	2x0,5/3,2	6800	2x1050	0,04	0,05	3350	2x400	125	F78M
T-47	"	2x0,5/1,5	1600	2x535	0,05	0,06	430	2x120	5,5	P50B
T-48	"	1:2x0,70/	2x530	1500	0,08	0,08	2x60	216	3,5	"
T-49	wejściowy	1:0,4	3200	8000	0,04	0,04	1600	4600	170	F78M
T-410	wyjściowy	2x0,5/2	800	2x200	0,1	2x0,1	60	2x17	1,5	"
T-411	"	1:4	1000	240	0,08	0,15	100	9	2,5	P50B
T-412	międzystopn.	1:2x0,065/	2x100	8000	2x0,1	0,035	2x14	3000	22	F78M

Uzwojenia transformatorów nawijane drutem o średnicy powyżej 0,18 mm mają końcówki wyprowadzeniowe wykonane bezpośrednio drutem nawojowym.

Transformatory miniaturowe w wykonaniu Td i Tz posiadają końcówki wyprowadzeniowe w postaci „nóżek” wykonanych z posrebrzonego drutu miedzianego o śred-



Rys. 7

nicy 0,8 mm. Wysokość „nóżek” nad korpusem — ok. 8 mm, a ich rozstawienie jest zgodne z obowiązującym rastrem w schematach drukowanych.

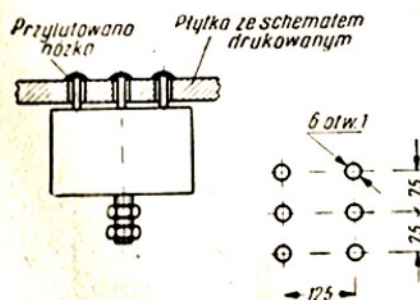
Transformatory miniaturowe m. cz. dzięki starannemu wykonaniu i dokładnej kontroli, mimo swych małych gabarytów, spełniają wysokie wymagania mechaniczne i elektryczne. Wytrzymują one próbę wibracji o obciążeniu FaI-b

(wg PN60/T-04550). Końcówki wyprowadzeniowe w transformatorach typu T i Te zapewniają wytrzymałość na wyciąganie z korpusu w granicach 200 g, zaś w transformatorach typu Td i Tz — 1000 g.

Transformatory wytrzymują 100% przeciążenie w stosunku do mocy znamionowych w czasie 15 min. Moc znamionowa zależy od rozmiarów transformatorów (dla wykonania T) i wynosi:

T-1	10 mW	Ciężar ok.	1,8 g
T-2	50 mW	"	3,5 g
T-3	100 mW	"	11 g
T-4	250 mW	"	25 g

Wytrzymałość elektryczna izolacji między uzwojeniami oraz między uzwojeniami i rdzeniem lub między uzwojeniami i ekranem



Rys. 6

(jeżeli jest) zabezpiecza przed przecięciem pod napięciem o częstotliwości 1000 Hz i wartości skutecznej pięciokrotnie większej od najwyższego napięcia występującego na dowolnym uzwojeniu transformatora, lecz nie mniejszym od 60 V — w czasie 3 min. Oporność izolacji jest nie mniejsza od 50 MΩ. Oporność rzeczywista poszczególnych uzwojeń może się wahać w granicach $\pm 10\%$ w stosunku do wartości znamionowej. Oporność wejściowa i wyjściowa mogą się wahać w granicach $\pm 20\%$, a przekładnia napięciowa — w granicach $\pm 5\%$.

Indukcyjność uzwojeń zależna jest od ilości zwojów, wielkości rdzenia i gatunku użytego permaloju. Podawana jest ona dla uzwojenia posiadającego maksymalną ilość zwojów.

Indukcyjność rozproszenia jest mniejsza od 3% indukcyjności uzwojenia głównego.

Współczynnik zniekształceń liniowych w stosunku do 1000 Hz w pasmie 250–20 000 Hz jest mniejszy od 3 dB. Współczynnik zniekształceń harmonicznych, mierzony przy 1000 Hz jest mniejszy od 2%.

Dane dotyczących produkowanych miniaturowych transformatorów m. cz. ujęte są w tabeli 1. Podane w niej wartości na indukcyjność odnoszą się do częstotliwości 1000 Hz.

Na życzenie mogą być produkowane transformatory w dowolnym wykonaniu (jedno z czterech).

Wydaje się, że celowe będzie podanie paru uwag, dotyczących wyboru miniaturowego transformatora. Wybór ten dyktowany jest warunkami pracy transformatora w układzie. Narzucają one rodzaj uzwojeń i materiału na rdzeń, rozmiary i rodzaj wykonania.

Rodzaj uzwojeń i rdzenia wynika z parametrów elektrycznych transformatora. W uzwojeniach miniaturowych transformatorów przyjmuje się gęstość prądu do 3 A/mm². Jeżeli transformator pracuje bez składowej stałej lub z bardzo małą składową stałą (do 0,4 mA), rdzeń jego powinien być wykonany z permaloju wysokoniklowego. Jeżeli przez uzwojenia transformatora płynie znaczna składowa stała, stosuje się rdzenie z permaloju średnioniklowego lub niskoniklowego.

W permalojach średnioniklowych przenikalność magnetyczna (a tym samym i indukcyjność) ze wzrostem składowej stałej maleje wolniej (ok. 3. razy) niż w wysokoniklowych przy tej samej częstotliwości. Dlatego transformatory wyjściowe, przenoszące znaczne moce, powinny posiadać rdzeń z permaloju średnio- lub niskopermalowego. Transformatory wejściowe, pracujące często przy małych napięciach (np. mikrofonowych) i przy znacznych obciążeniach (zewnętrznych) zakłóceń powinny mieć rdzenie z permaloju wysokoniklowego i być ekranowane.

Transformatory narażone na krótkotrwałe udary, powinny być zalewane.

Interesujące parametry elektryczne w transformatorach miniaturowych mogą być obliczone w oparciu o dane ujęte w tabeli.

Bardziej zainteresowanych miniaturowymi transformatorami — autor odsyła do książki pt. „Obliczanie i konstrukcja miniaturowych i subminiaturowych transformatorów małej częstotliwości” wydanej przez Wydawnictwa Komunikacji i Łączności.

Zastosowanie analizatorów widma w amatorskiej radiokomunikacji UKF

Hubert Trzaska
SP6-018

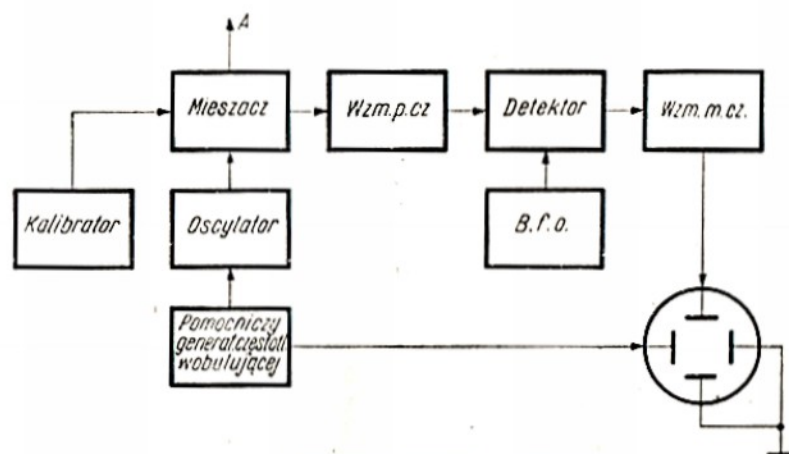
J.W.

Znane są anegdotki o niektórych ham's, którzy pracując w „eterze” ograniczają do słuchania, a dopiero po usłyszeniu ciekawego DX'a rozpoczynają nadawanie. Jednakże przesłuchanie któregośkolwiek z pasm krótkofalowych jest sprawą niezwykle prostą w porównaniu z tą samą czynnością w pasmie ukf. Przykładowo: szerokość pasma dwumetrowego jest około 10-krotnie większa od części telegraficznej pasma dwudziestometrowego; w zakresie kf zwykle stosuje się anteny o dookólnej charakterystyce promieniowania, natomiast stosowane anteny ukf są wybitnie kierunkowe i w najgorszym przypadku szerokość głównego listka nie przekracza 45°. Aby więc przesłuchiwać wszystkie kierunki, potrzeba ośmiu położeń anteny i tyleż przesłuchań pasma. Mnożąc te liczby przekonamy się, że aby wiedzieć co się dzieje w „eterze”, trzeba przykładowo na „dwójce” stracić około sto razy więcej czasu

niż w pasmie 20-metrowym. Poza tym ultrakrótkofalowej wiedzy, jak łatwo można nie zauważyć słabo odbieranej stacji przy szybkim przesłuchiwanym pasma, szczególnie przy dużym poziomie szumów oraz zakłóceń.

Od czasu II wojny światowej do identyfikacji mikrofalowych urządzeń nadawczych nieprzyjaciela stosuje się w praktyce wojskowej tzw. analizatory widma, zwane również odbiornikami panoramycznymi. Zasadę działania takiego urządzenia przedstawia schemat na rysunku 1.

Sygnał z anteny doprowadzony jest do mieszacza wraz z sygnałem lokalnego oscylatora, którego częstotliwość zmienia się z częstotliwością pomocniczego generatora m.c.z. Po wzmocnieniu częstotliwości pośredniej i detekcji oraz po wzmocnieniu m.c.z. sygnał zostaje doprowadzony do płytek Y oscyloskopu. Jako podstawa czasu jest wykorzystywane napięcie z pomocniczego gene-



Rys. 1. Schemat blokowy analizatora

ratora m.c.z., dzięki czemu oś X jest osią częstotliwości. Dla dokładnego określenia częstotliwości sygnałów docierających na wejście odbiornika przykłada się na wejściu sygnał z kalibratora kwarcowego.

Opisany układ można w prosty sposób zrealizować we własnym zakresie, wykorzystując posiadany RX. Wykonania wymagają:

- oscyloskop
- kalibrator kwarcowy
- oscylator wobulowany.

Przeanalizujemy teraz warunki, jakim powinny odpowiadać wymienione części układu.

1. Budowa oscyloskopu ogranicza się do uruchomienia układu regulacji ostrości i jasności. Budowa wzmacniaczy X i Y nie jest konieczna ze względu na to, że napięcia otrzymywane ze wzmacniacza m.c.z. odbiornika lub pomocniczego generatora wobulującego mogą być dowolnie duże. Jako oscyloskopu można używać telewizora, wymaga to jednak przekręcenia cewek odchylających o 90° ze względu na przeniesione częstotliwości.

2. Kalibrator kwarcowy potrzebny jest do dokładnego określenia częstotliwości, na jakiej dana stacja pracuje. Najwygodniej jest zastosować kalibrator dający sygnały („marki”) co 100 kHz i 1 MHz. Stosowanie innych kalibratorów nie jest wykluczone. W ogóle zaś stosowanie kalibratora nie jest konieczne, częstotliwości można bowiem określać z dużą dokładnością według pracujących stacji o znanej częstotliwości.

3. Wobulowany oscylator składa się z trzech części, a mianowicie:

- oscylator samowzbudny,
- układ wobulujący,
- pomocniczy generator o częstotliwości wobulującej.

Oscylator może pracować w dowolnym układzie, a jego częstotliwość (w MHz) określona jest zależnością:

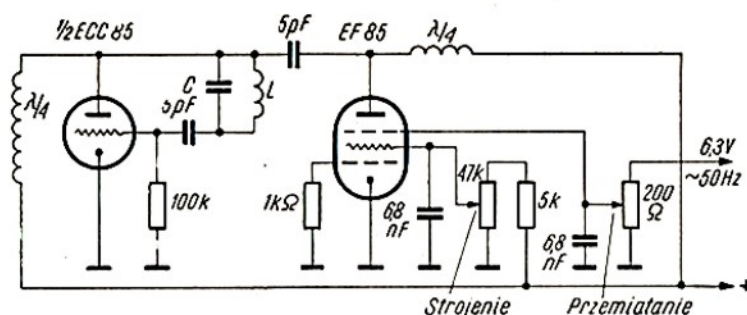
$$f_{osc} = 145 \pm f_{p.c.z.}$$

Układ wobulujący powinien spełniać dwa warunki:

- łatwe przestrajanie oscylatora w granicach odpowiadających odbiorowi w całym pasmie przy wyłączonej wobulacji,
- regulacja przemiatania, umożliwiającą oglądanie bądź całego pasma, bądź też dowolnie małego wycinka.

Wobulację można uzyskać w dowolnym ze stosowanych układów. Najprostszy układ wobulujący osłaga się przez wprawianie w ruch rdzenia ferromagnetycznego w cewce lub trymerka w obwodzie oscylatora za pomocą głośnika lub słuchawek. Nowsze układy przemiatające oparte są na zmianie indukcyjności przez przemieszczanie rdzenia oraz zmianę parametrów L lub C oscylatora lampą reaktacyjną. Jako oscylator lokalny może być stosowany wobulator telewizyjny. Zamiast pomocniczego generatora wobulującego można w najprostszym przypadku stosować sieć prądu zmiennego (jak to się praktykuje w wielu typach wobulatorów).

Dla otrzymania liniowej skali częstotliwości (oś X) do przemiatania należy stosować przebiegi пилоkształtne. Częstotliwość generatora przemiatającego powinna być większa od około 25 Hz, co wynika z własności oka ludzkiego



$$L (\mu H) \cdot C (pF) = \frac{25330}{f^2 (MHz)}$$

Rys. 2. Schemat ideowy generatora wobulowanego

cięż nie większa od 0,1 Hz szerokości pasma przeniesionego przez odbiornik, aby ciągłe impulsy nie były zniekształcone. Analogiczne metody znajdują szerokie zastosowanie do pomiarów charakterystyk przenoszenia odbiorników; są one zresztą szeroko poruszane w literaturze technicznej.

Przebiegi z oscylatora wobulowanego na oscylator kwarcowy wymaga jedynie zastosowania przełącznika przełączającego napięcie anodowe z jednego oscylatora na drugi. Przesłuchując pasmo za pomocą analizatora widma wystarczą obracać antenę. Na ekranie ukażą się impulsy pionowe odpowiadające odbieranym stacjom, które przy odbiorze fonii będą stałe, natomiast przy odbiorze telegrafii – gasnące w takt kluczowania; przy odrobinie wprawy umożliwią to odbiór stacji telegraficznych „na oko”. Położenie impulsu pionowego na osi X jest zależne od częstotliwości pracy odbieranej stacji.

W wykonanym konwerterze (ECC 88, 6AK5) do odbiornika typu RSI4T o częstotliwości pośredniej 9÷11 MHz ($f_{osc} = 135$ MHz) zastosowano oscylator wobulowany z lampą 1/2 ECC 85, a jako układ wobulujący – lampę reaktancyj-

ną o charakterze pojemnościowym (EF 85) przemiataną napięciem sieci (rys. 2).

Układ wykazuje dwie zasadnicze wady, a mianowicie:

- oś częstotliwości jest nieliniowa,
- ze względu na brak wygaszania promienia powrotnego w oscyloskopie, na ekranie wystąpi obraz podwójny.

Jednakże ze względu na to, że w czasie prób odbierano tylko stacje telegraficzne i to na „oko”, wymienione wady nie wykluczają budowy oscylatora tego typu, gdyż zaletą jego jest prostota wykonania.

Czułość odbiornika przy przejściu z oscylatora wobulowanego na kwarcowy nie ulega zmianie. Przeprowadzone próby dały zadowalające wyniki.

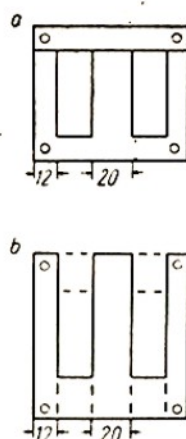
Zastosowanie analizatora widma przez ultrakrótkofalowców nie da znacznego wzrostu wydajności DX-ów z hektara (anteny), ani nie zastąpi konieczności nauczania się telegrafii przez niektórych kolegów; może jednak znacznie ułatwić pracę w „eterze”.

Chciałbym „przy okazji” podziękować kol. inż. B. Gołębiowskiemu – SP6ZG oraz kol. L. Kowalskiemu – SP6CT za cenne rady i pomoc przy wykonywaniu prób.

W y k r o j e blach transformatorowych

Przy projektowaniu transformatorów sieciowych i transformatorów wyjściowych wzmacniaczy m. cz. ważnym parametrem jest zakładana dopuszczalna indukcja. Na przykład, dla dobrej transformatorowej stali w przypadku transformatorów sieciowych przyjmuje się zwykle indukcję równą 10 000 gaussów; przy stali gorszej 7000 gaussów, a dla bardzo małych transformatorów, stale włączonych do sieci 5000 ÷ 6000 gaussów. Indukcję oblicza się zwykle, biorąc pod uwagę przekrój środkowej kolumny rdzenia płaskowego.

Dokładniejsze badania wykazały, że przy takich obliczeniach popełnia się dość znaczną nieścisłość, ponieważ w narożach rdzenia są otwory (przeważnie o średnicy 5 mm) dla śrub mocujących. Ponieważ droga dookoła otworu po stronie zewnętrznej jest około trzykrotnie dłuższa, przeto główna część strumienia magnetycznego przepływa pomiędzy otworem i oknem w rdzeniu. W tych warunkach indukcja w pobliżu otworu jest 1,5÷2 razy większa. Jeżeli przypomnimy sobie wykres wartości przenikalności magnetycznej przy różnych wartościach induk-



Rys. 1. Wykroje blach transformatorowych

a — wykrój zwykły (płaszczowy); b — wykrój o wydłużonych częściach końcowych

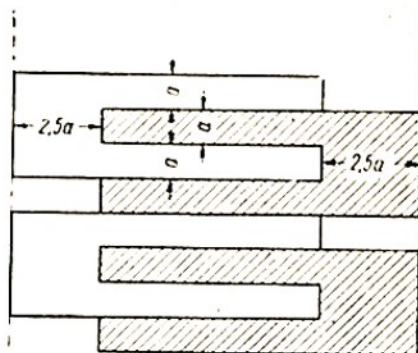
cji, to łatwo zorientujemy się o niekorzystnych skutkach tego zjawiska.

Na rysunku 1 pokazane są dwa różne wykroje blach transformatorowych: a — zwykły; b — wykrój o wydłużonych częściach końcowych i bez blaszki zamykającej. Pomiar wykazały, że ten ostatni kształt jest o wiele korzystniejszy, pomimo tego, że zamknięcie strumienia magnetycznego następuje w rdzeniu przez blaszki sąsiednie (blaszki składa się na

przemian). W rdzeniu złożonym z takich blaszek indukcja w pobliżu otworów jest mniejsza niż w kolumnie środkowej wskutek znacznie większego pola wykróju w tym miejscu. Poza tym blaszki są dobrze ściśnięte, dzięki czemu szczeliny pomiędzy sąsiednimi blaszkami są mniejsze niż pomiędzy blaszką E i blaszką I w rdzeniu zwykłym. Blaszki z przecięciem też nie dają się złożyć idealnie i powstaje pewna szczelina.

Należy dodać, że zmniejszenie indukcji w narożach i części zamykającej rdzenia wpływa na zmniejszenie pola rozproszonego wokół rdzenia, a tym samym na osłabienie oddziaływania transformatora na inne obwody i urządzenia (przy indukcji 10 000 gaussów strumień rozproszony jest 10 ÷ 25 razy mniejszy niż przy rdzeniu konwencjonalnym).

Przy zastosowaniu ulepszonych rdzeni można — zależnie od tego, co jest w danym przypadku głównym celem — uzyskać: większą moc z rdzenia o takim samym przekroju; większą sprawność; mniejszą liczbę zwojów na wolt; większą indukcyjność uzwojenia pierwotnego; lepsze parametry jakościowe; mniejszy strumień rozproszony.



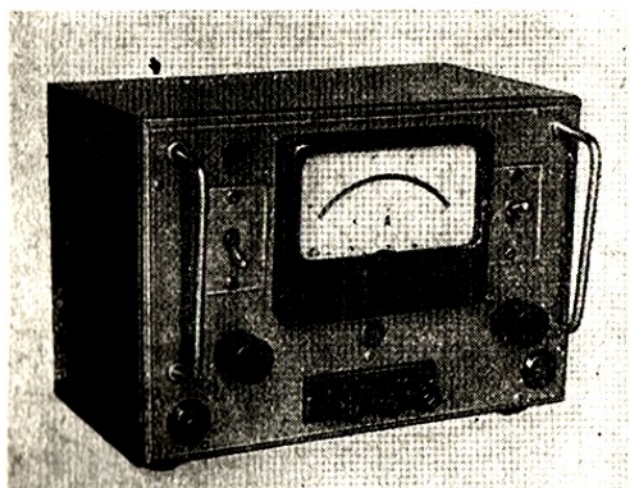
Rys. 2. Wykrój kształtu „C” o wydłużonych końcach

Według tej samej zasady mogą być wykonywane również blaszki do transformatorów typu rdzeniowego (kształtu C); w wielu przypadkach stosując blaszki tego kształtu do transformatorów miniaturowych i subminiaturowych można zrezygnować ze stosowania transformatorów toroidalnych — znacznie trudniejszych do wykonania.

Amatorom wykonującym we własnym zakresie transformatory wyjściowe do wzmacniaczy akustycznych możemy zalecić oszczędny wykrój omawianego typu przedstawiony na rysunku 2.

A. W.

(Wg „Radio” radz. nr 7/58.)



Niskonapięciowy

ZASILACZ STABILIZOWANY

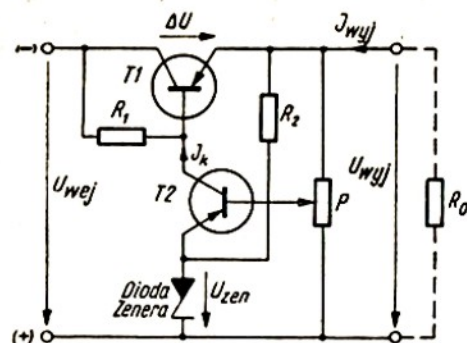
Do zasilania układów tranzystorowych potrzebne są źródła stałego napięcia rzędu kilkunastu woltów, odznaczające się małym wpływem obciążenia na wartość napięcia wyjściowego. Warunki te spełniają baterie akumulatorów lub niskonapięciowe zasilacze stabilizowane.

Istnieje wiele rozwiązań takich zasilaczy różniących się między sobą rodzajem stabilizacji, wartościami napięć i prądów wyjściowych, stabilnością napięcia wyjściowego przy zmianach obciążenia i napięcia sieci oraz temperatury, a także sposobem zabezpieczenia przed ewentualnym przeciążeniem.

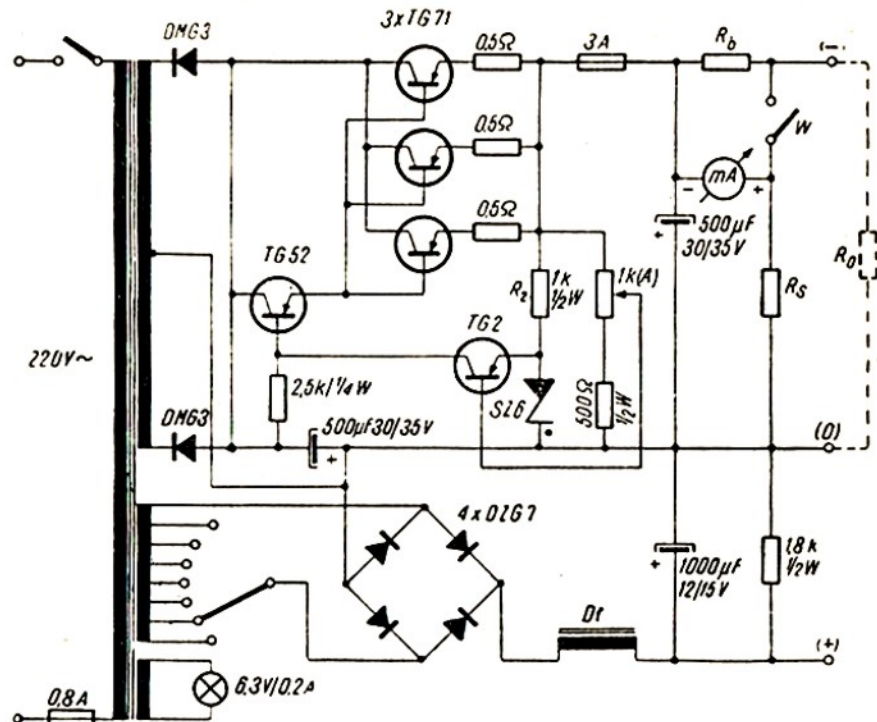
Najczęstsze zastosowanie znajduje zasilacz o stabilizowanym napięciu wyjściowym, przystosowany do płynnej regulacji tego napięcia. Schemat ideowy takiego stabilizatora przedstawiony jest na rysunku 1.

Tranzystor T1 włączony w szereg z obciążeniem R_o ma za zadanie utrzymywanie stałej wartości napięcia na wyjściu zasilacza. Jako źródło napięcia odniesienia zastosowana jest dioda lawinowa (Zenera).

Proces stabilizacji przebiega następująco: jeżeli wskutek wzrostu obciążenia napięcie wyjściowe U_{wyj} zmaleje, to zmaleje również napięcie występujące między



Rys. 1. Schemat ideowy układu stabilizatora



Rys. 2. Schemat ideowy zasilacza stabilizowanego

bazą i emiternem tranzystora T2, ponieważ spadek napięcia na diodzie Zenera włączonej w obwód emitera jest stały (podobnie jak w neonówce stabilizacyjnej) i zależy w przybliżeniu tylko od typu zastosowanej diody. Zmiana wartości polaryzacji bazy tranzystora T2 spowoduje zmianę prądu bazy. Pod wpływem wzmacniającego działania tranzystora nastąpi dużo większa zmiana prądu I_k w obwodzie kolektora, a tym samym zmiana spadku napięcia na oporniku R_1 . Napięciem tym polaryzowana jest baza tranzystora regulacyjnego T1, który w danym przypadku zmniejszy swoją oporność, dzięki czemu występujący na nim spadek napięcia ulegnie zmniejszeniu. W ten sposób przeciwdziała on spadkowi napięcia wyjściowego.

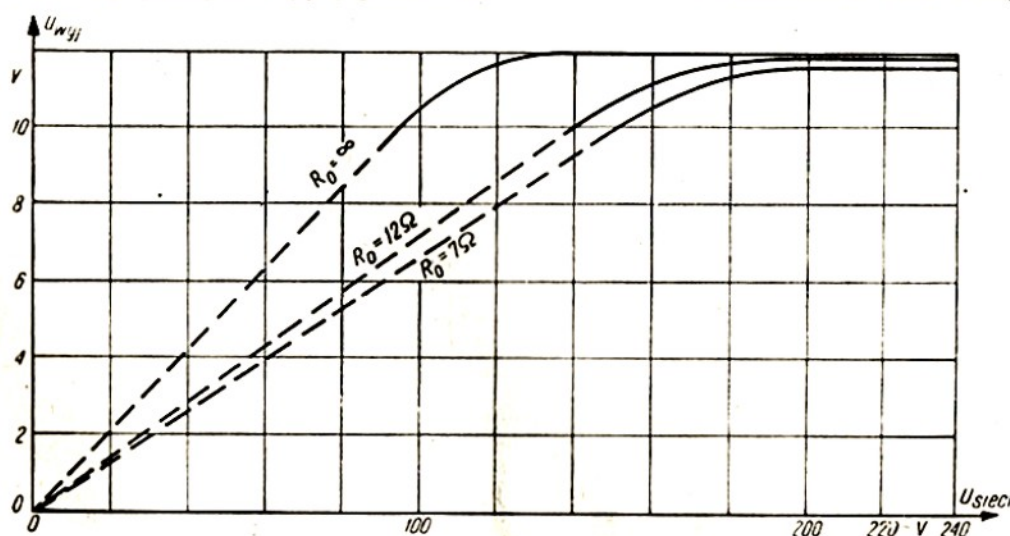
Odwrotne zjawisko wystąpi przy wzroście napięcia na wyjściu układu; nastąpi wówczas wzrost oporności tranzystora regulacyjnego i wzrost spadku napięcia, kompensujący zmianę U_{wyj} . Układ zachowuje się podobnie i przy zmianach napięcia wejściowego U_{wej} , które mogą być wywołane, np. wahaniami napięcia sieci energetycznej zasilającej prostownik.

Na stabilność napięcia wyjściowego pewien wpływ wywiera niestalość napięcia odniesienia, wynikająca z nagrzewania się układu. Jednak przez zastosowanie niskonapięciowych (5÷6 V) diod Zenera wpływ ten znacznie się zmniejsza i praktycznie pozwala uniknąć stosowania kompensacji temperaturowej.

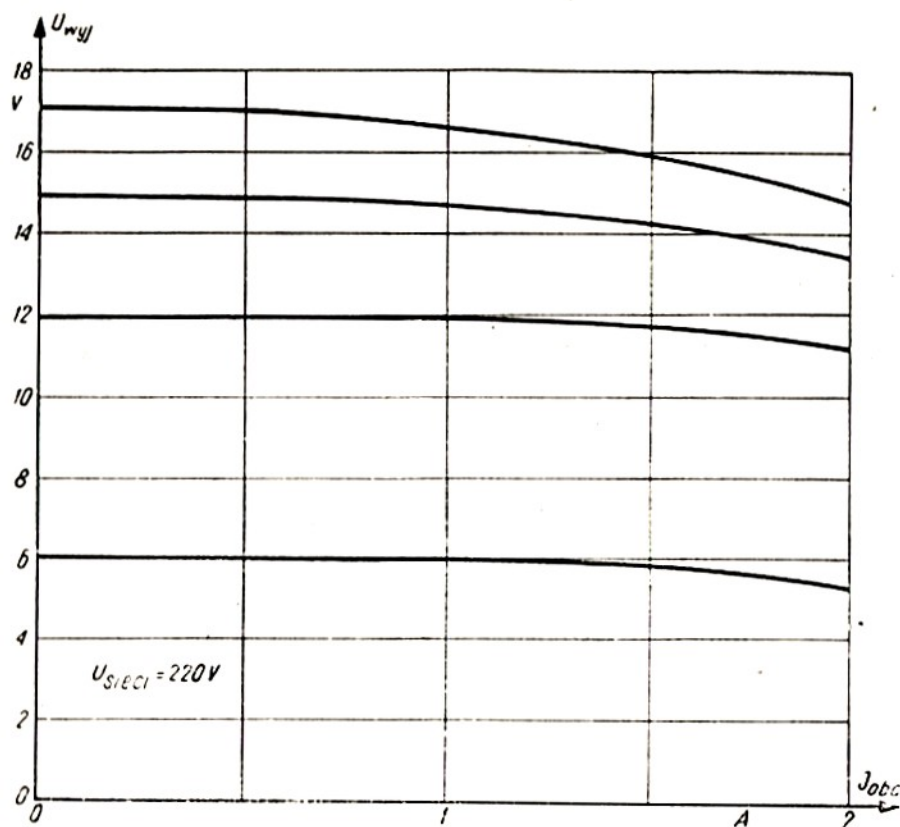
Działanie ręcznej regulacji napięcia wyjściowego przebiega podobnie jak proces stabilizacji. Mianowicie: im wyżej znajdzie się ślizgacz potencjometru P , tym większa będzie polaryzacja bazy T_2 i tym niższe napięcie wyjściowe U_{wyj} . Najmniejsza wartość tego napięcia określona jest napięciem pracy diody Zenera. Największa — napięciem wejściowym U_{we} . Należy zaznaczyć, że w miarę regulowania napięcia wyjściowego w kierunku większych wartości maleje współczynnik stabilizacji układu.

Schemat ideowy zasilacza stabilizowanego przedstawiony jest na rysunku 2.

Napięciem wejściowym stabilizatora jest „dwupółkowo” wyprostowane napięcie otrzymywane z transformatora. Jako tranzystory regulacyjne włączono



Rys. 3. Zależność napięcia wyjściowego od zmian napięcia sieci



Rys. 4. Zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia (dla różnych pozycji ustawienia ślizgacza potencjometru)

Rysunek 3 przedstawia zależność napięcia wyjściowego od zmian napięcia sieci przy stałej wartości oporności R_o .

Rysunek 4 przedstawia zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia dla różnych pozycji ślizgacza potencjometru ustalającego wartość napięcia.

Tętnienia i szumy napięcia wyjściowego wynoszą od ok. 2,5 mV bez obciążenia, do około 200 mV wartości szczytowej — przy obciążeniu 12 V/1,5 A.

Układ posiada również niestabilizowane źródło napięcia dodatniego, zmienianego skokowo od 1,3 V do 9 V. Jako prostownika użyto diod DZG7 w układzie Graetza. Napięcie to filtrowane jest filtrem LC złożonym z dławika Dł oraz kondensatora 1000 μ F.

Obudowa przyrządu wykonana jest z blachy, przy czym należy

zwrócić uwagę na zapewnienie przepływu powietrza przez wykonanie w obudowie odpowiednich otworów wentylacyjnych, szczególnie pod i nad tranzystorami mocy oraz diodami DMG3, które powinny być umocowane na aluminiowych płytkach chłodzących o wymiarach: 100×100 mm i grubości 1 mm.

ne są trzy pracujące równolegle tranzystory mocy typu TG71. Połączenie równoległe tranzystorów pozwala osiągnąć większe wartości prądu obciążenia stabilizatora. Tranzystory te są umieszczone na aluminiowych płytkach chłodzących o wymiarach: 150 × 150 mm i grubości 1 mm.

W obwodach emiterów znajdują się oporniki o oporności po 0,5 Ω wykonane z grubego drutu oporowego, nawiniętego na korpusach oporników drutowych 6 W. Zastosowanie ich ma na celu wyrównanie prądów płynących przez poszczególne tranzystory regulacyjne. Układ stabilizatora różni się od poprzednio opisanego tym, że tranzystory mocy sterowane są dwustopniowym wzmacniaczem, dzięki czemu zwiększono wzmocnienie i stabilność oraz uzyskano jednocześnie dopasowanie do bardzo małej oporności wejściowej układu tranzystorów regulacyjnych.

Jako diody Zenera użyto diody SZ6 firmy Siemens. Można jednak zastosować dowolną diodę, należy jedynie tak dobrać wartość opornika R_2 , aby nie przekroczyć prądu dopuszczalnego dla danego typu diody. Tętnienia prądu zmiennego odfiltrowane są dwoma kondensatorami o pojemności 500 μ F. Napięcie i prąd wyjściowy mierzone są magnetoelektrycznym przyrządem o pełnym wychyleniu około 1 mA. Przy rozwarthy stykach wyłącznika W przyrząd działa jako woltomierz, przy czym rolę opornika szeregowego spełnia opornik R_3 . Po zamknięciu wyłącznika W przyrząd działa jako amperomierz zabocznikowany bocznikiem R_4 .

Opisany zasilacz dostarcza stabilizowanego napięcia regulowanego w granicach od około 6 V do ok. 18 V. Opornik 500 Ω włączony w szereg z potencjometrem ogranicza maksymalną wartość tego napięcia. Maksymalny prąd obciążenia wynosi 1,5 A przy pracy ciągłej lub 2,5 A — przy pracy krótkotrwałej. Przed przeciążeniem chroni układ bezpiecznik topikowy 3 A.

zwrócić uwagę na zapewnienie przepływu powietrza przez wykonanie w obudowie odpowiednich otworów wentylacyjnych, szczególnie pod i nad tranzystorami mocy oraz diodami DMG3, które powinny być umocowane na aluminiowych płytkach chłodzących o wymiarach: 100×100 mm i grubości 1 mm.

Dane transformatora sieciowego

Rdzeń o przekroju środkowej kolumny — 7,2 cm².
Uzwojenie pierwotne: 1100 zw. drutu DNE ϕ 0,45 mm (w emalii).

Uzwojenia wtórne: 2 × 90 zw. drutu DNE ϕ 1 mm oraz 7 × 8 zw. drutu DNE ϕ 0,35 mm (w emalii).

Uzwojenie dla zasilania żarówki kontrolnej: 25 zw. drutu DNE ϕ 0,35 mm (w emalii).

Dławik nawinięty jest na rdzeniu od transformatora głośnikowego (przekrój środkowej kolumny ok. 6 cm²) drutem DNE ϕ 0,35 mm (w emalii) tak, że całkowicie wypełnia „okno”.

Zasilacz działa zadowalająco i oddaje wielkie usługi przy budowie i badaniu różnych układów tranzystorowych.

inż. Grzegorz Małanowski

OGŁOSZENIA

● Odstąpię numery „Radioamatora”: 4 i 7/1954 r., 1, 4, 8 i 10/59 r., 1 i 6/60 r., 4/61 r., 3, 7, i 8/62 r., 1/63 r. Józef Muszyński, Warszawa 33, ul. Obrońców 14.

● Sprzedam odbiornik komunikacyjny wysokiej klasy oraz nadajnik ok. 100 V. Eugeniusz Sobczak, Szczecin, ul. Sienkiewicza 12/4.

● Sprzedam nowy przyrząd Goerz Uniwersal 3, 29 zakresów 20 k Ω /V/1% oraz nowy automatyczny stabilizator napięcia sieci 220 V/800 W 2%. Warszawa, ul. Marszałkowska 84/92 m. 52.

● Kupię większą ilość oporników i kondensatorów różnej wielkości. Józef Ramza, Wieprz nr 600, pow. Wadowice.

PROJEKTOWANIA ODBIORNIKÓW TRANZYSTOROWYCH

inż. Janusz Juszt

Amatorzy zajmujący się tranzystorami najbardziej interesują się układami odbiorczymi. Jest to zupełnie zrozumiałe, biorąc pod uwagę atrakcyjność i wartość użytkową takiego właśnie majsterkowania.

Produkowane seryjnie odbiorniki tranzystorowe, które można kupić w naszych sklepach, są stosunkowo drogie, a wybór niewielki. Tę sytuację również zachęca do prób na własną rękę. Wypada jeszcze podkreślić, że budowa własnego aparatu dostarcza wiele emocji i pozwala nauczyć się wielu rzeczy.

Niestety w księgarniach brak jest książek mogących naprawdę pomóc w pokonywaniu trudności napotykanych przy samodzielnym konstruowaniu.

Cykl artykułów pod wspólną nazwą: „Wskazówki projektowania odbiorników tranzystorowych” opracowano z myślą o czytelnikach, którzy chcą sami budować odbiorniki nie kopiując w sposób bezkrytyczny publikowanych układów. Szczególnie podkreślono i uwypuklono praktyczne wskazówki, pozwalające rozwiązywać zagadnienia wy-

stępujące się w praktyce konstruktorskiej. Artykuły te przeznaczone są więc dla bardziej zaawansowanych i doświadczonych radioamatorów. Mniej doświadczeni pierwsze próby mogą przeprowadzać z odbiornikami o wzmacnieniu bezpośrednim. W omawianym cyklu nie przewidziano na razie omawiania wzmacniaczy m.c.z., gdyż na ten temat było sporo różnych publikacji.

Czytelnicy proszeni są o nadsyłanie do Redakcji związanych z tymi artykułami życzeń i uwag.

W skład cyklu wejdą następujące artykuły:

1. OBWODY WEJŚCIOWE.
2. WZMACNIACZ WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI.
3. MIESZACZ I OSCYLATOR.
4. WZMACNIACZ POŚREDNIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI.
5. DETEKCJA I AUTOMATYKA.
6. ODBIORNIKI O BEZPOŚREDNIM WZMOCNIENIU.
7. OBSŁUGA ODBIORNIKÓW TRANZYSTOROWYCH.

Redakcja

OBWODY WEJŚCIOWE

W każdym odbiorniku radiowym niezależnie od tego, czy będzie to odbiornik lampowy czy tranzystorowy, obwody wejściowe spełniają zawsze te same zadania. Muszą mianowicie z całego zbioru sygnałów o różnych częstotliwościach „złowionych” przez antenę wybrać jeden pożądany i doprowadzić go do tranzystora. Z tego wynika, że obwód wejściowy musi z jednej strony odznaczać się dobrą selektywnością aby dostatecznie tłumić sygnały niepożądanych stacji, z drugiej strony szerokość przenieszonego pasma powinna zapewniać nie zniekształcony odbiór żądanej stacji, która jak wiadomo nie emituje jednej częstotliwości, lecz całe ich widmo. Pogodzenie warunku jak najlepszej selektywności i jak najszerszego pasma nie jest praktycznie możliwe, toteż przyjęte rozwiązania tego problemu są zawsze jakimś kompromisem.

Energia fal elektromagnetycznych odebrana przez antenę jest przeważnie bardzo mała, trzeba więc starać się o to, aby jak największą jej część doprowadzić do elementu wzmacniającego, w tym przypadku — do tranzystora. Wyni-

ka stąd, że obwody powinny wyróżniać się małymi stratami, czyli dużym współczynnikiem dobroci Q . Oprócz tego oporność wejściowa tranzystora musi być dopasowana do oporności rezonansowej obwodu wejściowego, aby jak najwięcej energii z obwodu wprowadzić do tranzystora. Zadaniem tego artykułu jest podanie praktycznych sposobów realizacji postawionych tu wymagań.

W odbiornikach, ogólnie biorąc, stosuje się następujące rodzaje anten:

— anteny zewnętrzne, które przy odpowiedniej dla danego zakresu częstotliwości konstrukcji nadają się do odbioru fal od najdłuższych aż do najkrótszych,

— anteny ferrytowe wbudowane do odbiorników, dające dobre wyniki przy falach długich, średnich i częściowo krótkich, a ostatnio i ultrakrótkich,

— anteny ramowe stosowane przeważnie dla odbioru fal średnich i krótkich, głównie w odbiornikach specjalnych, np. wojskowych, komunikacyjnych itd.

W odbiornikach tranzystorowych stosuje się najczęściej anteny ferrytowe i zewnętrzne, przy czym

rodzaj anteny uzależniony jest od przeznaczenia odbiornika i od zakresu odbieranych częstotliwości. Aparaty przenośne i wycieczkowe wyposażone są z reguły we wbudowane anteny ferrytowe dla odbioru fal średnich i długich. Anteny ferrytowe stosowane są również dla fal krótkich i ultrakrótkich, jednak takie specjalne ferryty są na razie w kraju nieosiągalne. Dla fal krótkich i ultrakrótkich stosuje się więc głównie anteny zewnętrzne, składane, typu teleskopowego.

Odbiorniki samochodowe, przeznaczone do wbudowania na stałe, posiadają wyłącznie anteny zewnętrzne, gdyż anteny ferrytowe umieszczone wewnątrz ekranującego pudła samochodu nie zdają egzaminu, tym bardziej, że poziom zakłóceń jest tam bardzo wysoki.

Obecnie coraz większą popularność zdobywają sobie odbiorniki tzw. uniwersalne, przystosowane do pracy w samochodzie, na wycieczkach, a także w domu. Konstruktorzy napotkali w nich dosyć trudny do rozwiązania problem anteny. Antena zewnętrzna dla fal średnich i długich niewygodna w aparacie wycieczkowym, jest po-

żądana w samochodowym. Spotykane są na ogół dwa rozwiązania: albo dodatkowe wejście dla anteny samochodowej, sprzężone z obwodami anteny ferrytowej, albo zupełnie oddzielne obwody wejściowe, przystosowane do krótkiej anteny samochodowej. W drugim przypadku stosuje się specjalny przełącznik włączający obwody anteny ferrytowej lub samochodowej. To rozwiązanie, wprowadzając dodatkowe i bardziej skomplikowane — daje w rezultacie znacznie lepsze wyniki.

Jak już wspomniano, antena ferrytowa wewnątrz samochodu „chwytająca” wszystkie zakłócenia spowodowane pracą instalacji elektrycznej samochodu. Zlikwidowanie tych zakłóceń jest bardzo trudne i niezbyt skuteczne.

Antena ferrytowa odznacza się stosunkowo małą skutecznością, dlatego niektóre typy odbiorników wycieczkowych pozwalają na dołączanie dodatkowo anteny zewnętrznej i uziemienia. Istnieje kilka sposobów dołączania takiej anteny do obwodów wejściowych. Można, np. nawinąć na antenie ferrytowej cewkę o kilkudziesięciu zwojach i do niej przyłączyć antenę. Inny sposób polega na włączeniu anteny do odczepu cewki obwodu rezonansowego, tak dobrego, aby pojemność anteny nie rozstrajała obwodu wejściowego, a jej oporność nie wносиła nadmiernego tłumienia. Komplikuje się wtedy przełącznik zakresów.

Trzeba tu jednak podkreślić, że odbiorniki tranzystorowe mają na ogół tak dużą czułość, że antena zewnętrzna prawie nigdy nie jest potrzebna. Natomiast dołączenie jej często prowadzi do tego, że odbiornik otrzymuje zbyt silne sygnały, wskutek czego wzrasta jedynie ilość gwizdów interferencyjnych. Stąd wniosek, że anteny zewnętrzne warto stosować tylko w wyjątkowych przypadkach, gdy warunki odbioru są szczególnie ciężkie, np. w kotlinach otoczonych górami.

Układ obwodów wejściowych w odbiornikach tranzystorowych różni się nieco od układów spotykanych w odbiornikach lampowych, w tych pierwszych bowiem niezbędne jest dopasowanie oporności obwodu rezonansowego do oporności wejściowej tranzystora. Dla dopasowania tych oporności służą transformatory lub autotransformatory wielkiej częstotliwości. Mó-

wiąc prościej — na cewce obwodu wejściowego nawija się uzwojenie sprzęgające o mniejszej ilości zwojów lub robi się na niej odczep. Obwody rezonansowe przestrajają się za pomocą kondensatora zmiennego; w odbiornikach samochodowych przeważnie stosuje się strojenie za pomocą zmiany indukcyjności cewek.

Strojenie obwodów rdzeniami ruchomymi pozwala na uzyskanie konstrukcji bardziej odpornej na drgania i wstrząsy powstające podczas ruchu samochodu. W odbiornikach wyższej klasy, w celu uzyskania korzystniejszego kształtu krzywej rezonansu, a więc lepszej selektywności i większej szerokości przenoszonego pasma, stosowane są na wejściu odbiornika strojone filtry pasmowe.

Cewki obwodów wejściowych dla różnych zakresów powinny być umieszczone na antenie ferrytowej możliwie daleko od siebie, aby ich wzajemne oddziaływanie było jak najmniejsze. Niezależnie od tego powinno się zwierać cewki nieczynnych zakresów o mniejszej częstotliwości. Zaniedbanie tego środka ostrożności może być przyczyną braku odbioru w jakiejś części zakresu, gdy powstanie rezonans indukcyjności nieczynnej cewki z jej pojemnością własną.

Przykład rozwiązania obwodów wejściowych w nowoczesnym odbiorniku przedstawiono na rysunku 1.

Obwody wszystkich zakresów strojone są za pomocą kondensatora zmiennego C_5 . Cewki wejściowe fal średnich i długich nawinię-

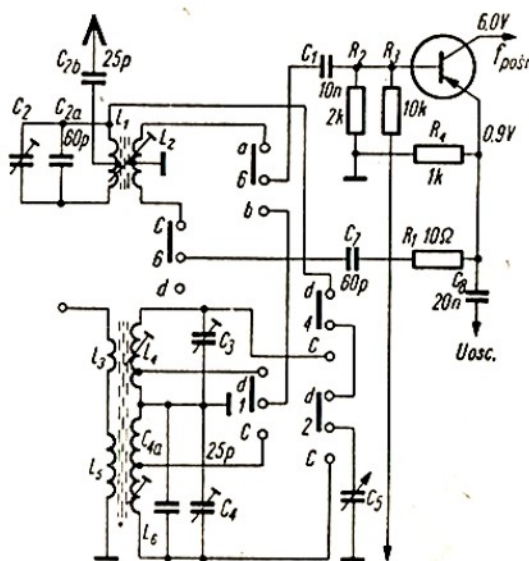
te są na przeciwnych końcach anteny ferrytowej, L_4 dla średnich, a L_6 dla długich. Odczepy tych cewek zapewniają autotransformatorem dopasowanie oporności obwodów do oporności wejściowej tranzystora. Kondensatorki regulowane C_3 , C_4 i C_{4a} służą do dostrajania obwodów wejściowych na początkach zakresów (większe częstotliwości). Dostrajanie obwodów na końcach zakresów odbywa się przez przesuwanie cewek na pręcie anteny, co wpływa na zmianę ich indukcyjności.

Na antenie ferrytowej nawinięte są jeszcze dwie dodatkowe cewki: L_3 i L_5 . Wykorzystuje się je w celu podłączenia generatora sygnałowego przy strojeniu filtrów pośr. cz. i obwodów oscylatora, a także przy mierzeniu czułości odbiornika. Można też dołączać do nich antenę zewnętrzną.

Obwody wejściowe dla fal krótkich składają się z cewki i obwodu rezonansowego L_1 wraz z kondensatorami C_2 i C_{2a} oraz z cewki sprzęgającej L_2 , tworzącej z L_1 transformator w.cz. Do odczepu cewki L_1 przyłączona jest poprzez kondensator C_{2b} zewnętrzna antena teleskopowa.

Warto zwrócić uwagę, że część cewki sprzęgającej L_2 zakresu krótkofalowego połączona jest poprzez C_7 i R_1 z emiterem tranzystora przemiany częstotliwości. Jest to część układu neutralizacji stopnia mieszacza. Neutralizacja włączona jest tylko na zakresie fal krótkich. Zagadnienie neutralizacji mieszacza będzie omówione dokładniej w jednym z następnych

(D.c. na str. 41)



Rys. 1. Schemat połączeń obwodów wejściowych strojonych kondensatorem

Radioodbiornik tranzystorowy

TESLA 2805B „T61“

Radioodbiornik tranzystorowy TESLA 2805B „T61“ importowany z ČSRS jest 3-zakresową superheterodyną wykonaną jako aparat turystyczno-samochodowy. Zasilany jest z 6 baterijek 1,5 V (tzw. amerykańskich). Schemat ideowy podany jest na rysunku 1 (str. 38).

DANE TECHNICZNE

Zasilanie: (6 baterijek 1,5 V)

Pobór prądu:

17 mA przy braku wystrojenia
80 mA przy wystrojeniu do 250 mW mocy wyjściowej

Zakresy fal:

krótkie 15,9–6 MHz (18,8–50 m)
średnie 1620–530 kHz (185,2–566 m)
długie 318–150 kHz (943,4–2000 m)

Częstotliwość pośrednia: 452 kHz

Czułość z anteną ferrytową:

1,2 mV/m dla fal długich	} przy stosunku sygnału do szumu 10 dB i mocy wyjściowej 5 mW
0,35 mV/m dla fal średnich	

Czułość z anteną zewnętrzną: 180 μ V dla fal krótkich — przy stosunku sygnału do szumu 10 dB i mocy wyjściowej 5 mW

Selektywność: ponad 12 dB

Moc wyjściowa: 250 mW przy zniekształceniach $\leq 10\%$

Głośnik: okrągły, dynamiczny, 4,5 Ω

Tranzystory:

OC170 — mieszacz i heterodyna
155NU70 — wzmacniacz pośr. cz.
155NU70 — wzmacniacz pośr. cz.
105NU70 — wzmacniacz m. cz.
106NU70 — wzmacniacz m. cz.
2×104NU71 — wzmacniacz wyjściowy m. cz.

Diody: 5NN41 — dioda ARW; 1NN41 — detektor

Ciężar: 2,1 kg

Rozmiary: 220×270×80 cm.

OPIS DZIAŁANIA

Na falach krótkich sygnał odbierany jest z teleskopowej anteny własnej albo z anteny zewnętrznej zwykłej lub samochodowej. Na falach średnich i długich teleskopowa antena własna nie działa (jest wyłączona).

Sygnał z anteny podawany jest na bazę tranzystora T1. Tranzystor ten pracuje jako mieszacz i heterodyna.

Obwody heterodyny podłączone są do emitera i kolektora. W szereg z cewkami heterodyny podłączonymi do kolektora, włączony jest obwód złożony z elementów L_{12} i C_{23} . Zestrojony on jest na częstotliwość pośrednią. Wydzielony na tym obwodzie sygnał pośr. cz. zostaje podany poprzez cewkę L_{13} na bazę tranzystora T2, który pracuje jako pierwszy stopień wzmacnienia pośr. cz. W stopniu tym, jak również i w drugim stopniu wzmacnienia pośr. cz. (tranzystor T3) zastosowane są układy neutralizujące, które mają za zadanie zmniejszenie szkodliwego działania pojemności własnych C_{bk} na wzmacnienie i stabilność pracy (rys. 2 — str. 38).

Równolegle do L_{11} i C_{28} włączona jest dioda D1 (obwód jej zamknięty jest przez P_{11} , R_{17} , C_{32} , C_{26}), która ma za zadanie poprawić działanie ARW.

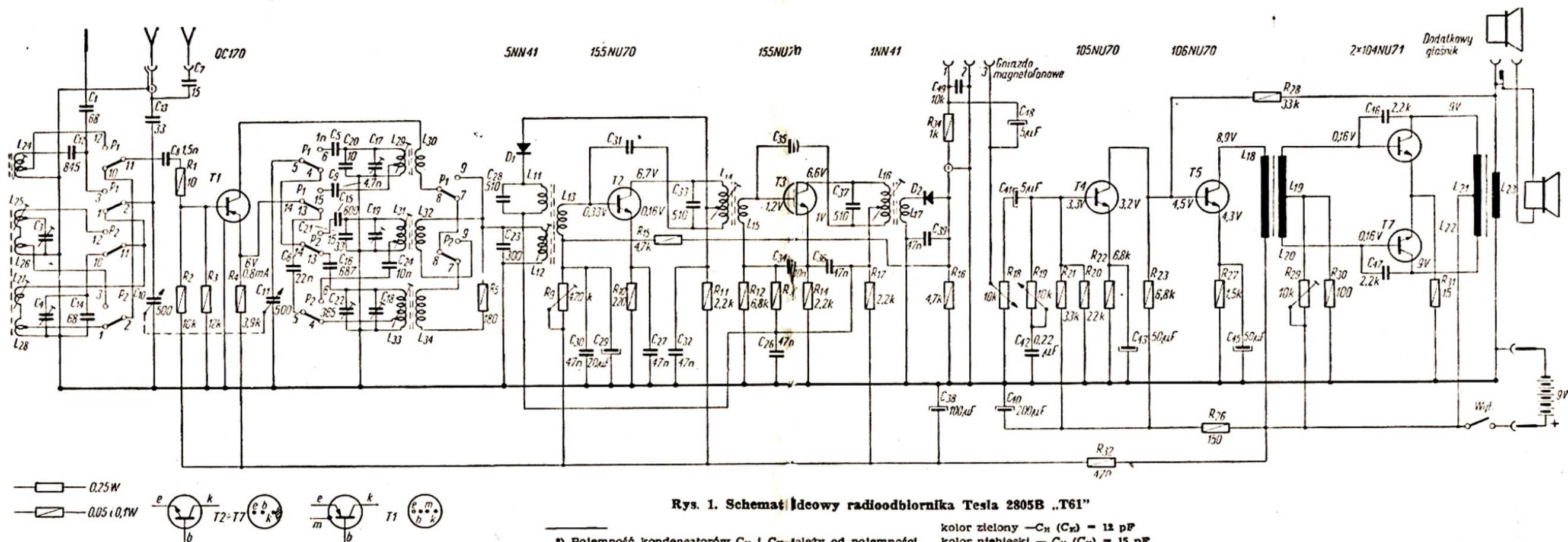
Dioda D2 pracuje w obwodzie detektora. Opornik R_{16} i kondensator C_{39} tworzą mostek detekcyjny.

Sygnał z opornika obciążenia detektora (R_{16}) podany jest na regulator siły głosu (R_{18}), a następnie poprzez kondensator sprzęgający C_{41} na bazę tranzystora T4, który pracuje jako pierwszy stopień wzmacnienia m. cz. Po wzmacnieniu sygnał zostaje doprowadzony do bazy tranzystora T5 (drugi stopień wzmacnienia m. cz.), a następnie poprzez transformator odwracający fazę do bazy tranzystorów T6 i T7 (wzmacniacz mocy).

W celu uzyskania przy danych tranzystorach dużej mocy wyjściowej i dużej sprawności energetycznej odbiornika zastosowano na wyjściu wzmacniacz pracujący w układzie przeciwobnym w klasie B, a dla uzyskania dobrej jakości dźwięku — zastosowano w stopniach m. cz. ujemne sprzężenie zwrotne (R_{28} , C_{46} , C_{47}) oraz regulację barwy dźwięku (R_{19} , C_{42}).

Zmianie jakości dźwięku i mocy wyjściowej odpowiednio do zmian temperatury tranzystorów, zapobiega prawie we wszystkich stopniach stabilizacja temperaturowa (za pomocą dzielników oporowych).

inż. Zenon Budynek

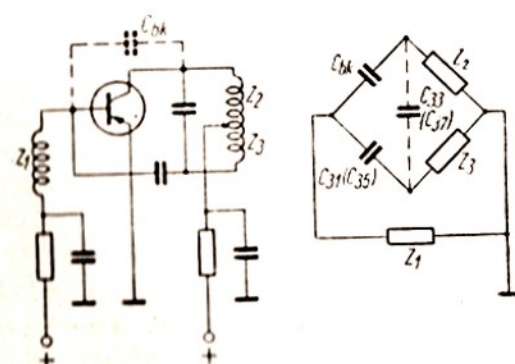


Rys. 1. Schemat ideowy radioodbiornika Tesla 2805B „T61”

*) Pojemność kondensatorów C_{H1} i C_{H2} zależy od pojemności kolektor-baza tranzystorów T2 i T3. S one dobierane dla każdego z tranzystorów osobno, zgodnie z jego kolorowym oznaczeniem:

kolor zielony — C_H (C_{H1}) = 12 pF
kolor niebieski — C_H (C_{H1}) = 15 pF
kolor czerwony — C_H (C_{H1}) = 18 pF
kolor żółty — C_H (C_{H1}) = 22 pF
kolor czarny — C_H (C_{H1}) = 27 pF

Klawisz			Przy wciśnięciu klawisza	
			łącza się kontakty	rozłączają się kontakty
I	Fale długie	Wyl.	—	—
II	Fale średnie	P ₁	2-3, 5-6, 8-9, 11-12, 14-15	1-2, 4-5, 7-8, 10-11, 13-14
III	Fale krótkie	P ₁	2-3, 5-6, 8-9, 11-12, 14-15	1-2, 4-5, 7-8, 10-11, 13-14



Rys. 2

Z_1 — impedancja wejściowa, Z_2 — impedancja wyjściowa, C_{H1} (C_{H2}) — kondensatory neutralizujące, C_{bk} — pojemność szkodliwa baza-kolektor

Stół z gramofonem pod telewizor

Ostatnio ukazały się na naszym rynku estetyczne stoliki pod telewizor produkcji zakładów „Rafena” NRD.

W stoliki te wmontowane są dwustopniowe wzmacniacze małej częstotliwości (z lampą ECL 82) oraz gramofony.

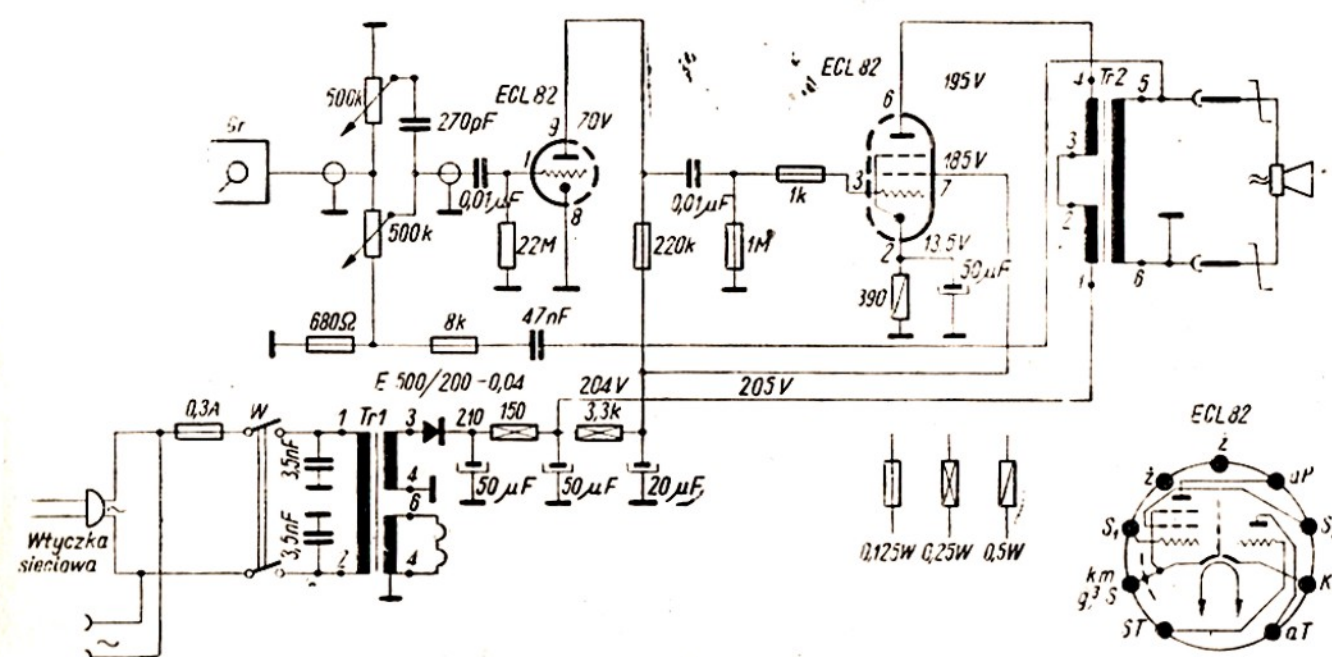
Schemat ideowy układu elektrycznego przedstawiony jest na rysunku.

DANE TECHNICZNE

Napięcie zasilające: 220 V, 50 Hz
Moc pobierana: 60 VA
Moc wyjściowa: 1 VA przy zniekształceniach < 5%
Zakres przenoszonych częstotliwości: 20÷12000 Hz ± 6 dB
Gramofon: automat Ziphona A30
Głośnik: szerokopasmowy 1,5 W do płyt standardowych 45 obr/min z dużym otworem

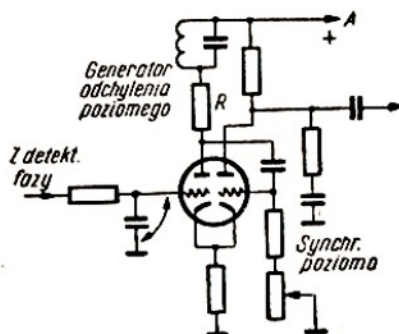
Wymiary stolika: 558 × 703 × 400 mm
Ciężar: 14 kg.

inż. Zenon Budynek



Zwyczajny, kilkunastocentymetrowy kawałek izolowanego przewodu może pomóc w zlokalizowaniu miejsca uszkodzenia telewizora. Przewodem tym łączymy (zwieramy) pewne elementy układu i na podstawie objawów możemy w wielu przypadkach ustalić, który z elementów telewizora jest uszkodzony.

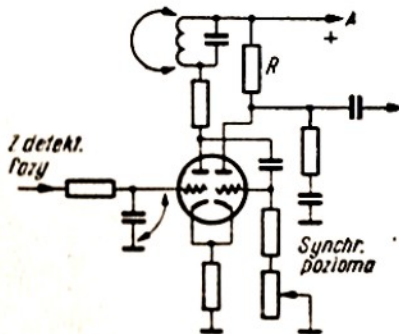
● Gdy brak wysokiego napięcia — zwieramy do masy siatkę lampy generatora odchylenia poziomego (rys. 1).



Rys. 1

Powrót wysokiego napięcia wskazuje na defekt w detektorze fazy. Należy sprawdzić diody i kondensatory sprzęgające.

● Gdy synchronizacja pozioma jest niestabilna (łatwo wypada z pracy przy najmniejszym zakłóceniu) — jednym zwieraczem zwieramy do masy cewkę koła zamachowego, zaś drugim — siatkę generatora (rys. 2). Kręcimy gałką o-

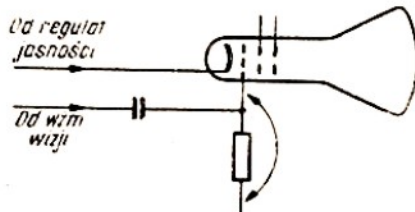


Rys. 2

porownika synchronizacji poziomej aż do ustawienia obrazu. Następnie, po zdjęciu zwieracza z koła zamachowego ponownie ustawiamy obraz przez pokręcenie rdzeniem cewki koła zamachowego. Jeżeli po zdjęciu zwieracza

z siatki generatora obraz pozostaje nierozrywany, to generator jest ustawiony prawidłowo. Jeżeli zwieranie i rozwieranie cewki koła zamachowego nie wywołuje rozrywania obrazu, należy zwiększyć oporność R.

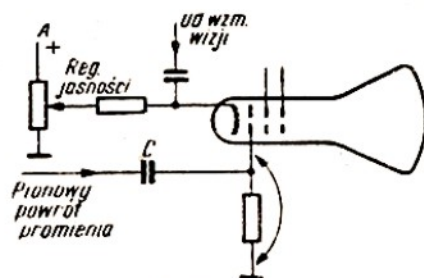
● Jasne pionowe pasy, występujące w rastrze, mogą być powodowane zakłóceniami przedostającymi się przez tor wizji; przyczyna może też tkwić w obwodach odchylenia poziomego. Jeżeli po zwarceniu siatki kineskopu do masy (rys. 3) pasy na ekranie nie znik-



Rys. 3

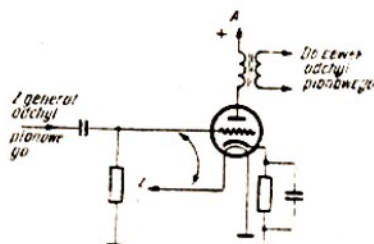
na, należy wnioskować, że źródłem zakłóceń są obwody odchylenia.

● Regulacja jasności nie działa. Przyczyną może być przebiecie kondensatora w obwodzie wygaszania powrotnego promienia. Jeżeli po zwarceniu siatki kineskopu do masy (rys. 4) jasność daje się regulować, to prawdopodobnie kondensator C jest przebity.



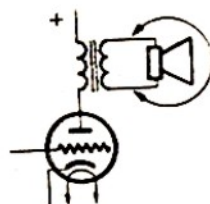
Rys. 4

● Przy braku odchylenia pionowego — siatkę lampy wzmacniacza odchylenia zasilamy napięciem 50 Hz. Jeżeli stopień końcowy odchylenia jest nieuszkodzony, to na ekranie pojawi się raster; będzie on jednakże zniekształcony. Przy lampach żarzonych szeregowo w szereg ze zwieraczem włączamy kondensator (0,05 do 0,25 μ F) — rys. 5.



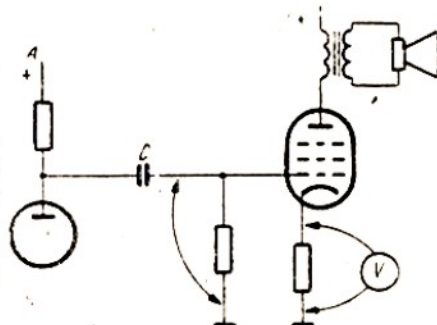
Rys. 5

● Obraz zakłócony poziomymi pasami (zakłócenia pochodzące z obwodów fonii) przy ustawieniu maksymalnej siły dźwięku. Jeżeli po zwarceniu głośnika (rys. 6) pasy znikną, to przyczyną może być mikrofonowanie któregoś z lamp lub obluźnianie umocowania któregoś elementu.



Rys. 6

● Zniekształcenia dźwięku są często spowodowane upływnością kondensatora sprzęgającego. Do katody lampy



Rys. 7

przyłączamy woltomierz. Gdy założenie zwieracza na siatkę lampy wywołuje malenie napięcia katody, to w grę wchodzi upływność kondensatora C (rys. 7).

Z.R. i J.K.

(Na podstawie „Radio Electronic” nr 4/62)

PORADY

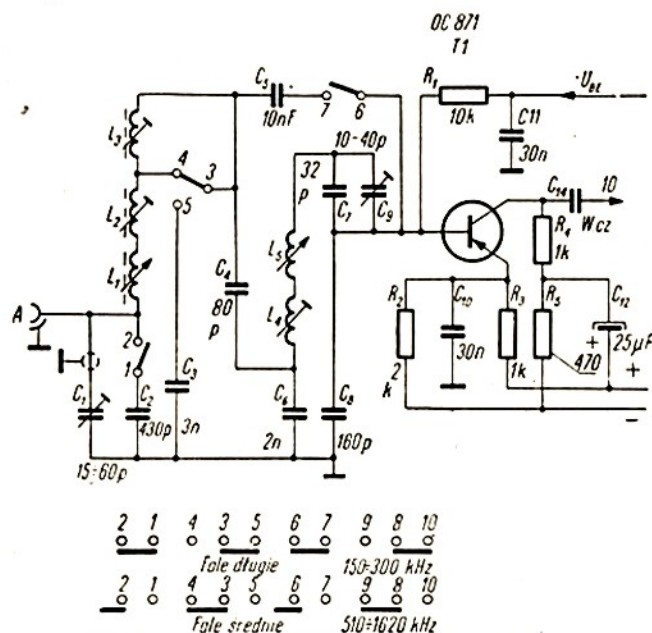
Sławomir Kast z Warszawy. W odpowiedzi na Pana pytanie dotyczące zastąpienia w telewizorze „Tiemp 3” lampy kineskopowej nową lampą obrazową o przekątnej 53 cm informujemy, że najbardziej nadaje się do tego celu kineskop typu AW53-80.

Poza przeróbkami mechanicznymi nie trzeba w tym przypadku stosować innych zmian. Również można wykorzystać pułpkę jonową ze starej lampy; niemniej nowe lampy przeważnie zaopatrzone są w pułpki jonowe właściwe. Jakość obrazu może jednak nie będzie tak dobra jak w aparatach fabrycznych. W dalszej kolejności byłaby wskazana wymiana transformatora wysokiego napięcia i cewek odchyłających oraz precyzyjne zestrojenie obwodów pośredniej częstotliwości wizji. Jest to jednak wskazane, a nie konieczne.

Zyczymy powodzenia i dziękujemy za pozdrowienia i miłe słowa skierowane do redakcji.

artykułów. Kondensator C_1 zapobiega zwarcia bazy z masą, oczywiście dla prądu stałego.

Zupełnie inaczej zaprojektowane są obwody wejściowe strojne indukcyjnie, których schemat podany jest na rysunku 2.



Rys. 2. Obwody wejściowe strojne indukcyjnie

Na wejściu znajduje się filtr pasmowy strojony indukcyjnie. Ten rodzaj strojenia ma niezaprzeczalne zalety. Należą do nich: liniowa podziałka skali częstotliwości (nie ma więc zagęszczenia stacji w jednej części zakresu), mała wrażliwość na wstrząsy i vibracje (ważne w odbiornikach samochodowych) i wreszcie możliwość dopasowania krótkiej anteny.

Antena o pojemności własnej $50 \div 80$ pF (wraz z doprowadzeniem) sprzężona jest pojemnościowo przez włączenie do obwodu rezonansowego „od dołu”. Po zainstalowaniu w samochodzie anteny i odbiornika, trzeba zestroić ponownie jego obwód wejściowy, bo nie każda antena ma taką samą pojemność własną. Do tego celu służy specjalny trymer C_1 . Na zakresie średnionalowym elementy L C tworzą układ typu podwójne π , a mianowicie: $C_1 - L_1 + L_2 - C_4 + C_6 - L_4 + L_5 - C_7 + C_8 + C_9$. Funkcję wariometrów pełnią cewki L_1 i L_5 , natomiast L_2 i L_4 na falach średnich, a dodatkowo L_3 na długich, służą do zestrainia obwodów podobnie jak trymery C_1 i C_9 .

Tranzystor T1 sprzężony jest z obwodami wejściowymi poprzez

pojemnościowy dzielnik składający się z kondensatorów $C_7 + C_9$ i C_8 . Dzielnik ten dopasowuje obwód wejściowy do tranzystora. Zastosowany dla fal średnich układ podwójne π zapewnia bardzo dobrą selektywność i tłumienie sygnałów lustrzanych, pomimo dość dużej szerokości pasma większego od

4 kHz. Przy odbiorze fal długich czynny jest tylko pierwszy filtr π , a sygnał z anteny doprowadzany jest do tranzystora przez kondensator C_5 i zwarte (na tym zakresie) kontakty przełącznika 7—6. Oczywiście selektywność odbiornika na tym zakresie jest znacznie gorsza, tak, że w pobliżu silnych stacji należy się liczyć z zakłóceniami w odbiorze, wywołanymi przez gwizdy interferencyjne.

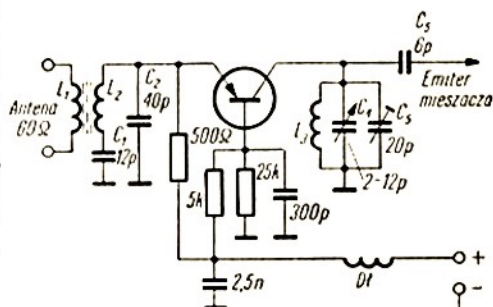
Obwody wejściowe dla fal ultrakrótkich są tak proste, że nie wymagają szczegółowego omawiania.

Pokazany na rysunku 3 obwód wejściowy wzmacniacza w.cz. jest tego najlepszym dowodem. Antena dipolowa 60Ω jest sprzężona transformatorowo z nieprzestrainianym obwodem rezonansowym L_2 , C_1 , C_2 . Ponieważ oporność falowa anteny jest niewielka, nie ma trudności z dopasowaniem do oporności wejściowej tranzystora pracującego w układzie ze wspólną bazą. Przy tak małych opornościach obwód wejściowy może przenieść szerokie pasmo częstotliwości. Ponieważ na zakresie UKF nie ma tłoku stacji, więc zagadnienie selektywności obwodów wejściowych nie jest krytyczne.

Przed wykonaniem obwodów wejściowych dla odbiornika amatorskiego trzeba wykonać kilka niezbędnych obliczeń. Aby nie nużyć czytelnika, zagadnienie to będzie przedstawione w możliwie najkrótszej i najprostszej formie. Wyczerpujące omówienie projektowania obwodów wejściowych można znaleźć w książce W. Rotkiewicza pt. „Technika odbioru radiowego”. Obliczenia przeprowadza się podobnie dla wszystkich zakresów częstotliwości. Przebieg projektowania różni się w zależności od rodzaju obwodów. Dla odbiorników tranzystorowych najważniejsze są obwody nawinięte na antenie ferrytowej. Jedynie dla zakresu krótkofalowego włącza się krótką antenę zewnętrzną bezpośrednio do obwodu rezonansowego.

Jeżeli chodzi o obliczanie obwodów wejściowych, to znane są przeważnie następujące wielkości:

- zakres odbieranych częstotliwości od $f_{\min}$ do $f_{\max}$,
- krańcowe pojemności kondensatora strojenia, początkowa C_p i końcowa C_k ,
- krańcowe pojemności trymera,
- oporność wejściowa tranzystora r_{we} .



Rys. 3. Wzmacniacz w.cz. dla fal ultrakrótkich

Zależnie od tego, jaki rodzaj cewek będzie stosowany, można przyjąć odpowiedni współczynnik dobroci Q_0 .

Najważniejszą szukaną wielkością jest indukcyjność cewki, a następnie przekładnia dopasowująca obwód wejściowy do tranzystora.

Po zakończeniu przeliczeń warto sprawdzić, czy szerokość pasma przenoszonego przez obwód wejściowy mieści się w dopuszczalnych granicach.

Aby ułatwić zrozumienie, obliczenia będą przeprowadzone dla konkretnego przykładu.

Założono: zakres fal średnich: $f_{\min} - 520$ kHz, $f_{\max} - 1620$ kHz,

C_p — 15 pF, C_k — 450 pF, pojemność montażu C_m — 15 pF, pojemność trymera 6÷30 pF; do obliczeń przyjęto wartość średnią C_{tr} — 20 pF.

Maksymalna i minimalna pojemność obwodu:

$$C_{\max} = C_k + C_m + C_{tr} = 450 + 15 + 20 = 485 \text{ pF}$$

$$C_{\min} = C_p + C_m + C_{tr} = 15 + 15 + 20 = 50 \text{ pF}$$

Aby zmiany pojemności kondensatora wystarczyły dla pokrycia całego zakresu częstotliwości, musi być spełniona nierówność:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \leq \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \quad (1)$$

$$\frac{1620}{520} \leq \sqrt{\frac{485}{50}}$$

$$3,12 < 3,13$$

Jeżeli okaże się, że prawa strona nierówności jest dużo większa od lewej, to trzeba zwiększyć pojemność trymera. W przeciwnym razie stacje odbieranego zakresu będą niepotrzebnie słabsze, a poza tym będzie się dodatkowo odbierać stacje telegraficzne, leżące poza zakresem przeznaczonym dla radiofonii. Pożądane jest więc, aby prawa strona nierówności jak najmniej różniła się od lewej. Konieczność zwiększenia pojemności trimera C_{tr} występuje z reguły na falach długich, gdzie zakres częstotliwości jest węższy

$$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 2 \right)$$

Do obliczenia indukcyjności cewki służy wzór:

$$L = \frac{253 \cdot 10^8}{f_{\max}^2 \cdot C_{\min}}$$

$$\text{lub } L = \frac{253 \cdot 10^8}{f_{\min}^2 \cdot C_{\max}} \quad (2)$$

L (μH), C (pF), f (kHz)

$$L = \frac{253 \cdot 10^8}{(1620)^2 \cdot 50} = 190 \text{ μH}$$

Oporność wejściowa r_{we} tranzystora OC44 (OC613, TG20) przy częstotliwościach 0,5÷1,5 MHz jest rzędu 3 kΩ. Dobroć cewki średniofalowej nawiniętej na antenie ferrytowej można przyjąć $Q_0 = 150$

(Q_0 — współczynnik dobroci obwodu nieobciążonego). Q_0 odnosi się do całego obwodu, ponieważ współczynnik dobroci kondensatora powietrznego jest wielokrotnie większy niż cewki, a więc nie wprowadza praktycznie żadnego tłumienia.

Oporność rezonansową Z_r obwodu określa wzór:

$$Z_r = Q_0 \cdot \omega_r \cdot L \quad (3)$$

$$Z_r (\Omega), f_r (\text{Hz}), L (\text{H})$$

$$Z_r = 150 \cdot 2 \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 190 \cdot 10^{-6} = 180 \text{ k}\Omega$$

Z_r obliczono dla częstotliwości rezonansowej $f_r = 1$ MHz leżącej pośrodku zakresu.

Dla pełnego dopasowania (maksimum energii) oporności obwodu i tranzystora, transformator w.cz. musi mieć przekładnię:

$$p = \sqrt{\frac{Z_r}{r_{we}}} = \sqrt{\frac{180}{3}} = 7,75 \quad (4)$$

Wprowadzie taka przekładnia jest najkorzystniejsza z uwagi na ilość energii przeniesioną z anteny do tranzystora, jednak tranzystor silnie tłumí obwód wejściowy, znacznie pogarszając jego selektywność. Wynika to jasno z następującego rozumowania.

W przypadku dopasowania oporności rezonansowej obwodu wejściowego do oporności wejściowej tranzystora, ta ostatnia przeniesiona z uwzględnieniem przekładni do obwodu rezonansowego sprawi, że wypadkowa oporność obwodu będzie o połowę mniejsza niż poprzednio. Współczynnik dobroci obwodu jest wprost proporcjonalny do jego oporności rezonansowej, a więc również zmaleje do połowy.

Jeżeli $Q_0 = 150$, to dla omówionego przypadku $Q = 75$. Jak wiadomo, jako szerokość pasma przyjmuje się takie pasmo częstotliwości F_0 , na którego krańcach przy rozstrojeniu $\pm \Delta f$ napięcie w obwo-

dzie spada do 0,707 wartości początkowej, co odpowiada tłumieniu —3 dB.

Przy małych rozstrojeniach przyjmuje się szerokość pasma

$$F_0 = f_r \cdot \frac{1}{Q} \quad (5)$$

Będzie więc:

$$\text{dla obwodu obciążonego } F_0 = 1 \cdot 10^6 \cdot \frac{1}{75} = 13,4 \text{ kHz}$$

$$\text{dla obwodu nieobciążonego } F_0 = 1 \cdot 10^6 \cdot \frac{1}{150} = 6,7 \text{ kHz.}$$

Aby utrzymać selektywność obwodu wejściowego w pożądanym zakresie, rezygnuje się częściowo z dopasowania obwodu do tranzystora i powiększa przekładnię transformatora w.cz.

Zależnie od zakresu częstotliwości i typu tranzystora przekładnia wynosi zwykle 10÷20.

Projektowanie obwodów wejściowych fal krótkich przebiega podobnie jak średnich. Antena zewnętrzna, najczęściej teleskopowa, ma małe wymiary i dołączona jest przez małą pojemność wprost do obwodu wejściowego (rys. 1). W odbiorniku tranzystorowym, mającym niewielkie wymiary, napęd kondensatora nie jest zbyt precyzyjny i strojenie na falach krótkich byłoby utrudnione. Poza tym dużo kłopotu sprawiałoby zapewnienie stałości amplitudy napięcia oscylatora w szerokim zakresie częstotliwości. Dlatego też odbiorniki te nie posiadają na ogół pełnego zakresu fal krótkich, względnie wyposażone są w podzakresy. Zazwyczaj zmiany pojemności kondensatora są zbyt duże dla potrzeb zakresu fal krótkich. Wielkość zmian pojemności można ograniczyć zwiększając pojemność trymera lub włączając dodatkowy stały kondensator w szereg ze strojeniem. Czasem stosuje się obydwa sposoby równocześnie. W każdym razie pojemność dobiera się w ten sposób, aby została spełniona nierówność (1).

Nie zapomnij —

odnowić prenumeratę „Radioamatora i Krótkofalowca“ na II kwartał.

**Termin zamówień i przedpłat —
do dnia 15 marca 1964 r.**

Obliczanie 10-elementowej „5 nad 5” piętrowej anteny na pasmo 145 MHz

10-elementowa, płaska, spolaryzowana poziomo antena Yagi cieszy się powodzeniem wśród ultra-krótkofalowców. Przy odpowiednim konstrukcyjnym jej rozwiązaniu można oczekiwać zysku energetycznego rzędu 12–13,5 dB przy kącie listka charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej ok. 40° i pionowej ok. 40° .

Oporność wejściowa takiej anteny jest bardzo różna i zależy zarówno od wymiarów geometrycznych zastosowanych elementów, jak i ich wzajemnej odległości. Oporność tę nie da się w sposób prosty dokładnie obliczyć, jest ona bowiem funkcją zbyt wielkiej ilości zmiennych. Wszelkie więc rozwiązania anten 10-elementowych podawane są w oparciu o konkretnie określone, wykonane i wypróbowane konstrukcje. Nieznaczne nieraz odchylenia od zalecanej „recepty” powodują niekorzystne zmiany własności anteny i stratę zysku energetycznego. Ponadto można osiągnąć podany wyżej zysk energetyczny, przy całkowitej długości anteny równej ok. $2 \cdot \lambda$. Jest to więc antena długa, wymagająca sztywnego masztu i sztywnej nośnej belki dla umocowania dipoli.

Dla 5-elementowej, dwupiętrowej anteny Yagi mamy już nieco większe możliwości obliczenia przy założonej z góry oporności falowej. Ponadto zmniejsza ona kąt promieniowania w płaszczyźnie pionowej do ok. 25° , co redukuje poziom zakłóceń pochodzących od pojazdów mechanicznych lub elektrycznych urządzeń domowych oraz czyni antenę nadawczą mniej „skuteczną” w wytwarzaniu zakłóceń w pracy pobliskich odbiorników telewizyjnych.

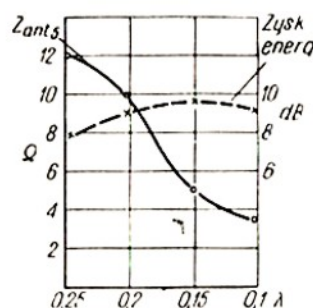
Kąt promieniowania tej anteny w płaszczyźnie poziomej wynosi ok. 50° , a zysk energetyczny 12–15 dB. Konstrukcja anteny jest zwarta i prosta w wykonaniu, jak również w zainstalowaniu na dachu budynku.

Do obliczeń służą przybliżone wzory na oporność promieniowania (wejściową) anteny dla różnych rozwiązań 5-elementowej anteny Yagi:

- 1) $Z_{ant5} \cong 0,2 \cdot Z_1$ — przy odległościach między elementami anteny $0,25 \cdot \lambda$ (zysk energetyczny ok. 8 dB)
- 2) $Z_{ant5} \cong 0,16 \cdot Z_1$ — przy odległościach między elementami anteny $0,20 \cdot \lambda$ (zysk energetyczny ok. 9 dB)
- 3) $Z_{ant5} \cong 0,08 \cdot Z_1$ — przy odległościach między elementami anteny $0,15 \cdot \lambda$ (zysk energetyczny ok. 9,6 dB)
- 4) $Z_{ant5} \cong 0,06 \cdot Z_1$ — przy odległościach elementów $0,1 \cdot \lambda$ (zysk ok. 9,2 dB)

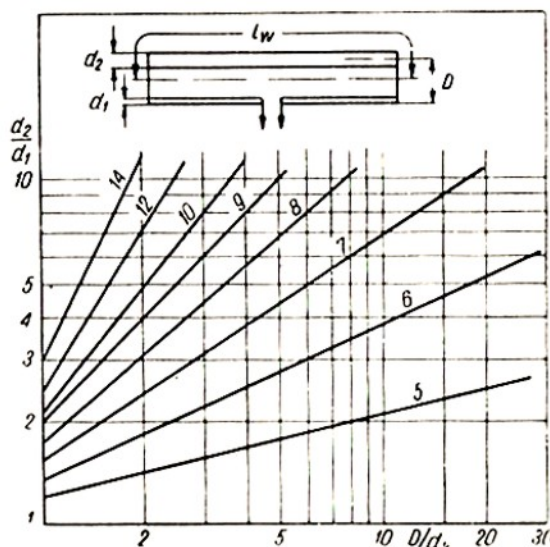
- 5) $Z_{ant5} \cong 0,075 \cdot Z_1$ — przy odległości reflektor-wibrator $0,15 \cdot \lambda$ i vibrator-direktor $0,1 \cdot \lambda$ (zysk ok. 10 dB).

Powyższe wzory dotyczą częstotliwości 145 MHz i dipoli o stosunku $l/d = \text{ok. } 100$, gdzie Z_1 oznacza oporność promieniowania dipola prostego półfalowego (w praktyce przyjmuje się 60Ω), zaś Z_{ant5} wypadkową oporność anteny 5-elementowej.

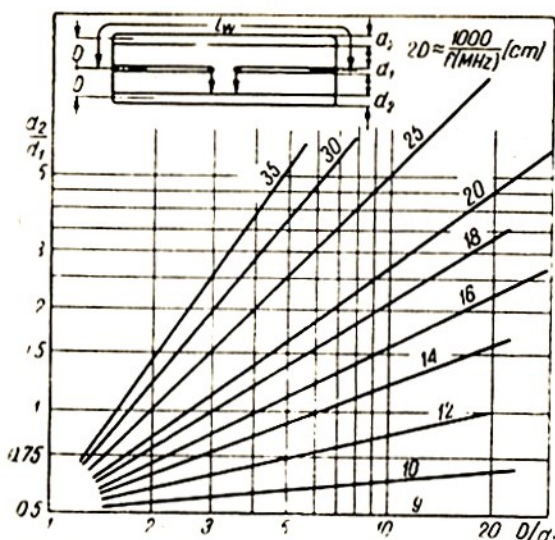


Rys. 1. Oporność promieniowania i zysk energetyczny anteny 5-elementowej Yagi

Zależność wyrażoną wzorami 1–4 przedstawiono linią ciągłą na rysunku 1. Linią przerywaną oznaczono dodatkowo zysk energetyczny anteny w decybelach. Próbną anteną wykonaną była z rurek aluminiowych $\phi 10$ mm, a po każdej zmianie odległości dipoli dostrajano ich długość na maksymalny zysk. Operowano częstotliwością 145 MHz. Jak widać, zysk energetyczny ok. 9,6 dB uzyskuje się, gdy wzajemna odległość dipoli anteny wynosi ok. $0,15 \cdot \lambda$, a odległość W-D — $0,1 \cdot \lambda$.



Rys. 2. Własności transformacyjne dipola pętlowego



Rys. 3. Własności transformacyjne dipola trójprzewodowego pętlowego

Stosując przytoczone wyżej zależności i odpowiednio wykorzystując własności transformacyjne pętlowego dipola czynnego (wibratora) można dość łatwo i wygodnie dopasować oporność anteny do oporności linii przesyłowej (fidera).

Własności transformacyjne dipola pętlowego dwuprzewodowego ilustruje wykres na rysunku 2, zaś dipola pętlowego trójprzewodowego wykres na rysunku 3.

Dla zrozumienia sposobu wykorzystywania własności transformacyjnych dipoli pętlowych podajemy poniżej przykłady obliczeń anten 5-elementowych oraz 5-elementowych pętlowych.

Przykład 1.

Obliczyć antenę 5-elementową tak, aby jej oporność wynosiła ok. 75 Ω przy możliwie maksymalnym zysku energetycznym. Antena wykonana będzie z rurki aluminiowych ϕ 10 mm.

Według wzoru 5 obliczamy:

$$Z_{ant5} = 0,075 \cdot Z_1 = 0,075 \cdot 60 \Omega = 4,5 \Omega$$

Oporność wejściową anteny 75 Ω otrzymamy przez zastosowanie transformacji w dipolu czynnym (wibratorze) o przekładni:

$$\frac{75 \Omega}{4,5 \Omega} = 16,6$$

Ze względu na dużą wartość współczynnika transformacji użyjemy trójprzewodowego dipola pętlowego, przy czym średnicę jego prętów zewnętrznych przyjmijmy $d_2 = 10$ mm, a odległość $D = 40$ mm. Z wykresu na rysunku 3 dla stosunku $D : d_2 = 40 : 10 = 4$ odczytamy, że stosunek średnic prętów $d_2 : d_1$ powinien wynosić ok. 1, stąd

$$d_1 = \frac{d_2}{1} = \frac{10 \text{ mm}}{1} = 10 \text{ mm}$$

Gdybyśmy teraz, tracąc nieco na zysku energetycznym rozsunęli dipole anteny tak, aby odległości między nimi ($R-W$; $W-D$) wynosiły $0,2 \cdot \lambda$, to z wykresu

na rysunku 1 odczytamy oporność $Z_{ant5} = 10 \Omega$. Przy tym samym wykonaniu wibratora oporność wejściowa anteny zwiększy się w podobnym stosunku, to znaczy.

$$\frac{10 \Omega}{4,5 \Omega} \approx 2,2$$

i wyniesie ok. 160 Ω . Oporność wejściowa taka jest korzystna przy budowie anteny „5 nad 5” zasilanej przez kabel 75 Ω , o czym będzie mowa w dalszej części artykułu.

Długość poszczególnych dipoli anteny oblicza się według znanych zależności:

długość reflektora

$$l_{R(m)} = \frac{149}{f(\text{MHz})}$$

długość wibratora

$$l_{W(m)} = \frac{141}{f(\text{MHz})}$$

Odległość $R-W$ dla przyjętego przykładu wynosi $0,15 \cdot \lambda$.

Długość pierwszego direktora

$$l_{D1(m)} = \frac{135}{f(\text{MHz})}$$

długość drugiego direktora

$$l_{D2(m)} = \frac{132}{f(\text{MHz})}$$

długość trzeciego direktora

$$l_{D3(m)} = \frac{130}{f(\text{MHz})}$$

Gdy $R-W = 0,15 \cdot \lambda$, a $W-D_{1,2,3} = 0,1 \cdot \lambda$, to długość całej anteny wyniesie zaledwie 940 mm; gdy jednak wszystkie odległości dipoli wynoszą $0,2 \cdot \lambda$, to długość anteny wzrasta do ok. 1700 mm, oczywiście dla pasma 145 MHz.

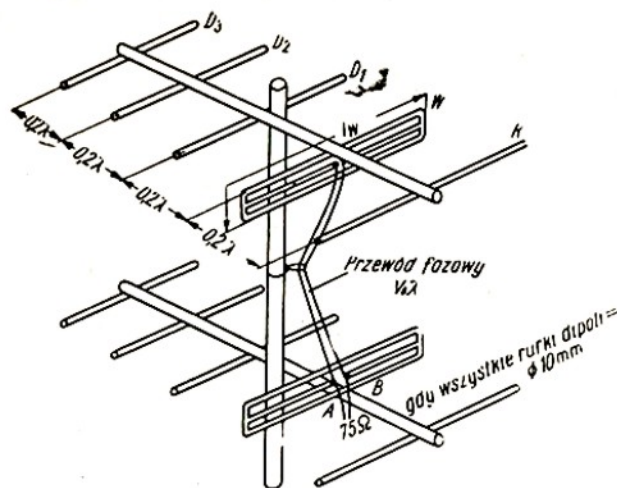
Jako fidera dla pierwszej anteny należy użyć kabla koncentrycznego o oporności falowej ok. 75 Ω zaopatrzyć go w odcinek symetryzujący.

Jeżeli chcielibyśmy użyć linii symetrycznej 240 Ω , to dla pierwszej anteny należy zastosować jedynie półfalową pętlę dopasowującą. Gdybyśmy natomiast chcieli dopasować antenę do oporności wejściowej 240 Ω poprzez zmianę wymiarów geometrycznych wibratora, to natrafimy na trudność. Przekładnia transformatora wypadnie bowiem $240 \Omega : 4,5 \Omega = 53$. Jak widać z rysunku 3, tak dużej transformacji nie da się uzyskać za pomocą trójprzewodowego dipola pętlowego. Wobec tego trzeba zmienić odległość między dipolami anteny do wartości $0,2 \cdot \lambda$, a wtedy oporność anteny Z_{ant5} (z wykresu na rys. 1) wzrośnie do ok. 10 Ω .

Przekładnia transformatora będzie teraz

$$\frac{240 \Omega}{10 \Omega} = 24$$

co można uzyskać przez zmianę wymiarów wibratora. Pozostawiając $d_2 = 10$ mm przyjmujemy $d_1 = 5$ mm, stąd stosunek $d_2 : d_1 = 2$, a stosunek $D : d_2$ (z wykresu na rys. 3) wyniesie jak poprzednio ok. 4, a $D = 40$ mm.



Rys. 4. Antena Yagi „5 nad 5” łączona przewodem fazowym $v \cdot \lambda$.

Tak więc obliczyliśmy wymiary anten 5-elementowych Yagi, dopasowując ich oporność wejściową do kabli 75 Ω i 240 Ω , a także do 160 Ω .

Z kolei przejdźmy do obliczenia 10-elementowej piętrowej anteny Yagi „5 nad 5”. Oba „piętra” takiej anteny mogą być połączone ze sobą:

- za pomocą przewodu „fazowego”, mającego na celu zasilanie obu pięter zgodnie w fazie. Długość „elektryczna” tego przewodu powinna wynosić $\lambda : 2$ (i wtedy przewód należy skrzyżować) lub λ (wtedy przewodu fazowego nie krzyżuje się) — rysunek 4,

- za pomocą transformatorów $\lambda/4$ (rys. 5); wtedy odległość między piętrami powinna wynosić:

$$\frac{146}{f(\text{MHz})} \text{ (m)}$$

Ponieważ łączenie pięter za pomocą transformatorów $\lambda : 4$ jest bardziej kłopotliwe i utrudnia rozsuniecie pięter na optymalną odległość, więc dalsze rozwiązanie oprzemy o zastosowanie wyłącznie przewodu „fazowego”. Przewód fazowy łączy oporności falowe pięter równolegle. Jeżeli oba piętra wykonano identycznie, to oporność w punktach A, B będzie równa połowie oporności falowej jednego piętra. Jednakże dodatkowy wzajemny wpływ pięter powoduje dalsze obniżenie tej oporności o około 5÷10%.

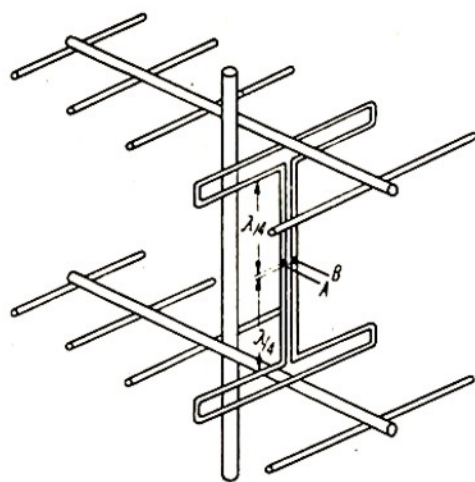
Optymalna odległość między piętrami dająca dodatkowo zysk energetyczny ok. 4,8 dB, wynosi 0,7 λ (rys. 6). Przy tej odległości pięter przewód fazowy musi mieć długość geometryczną $v \cdot \lambda$ (v — współczynnik skrócenia zależny od rodzaju dielektryka przewodu fazowego).

Jeżeli jako przewód fazowy przyjmujemy telewizyjny kabel symetryczny 240÷280 Ω , to współczynnik skrócenia może wynosić 0,8 (0,66 dla polietylenowej izolacji).

Jak widać, przewód fazowy będzie niewiele dłuższy od optymalnej odległości pięter; aby go odpowiednio naprężyć, należy dociągnąć go do masztu za pomocą kawałka nylonowej linki (np. używanej przez wędkarzy).

Przy dobrym dopasowaniu anteny „5 nad 5” Yagi można zatem osiągnąć maksymalny zysk energetyczny rzędu

$$9,8 \text{ dB} + 4,8 \text{ dB} = 14,6 \text{ dB}$$



Rys. 5. Antena Yagi „5 nad 5” łączona za pomocą transformatorów $\lambda/4$

Pozostaje jeszcze dopasowanie oporności falowej obu pięter do oporności fidera, co wyjaśnimy na przykładzie.

Przykład 2.

Obliczyć antenę „5 nad 5” Yagi dla pasma 144—146 MHz tak, aby oporność falowa układu wynosiła ok. 75 Ω przy maksymalnie możliwym do osiągnięcia zysku energetycznym. Dla podstawowych elementów będzie zastosowana rurka Al ϕ 10 mm.

Użyjemy więc ponownie antenę o odległościach $R-W = 0,15 \cdot \lambda$ i $W-D = 0,1 \cdot \lambda$. Aby uzyskać oporność wejściową 75 Ω , każde z pięter powinno mieć oporność falową:

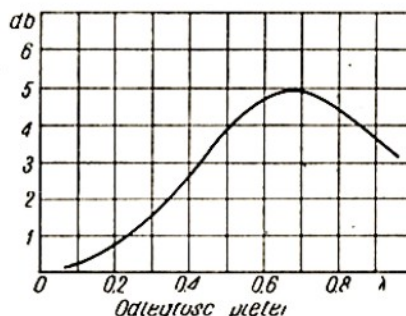
$$2 \cdot 75 \Omega \left(1 + \frac{5}{100}\right) = 158 \Omega$$

Dla dalszych obliczeń przyjmijmy 160 Ω .

Współczynnik transformacji dipola trójprzewodowego wyniesie

$$\frac{160 \Omega}{4,5 \Omega} = 33$$

$d_2 = 10 \text{ mm}$, d_1 przyjmuje się np. 4 mm, stąd $d_2 : d_1 = 10 : 4 = 2,5$.



Rys. 6. Wpływ odległości pięter na zysk energetyczny

Z wykresu na rysunku 3 odpowiednio $D : d_2 = \sim 3$, stąd $D = 3 \cdot d_2 = 3 \cdot 10 = 30 \text{ mm}$, względnie dla $D = 40 \text{ mm}$ — średnica d_1 przewodu środkowego dipola zmniejsza do ok. 2 mm.

Długość dipola trójprzewodowego będzie

$$l_{W(m)} = \frac{141}{145 \text{ (MHz)}} = 0,97$$

Długość l_R i $l_{D1,2,3}$ należy dalej obliczyć według uprzednio już podanych wzorów.

Odległość między pętlami przyjmuje się 0,7, czyli

$$0,7 \cdot \frac{300}{145} = 1,45 \text{ m}$$

Długość przewodu fazowego λ wykonanego z odcinka kabla symetrycznego ($v = 0,8$) wyniesie

$$0,8 \cdot \frac{300}{145} = 1,66 \text{ m}$$

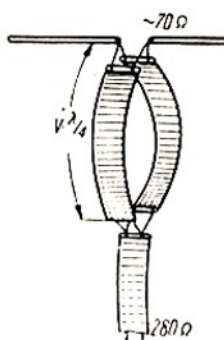
a więc niewiele się różni od odległości pętli.

W punktach A i B należy teraz podłączyć kabel koncentryczny 75 Ω z odcinkiem symetryzującym.

Koszt nieznacznej straty zysku bardzo wygodnie jest zastosować w obu pętlach 5-elementowej anteny Yagi wszystkie dipole wykonane w całości z jednakowych rur ($d_2 = d_1 = 10 \text{ mm}$) i odległościach między elementami $0,2 \cdot \lambda$. Oporność falowa jednej takiej Yagi była już obliczona w przykładzie 1 i wynosiła ok. 160 Ω . Po pięciowym ustawieniu anten uzyskamy teraz w punktach A i B (rys. 4) oporność wejściową rzędu

$$\frac{160 \Omega}{2} - 5\% = 75 \Omega$$

a więc odpowiednią dla podłączenia kabla koncentrycznego.



Rys. 7. Transformator dopasowujący z kabla symetrycznego

Jeżeli jako fidera trzeba użyć kabla symetrycznego np. 280 Ω , to najlepiej między punktami A i B a fiderem umieścić dodatkowo transformator ćwierćfalowy o przekładni 4:1 wykonany z dwóch odcinków tego kabla o długości $v \cdot \lambda/4$ — rys. 7. Transformacja tylko w dipolu trójprzewodowym naszczałaby tutaj poważniejsze trudności ze względu na wymagany duży współczynnik transformacji.

Ponieważ ostateczna wartość wejściowej oporności falowej anteny zależy w pewnej mierze od jej wykonania oraz montażu, a także niedokładności obliczeń, zaleca się przy montażu zastosować próbę dostrajania anteny przez dosuwanie lub odsuwanie reflektora w stosunku do wibratora. Reflektor należy następnie zamocować na stałe na belce nośnej w miejscu dającym maksymalny zysk energetyczny anteny.

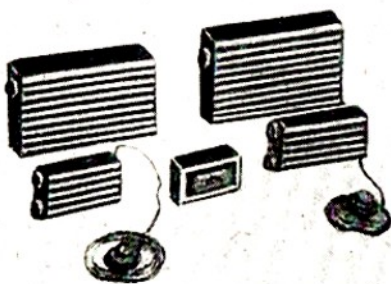
Amatorski odbiornik tranzystorowy

Wykonany przez mnie modelowy odbiornik, którego opis podaję, posiada „bezpośrednie wzmocnienie”, przy czym jego obwód wejściowy jest niestrojony (ze względu na trudności, jakie miałem w nabyciu kondensatora zmiennego —!). Schemat ideowy odbiornika tranzystorowego jest przedstawiony na rysunku 1. Antena ferrytowa wykonana została z pałeczki ferrytowej o długości 10 cm i średnicy 10 mm. Cewka antenowa jest dzielona na 2 sekcje, przy czym obie połączone w szeregu tak, aby ich indukcyjności się dodawały (kierunki nawijania sekcji powinny być jednakowe).

Obie sekcje nawinięto na korpusach z papieru, na tyle luźnych, aby istniała możliwość przesuwania ich wzdłuż pręta ferrytowego. Daje to możliwość zmiany indukcyjności sekcji, a tym samym ułatwia strojenie.

Sekcje cewki powinny być umieszczone w pobliżu końców pałeczki ferrytowej. Zapewnia to większą „wysokość skuteczną” anteny, a zatem — większy sygnał wejściowy.

Ogólna ilość zwojów cewki antenowej wynosi 2X65. Na sekcjach cewki antenowej nawinięto dwie sekcje ma-



lej ceweczki po 3÷6 zwojów i połączone je również w szereg tak, aby ich indukcyjności dodawały się. Ta ceweczka sprzęga pierwszy stopień odbiornika z obwodem antenowym. Na środku pałeczki ferrytowej umieszczono trzecią cewkę — „reakcyjną” (dodatknie sprzężenie zwrotne), połączoną jednym końcem z kolektorem pierwszego tranzystora, a drugim — z „masą” poprzez kondensator zmienny (trymer). Kondensator ten umożliwił regulację sprzężenia zwrotnego oraz zapobiegał zwarciu źródła napięcia stałego (6 V).

Cewka reakcyjna odtłumia antenowy obwód rezonansowy, powodując wzrost uzyskiwanego sygnału wejściowego.

Sprężenie należy tak ustawić, pokręcając trymerem, aby układ znajdował się tuż przed „progiem wzbudzenia” odbiornika. Przy braku wzbudzenia należy miejscami zamienić połączenia końcówek cewki reakcyjnej. Cewka reakcyjna posiada 40 zwojów i nie musi być przesuwana. Wszystkie uzwojenia na pręcie anteny ferrytowej należy wykonać licząc wcz. Opisany odbiornik był nastrojony „na stałe” przy użyciu kondensatorów o wartościach 50 pF (rezonans dla odbioru „Warszawy II”) oraz 800 pF + 50 pF (rezonans dla odbioru „Warszawy I”). Kondensatory te przełącza się przełącznikiem miniaturowym dwupozycyjnym („Omig”). Niestrojony obwód rezonansowy można uczynić „płynnie” strojonym przez zastosowanie kondensatora zmiennego. Schemat obwodu wejściowego zmieni się wówczas, jak przedstawiono na rysunku 2.

Kondensator zmienny, włączony w ten sposób do cewki antenowej, pozwoli na odbiór kilku stacji na falach średnich (wraz z Warszawą II). Warszawę I można odbierać po równoległym dołączeniu do kondensatora zmiennego dodatkowego kondensatora stałego o pojemności około 400 pF.



Wiadomości KF

opracowane z ramienia SPDXC przez
SP9DT

Z ŻYCIA SPDX KLUBU

Honorowa lista SPDXC

- | | |
|----------------|----------------|
| 1. SP9KJ — 241 | 4. SP9RF — 211 |
| 2. SP7HX — 225 | 5. SP9DT — 201 |
| 3. SP8CK — 221 | |

Ponieważ ostatnio kilku Kolegów, członków SPDXC przekroczyło 200 CFM, zwracamy uwagę na informacje w nrze 6 (15) CQDX w sprawie przyjęcia na listę honorową SPDXC.

Nowi członkowie SPDXC

Nowym rzeczywistym członkiem Klubu został:

Nr 52 — Eugeniusz Przybóś z Rzeszowa — SP8AAH

Nr 53 — Edward Breit z Bydgoszczy — SP2AJO.

Honorowymi członkami zostali:

- 127. WA2YBR
- 128. OKIEG
- 129. OK1SV
- 130. K1KPS
- 131. DJ3VQ
- 132. VK7SM
- 133. K3GKF
- 134. OK2QX
- 135. KP4BEA
- 136. W7UVR
- 137. DL3BP
- 138. VP7NQ (first VP7)
- 139. G3POI

Nalepki na dyplomy SPDXC

Otrzymali: SP9TA — 200/201 oraz SP8SZ — 125 i 130 (150); weryfikacja nastąpiła na podstawie przestanych kart QSL.

TABLICA DX

(stan na dzień 30.XI.1963)

A. Grupa cw/fone

SP9KJ	254/267	SP5HS	170/177
SP9RF	134/251	SP6BZ	160/173
SP7HX	233/248	SP5GX	159/178
SP8CK	230/252	SP8SZ	151/197
SP9DT	215/230	SP8MJ	137/153
SP6FZ	208/227	SP5AFL	136/168
SP5ADZ	203/232	SP1AEG	136/156
SP9TA	201/212	SP9PT	136/154
SP9KAD	185/212	SP2LV	136/146
SP8HR	184/202	SP8AJK	135/163
SP9ADU	184/200	SP9NH	131/155
SP8HT	182/208	SP9DH	126/147
SP6AAT	180/206	SP5AIB	124/150

SP8EV	124/145	SP9ABP	75/83
SP9ACK	121/122	SP7QO	72/76
SP8JA	120/155	SP9ADI	67/86
SP5YC	114/174	SP3AOT	66/101
SP5AIM	113/134	SP5PA	68/79
SP9CS	111/143	SP9AOX	63/94
SP8SR	110/128	SP9PZD	63/85
SP8AAH	107/162	SP8ZR	62/85
SP9DN	107/134	SP5AHW	62/81
SP2BA	107/131	SP2BO	62/78
SP3HD	105/122	SP2OY	59/69
SP5ALG	102/138	SP9AED	58/65
SP2CO	100/119	SP9RJ	57/70
SP5NE	99/108	SP9ZW	53/79
SP3KET	95/123	SP6UK	50/67
SP5YL	93/100	SP9AJM	50/66
SP3KBJ	91/100	SP3KEU	37/43
SP5OD	90/112	SP8AKQ	36/50
SP8ABQ	89/110	SP5ALW	36/44
SP2AEO	87/107	SP6SO	35/54
SP3KCC	83/120	SP9AMA	32/45
SP2PI	82/114	SP8ASP	31/47
SP9YP	82/110	SP5AHV	29/39
SP8AOV	78/122	SP5AHY	29/31
SP9KDE	76/106	SP8ANF	6/24

B. Grupa fone

SP9FR	180/212	SP8AJK	46/65
SP7HX	117/186	SP5AIM	43/47
SP9KJ	171/189	SP9RJ	39/47
SP8CK	169/179	SP3KED	35/43
SP9RF	157/160	SP6FZ	31/45
SP3XM	132/155	SP6AAT	29/52
SP5HS	102/115	SP8AKQ	29/34
SP9KAD	92/98	SP9PT	25/31
SP8HT	82/101	SP9ADU	23/30
SP9DT	78/104	SP6UK	11/17
SP5ZK	60/75	SP9DH	10/11
SP9PZD	58/72		

C. Grupa 2 x SSB

SP9FR	146/199	SP5PO	82/105
SP5HS	88/109		

D. Grupa SWL

SP3-335	147/206	SP7-3018	55/152
SP9-649	134/217	SP9-333	55/149
SP2-4006	101/137	SP9-732	45/163
SP9-1062	84/160	SP7-3017	45/140
SP9-9038	82/157	SP3-334	34/75
SP9-624	72/104	SP9-660	28/45
SP9-115	67/163	SP3-492	16/41
SP9-1045	65/93		

W ostatnim miesiącu przystąpił do współzawodnictwa SP2IIL — Janek z Torunia, lecz raport przysłał niekompletny bez wyściółkowych danych (stan CFM/ /WKD). Z grupy SWL ubywa bardzo aktywny w nasłuchach i we współpracy z Redakcją Biuletynu — Kol. Zbyszek SP2-4006, który otrzymał licencję jako SP2AVE, QTH Kolobrzeg. Bardzo dziękujemy za dotychczasową i prosimy o dalszą współpracę. Czekamy również na nowe zgłoszenie, a na razie życzymy ufb Dx-ów.

Serdecznie dziękujemy tym wszystkim Kolegom, którzy wraz z raportami miesięcznymi przesłali nam życzenia świąteczne i noworoczne.

UKF • UKF • UKF

EUROPEJSKI „BAND PLAN”

Podany niżej plan podziału krótkofalowych pasm amatorskich został ustalony przez IARU (Międzynarodowa Unia Radioamatorów) z zaleceniem stosowania go przez wszystkie stowarzyszenia członkowskie w Europie.

Ponieważ Polski Związek Krótkofalowców jest również członkiem IARU, Zarząd Główny PZK zobowiązuje wszystkich polskich nadawców do ścisłego przestrzegania europejskiego planu podziału pasm amatorskich.

Zakres częstotliwości	Rodzaj emisji
3500 — 3600 kHz	Wyłącznie telegrafia
3600 — 3750 kHz	Telegrafia i fonia
7000 — 7050 kHz	Wyłącznie telegrafia
7050 — 7100 kHz	Telegrafia i fonia
14000 — 14100 kHz	Wyłącznie telegrafia
14100 — 14350 kHz	Telegrafia i fonia
21000 — 21150 kHz	Wyłącznie telegrafia
21150 — 21450 kHz	Telegrafia i fonia
28000 — 28200 kHz	Wyłącznie telegrafia
28200 — 29700 kHz	Wyłącznie fonia

SP5SM

LISTA ODX POLSKICH STACJI UKF

(stan z 31.12.63)

Pasma 145 MHz
T R O P O

	km
SP3GZ — UA1DZ	— 1230
— G3BA	— 1230
SP3PJ — G2YK	— 1220
SP6CT — G3YV	— 1200
SP5SM — OH4OM	— 1105
SP3FM — UA1DZ	— 1035
SP5QU — UA1DZ	— 1035
SP5ADZ — UA1DZ	— 1020
SP9ANI — SM7ZN	— 880
SP9ANH — SM7ZN	— 880
SP9QZ — SM7ZN	— 870

SP9DU — SM7PQ	— 850
SP9AFI — OZ8ME	— 770
SP5PRG — DL3YBA	— 750
SP6GZ — SM7ZN	— 700
SP6EG — DL1FF	— 700
SP9DW — DM2BGB	— 640
SP2AOZ — DL3YBA	— 610
SP5ASF — OK1DE	— 610
SP9DI — YU3DL	— 600
SP9MM — YU3DL	— 590
SP9DR — YU3DL	— 550
SP5AU — DL7FU	— 530
SP3PD — DL1FF	— 510
SP9WY — DL7FU	— 490
SP5AEE — OK1DE	— 485
SP9ADQ — DM2AWD	— 470
SP9EU — DL7FU	— 465
SP6XA — HG2RD	— 455
SP6LB — HG2RD	— 455
SP1WY — SP3SM	— 445
SP7JQ — HG5KBP	— 440
SP2WA — UP2ABA	— 440
SP9ABE — DM2BDL	— 435
SP9AGV — OK1EH	— 435
SP5BR — OK3KAB	— 425
SP6ZG — HG5KBP	— 415
SP9AKW — OK1KMU	— 410
SP5FW — OK2BJH	— 400

Pasma 435 MHz

SP6XU/p — OK1SO	— 290
SP5KAB/p — OK1KRC	— 285
SP5FM/EL/p — OK1KDO	— 243
SP2KAC/p — OK1KCB	— 236
SP6FL/p — OK2KBR	— 204
SP6AH/p — OK1KCU	— 140
SP6GB/p — OK1KDD	— 130
SP6PC/p — OK1VR/p	— 120
SP9DW/p — OK1VR/p	— 115
SP9DR/p — OK1KTB/p	— 105
SP9KAD/p — OK3KLM	— 105

AURORA

	km
SP3GZ — GM3EGW	— 1350
SP5PRG — LA3AA	— 1065
SP5FM — LA4YG	— 1050
SP9QZ — SM6ANR	— 1030
SP9DU — SM6ANR	— 990
SP9DR — SM6ANR	— 980
SP2AOZ — UA1NA	— 930
SP5AU — SM4NK	— 920
SP5ASF — SL5BO	— 870
SP5SM — UR2BU	— 800
SP3PD — SM5BDQ	— 775
SP6LB — SM6PU	— 765
SP2RO — SM6PU	— 600

METEOR-SCATER

SP9ANH — G5YV	— 1460
SP5SM — G3LTF	— 1410
SP6EG — G5YV	— 1370
SP5SM — ON4TQ	— 1130
SP5SM — LZ1DW	— 1070

U w a g a: Wykaz MS-QSO zawiera wszystkie dotychczasowe łączności przeprowadzone w Polsce.

PIERWSZE QSO POLSKICH STACJI UKF

Pasma 145 MHz

OK1KCB/p — SP3UAB	3.7.54
DL7FS — SP3PD	25.7.54
OE3AS/p — SP2KAC/p	5.7.55
HG5KBA/p — SP8AG/p	7.7.56

YU3EN/EU/p — SP5FM/EL/p	7.9.56
SM7ANB — SP5FM/1	7.9.57
OZ7BB — SP5FM/1	9.9.57
DM2AIO — SP3PD	7.7.58
RB5KMX — SP5AU	7.9.58
G5YV — SP6CT/p	28.10.58
PAQAGJ — SP6CT/p	28.10.58
ON4BZ — SP6CT/p	28.10.58
LA8MC — SP6CT/p	29.10.58
HB1LE — SP6CT/p	5.7.59
GM3EGW — SP3GZ	7.10.60
UR2BU — SP5SM	28.10.61
UP2ABA — SP5SM	18.12.61
OHØRJ — SP5FM	8.10.62
UA1DZ — SP5ADZ	9.10.62
OH3RG — SP5SM	9.10.62
UA2AAB — SP2AOZ	3.12.62
LZ1DW — SP5SM	6.6.63
UC2AA — SP5SM	26.10.63

Pasma 435 MHz

OK2KGZ/p — SP5KAB/p	4.7.54
DM3KML/p — SP6XU/p	4.7.59

SP9DR

Dyplomy

WBH

WBH jest dyplomem wydawanym przez krótkofalowców z radioklubu w brazylijskim mieście Belo Horizonte (prowincja Minas Gerais). Warunkiem otrzymania go jest nawiązanie QSO z co najmniej pięcioma różnymi stacjami, których QTH jest miasto Belo Horizonte. Wykaz zawierający znalezienie stacji, użyte pasma i rodzaj emisji, a ponadto daty łączności oraz czas wg GMT i raporty RST — należy wysyłać wraz z 5 kuponami IRC na adres: Post Box 314, Belo Horizonte, Minas Gerais, Brazylia. Niektóre stacje z Belo Horizonte: PY4AD, PY4AWG, PY4AEX, PY4OD, PY4ZG.

TVI

Krótkofalowcy zamieszkali w Dolinie Indyjskiej Tennessee wydają dyplom zwany TVI. Warunkiem uzyskania go przez nadawców europejskich jest przeprowadzenie co najmniej 2 QSO na dowolnych pasmach z krótkofalowiecami z Tennessee Valley Indian (stąd skrót TVI) do których należą: W4AY, W4CSY, W4DDF, W4MSZ, W4SRT, W4WHM, W4WHN, W4ZCB, K4EJO, K4FTF, W4ZMC. Zgłoszenie zawierające wykaz łączności należy wysłać (kuponu IRC nie są wymagane) na adres: Harold E. Johnson W4ZCB TVI Manager 4216 Airport Drive Stillwater, Oklahoma, USA.

DVQ

Dyplom ten wydawany jest przez radioklub w kanadyjskim mieście Quebec, przy czym warunkiem otrzymania go jest zrealizowanie co najmniej 3 QSO z co najmniej trzema różnymi stacjami VE2, położonymi w mieście Quebec lub najbliższej okolicy. Kart QSL można nie wysyłać, a jedynie wyciąg z logu na adres: DVQ Award Manager Box 382, Quebec 4, Que. Canada.

Do zgłoszenia należy dołączyć 2 kuponu IRC. Do niektórych stacji, położonych w Quebec, należą: VE2BAT, VE2AUA, VE2BK, VE2YU, VE2OL, VE2AYY, VE2NV, VE2WT, VE2DR, VE2WW.

DZIESIĄTKA PIERWSZYCH POLSKICH STACJI UKF PASMA 145 MHz na tle wyników stacji OK (wg AR-8/63) i stacji DL/DJ (wg DL-QTC Nr 6/62)

SP	km	DJ/DL	km	OK	km
1. SP9ANH — G5YV — MS	— 1460	T	— 1420	MS	— 1560
2. SP5SM — G3LTF — MS	— 1410	MS	— 1225	A	— 1540
3. SP6EG — G5YV — MS	— 1370	A	— 1200	T	— 1518
4. SP3GZ — GM3EGW — A	— 1350	A	— 1160	A	— 1025
5. SP3PJ — G2XK — T	— 1220	A	— 1135	A	— 1015
6. SP6CT — G5YV — T	— 1200	A	— 1109	T	— 990
7. SP5PRG — LA3AA — A	— 1065	A	— 1101	A	— 917
8. SP5FM — LA4YG — A	— 1050	A	— 1100	T	— 885
9. SP5QU — UA1DZ — T	— 1035	A	— 1090	A	— 880
10. SP9QZ — SM6ANR — A	— 1030	T	— 1065	A	— 875

Rok 1963 mimo, że był rokiem „spokojnego słońca” — przyniósł dalszą poprawę wyników polskich krótkofalowców. Przede wszystkim należy wymienić wyniki SP5SM, który zdobył dla Polski dwa dalsze kraje; SP3GZ, który powtórzył ODX polskich łączności propagacją troposferyczną i SP9ANH, który uzyskał najdalszą polską łączność propagacją MS.

Po tych osiągnięciach polskie ultrakrótkofalarstwo stanęło w rzędzie przodujących w pasmach UKF państw europejskich. Z porównania osiągnięć pierwszej dziesiątki polskich stacji UKF z takimi osiągnięciami pierwszej dziesiątki stacji Niemieckiej Republiki Federalnej i Czechosłowacji — wynika nawet pewna rewelacja. Wiadomo bowiem, że stacje NRF i CSSR mają największe osiągnięcia w Europie. Tymczasem przeciętna QRB dla pierwszej dziesiątki stacji polskich wynosi 1219 km, dla stacji NRF — 1160,5 km, zaś dla stacji CSSR — 1120,5 km. Należy to uznać za niewątpliwą sukces polskich nadawców UKF. Tablice wykazują, że obecne ODX stacji polskich mogą być jeszcze znacznie poprawione. Jakkolwiek w ubiegłym roku zdarzyły się nawet warunki zorzowe, to jednak pierwszeństwo oddać należy propagacji w odbiciu od śladów meteorów. Zatem próby MS powinny być terytorem działania „asów” naszego UKF-u. Propagacją tą osiągnięcie z pewnością nowe kraje i nowe ODX-y, czego, życzy Wam

SP9DR

SP8HR

Znaki wywoławcze państw afrykańskich

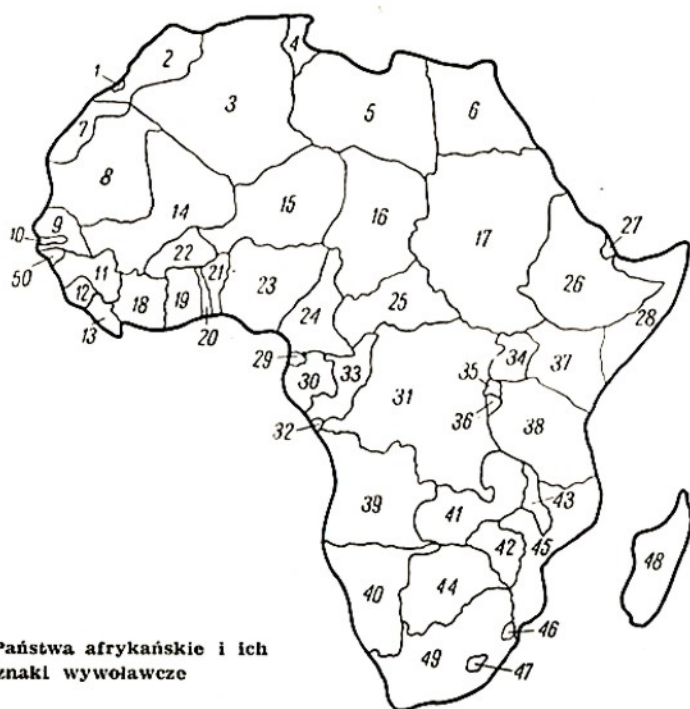
1. Ifni — Hiszp.	EA9
2. Maroko	CN2, 8, 9
3. Algieria	FA
4. Tunezja	3V
5. Libia	5A3,4
6. ZRA	SU
7. Sahara — Hiszp.	EA9
8. Maurytania	5T
9. Senegal	6W8
10. Gambia — Bryt.	ZD3
11. Gwinea	7G1
12. Sierra Leone	9L1
13. Liberia	EL
14. Mali	TZ
15. Niger	SU7
16. Czad	TT3
17. Sudan	6U2, 6T2
18. Wybrz. Kości Ston.	TU1, 2
19. Ghana	9G1
20. Togo	5V
21. Dahomej	TY
22. Górna Wolta	XT2
23. Nigeria	5N2
24. Kamerun	TJ
25. Rep. Środk. Afryk	TL
26. Etiopia	T3
Erytrea	ET2
27. Somali Franc.	FL8
28. Somalia	601
29. Gwinea Hiszp.	EA0
30. Gabon	TR
31. Kongo	9Q
32. Kabinda - Portug.	CR5
33. Kongo	TN8
34. Uganda	5X5
35. Rwanda	9U5
36. Burundi	9U5
37. Kenia	VQ4
38. Tanganika	5H3
39. Angola - Port.	CR5
40. Afryka Płd. Zach.	ZS3
41. Rodezja Płn.	VQ2 Fed. Rodezji i Niasy
42. Rodezja Płd.	ZE " "
43. Niasa	ZD6
44. Betszuana - Bryt.	ZS9
45. Mozambik - Port.	SR7
46. Suazi — Bryt.	ZS7
47. Bantuto - Bryt.	ZS8
48. Rep. Malgaska	5R8
49. Rep. Płd. Afryki	ZS1,2,4,5,6
50. Gwinea Portug.	CR5

SP6IR

(„Funkamateur“ nr 7/63)

KOMUNIKAT

Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców podaje do wiadomości zainteresowanych posiadaczy zezwoleń, że Ministerstwo Łączności — Biuro Koordynacji Łączności Radiowej, pismem Nr RR-12/1037/63 z dnia 28.XI.63 r. — **PROLONGOWAŁO NA CZAS NIEOKREŚLONY termin ważności zezwoleń wydanych w latach 1960—1961 na posiadanie i używanie amatorskich radiostacji indywidualnych.**



PROGNOZY WARUNKÓW PROPAGACYJNYCH — marzec 1964 r. —

Oznaczenia

— — — — — prawdopodobieństwo dostateczgo odbioru (QSA 3) stacji dużej mocy i słabego odbioru (QSA 1—2) stacji małej mocy przez 27 dni w miesiącu.
 — — — — — prawdopodobieństwo dobrego odbioru (QSA 4—5) stacji dużej mocy

i dostatecznego odbioru (QSA 3) stacji małej mocy przez 15—27 dni w miesiącu).

..... prawdopodobieństwo dobrego odbioru (QSA 4—5) przez 3—15 dni w miesiącu; sporadyczne możliwości odbioru odległych stacji bardzo małej mocy.

Pasma 7 MHz

	00	04	08	12	16	20	24
VU							
OX							
JA							
SU							
ZS1							
CO							
W1							
W6							
PY							
VKZL(pWsch)							
VKZL(pZach)							
ZM6							

Pasma 11 MHz

	00	04	08	12	16	20	24
VU							
OX							
JA							
SU							
ZS1							
CO							
W1							
W6							
PY							
VKZL(pWsch)							
VKZL(pZach)							
ZM6							

Pasma 14 MHz

	00	04	08	12	16	20	24
VU							
OX							
JA							
SU							
ZS1							
CO							
W1							
W6							
PY							
VKZL(pWsch)							
VKZL(pZach)							
ZM6							

Pasma 28 MHz

	00	04	08	12	16	20	24
VU							
OX							
JA							
SU							
ZS1							
CO							
W1							
W6							
PY							
VKZL(pWsch)							
VKZL(pZach)							
ZM6							

niau doprowadzanego do przeciwnobnego stopnia mocy, że głośnik milknie, a pracuje tylko słuchawka. W tym stanie pracy odbiornika prąd pobierany z baterii maleje i wynosi około 4-5 mA. Daje to duże oszczędności na zużyciu baterii.

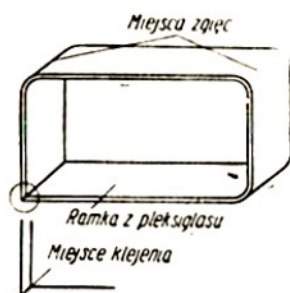
Do odbiornika można również dołączyć antenę zewnętrzną poprzez gniazdo miniaturowe. Wówczas jednak w szereg z anteną należy włączyć kondensator $C = 3 \text{ pF}$. Jest on konieczny, aby zmniejszyć rozstrajający wpływ dołączonej anteny na obwód rezonansowy.

Podany układ jest pewny i wielokrotnie sprawdzony. Nie należy spodziewać się żadnych kłopotów z jego uruchomieniem.

OPIS MONTAŻU

Obudowa odbiornika może być rozmaita, w zależności od indywidualnych wymagań, posiadanych materiałów itp. Mając jednak pewne doświadczenie, radziłbym wykonać ją w sposób następujący.

Z paseczka pleksiglasu o grubości 2 mm oraz szerokości i długości zależnej od tego, jak duży ma być odbiornik, należy wykonać ramkę przez gięcie na gorąco. Po wygięciu i sklejeniu w miejscu pokazanym na rys. 5 - ramkę trzeba owinać sznurkiem lub drutem.

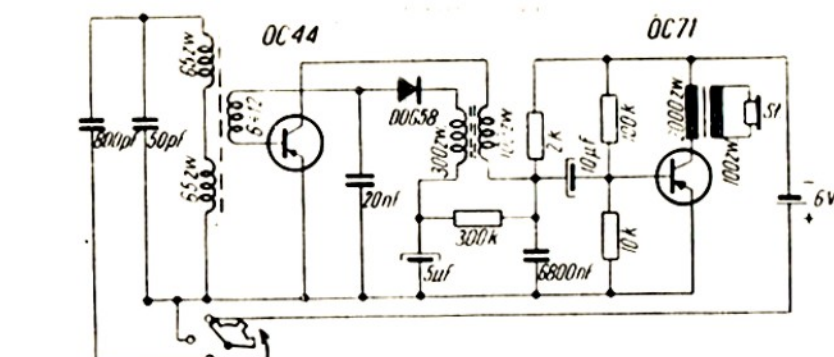


Rys. 5

Gięcie wykonąć można przez podgrzanie pleksiglasu do stanu plastyczności. Podgrzewać najlepiej można za pomocą pręta o średnicy 4 mm, umocowanego końcami w dwóch kołbach elektrycznych. Po nagraniu się pręta pasek pleksiglasu należy zbliżyć tuż nad pręt, aby miejsce zgięcia doprowadzić do stanu plastyczności.

Cienki pręt zapewni nam to, że pleksiglas nagrzej się tylko na małej przestrzeni, co umożliwi nam zgięcie o małym promieniu. Po zgięciu pasek należy utrzymać w danym położeniu tak długo, aby pleksiglas dobrze zastygł. Ściankę czołową proponuję wykonać z części płytki czołowej od odbiornika „Figaro”. Jest ona wykonana z polistyrenu i łatwo daje się przykleić do pleksiglasu. Przed przyklejeniem należy wyciąć odpowiedni kształt oraz ścienić przez pocieranie o gruboziarnisty papier ścierny przybity do stołu. Po wyschnięciu ramkę z pleksiglasu należy również przetrzeć krawędziami o papier ścierny, aby zapewnić dobre przyleganie krawędzi ramki i płytki z polistyrenu.

Po ostatecznej obróbce malujemy pleksiglas od wewnątrz czerwoną farbą. Ko-



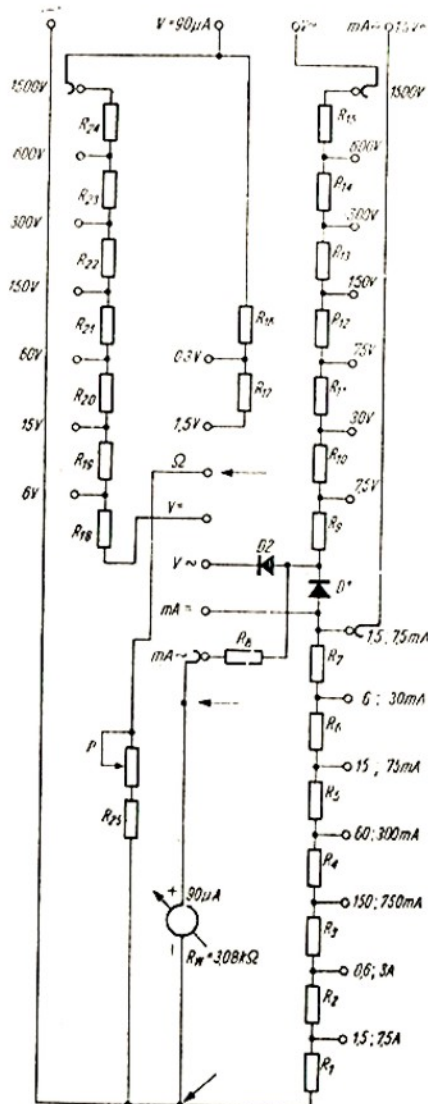
Ciągle brak jest na rynku krajowym tanich i łatwo dostępnych uniwersalnych przyrządów pomiarowych, tak bardzo koniecznych w praktyce radioamatorskiej. Dlatego też postanowiłem zbudować taki przyrząd we własnym zakresie, wykorzystując do tego celu omomierz typu OME-6 (dość duża czułość układu ruchomego, duża skala oraz przystępna cena).

Układ elektryczny (rys. 1) i całość montażu podyktowane zostały łatwością nabycia potrzebnych przełączników oraz rodzajem pomiarów i liczbą zakresów.

Omomierz OME-6 ma czułość układu ruchomego po wyjęciu bocznika magnetycznego, około $100 \mu A$. W moim przypadku czułość ta wynosiła $97 \mu A$, a oporność cewki 3080Ω . Do obliczeń przyjąłem prąd $90 \mu A$, zaś skalę podzieliłem odpowiednio do tego na 30 równych części. Przy tym założeniu oporność wyniosła $11,11 k\Omega/1 V$.

Oporności rozszerzające zakresy napięcia i prądu stałego wyznaczone są zgodnie z przyjętymi powszechnie metodami. Do układu prostowniczego użyłem dwóch uprzednio dobrze wystarczających germanowych diod ostrzowych DOG 31.

Od diod wymagany jest bardzo mały prąd zaporowy, nie większy niż $1 \mu A$ przy napięciu wstępnym minimum $1,5 V$, co dla diody typu DOG 31 jest łatwe do osiągnięcia. Zastosowany układ prostowniczy cechuje więc mały pobór prądu i wynikające stąd mniejsze obciążalność oporników, zajmujących przez to mniej miejsca, jak również większa oporność na $1 V$ napięcia. Wrażliwość diod na zmiany temperatury nie ma większego znaczenia szczególnie dla wyższych napięć, ponieważ układ prostowniczy posiada cechy kompensacji cieplnej.



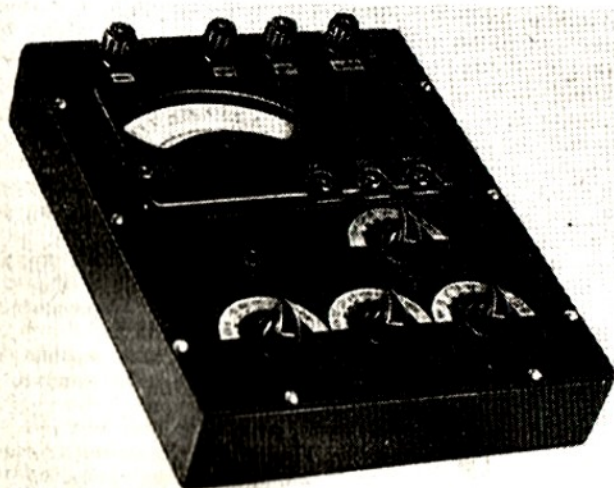
Rys. 1

Dla napięć począwszy od $7,5 V$ dioda D2 jest diodą „pracy”, natomiast dioda D1 zabezpiecza diodę D2 przed przebiegiem. Mierzone napięcie odczytuje się na skali prądu stałego, ponieważ przy tych napięciach przebieg prostowania ma już charakter liniowy. Opornik R_9 uwzględniający oporność diody i wskaźnika dobrany jest doświadczalnie.

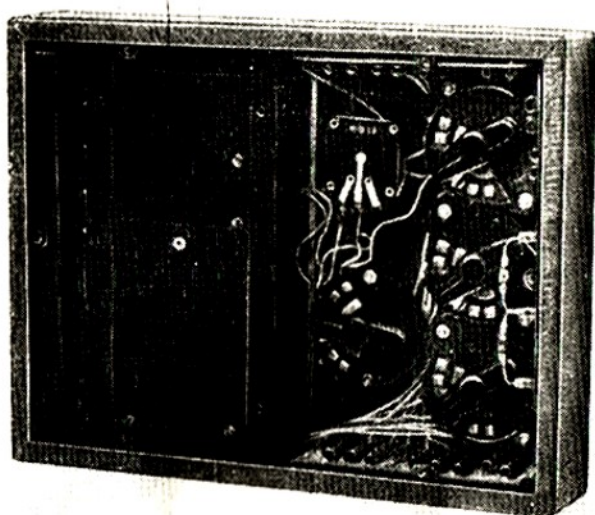
Ponieważ na pełne odchylenie wskaźnika potrzeba $90 \mu A$ prądu średniego, dlatego potrzebna wartość skuteczna prądu przy danym układzie prostowniczym, uwzględniając tzw. współczynnik kształtu napięcia, wyniesie $200 \mu A$. Stąd oporność na $1 V$ napięcia zmiennego wyniesie $5 k\Omega$. Oporność ta posłużyła, podobnie jak przy napięciu stałym, do obliczenia reszty oporników dodatkowych.

Do pomiaru natężenia prądu zmiennego wykorzystano boczniki i przełącznik prądu stałego. Ze względu na to uproszczenie, zakresy prądu zmiennego nie pokrywają się z zakresami prądu stałego, a pomiar natężenia prądu zmiennego obciążony jest nieco większymi błędami niż byłoby to przy zastosowaniu oddzielnych boczników. Jednak orientacyjny charakter pomiarów natężenia prądu zmiennego w praktyce radioamatorskiej czyni powyższe błędy mało istotnymi i przemawia na korzyść zastosowanego uproszczenia.

Wskaźnik, opornik R_8 oraz dioda D1 stanowią wycechowany woltomierz o zakresie $1,5 V$ mierzący spadek napięcia przy przepływie prądu zmiennego przez boczniki. Skala woltomierza na początku zagęszczona, posiada 30 działek. Dioda D1 nie wymaga zabezpieczenia przed przebiegiem, ponieważ działające na nią napięcie wstępne jest małe (maksimum $2,1 V$). Bocznik R_7 wykonany jest z drutu oporowego. Pozostałe boczniki nawinięte są bifilarnie dru-



Rys. 2



Rys. 3

tem miedzianym o wzrastającej średnicy od 0,1 do 0,65 mm, w zależności od wartości płynącego przez nią prądu.

Wszystkie oporniki rozszerzające zakres napięcia są opornikami borowęglowymi wystarczonymi. Dobrane są tak, że maksymalna moc jaka się wydziela w czasie pomiaru, nie przekracza 10% mocy znamionowej opornika. Układ omomierza pozostał bez zmian. Jedyne został wyjęty bocznik magnetyczny, a zerowanie odbywa się za pomocą potencjometru 5 kΩ. W związku z innym rodzajem zerowania trzeba było przecechować skalę omomierza. Zamiat przycisku zastosowano gniazdko radiowe.

Wygląd przyrządu przedstawiony jest na rysunkach 2 i 3. Ścianki boczne wykonane są z drewna oklejonego dermą, zaś płyta czołowa oraz tylna — z bakelitu. Użyte przełączniki są siedmiopozycyjnymi przełącznikami stosowanymi w sieci radiowej.

Wymiary przyrządu: 255 × 200 × 45 mm.
Ciężar: 1,8 kg (z baterią 4,5 V)
Napięcia stałe: od 300 mV do 1500 V w 9 podzakresach
Natężenie prądu stałego: od 90 μA do 1,5 A w 8 podzakresach
Napięcie zmienne: od 1,5 V do 1500 V w 8 podzakresach
Natężenie prądu zmiennego: od 7,5 mA do 7,5 A w 7 podzakresach.

Z ostatniego zakresu prądu zmiennego raczej się nie korzysta, gdyż przełącznik nie jest przystosowany do tak dużego prądu. Również moc wydzielana na oporniku R_1 (około 10 W przy 7,5 A) powodowałaby zmiany oporności i znaczne uchyby. Zakres pomiaru oporności od 10 Ω do 2 MΩ.

DANE OPORNIKÓW

R_1 — 0,196 Ω	R_{14} — 1,5 MΩ
R_2 — 0,296 Ω	R_{15} — 4,5 MΩ
R_3 — 1,47 Ω	R_{16} — 250 Ω
R_4 — 2,96 Ω	R_{17} — 13,3 kΩ
R_5 — 14,9 Ω	R_{18} — 63,6 kΩ
R_6 — 30,1 Ω	R_{19} — 100 kΩ
R_7 — 147 Ω	R_{20} — 500 kΩ
R_8 — 2,32 kΩ	R_{21} — 1 MΩ
R_9 — 32,8 kΩ	R_{22} — 1,66 MΩ
R_{10} — 113 kΩ	R_{23} — 3,33 MΩ
R_{11} — 225 kΩ	R_{24} — 10 MΩ
R_{12} — 375 kΩ	R_{25} — 4,7 kΩ
R_{13} — 750 kΩ	P — 5 kΩ liniowy.

Ze względu na przejrzystość i czytelność schematu nie zaznaczono na nim układu połączeń omomierza, w którym jak wspomniano, dokonano tylko zmiany w sposobie zerowania. Jedyne dla orientacji zaznaczono strzałkami punkty wspólne z układem omomierza.

Opisany przyrząd używany przeze mnie od roku wyświadcza mi dużą pomoc przy wielu pracach z radiotechniki.

Eugeniusz Mamos

(dobrze jeżeli drut ten jest srebrzony); cewka ma średnicę 6 mm, szerokość uzwojenia około 9 mm.

Cewka usprawniająca L_3 w obwodzie anoda triody I i katoda triody II nawinięta jest bez korpusu. Ma ona średnicę 6 mm i zawiera 7–8 zwojów drutu gołego Cu ϕ 0,8 mm; szerokość uzwojenia około 7 mm. Kondensatory i oporniki powinny być miniaturowe.

Wyjście jest asymetryczne, przystosowane do kabla koncentrycznego (choć można użyć taśmowego z odpowiednim dopasowaniem oporowym). Montaż należy przeprowadzić w sposób ścisły (zwarty); elementy o krótkich końcówkach, aby uniknąć szkodliwych pojemności i sprzężeń.

Wzmacniacz pracuje przeważnie natychmiast po zmontowaniu, lecz w celu dostrojenia go do najsilniejszego odbioru należy ustawić trymer C_1 w takiej pozycji w jakiej odbiór obrazu jest najlepszy (około 15 pF), a następnie — przez zsuwanie i rozsuwanie zwojów dostroić cewki wejściowe L_1 , L_2 oraz L_3 do jeszcze silniejszego odbioru.

Wzmacniacz połączyłem z odbornikiem odcinkiem kabla koncentrycznego 1,5 m z pętlą symetryzującą. Sam wzmacniacz bez zasilacza zamontowałem na podstawie wykonanej z puszeki od konserw; wymiary: 70 × 70 × 30 mm.

Konstrukcja, choć wydawałoby się bardzo słaba, jest wystarczająca i ma swoje zalety. Bardzo dobrze się lutuje (na niemalowanej stronie) i łatwa jest do obróbki mechanicznej. Całość zamknięta w metalowym pudełku jest dobrze ekranowana i hermetyczna, pozwala na umieszczenie tego wzmacniacza na maszynie przy antenie. Zasilacz jest bardzo prosty.

W modelu do żarzenia lampy PCC88 użyto transformatora dzwinkowego 7 V; napięcie anodowe pobiera się z sieci energetycznej poprzez dwie diody typu DZG-7 (lub prostownik selenowy) i filtr składający się z dwóch kondensatorów o pojemności 4 μF/550 V i opornika 3,3 kΩ/2 W.

UWAGA! Jeżeli mimo najlepszego dostrojenia występuje silny szum w fonii, a sama fonia jest słabsza niż bez wzmacniacza, należy wówczas zwiększyć indukcyjność cewki L_1 , L_2 przez wkręcenie do ich korpusu rdzenia ferromagnetycznego.

Zenon Bazan

PROSTY WZMACNIACZ TELEWIZYJNY

Dla posiadaczy telewizorów, mieszkających poza zasięgiem dobrego odbioru programów telewizyjnych, podaję opis prostego przedwzmacniacza, który wykonałem na 6 kanał ($f_{sr} = 178$ MHz).

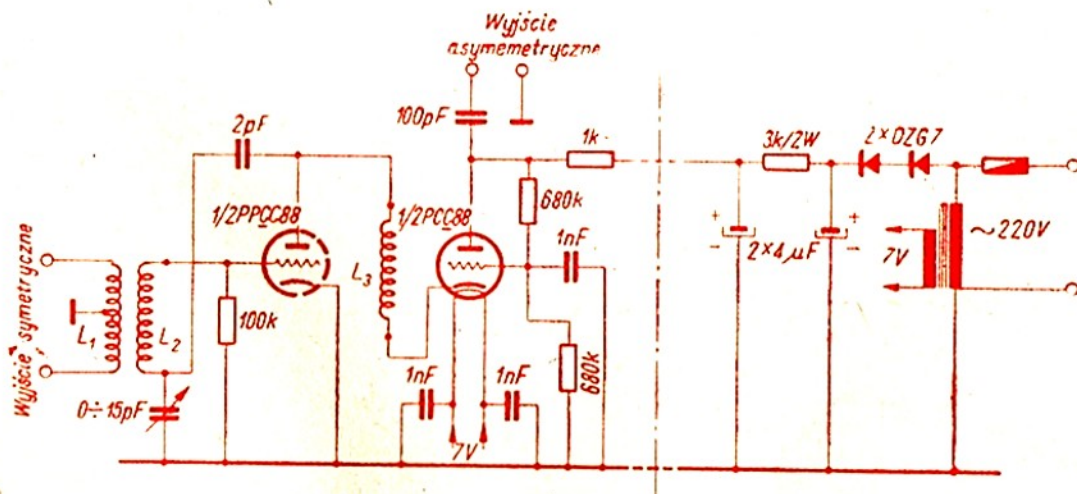
Jest to układ kaskodowy pracujący z podwójną triodą typu PCC 38. Montowane przeze mnie poprzednio różne wzmacniacze z pentodą nie zdały egzaminu ze względu na stosunkowo duże szumy oraz przystosowanie do odbioru tylko w 1 paśmie telewizyjnym.

Opisany tu wzmacniacz wad tych nie posiada, pracuje na dowolnym kanale III pasma (przy odpowiednich cewkach).

Wzmocnienie, niezależnie od dostrojenia, określam na około 3–4-krotne. Zależnie od obrazu na ekranie jest minimalnie większe niż przy odbiorze bez wzmacniacza i nie raz.

Przy montażu kierowałem się tym, aby wzmacniacz układowo był jak najprostszy i zawierał jak najmniej elementów do strojenia, które w warunkach amatorskich bez użycia odpowiednich przyrządów jest bardzo trudne.

Cewka L_1 dla kanału 6 zawiera 2 × 2,5 zwoja z podwójnego drutu ϕ 0,3 mm w emalii i jest nawinięta między zwojami cewki L_2 , która ma 5–6 zwojów nawiniętych gołym drutem ϕ 0,8 mm



Schemat ideowy wzmacniacza telewizyjnego

Nowe książki WKŁ!

Leonard Niemcewicz

■ ABC ELEKTRONIKI — PÓŁPRZEWODNIKI

Wyd. I, format A5, str. 178, cena 12 zł.

W książce opisana jest budowa, produkcja i działanie przyrządów półprzewodnikowych, tzn. diod i tranzystorów małej i wielkiej częstotliwości łącznie z najnowszymi typami, jak tranzystory typu „mesa”, tranzystory epitaksjalne i planarne. Podane są również i opisane najpopularniejsze układy z diodami i tranzystorami, omówione są charakterystyki tranzystorów oraz ich podobieństwa i różnice w stosunku do charakterystyk lampowych, jak również metody produkcji diod i tranzystorów.

Książka jest przeznaczona dla początkujących radioamatorów eksperymentujących z tranzystorami, uczniów szkół technicznych oraz tych wszystkich, którzy stykają się z urządzeniami półprzewodnikowymi.

Leonard Niemcewicz

■ LAMPY ELEKTRONOWE I PÓŁPRZEWODNIKI

Wyd. II poprawione i uzupełnione, format B6, str. 779, cena 55 zł.

W książce opisane są własności oraz zastosowanie lamp elektronowych i przyrządów półprzewodnikowych. Przedstawiono tu dane techniczne, statyczne, robocze i graniczne lamp odbiorczych i wzmacniających, prostowniczych, stabilizatorów i bareterów, lamp oscylograficznych i kineskopów oraz diod półprzewodnikowych i tranzystorów. Dane dotyczą zarówno lamp produkcji europejskiej, w tym produkcji krajowej i ZSRR, jak również produkcji amerykańskiej. Książka zawiera obszerny wykaz lamp zastępczych.

Praca przeznaczona jest dla inżynierów i techników radiowych oraz dla radioamatorów.

Waldemar Scharf

■ MODULACJA CZĘSTOTLIWOŚCI

Wyd. I, format B5, str. 364, cena 33 zł.

Książka omawia zagadnienia modulacji częstotliwości (FM), podając własności fizyczne sygnałów FM oraz ich wytwarzanie i nadawanie. W dalszych rozdziałach szczegółowo omówiono technikę odbioru sygnałów FM, konstrukcje odbiorników FM i AM/FM oraz metody dokonywania pomiarów i zestawiania tych odbiorników.

Książka jest przeznaczona dla inżynierów, techników i radioamatorów interesujących się zagadnieniami techniki UKF FM.

Stanisław Wenda

■ RADIOFONIA ULTRAKRÓTKOFALOWA

Wyd. I, format B5, str. 551, rys. 342, cena 45 zł.

Książka jest monografią obejmującą całokształt zagadnień radiofonii z modulacją częstotliwości na falach ultrakrótkich (UKF/FM). Omówiono w niej podstawy teoretyczne modulacji częstotliwości, współczesną technikę nadawania i odbioru oraz zjawiska propagacyjne w nawiązaniu do planowania radiofonicznych sieci UKF FM. Poza tym w książce naświetlono problematykę techniki stereofonicznej.

Książka przeznaczona jest dla inżynierów i techników studiujących zagadnienia UKF FM.

Tytuły te są do nabycia w księgarniach „Domu Książki”.