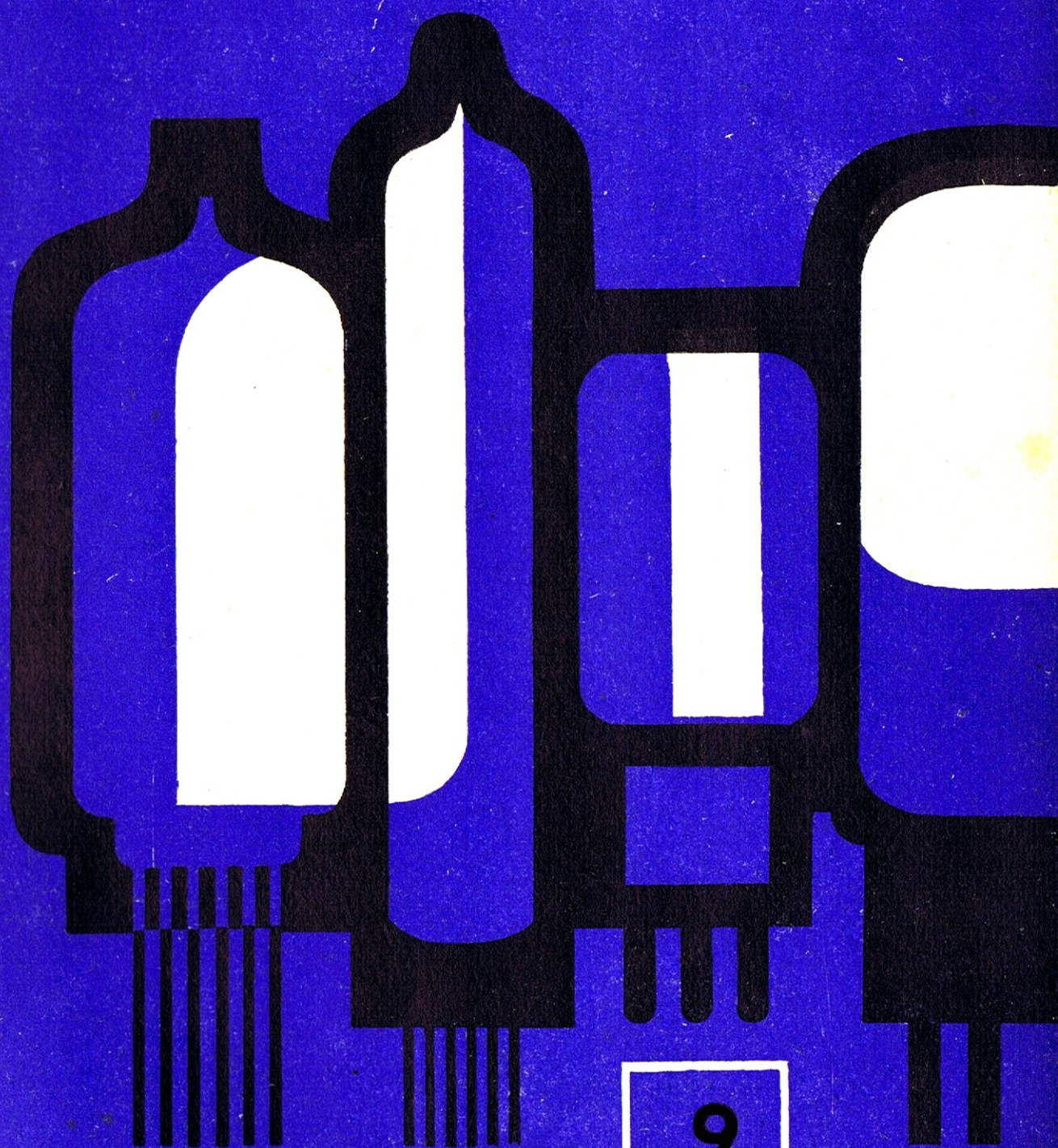


RADIOAMATOR

i krótkofalowiec



9

1963
WRZESIEŃ

Treść numeru:

Str.

- 229 Z KRAJU I ZAGRANICY
- 230 Radiotechnika na XXXII MTP — M. F.
- 232 Tranzystorowy odbiornik superheterodynowy — inż. A. Depezyk
- 237 Zwiększanie oporności wejściowej woltomierza za pomocą tranzystorowych układów wzmacniających — J. Górniak
- 241 Fazowy adapter SSB — inż. J. Sroczyński
- 245 Tranzystorowy monitor do kontroli nadawania emisją A1 — K. Sadowski

KĄCIK DLA POCZĄTKUJĄCYCH RADIOAMATORÓW

- 246 Najprostszy konwerter krótkofalowy — K. W.

249 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

- 252 Jeszcze o zwiększaniu czułości odbiornika tranzystorowego — J. Gębalski

Z ŻYCIA KLUBÓW RADIOAMATORSKICH

- 252 Szkolne Koło Radioamatorów w Rzeszowie — W. Cieszyński

Okladkę projektował Wiktor Górka



Wydawca:
WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI

Warszawa
ul. Kazimierzowska 52
tel. 25-00-61

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 — Centrala 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 zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch” Warszawa, ul. Wronia 23, konto PKO Nr 1-6-100024.

Egzemplarze 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 okładkowych 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 19.VIII.1963 r. Druk ukończono 29.VIII.1963 r.

Z kraju i zagranicy

Sesja Plenarna Komisji Technicznej OIRT — Moskwa 1963 r. —

W dniach od 9 do 13 lipca odbyła się w Moskwie XVII Sesja Komisji Technicznej OIRT, zamykająca dwuletni okres działalności 5-ciu grup studiów, opracowujących zagadnienia radiofonii i telewizji.

W Sesji wzięło udział 55 delegatów z 15 krajów, a także przedstawiciele Międzynarodowego Związku Telekomunikacyjnego (UIT) oraz jego organu — Międzynarodowego Komitetu Doradczego do Spraw Radiokomunikacji (CCIR).

Sesji przewodniczył wiceminister Łączności PRL inż. Konrad Kozłowski — Przewodniczący Komisji Technicznej OIRT.

W ramach tej Sesji zatwierdzono szereg zaleceń technicznych, opracowanych w okresie 1961—63 r. przez poszczególne grupy studiów, ważnych dla dalszego rozwoju radiofonii i telewizji, a także przyjęto perspektywiczne plany działalności Komisji Technicznej na lata 1963—65.

W ramach Komisji Technicznej, poszczególne problemy techniczne i zalecenia normujące technikę radiofonii i telewizji, opracowywane są w grupach studiów, które zależnie od specjalności zajmują się następującymi zagadnieniami:

Grupa Studiów I — opracowuje problemy przesyłania programów radiofonicz-

nych liniami telekomunikacyjnymi w sieciach międzynarodowych i wewnętrznych, a także sprawy związane z techniką radiofonii przewodowej i nagłośnieniem sal, placów, stadionów itp.

Grupa Studiów II — prowadzi swe prace w dwu głównych kierunkach — akustyki pomieszczeń, w tym przede wszystkim studiów radiowych i telewizyjnych, a także ich optymalnych wymiarów i parametrów technicznych oraz zapisu dźwięku na taśmie magnetofonowej — a więc normalizacji taśm, magnetofonów i pomiarów.

Grupa Studiów III — obejmuje zagadnienia telewizji, w tym również technologię produkcji programów, parametry techniczne studiów, aparatury oraz standardy telewizyjne, dalej sprawy przesyłania programów telewizyjnych za pomocą linii radiowych i kablowych, rejestracji programów telewizyjnych oraz telewizję kolorową.

Grupa Studiów IV — zajmuje się problemami propagacji fal radiowych, parametrami technicznymi systemów radiofonii, planowaniem sieci stacji nadawczych radiofonii i telewizji oraz walki z zakłóceniami.

Grupa Studiów V — powołana została dla opracowania systemu stereofonii, problemów przesyłania programów ste-

reofonicznych i zapisu tych programów, a także systemu umożliwiającego nadawanie dwu niezależnych dźwięków w programie telewizyjnym (problem szczególnie ważny dla krajów wielojęzycznych).

Przewodniczącym tej ważnej dla dalszego rozwoju radiofonii Grupy Studiów, został wybrany przedstawiciel Polski inż. Marian Rajewski.

Pozostałe Grupy kierowane są przez następujących przedstawicieli:

- Grupa Studiów I** — przedstawiciel Bułgarii inż. Trifonow
- Grupa Studiów II** — przedstawiciel NRD prof. dr Keibs
- Grupa Studiów III** — przedstawiciel CSRS inż. Svoboda
- Grupa Studiów IV** — przedstawiciel Rumunii inż. Jonitza.

Przewodniczącym Komisji Technicznej został wybrany jednogłośnie przedstawiciel Polski wiceminister Łączności inż. Konrad Kozłowski.

Warto podkreślić, że prace Grup Studiów OIRT nie tylko normalizują zagadnienia techniczne wśród Organizacji Radiofonii i Telewizji — należących do OIRT, ale również znalazły odbicie w szeregu zaleceń ogólnoswiatowych przyjętych przez CCIR.

Satelita TELSTAR II

Drugi satelita telekomunikacyjny typu Telstar został wprowadzony na orbitę 7 maja br., umożliwiając przeprowadzenie transmisji programów telewizyjnych i rozmów telefonicznych pomiędzy krajami Europy, Ameryki Płn. oraz Ameryki Płd. i w najbliższej przyszłości Japonią.

Biorąc pod uwagę niekorzystny wpływ promieniowania na aparaturę poprzedniego modelu Telstara (który w dwu okresach przestał reagować na sygnały z Ziemi) w nowym modelu zastosowano szereg zmian i ulepszeń, które podaje-
my zainteresowanym.

Przede wszystkim Telstar II został wprowadzony na orbitę o większym apogeum, dzięki czemu przebywać on będzie w krótszym okresie czasu w obszarze szkodliwego promieniowania. Perigeum wynosi obecnie ok. 950 km zaś apogeum 11 000 km (Telstar I odpowiednio 980 km i 5800 km). Czas obiegu wokół Ziemi wynosi obecnie 221 minut wobec 158 minut poprzedniego satelity.

Dzięki zwiększeniu apogeum uzyskano dłuższy czas wzajemnej widoczności między stacjami w Europie i Ameryce, przy czym uzyskano również wzajemną widoczność między stacjami Japonii

(stacja obecnie w budowie) i Ameryki Płn. Następnie ustalono, że niereagowanie na rozkazy z Ziemi wywołane zostało prawdopodobnie w Telstarze I — jonizacją gazu w tranzystorach pracujących w układzie decodera; w tym celu zastosowano tranzystory „próżniowe”.

Ciążar Telstara II jest nieco większy ze względu na zmiany w układach pomiarowych, które mogą obecnie telemetrycznie przesyłać 118 różnych pomiarów w minucie, zaś pomiar energii elektronów może dochodzić do 2 MeV.

Telstar II nadaje sygnały telemetryczne na częstotliwości 136 MHz, przy czym

system pracy został tak pomysłany, że po zlikwidowaniu nadawania na częstotliwości 136 MHz w okresie 2 lat, w celu przeznaczenia tej częstotliwości dla następnego satelity, prowadzone będą dalsze pomiary na częstotliwości 4080 MHz. Dodatkowo dokonywane będą próby ste-

rowania anten wykorzystując odbite promienie słoneczne od trzech zwierciadeł zamontowanych na satelicie.

W eksperymentach przesyłania programów telewizyjnych oraz innych nadawania brać będą udział stacje Anglii, Francji, Włoch oraz Niemieckiej Rep.

Fed. Planowane są również połączenia z Japonią. Uruchomiona ostatnio stacja naziemna w Brazylii (Rio de Janeiro) odbierać będzie sygnały telefoniczne i facsimile.

(„El Engineering” nr 6/63)



Przenośny videomagnetofon

Jak już donosiliśmy, firma „Ampex” wypuściła w tym roku nowy model videomagnetofonu przenośnego, przedstawionego na fotografii. Model ten dokonuje zapisu obrazu i dźwięku na normalnej 5 cm taśmie, ale z szybkością przesuwu 12,7 cm/sec, a więc trzy razy mniejszą niż w modelu stacyjnym; z tego też względu cechuje go nieco gorsza jakość. Model ten w cenie ok. 12 000 dolarów przeznaczony jest przede wszystkim dla celów telewizji przemysłowej w zamkniętym obwodzie (procesy produkcyjne, medycyna, szkolnictwo).

Całość stranzystorowana i wmontowana w kufrze zawiera również kontrolny monitor, przy czym ciężar urządzenia nie przekracza 60 kg.

(„Radioschau” nr 4/63)

RADIOTECHNIKA NA XXXII MTP

Rozwój krajowego przemysłu elektro- nicznego i powiększający się z roku na rok asortyment produkowanego u nas sprzętu wpłynęły niewątpliwie na to, że dział radiotechniki na tegorocznych Międzynarodowych Targach Poznańskich nie był przez wystawców zagranicznych specjalnie bogato eksponowany. Znanie firmy TELEFUNKEN, PHILIPS, GRUNDIG zademonstrowały odbiorniki radiofoniczne, telewizory i magnetofony, które nie wyróżniały się specjalnie spośród urządzeń odpowiadających ogólnie przyjętemu standardowi.

Wśród odbiorników tranzystorowych, dzięki produkowaniu tranzystorów typu „Mesa”, reprezentowane były również modele UKF-FM. Praktycznie biorąc, odbiorniki tranzystorowe nie ustępują już w niczym odbiornikom lampowym pod względem czułości, zasięgu i mocy wyjściowej, a przewyższają je oszczędnym zużyciem energii elektrycznej i minimalnym ciężarem.

Odbiorniki telewizyjne wyposażone w kineskopy metalowe, są już zupełnie zabezpieczone przed możliwością implozji, wobec czego nie stosuje się w nich szyb ochronnych; sam obraz jest w nich ostrzejszy i bez refleksów. Oczywiście odbiorniki te wyposażone są w pełną automatykę strojenia, kontrastu i regulacji wzmocnienia.

Ponieważ wprowadza się już drugi i trzeci program telewizyjny, a na niektórych obszarach można odbierać kilka programów stacji zagranicznych, więc odbiorniki wyposażone są w

przełączniki klawiszowe, za pomocą których wybiera się dowolny program.

W większości stosowane są kineskopy 23-calowe (59 cm) i w zasadzie nie wykonuje się już odbiorników o kineskopach mniejszych od 17” (nawet w modelach przenośnych).

Magnetofony wykonywane są dla trzech szybkości przesuwu taśmy: 4,75; 9,5 i 19 cm/sec, przy czym dla najmniejszej szybkości uzyskuje się równomierne charakterystyki częstotliwości od 30 do 9000 Hz.

Szeroko rozpowszechnione są magnetofony o zapisie czterociętkowym dla stereofonicznego odtwarzania. W niektórych modelach zastosowana jest automatyczna regulacja wysterowania, dzięki czemu wykluczona zostaje obawa przesterowania taśmy, a jakość zapisu jest zawsze bardzo dobra.

Po tym krótkim wstępie omówimy niektóre eksponaty produkcji krajowej i zagranicznej.

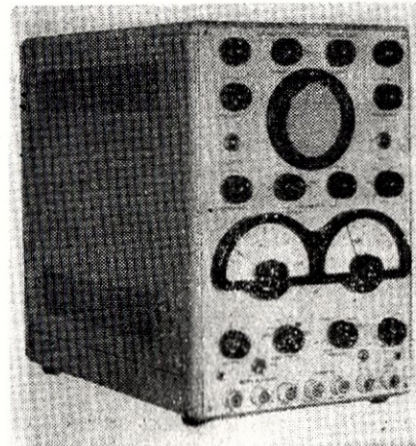
W pawilonie Polskiej Elektrotechniki – Warszawskie Zakłady Telewizyjne demonstrowały znane już Czytelnikom studyjne kamery telewizyjne z kompletnym wyposażeniem toru kamerowego. Znajdowało się tu również stoisko przyrządów pomiarowych produkowanych przez zakłady przemysłowe Zjednoczenia UNITRA oraz sektor spółdzielczy, przy czym uwagę zwracały przyrządy z zakładów UNIPAN (detektor fazowy i lampowy nanoamperomierz o czułości 2×10^{-10} A), a to dzięki niespotykanej u nas jeszcze nowoczesnej zewnętrznej

formie konstrukcji, przypominającej modele amerykańskie.

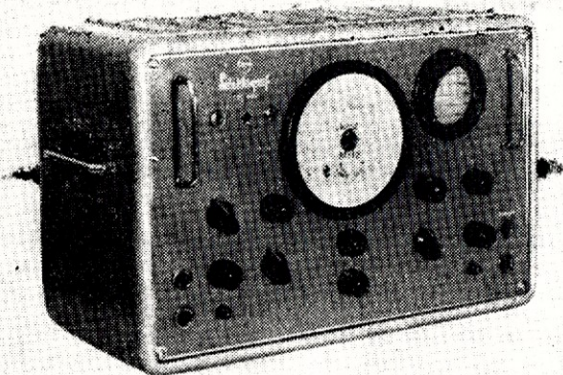
Amatorów i techników-serwisowców przyciągał model uniwersalnego przyrządu telewizyjnego K-932 produkcji Zakładów ELPO (rys. 1) Umożliwia on pełne strojenie odbiorników telewizyjnych i UKF w zakresie od 16–230 MHz przy równoczesnej obserwacji kształtu krzywej selektywności odbiornika.

A oto niektóre jego podstawowe dane techniczne:

- zakres częstotliwości płynnie przestrajany w granicach 18–60 MHz i 60–230 MHz; dokładność skalowania – 1%;



Rys. 1

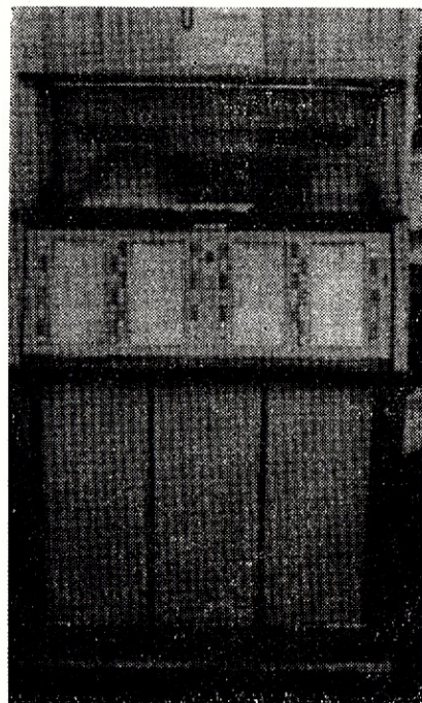


Rys. 2

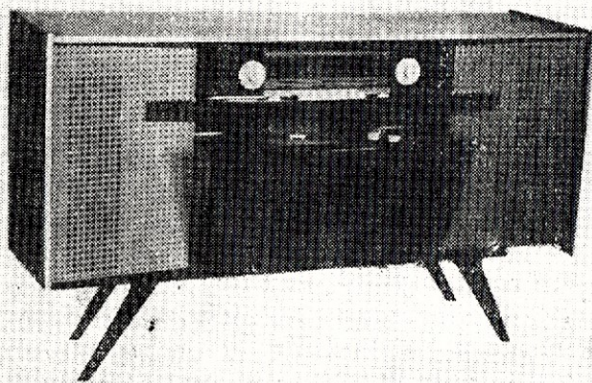
- modulacja AM sygnałem 1 kHz lub sygnałem wizyjnym kratownicy;
- modulacja FM o dewiacji do 100 kHz;
- generator znaczników częstotliwości 6,5 MHz i 10,7 MHz;
- wobulator telewizyjny przestrajany płynnie w zakresach 5-65, 65-125, 165-230 MHz o regulowanej dewiacji 0,5-20 MHz.

bulatora do 20% częstotliwości podstawowej.

W stoisku UNIWERSAL wystawione były podzespoły miniaturowe Zakładu OMIG, odbiorniki tranzystorowe ELTRY, tranzystory i fotodiody oraz głośniki wytwórni TONSIL o średnicy od 60 mm, miniaturowe kondensatory elektrolityczne o pojemności 1-100 μ F dla napięć pracy 3-100 V, a ponadto ostat-



Rys. 5



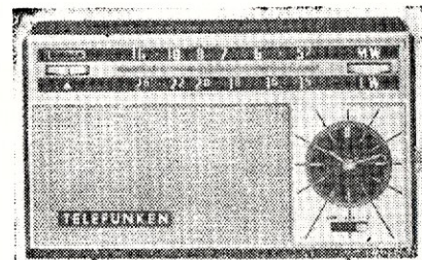
Rys. 3

Interesującym eksponatem był poza tym selektograf, typ K-931, umożliwiający również szybkie zestawienie odbiorników AM i FM przez obserwację na ekranie lampy oscyloskopowej krzywych selektywności (rys. 2). Przyrząd ten pokrywa zakres częstotliwości od 100 kHz do 105 MHz przy dewiacji wo-

nie modele odbiorników radiowych i telewizyjnych.

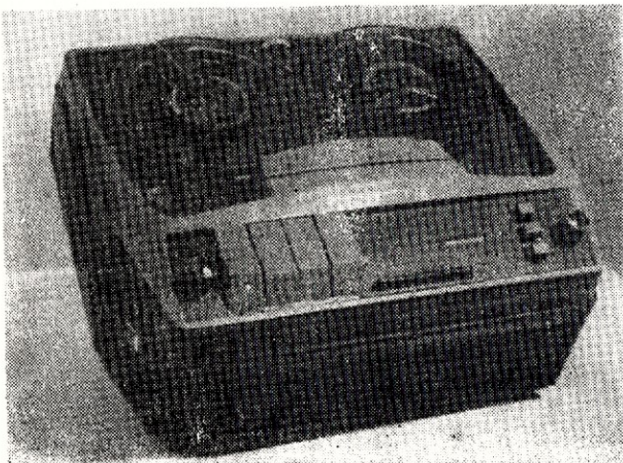
Zakłady Radiowe im. M. Kasprzaka demonstrowały m. in. odbiorniki „Alfa”, „Światowid” na cztery zakresy fal o sześciu obwodach strojonych w zakresie AM i dziewięciu obwodach na zakresie FM. Czułość od-

Rys. 6



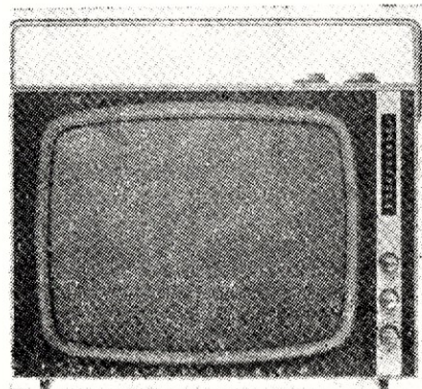
biornika 80 μ V dla AM i 30 μ V dla FM. Ukoronowaniem tej serii odbiorników jest zestaw stereofoniczny „Jazz” (rys. 3), zawierający oprócz odbiornika - dwukanałowy wzmacniacz oraz stereofoniczny gramofon. Duże zainteresowanie wzbudził nowy model bardzo udanego magnetofonu „Tonette” w cenie ok. 4000 zł (rys. 4) Magnetofon ten pracuje przy dwóch szybkościach przesuwu taśmy: 4,75 mm/sek i 9,5 mm/sek oraz zapewnia przy najmniejszej szybkości dobre odtwarzanie w zakresie częstotliwości 30-9000 Hz przy dynamice 42-46 dB. Moc wyjściowa - ok. 3 W.

Zakłady Radiowe DIORA pokazały oprócz znanych odbiorników „Barkarola”, „Aria”, „Meteor” i „Sonata”, na wszystkie zakresy fal wraz z wbudowanym adapterem - supernowoczesny w linii i wyglądzie odbiornik „Kurant” z



Rys. 4

Rys. 7



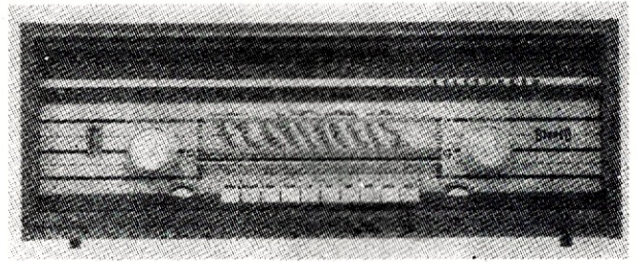
wbudowanym zegarem. Odbiornik ten ma obwody drukowane.

Całość krajowej ekspozycji zamykały nowoczesne odbiorniki telewizyjne „Koral” 17” i „Klejnot” 21” produkcji WZT oraz szafa grająca „Meloman” (na 50 płyt, ze wzmacniaczem o mocy 17 W) produkcji Łódzkich Zakładów Radiowych (rys. 5).

Jeżeli chodzi o zagranicznych wystawców, to należy podkreślić nowe rozwiązania układowe małych odbiorników tranzystorowych wyposażonych w zegarki, które o oznaczonym czasie automatycznie włączają odbiornik.

Firmy NRD, czechosłowacka TESLA, a nawet nasza ELTRA wykonują przystawki z zegarkiem, do których wkłada się odbiorniki tranzystorowe. Są one jednak stosunkowo duże. Firma TELEFUNKEN skonstruowała całość w jednym małym odbiorniku „Ticcolo” (rys. 6). Odbiornik ten o ciężarze 330 g (łącznie z bateriami) posiada zakres fal średnich i długich, 5 obwodów, 6 tranzystorów i moc wyjściową 150 mW. Wbudowany zegar włącza o określonej godzinie odbiornik dostrojony do stacji radiofonicznej. W przypadku nie nadawania programu włącza się generator akustyczny, który donośnym tonem spełnia funkcję budzika.

Rys. 8



Spośród innych odbiorników tej firmy zasługuje na uwagę telewizyjny od-

biornik przenośny 17” (rys. 7) na wszystkich zakresy (I, III, IV i V) oraz stereofoniczny odbiornik „Concertino” (rys. 8) z dwoma oddzielnymi głośnikami kolumnowymi.

Warto jeszcze wspomnieć o telekinie 16 mm firmy EMI oraz przyrządach pomiarowych znanej firmy ROHDE-SCHWARZ dla IV i V zakresu telewizyjnego (videoscop, selektograf i generatory).

M. F.

inż. Andrzej Depczyk

Tranzystorowy odbiornik superheterodynowy

Poniższy opis dotyczy układu, którego model został zmontowany na zlecenie redakcji i praktycznie wypróbowany przez konstruktora.

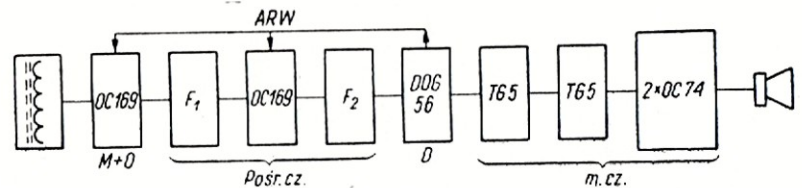
Opis układu

Schemat blokowy odbiornika pokazany jest na rysunku 1.

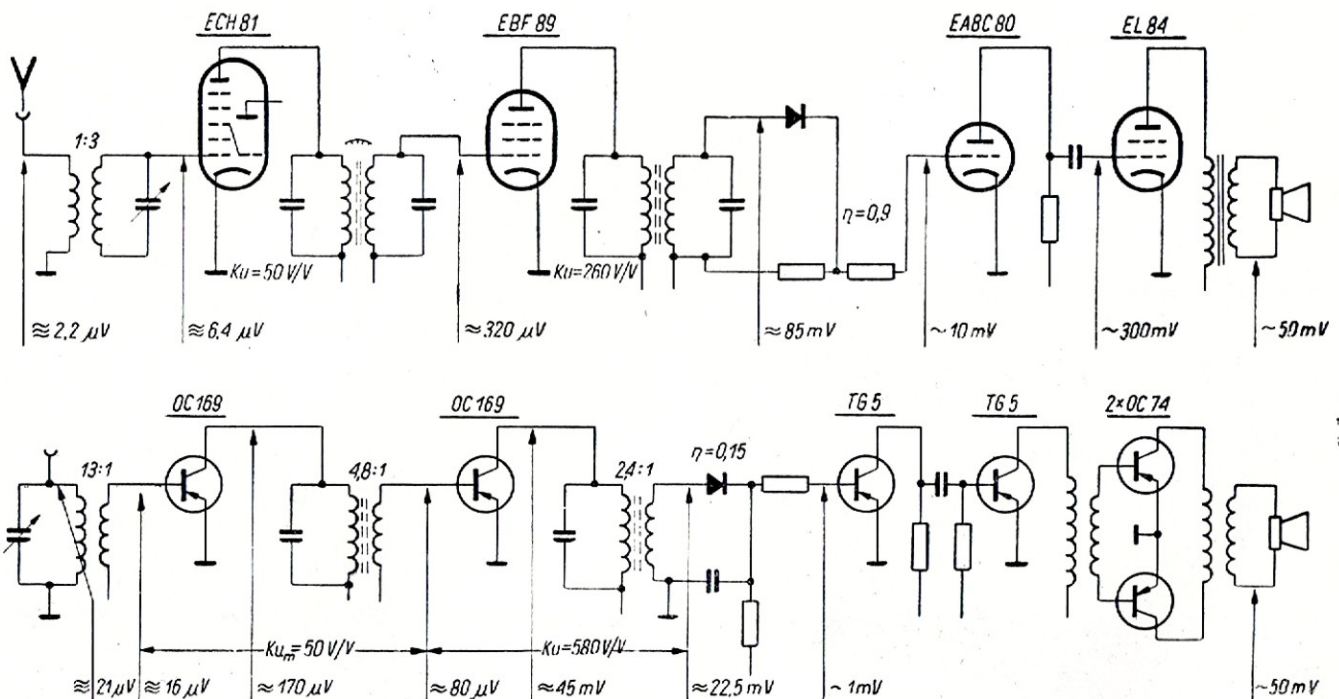
Na wejściu układu znajduje się antena ferrytowa, przy czym możliwy jest również odbiór przy użyciu anteny zewnętrznej (krót-

kiej, np. samochodowej). Mieszacz-oscylator pracuje na jednym tranzystorze OC169; stopień mieszacza

objęty jest ARW. Wzmacniacz pośr. cz. ma tylko jeden stopień wzmocnienia.



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika



Rys. 2. Porównanie parametrów odbiornika tranzystorowego i lampowego

Na rysunku 2 pokazane są schematy (bez obwodu zasilania) odbiornika lampowego średniej klasy z lampami: ECH 81, EBF 89, EABC 80, EL 84 oraz odbiornika tranzystorowego z tranzystorami: OC169, OC169, TG5, TG5, i 2×OC74.

W charakterystycznych punktach układu naniesione są wartości wzmocnienia poszczególnych stopni, czułości oraz przekładnie transformatorów w. cz. i pośr. cz.

Rozpatrując oba odbiorniki „od końca”, tj. od głośnika, przy tej samej mocy wyjściowej (50 mW) widać, że wzmacniacz m. cz. odbiornika tranzystorowego ma kilkakrotnie większą czułość od typowego wzmacniacza lampowego. Za to stopień detektora w odbiorniku tranzystorowym ma sprawność kilkakrotnie mniejszą niż w odbiorniku lampowym. Przyczyną tego zjawiska jest małe napięcie pracy (rzędu kilkudziesięciu miliwatów) i mała oporność obciążenia diody w odbiorniku tranzystorowym.

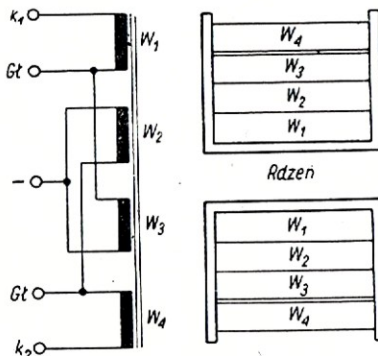
Wzmocnienie pośr. cz. w odbiorniku tranzystorowym jest ponad dwukrotnie większe niż w lampowym, a wartość wzmocnienia mieszacza (stosunek napięcia o częstotliwości pośredniej na anodzie mieszacza do napięcia sygnału na jego siatce) jest w obu odbiornikach ta sama.

Odbiornik tranzystorowy traci „przewodzenie” w czułości dopiero w obwodzie wejściowym, zwykle bowiem wyposażony jest w antenę ferrytową, która jest sprzężona transformatorowo z wejściem tranzystora mieszającego; ponieważ oporność wejściowa tranzystora jest bardzo mała (około 2 kΩ, a więc co najmniej 500 razy mniejsza od oporności wejściowej lampy), przeto przekładnia dopasowująca oporność dynamiczną obwodu rezonansowego do oporności wejściowej tranzystora wynosi przeważnie około 10 ÷ 15:1. W takim właśnie stosunku zmniejsza się czułość odbiornika.

Czułość odbiornika lampowego, pracującego z anteną ferrytową, będzie mniej więcej 3-krotnie większa niż odbiornika tranzystorowego. Oczywiście powyższa analiza jest tylko przybliżona, mogą być bowiem odchylenia zarówno na korzyść odbiornika tranzystorowego jak i lampowego, wynikające z zastosowania pewnych subtelności układowych, a także ze znacznego rozrzutu parametrów tranzystorów.

Szczegółowy opis odbiornika — schemat na rysunku 3 — zaczniemy „od końca”, tj. od wzmacniacza m. cz. W stopniu mocy zastosowano dostępne już na naszym rynku tranzystory OC74, z których przy napięciu zasilania 9 V można uzyskać moc wyjściową około 1 W. Pracują one w klasie B w układzie konwencjonalnym. Oporność obciążenia (R_{hk} — od kolektora do kolektora) wynosi 95 Ω. Emitery obu tranzystorów są połączone z masą poprzez opornik 4 Ω.

Na wyjściu wzmacniacza znajduje się autotransformator dopasowujący do oporności głośnika. W odbiorniku zastosowano głośnik od telewizora „Record 2” (średnica ok. 15 cm, z magnesem wewnątrz membrany o oporności 3,6 Ω). Autotransformator nawinięty jest na rdzeniu M42 (wyjściowy od „Szarotki”) i posiada 4 uzwojenia. Sposób nawinięcia i ilości zwojów podane są na rysunku 4.

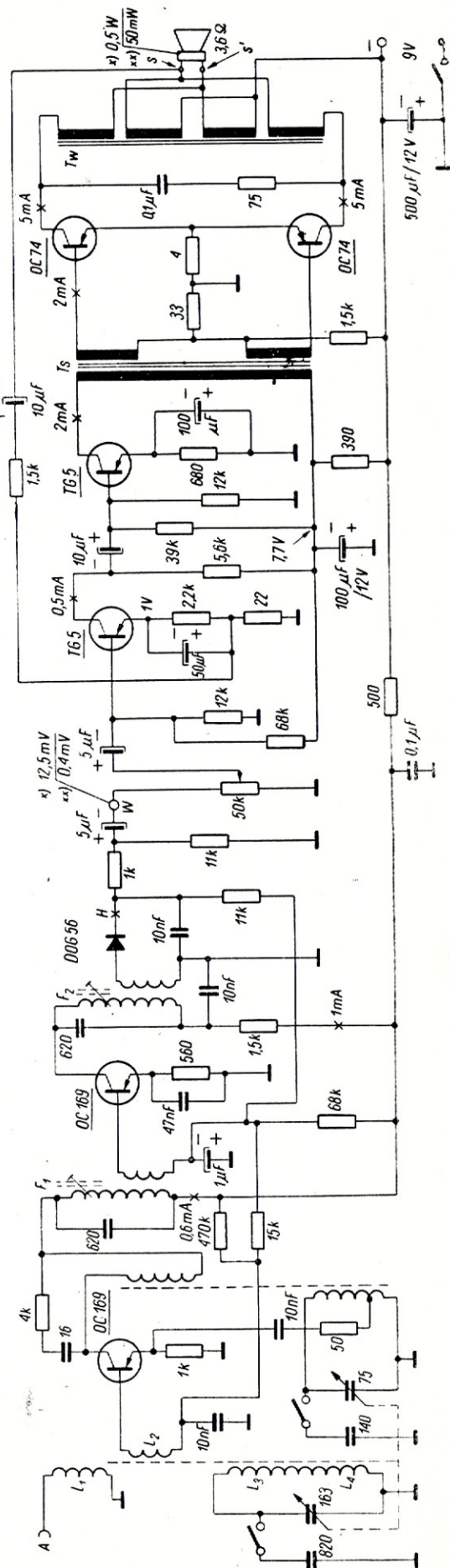


Rys. 4. Autotransformator wyjściowy

W_1 — 200 zw., drut Cu em. 0,4 mm; W_2 — 50 zw., drut Cu em. 0,7 mm; W_3 — 50 zw., drut Cu em. 0,7 mm; W_4 — 200 zw., drut Cu em. 0,4 mm. Rdzeń M42 złożony bez szczeliny

Bazy tranzystorów mocy polaryzowane są z dzielnika 33 Ω — 1,5 kΩ, przy czym bez sygnału prąd kolektora każdego z tranzystorów powinien wynosić ok. 5 mA. W przeciwnym razie należy odpowiednio dobrać wartość górnego opornika dzielnika (1,5 kΩ).

Stopień końcowy sterowany jest za pomocą transformatora odwracającego fazę. Na wykonanie transformatora sterującego należy



Rys. 3. Schemat ideowy odbiornika

zwrócić szczególną uwagę, od niego bowiem zależy prawidłowa praca wzmacniacza m. cz. Pierwotne uzwojenie tego transformatora rozdzielone jest na dwie części, a uzwojenia wtórne nawinięte są „bifilarnie”. W ten sposób uzyskuje się mniejsze rozproszenie, co jest szczególnie ważne dla pracy wzmacniacza w klasie B. Układ uzwojeń i liczbę zwojów podano na rysunku 5.

Stopień sterujący zrealizowany jest z tranzystorem TG5 i pracuje w układzie wzmacniacza transformatorowego.

Wartości napięć na poszczególnych elektrodach oraz prądów naniiesione są na schemacie.

Stopień wyjściowy pracuje na tranzystorze TG3A lub TG5. Całkowita czułość układu przy 50 mW na wyjściu (ze sprzężeniem zwrotnym) wynosi 0,4 mV. Charakterystyka częstotliwościowa 80÷8000 Hz ±3 dB. Zniekształcenia nieliniowe wzmacniacza przy pełnej mocy nie przekraczają 8%.

Na wejściu wzmacniacza znajduje się regulator wzmocnienia — potencjometr 50 kΩ (miniaturowy). Punkty pracy stopnia wejściowego i sterującego można skorygować, dobierając „górne” oporniki dzielników napięcia zasilającego bazy tak, aby uzyskać prąd kolektora wskazany na schemacie.

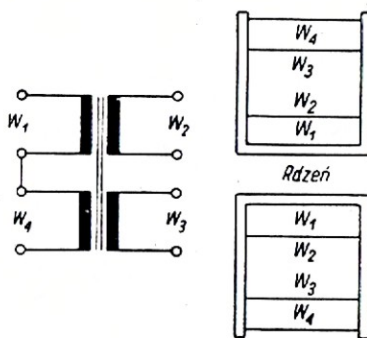
Obwód wejściowy odbiornika stanowi „antena ferrytowa” (najlepiej od odbiornika „Eltra”). Cewki obwodu wejściowego są umieszczone na pręcie ferrytowym, dzięki czemu uzyskuje się możliwie dużą selektywność i czułość.

W zasadzie wszystkie cewki średniofalowe nawinięte są jako jednowarstwowe; służą one do odbioru również fal długich (dołącza się równoległą pojemność).

Doprowadzenia cewki sprzęgającej muszą być skręcone, a to w celu uniknięcia bezpośredniego odbioru na falach krótkich.

Zbyt duża dobroć cewek obwodu wejściowego nie jest korzystna, utrudnia bowiem zestrojenie odbiornika i wprowadza pewną niestabilność. Na ogół cewki wejściowe dla odbiornika superheterodynowego powinny mieć dobroć nie większą niż 80 ÷ 100.

Stopień mieszający i oscylator pracują na tranzystorze OC169 — mieszanie jest sumujące (w układzie ze wspólnym emiterym).



Rys. 5. Transformator sterujący
 W_1 — 965 zw., Cu em. 0,12 mm; W_2, W_3 po 70 zw. bifilarnie, Cu em. 0,16 mm; W_4 — 965 zw., Cu em. 0,12 mm. Rdzeń M 42 złożony bez szczeliny

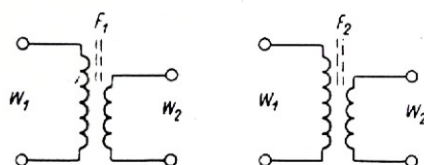
Ujemne sprzężenie zwrotne, które występuje dla częstotliwości pośredniej na oporniku w emiterze, kompensowane jest przez uzwojenie włączone w obwód kolektora. Nachylenie mieszacza tranzystora OC169 wynosi ok. 7 mA/V, a jego oporność wyjściowa (w takim układzie) jest rzędu 1 MΩ.

Oscylator pracuje w układzie WB (ze wspólną bazą), bowiem dla zakresu częstotliwości oscylatora impedancja obwodu wejściowego jest bardzo mała. Obwód rezonansowy oscylatora zasila obwód emitera z odczepu przez opornik 50 Ω, a to dla uzyskania liniowej zależności między napięciem oscylacji i prądem bazy, dzięki czemu współczynnik wartości harmonicznnych w sygnale oscylatora jest bardzo mały.

Układ RC włączony równolegle do uzwojenia kompensującego w obwodzie kolektora tranzystora OC169 tłumi obwód oscylatora przy większych częstotliwościach i utrzymuje mniej więcej stałe napięcie oscylacji w całym zakresie odbieranych częstotliwości.

W opisywanym odbiorniku zastosowano gotową cewkę oscylatora od odbiornika „Czar”.

Jednym z trudniejszych zagadnień przy opracowywaniu superheterodynowego odbiornika tranzystorowego jest obliczenie filtrów pośr. cz. (gotowych nie można dostać). W odbiorniku modelowym



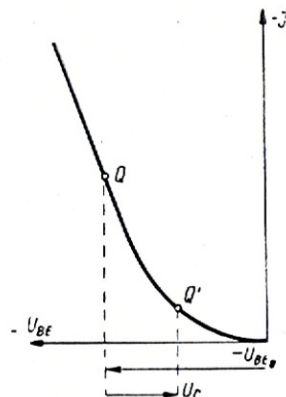
Rys. 6. Filtry pośr. cz.
 F_1 : W_1 — 60 zw. licą $7 \times 0,07$ mm; W_2 — 12 zw., Cu j. 0,1 mm; F_2 : W_1 — 60 zw. licą $7 \times 0,07$ mm; W_2 — 25 zw., Cu j. 0,1 mm. Oba filtry nawinięte na rdzeniach od „Eltry”

zastosowano dwa pojedyncze obwody rezonansowe sprzęgnięte z tranzystorem transformatorowo. Szerokość pasma przenieszonego przez odbiornik zależy przede wszystkim od wzmacniacza pośr. cz., a więc od filtrów. Szerokość pasma filtru zależy od dobroci filtru Q.

Ze względu na możliwość zmian pojemności wyjściowych tranzystora wskutek działania ARW, przyjmuje się dość dużą pojemność rezonansową — 500 pF.

Obwód filtru pośr. cz. powinien być dopasowany do dużej oporności wyjściowej tranzystora (rzędu 1 MΩ) oraz do małej oporności wejściowej (rzędu 2,5 kΩ).

Oprócz dopasowania występuje tu jeszcze problem wprowadzenia określonego obciążenia obwodu rezonansowego w celu zmniejszenia jego dobroci do wartości wynikającej z zadanej szerokości pasma, które „przepuścić” ma obwód re-



Rys. 7. Zasada działania ARW

zonansowy. Na dopasowanie do oporności wyjściowej tranzystora OC169 praktycznie wpływu nie mamy, pozostaje więc tylko sprawa obciążenia obwodu rezonansowego opornością wejściową następnego tranzystora w takim stopniu, aby uzyskać żadaną szerokość pasma filtru.

W modelowym odbiorniku zastosowano przerobione filtry od odbiornika „Eltra”. Ponieważ odpowiednia dla pojemności 500 pF ilość zwojów (przy nawijaniu licą $7 \times 0,07$) nie zmieści się na korpusie, przeto należało zwiększyć pojemność do 620 pF. Uzyskano obwody o dobroci $Q = 180$. Odpowiada to oporności dynamicznej $R_{do} =$

$$\frac{Q}{\omega_0 C} = 100 \text{ k}\Omega.$$

Dla uzyskania szerokości pasma całego wzmacniacza (2 filtry) 4,5 kHz pojedyncze filtry muszą przenieść pasma ok. 7 kHz,

a więc oporność dynamiczna pojedynczego obwodu musi odpowiednio wynosić:

$$R_{d1} = \frac{1}{B_1 2 \omega C} = 37 \text{ k}\Omega$$

gdzie:

B_1 — szerokość pasma dla jednego obwodu.

Aby uzyskać taką oporność należy równolegle do R_{do} włączyć oporność

$$R_x = \frac{R_{do} \cdot R_{d1}}{R_{do} - R_{d1}} = 58 \text{ k}\Omega$$

Przekładnia transformatora sprzęgającego mieszacz ze stopniem wzmocnienia pośr. cz. powinna zatem wynosić (w założeniu, że oporność wejściowa stopnia wzmocnienia pośr. cz. = 2,5 k Ω , jak to podaje katalog firmy Philips):

$$p_1 = \sqrt{\frac{58}{2,5}} = 4,8$$

Natomiast przekładnia transformatora sprzęgającego wzmacniacza pośr. cz. z detektorem (którego oporność wejściowa wynosi około 10 k Ω)

$$p_2 = \sqrt{\frac{58}{10}} = 2,4$$

Sposób nawinięcia uzwojeń filtrów pokazany jest na rysunku 6.

Wzmocnienie mieszacza, tzn. stosunek sygnału pośr. cz. do sygnału w. cz. (od bazy mieszacza do bazy wzm. pośr. cz.) wynosi około 50 (obniżająca przekładnia transformatora pośr. cz.). Wzmocnienie od bazy wzm. pośr. cz. do detektora jest rzędu 550. Detektorem jest dioda DOG 56. Ze względu na bardzo mały sygnał na diodzie, sprawność detekcji jest mała (0,1÷0,2), a oporność wejściowa detektora stosunkowo duża (ok. 10 k Ω).

Dioda DOG 56 dostarcza również napięcia dla ARW do stopnia mieszacza i wzmacniacza pośr. cz.

Sposób działania ARW pokazany jest na rysunku 7.

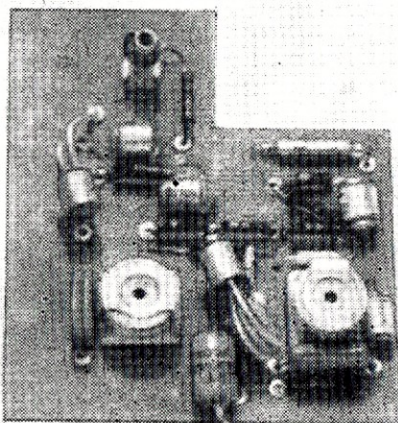
Bez sygnału tranzystor polaryzowany napięciem U_{BE0} utrzymuje punkt pracy Q, zaś z chwilą wystąpienia sygnału na mostku detekcyjnym powstaje napięcie dodatnie U_p , które obniża punkt pracy (Q), powodując tym samym zmniejszenie wzmocnienia. Im silniejszy sygnał na wejściu, tym bardziej obniży się punkt pracy i tym mniejsze będzie wzmocnienie tranzystora.

Montaż i zestrojenie

Odbiornik został zbudowany na płytce ze sklejkki o wymiarach 290 × 180 mm. Do płytki tej przykręcony jest głośnik i dwie płytki montażowe, na których osadzony jest wzmacniacz m. cz. i odbiornik. Elementy wzmacniacza m. cz. przyłutowano do miniaturowych łączówek umocowanych do płytki turbaksowej.

Rozmieszczenie elementów wzmacniacza pokazane jest na fotografii (rys. 8).

Tranzystory OC74 umocowane są obciążnikiem do płytki aluminiowej o powierzchni 12 cm², zapewniającej dostateczne chłodzenie (rys. 9) i tak ukształtowanej, że wygodnie



Rys. 8

daje się umocować na transformatorze wyjściowym.

Odbiornik wykonany jest metodą quasi-drukowaną, to znaczy — elementy układu umocowane są w otworkach wypalonych gorącą igłą w płytce i zlutowane ze sobą pod spodem płytki. Jeżeli powstaje potrzeba połączenia dwóch oddalonych od siebie elementów, łączy się je kawałkiem drutu w igielicie (również pod płytką).

Rozmieszczenie zasadniczych elementów układu odbiornika pokazano na rysunku 10.

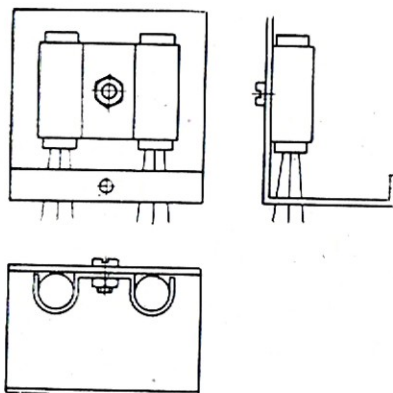
Odbiornik (bez skrzynki) przedstawiony jest na rysunkach 11 i 12. Dane obwodu wejściowego podane są na rysunku 13.

Najważniejszą, a jednocześnie najtrudniejszą częścią naszej pracy będzie zestrojenie odbiornika. Do tego celu będzie potrzebny generator sygnałowy i wolto-amperomierz o oporności wewnętrznej co najmniej 2000 Ω /V.

Zacniemy oczywiście od dobrania właściwych punktów pracy tranzystorów wzmacniacza m. cz. Po sprawdzeniu układu „na oko” i stwierdzeniu, że nie ma zasadniczych błędów, włączamy źródło zasilania 9 V (dwie płaskie baterie połączone szeregowo) poprzez miliamperomierz na zakresie 100 mA.

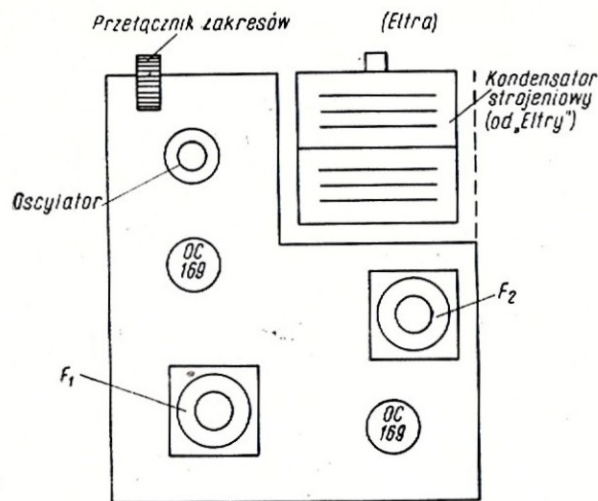
Prawidłowo wykonany odbiornik nie powinien pobierać (bez sygnału) więcej niż 15 mA. Oprócz charakterystycznego „puknięcia” przy włączaniu, a następnie lekkiego szumu — nie powinno być nic słychać z głośnika. Jeżeli wzmacniacz będzie się wzbudzał (gwizd lub wycie przy znacznym poborze prądu ze źródła zasilania), należy przełączyć gałąź sprzężenia zwrotnego z punktu S do S'. Wzbudzenie się powinno po tym zabiegu ustąpić. Teraz można przystąpić do pomiaru prądów w obwodach kolektorów poszczególnych stopni. Oczywiście różnice w granicach 10% są dopuszczalne. Przy większych różnicach można dobrać odpowiednio „górne” oporniki w dzielnikach napięcia zasilających bazy.

Próbie pracy wzmacniacza m. cz. na słuch można przeprowadzić włączając na jego wejście adapter magnetyczny bezpośrednio między punkt W i masę lub adapter kryształiczny poprzez opornik 0,2 ÷ 0,5 M Ω . Siłę głosu reguluje się potencjometrem dożądanego poziomu. Przy potencjometrze ustawionym na maksimum wzmacniacz powinien grać bardzo głośno. Na tym sprawdzeniu można poprze-

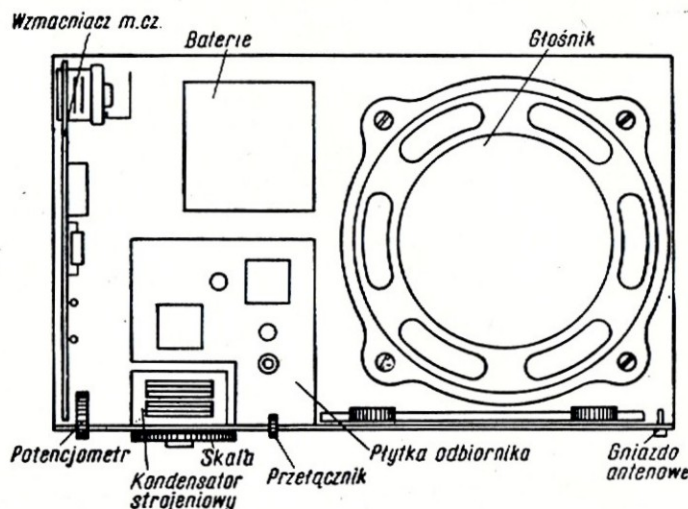


Rys. 9. Płytkę — chłodnica dla tranzystorów mocy

Zestrojenie odbiornika wymaga więcej czasu. Rozpoczynamy — podobnie jak przy uruchomianiu wzmacniacza — od kontroli prądów



Rys. 10. Rozmieszczenie części na płycie



Rys. 11. Rozmieszczenie głównych elementów radioodbiornika

kolektorów (bez sygnału na wejściu.) Następną czynnością jest strojenie filtrów pośr. cz. Do tego celu potrzebny będzie generator sygnałów w.c.z. (może być niemodulowany).

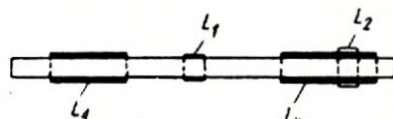
Generator włączamy w gniazdo antenowe i ustawiamy na częstotliwość 465 kHz. Kondensator strojeniowy w obwodzie oscylatora należy zewrzeć. W obwód diody detekcyjnej (pkt H) włączamy miliamperomierz. Stroimy rdzeniami filtry F_1 i F_2 na maksimum wychylenia wskazówki przyrządu. Należy pamiętać, że sygnał z generatora powinien być tak duży, aby można było zauważyć zmiany prądu w obwodzie diody.

Po zestrojeniu obu filtrów do rezonansu można przystąpić do zestrojenia oscylatora. W tym celu rozwieramy kondensator strojeniowy obwodu oscylatora, generator ustawiamy na 600 kHz, skalę kondensatora strojeniowego (także od „Eltry” lub „Kolibra”) również na 600 kHz i stroimy rdzeniem cewki oscylatora aż do maksymalnego wychylenia wskazówki miliamperomierza (można również kontrolować strojenie na słuch). Cewki obwodu wejściowego L_4 ostrożnie przesuwamy wzdłuż rdzenia aż do uzyskania maksymalnego wskaza-

nia przyrządu. Następnie przestrajamy generator na częstotliwość 1400 kHz, kondensator strojeniowy odbiornika ustawiamy według skali w pozycji 1400 kHz i dostrajamy trymerami obwód oscylatora oraz wejściowy na maksimum, po czym sprawdzamy i ew. korygujemy zestrojenie na 600 kHz, aż do całkowitego zgrania obwodów.

Po takim zestrojeniu próbujemy odebrać jakąś stację w pobliżu 600 kHz (ale już tylko za pomocą anteny ferrytowej) oraz poprawić odbiór przez powolne przesuwanie cewki L_4 , a następnie w pobliżu 1400 kHz przez dostrajanie trymera obwodu wejściowego. Po takim zestrojeniu może się okazać, że filtry pośr. cz. F_1 i F_2 mają zbyt wąskie pasmo przenoszenia (brak wysokich tonów w odbiera-

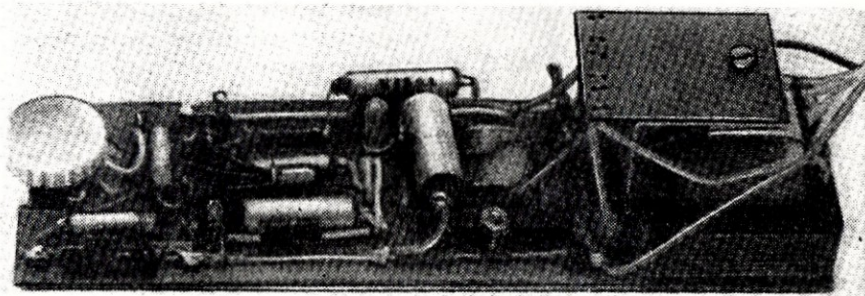
nej audycji). Można temu zaradzić rozstrajając F_1 o $1/2$ obrotu rdzenia w lewo, a F_2 o $1/2$ obrotu w prawo. Spadek czułości odbiornika będzie niewielki. Odbiornik modelowy był próbowany w Warszawie; na falach średnich odbierał w godzinach wieczornych z dużą siłą kilka, a z dostateczną siłą kilkanaście stacji. Selektywność była dostateczna. Dla fal długich dobrze kondensatory tak, że mniej więcej w środku zakresu odbierano program I.



Rys. 13. Obwód wejściowy

L_1 — 20 zw. licą $7 \times 0,07$ mm; L_2 — 8 zw., Cu EB 0,1 mm; L_3, L_4 po 49 zw. licą $7 \times 0,07$ mm L_3 — nieruchoma, L_4 — ruchoma. Uzwojenia wykonano na rdzeniu ferrytowym od „Szarotki”

Rys. 12



K O M U N I K A T

Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców podaje do wiadomości posiadaczy zezwoleń, wydanych przez Ministerstwo Łączności, na posiadanie i używanie amatorskich radiostacji indywidualnych i klubowych, że Ministerstwo Łączności — Biuro Koordynacji Łączności Radiowej — pismem nr RR 10/229/63 z dn. 25.VI.63 r., wprowadza — w myśl obowiązującej tabeli podziału częstotliwości — następujące zmiany w użytkowaniu pasm przez służbę radioamatorską:

■ 2300 ÷ 2450 MHz — pasmo to przestaje być udostępnione dla użytku służby radioamatorskiej,

■ zamiast dotychczasowego pasma 5650 ÷ 5800 MHz wprowadza się korektę — jak następuje: 5650 ÷ 5670 MHz.

Powyższe zmiany stosuje się do wszystkich dotychczas wydanych zezwoleń.

Zwiększanie oporności wejściowej woltomierza

za pomocą

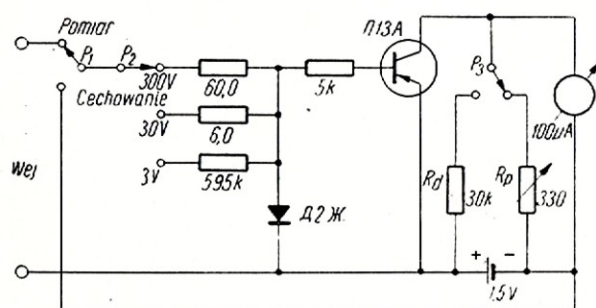
tranzystorowych układów wzmacniających

Wielu radioamatorów posiada woltomierze o małej oporności wejściowej. Przyrządy te nie mogą być użyte do pomiarów napięć na dużych opornościach. Poniżej omówiono sposób znacznego zwiększenia oporności takiego przyrządu.

Bardzo dużą oporność wejściową woltomierza można uzyskać, jeżeli się dysponuje mało czułym mikroamperomierzem lub nawet miliamperomierzem. W tym celu należy miernik połączyć z dodatkowym opornikiem przez stabilny liniowy wzmacniacz tranzystorowy. Jeżeli współczynnik wzmocnienia tego wzmacniacza (wzmocnienia prądowego) wynosi G_p , to miernik prądu wraz ze wzmacniaczem można rozpatrywać jako zastępczy miernik G_i razy czulszy.

Stosując np. miliamperomierz o wychyleniu 1 mA i wzmacniacz ze współczynnikiem wzmocnienia prądowego 40, przy połączeniu ich otrzymujemy zastępczy mikroamperomierz o prądzie pełnego wychylenia 25 μ A; woltomierz może mieć oporność wejściową 40 k Ω /V.

Nie należy dążyć do osiągania zbyt dużego współczynnika wzmocnienia prądowego wzmacniacza tranzystorowego, gdyż przy dużych wzmocnieniach niestabilność wzmacniacza i niestabilność dodatkowych oporności niweczy uzyskane korzyści. Dlatego najbar-



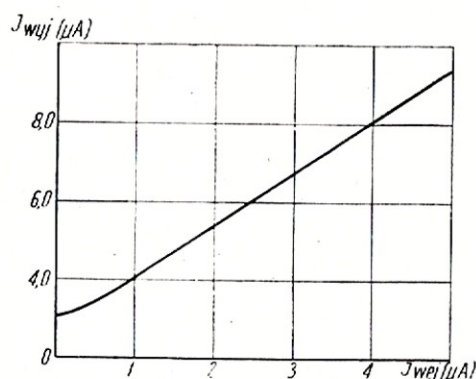
Rys. 1. Schemat woltomierza pracującego na jednym tranzystorze

dziej celowe jest połączenie mikroamperomierza o czułości 50 ÷ 300 μ A ze wzmacniaczem o współczynniku wzmocnienia prądowego 20 ÷ 50. Takie wzmocnienie może być uzyskane z jednego stopnia na jednym tranzystorze lub na dwóch tranzystorach w układzie równoważonym.

Ujemną cechą tranzystorów jest zależność ich parametrów od temperatury. Dlatego ważne jest wybranie takiego układu, w którym współczynnik wzmocnienia prądowego albo nie zależałby od temperatury, albo dawałby możliwości korekcji zmian wzmocnienia.

Na rysunku 1 pokazano schemat woltomierza, w którym zastosowano wzmacniacz pracujący na jednym tranzystorze. Pomimo prostoty układu woltomierz pracuje zupełnie zadowalająco.

Przed pomiarem należy przeprowadzić cechowanie przyrządu. W tym celu przełącznik P_3 ustawia się w lewe (wg schematu) położenie. Mikroamperomierz z dodatkowym opornikiem R_d przedstawia wówczas woltomierz wskazówkowy, mierzący napięcie baterii zasilania. Następnie przełącznik P_3 przełączamy w położenie prawe, przełącznik P_2 przełączamy na zakres



Rys. 2. Krzywa skalowania woltomierza wg schematu rys. 1

3 V, a przełącznik P_1 w położenie „cechowanie”. Teraz na wejście woltomierza podajemy zmierzone wcześniej napięcie baterii i za pomocą potencjometru R_p wartość tego napięcia ustawiamy na skali przyrządu.

W ten sam sposób przeprowadza się korekcję zmian współczynnika wzmocnienia tranzystora przy zmianie temperatury lub napięcia baterii zasilającej.

Dioda pozwala na pomiar napięcia zmiennego, a ponadto zabezpiecza tranzystor przed uszkodzeniem.

Przy napięciu wejściowym o wartości zerowej przepływa przez mikroamperomierz część początkowego prądu kolektora; dlatego skala woltomierza zaczyna się nie od zera i w początkowej części ma niewielką nieliniowość.

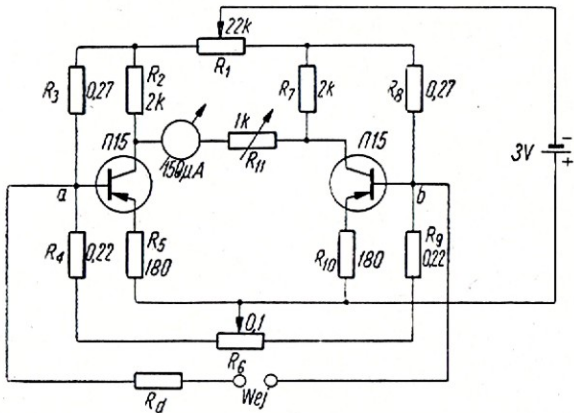
Na rysunku 2 przedstawiona jest krzywa skalowania woltomierza zbudowanego wg schematu z rys. 1.

Bardziej doskonały układ wzmacniacza dla woltomierza przedstawiono na rysunku 3.

Wzmacniacz przedstawia sobą równoległe równoważony stopień na dwóch tranzystorach w układzie ze wspólnym emiterem. We wzmacniaczu zastosowane są obwody ujemnego sprzężenia zwrotnego — szeregowy

(oporniki R_5 i R_{10}) i równoległy (oporniki R_3 , R_4 , R_6 , R_8 , i R_9).

Regulację czułości przeprowadza się za pomocą potencjometru R_{11} , czyli przez zmianę obciążenia. W tym celu można też włączyć opornik zmienny $47\text{ k}\Omega$ równoległe do wejściowych zacisków wzmacniacza. Ostatni sposób ma pierwszeństwo w zastosowaniu przy oporności mikroamperomierza ponad $1,5\text{ k}\Omega$.



Rys. 3. Voltomierz z równoległe równoważonym wzmacniającym stopniem na tranzystorach

Dla zabezpieczenia pracy na liniowej części charakterystyki w obwodzie bazy wzmacniacza powinien płynąć prąd dający jej ujemne przedpięcie. Wielkość tego prądu ustala się rzędu kilku mikroamperów powyżej maksymalnie oczekiwanego prądu sygnału. Ponieważ obwód bazy jest jednocześnie wejściowym obwodem woltomierza, to w celu uniknięcia wpływu tego prądu na pracę woltomierza powinien on być dokładnie równy dla obu tranzystorów. W czasie braku sygnału prądy kolektorów również powinny być jednakowe (w przeciwnym przypadku strzałka mikroamperomierza zejdzie z kreski zerowej). Dlatego w odróżnieniu od stopnia na lampach, równoległe równoważony stopień na tranzystorach ma dwa elementy regulacji zera, którymi ustala równość prądów kolektorowych przy równości prądów bazy w czasie braku sygnału.

W danym układzie dla wyrównania prądów bazy służy potencjometr R_6 , a dla wyrównania prądów kolektorowych — potencjometr R_1 . Regulacja ich jest wzajemnie związana, dlatego ustalenie zera przeprowadza się w następujący sposób. Przy rozwarzonych zaciskach wejściowych wzmacniacza (punkty a i b na schemacie) strzałka mikroamperomierza za pomocą potencjometru R_6 ustawiana jest na zerowej kresce podziałki. Następnie zaciski wejściowe wzmacniacza zwiera się i strzałkę mikroamperomierza ustawia się na zerowej kresce podziałki potencjometrem R_1 . Zaciski wzmacniacza znów rozwieramy i jeśli strzałka przesuwa się z kreski zerowej, to znów ponawiamy regulację potencjometrem R_6 . Znów zwieramy zaciski i korygujemy położenie strzałki potencjometrem R_1 . Regulację powtarza się w takiej kolejności do momentu, aż strzałka mikroamperomierza będzie pozostawała na zerowej kresce podziałki tak przy zwartych, jak i rozwarzonych zaciskach wejściowych wzmacniacza.

Wielkość dodatkowej oporności woltomierza R_{11} określa się znanym sposobem.

Eksperymentalny układ wzmacniacza zmontowany według schematu z rysunku 3 z dowolnie wybraną parą tranzystorów miał następujące charakterystyki: współczynnik wzmocnienia prądowego wynosił 30,

skala liniowa. Przy zmianie temperatury od 15 do 30°C zmiany współczynnika wzmocnienia były niezauważalne, przy zmianie temperatury od -20 do $+40^\circ\text{C}$ współczynnik wzmocnienia zmieniał się o 15% . Przy zmianie napięcia zasilania od $1,5$ do $6,2\text{ V}$ zmiana współczynnika wzmocnienia wynosiła średnio $3,2\%$ na 1 V . Przemieszczanie się strzałki z kreski zerowej po trzyminutowym „przeżraniu” wynosiło średnio w przeliczeniu na wejście około $0,05\text{ }\mu\text{A}$ na godzinę.

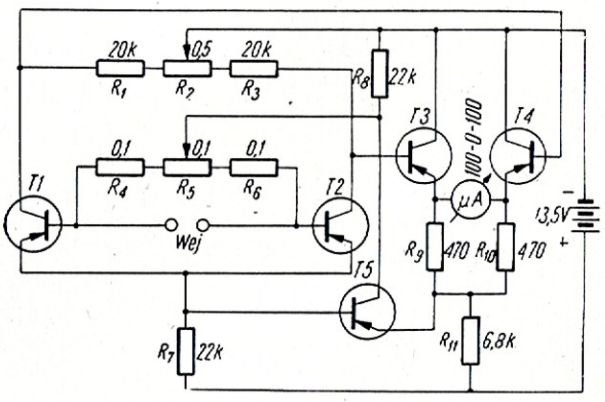
Niekiedy pożądanym jest, aby woltomierz miał zero pośrodku skali. Wówczas oporność R_3 składa się z dwóch części i wartość jednej z nich dobiera się z takim wyliczeniem, aby przy zwieraniu jej strzałka przyrządu odchyliła się dokładnie do połowy skali. Przełącznik do zwierania umocowuje się na płycie czołowej przyrządu, a na skalę nanosi się dodatkowe kreski.

Stosowanie równoważonych stopni wzmacniacza okazuje się bardzo skutecznym środkiem zmniejszania niestałości „zera”, ale aby całkowicie wykorzystać zalety równoważonego stopnia, należy dobrać tranzystory z możliwie bliskimi wartościami parametrów.

W tym celu dla niektórych egzemplarzy tranzystorów zdejmuje się zależności prądów kolektora od prądów bazy i wybiera pary, w których zależności te są najbardziej zbliżone.

Nawet w wybranych w ten sposób tranzystorach przy zmianie temperatury prądy kolektora mogą się różnie zmieniać. Najbardziej ze zmianą temperatury zmienia się początkowy prąd kolektora I_{C0} — prąd, który płynie w obwodzie kolektora przy zerowym prądzie emitera, tj. przy rozwarzonym obwodzie emitera.

Niestabilność I_{C0} jest jedną z podstawowych przyczyn niestabilności „zera” tranzystorowych wzmacniaczy prądu stałego. Dlatego z wybranych par tranzystorów dodatkowo wybiera się pary z bliskimi temperaturowymi charakterystykami prądów I_{C0} . Z tych też powodów należy zmierzyć wielkość początkowego prądu kolektora I_{C0} dla dwóch temperatur bliskich początkowi i końcowi roboczego zakresu temperatury, np. $+20$ i $+40^\circ\text{C}$.

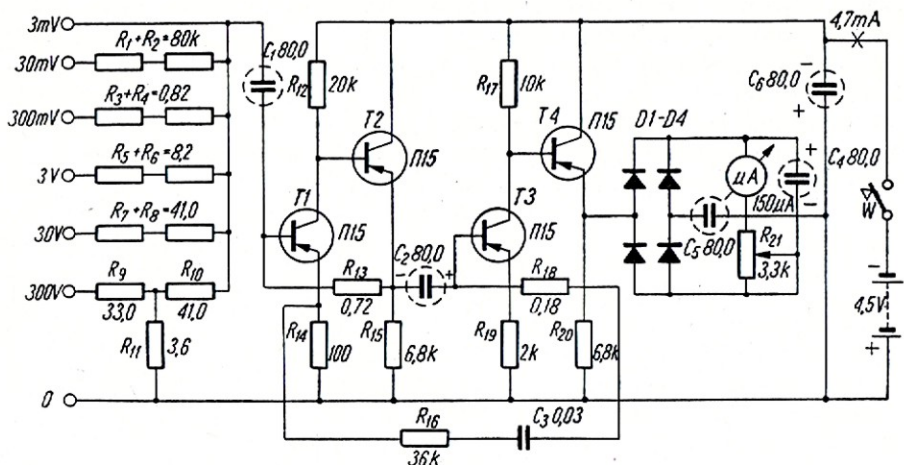


Rys. 4. Dwustopniowy wzmacniacz dla miliwoltomierza

Ostatecznie wybiera się tę parę tranzystorów, dla której zmiany zerowych prądów kolektora pod wpływem temperatury są odpowiednio równe.

W zmniejszeniu wpływu temperatury na tranzystor pomocne są pewne środki konstrukcyjne. Tranzystory umieszcza się w miedzianej hermetycznej puszcze o grubości ścianek $2-4\text{ mm}$. Puszczę izoluje się termicznie (np. azbestem) i umieszcza w drugiej puszcze. Otrzymuje się najprostszemu termostat.

Rys. 5. Schemat ideowy miliwoltomierza



Przy budowie woltomierzy z mało czułymi miernikami prądu, a także miliwoltomierzy, wskaźników równowagi dla układów kompensacyjnych itp. mogą być potrzebne wzmacniacze ze współczynnikiem wzmocnienia do 1000. Zwykle buduje się je jako dwa po sobie następujące stopnie równoważone. Tranzystory dla tych wzmacniaczy należy dobierać ze szczególną starannością.

Na rysunku 4 przedstawiono schemat jednego z takich wzmacniaczy na tranzystorach П15 lub П403. Ciekawą własnością tego układu jest stabilizacja napięć emiter-kolektor tranzystorów pierwszego stopnia. Za pomocą dodatkowego stopnia wzmacniającego na tranzystorze T5 w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego, napięcia emiter-kolektor tranzystorów T1 i T2 utrzymują się równe spadkom napięć na opornikach R9 i R10, ponieważ napięcia emiter-baza tranzystorów T3, T4 i T5 można pominąć.

Rozpatrzmy pracę sprzężenia zwrotnego w jednej dowolnej połowie równoważonych stopni wzmacniacza, np. T2 i T3. Niech prąd kolektora tranzystora T2 zwiększa się w miarę wzrostu temperatury, spadek napięcia na oporniku R3 przy tym wzrasta, a napięcie emiter-baza tranzystora T3 (wtórnika emiterowego) maleje. Tym samym maleje spadek napięcia na opornikach R9 i R11 będących obciążeniem wtórnika emiterowego T3. Ponieważ $R_{11} \gg R_9$, to praktycznie cały sygnał wystąpi na oporniku R11. Z tego względu napięcie baterii zasilania wybiera się dosyć wysokie — w danym wzmacniaczu wynosi ono 13,5 V.

Przy zmniejszeniu spadku napięcia na R11 zwiększa się napięcie emiter-baza tranzystora T5. Prowadzi to do zwiększenia się jego prądu kolektorowego i zwiększenia napięcia na oporniku R8, a ostatecznie do zmniejszenia napięcia emiter-baza tranzystora T2 i do zmniejszenia prądu kolektorowego tego tranzystora (w przybliżeniu do wielkości początkowej).

Gdy pracują obie połowy równoważonych stopni przedstawiony obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego tłumi temperaturowe zmiany prądów kolektorowych, nie wpływając na współczynnik wzmocnienia. Przy zmianie temperatury prądy kolektorowe tranzystorów T1 i T2 albo jednocześnie wzrastają albo jednocześnie maleją, w związku z czym na oporniku R7 pojawia się pewien spadek napięcia. Prądy użytecznego sygnału przepływają przez opornik R7 w przeciwnej fazie i żaden spadek napięcia na nim nie występuje.

Czułość rozpatrywanego wzmacniacza ograniczona jest w zasadzie współczynnikiem szumów m.cz. tran-

zystorów. Przy stosowaniu tranzystorów typu П13A można uzyskać krótkotrwałe zmniejszenie niestabilności „zera” do 0,001 μA (w przeliczeniu na wejście), przy czym napięcie emiter-kolektor tranzystorów T1 i T2, to znaczy spadek napięć na opornikach R9 i R10 powinien utrzymywać się na poziomie 0,9 V.

Omawiany wzmacniacz z mikroamperomierzem do 100 μA odpowiada zastępczemu mikroamperomierzowi do 0,1 μA , przy czym maksymalny błąd niestałości „zera” wynosi 5%.

Na wyjściu wzmacniacza może być włączony przyrząd wskazówkowy o zakresie do 1,5 mA. W tym przypadku błąd powodowany niestałością zera jest do pominięcia i woltomierz może być nie tylko przyrządem o dużej oporności wewnętrznej, ale i bardzo dokładnym.

Dla pomiarów napięć zmiennych o częstotliwościach akustycznych, we wszystkich omawianych wzmacniaczach przyrząd wychyłowy należy włączać przez mostek prostujący (w ramiona mostka), składający się z półprzewodnikowych diod. Dla pomiaru napięć w.c.z. należy zbudować sondę z diodą półprzewodnikową, podobną do sondy w.c.z. woltomierza lampowego.

Na rysunku 5 przedstawiony jest schemat ideowy miliwoltomierza napięć zmiennych częstotliwości akustycznych o zakresach od 3 mV do 300 V, podzielonych na podzakresy: 0÷3 mV, 0÷300 mV, 0÷3 V, 0÷30 V, 0÷300 V. Oporność wejściowa przyrządu dla częstotliwości 1000 Hz na zakresie 0÷9 mV wynosi 9000 Ω , na pozostałych zakresach (oprócz 300 V) 2,7 M Ω /V. W przedziale częstotliwości od 40 Hz do 10 kHz błąd pomiaru nie przewyższa 15%. Przy spadku napięcia zasilającego o 20% dodatkowy błąd pomiaru nie przewyższa 6%.

W miliwoltomierzu zastosowano wzmacniacz małej częstotliwości o dużym współczynnikiem wzmocnienia. Mierzony sygnał z dzielnika napięcia wejściowego R1—R11 wprowadzony jest na pierwszy stopień wzmocnienia zbudowany w układzie ze wspólnym emiterem. Opornik R14 w obwodzie emitera tranzystora T1 stabilizuje prąd emitera i jednocześnie służy do stworzenia ujemnego sprzężenia prądowego.

Wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego stabilizuje wzmocnienie stopnia i zwiększa oporność wejściową wzmacniacza, co podwyższa całkowitą oporność miliwoltomierza.

Kolektor tranzystora T1 połączony jest bezpośrednio z bazą tranzystora T2 pracującego w układzie ze wspólnym kolektorem. Ujemne przedpięcie tranzystora T2

zależy od napięcia kolektora T1, a więc od warunków pracy tranzystora T1. Ujemne przedpięcie bazy tranzystora T2 wprowadzane jest przez opornik R_{13} z emitera tranzystora T2.

Przy takim układzie zachodzi wzajemna stabilizacja warunków pracy obydwu tranzystorów przy zmianie temperatury. Na przykład, przy wzroście temperatury prąd kolektora tranzystora T1 wzrasta. Wzrasta też prąd kolektora tranzystora T2. Jednakże wzrost prądu przepływającego przez opornik R_{12} spowoduje zmniejszenie się ujemnego napięcia na kolektorze tranzystora T1, a jednocześnie na bazie tranzystora T2. W związku z tym, prąd kolektora tranzystora T2 maleje, ujemne napięcie na jego emiterze także maleje, a to powoduje malenie prądu kolektora tranzystora T1. Przedział temperatur, w którym taka metoda stabilizacji jest efektywna jest tym szerszy, im większy jest współczynnik wzmocnienia napięciowego obydwu stopni.

Ujemne sprzężenie zwrotne poprzez opornik R_{13} wprowadza dodatkową stabilizację współczynnika wzmocnienia wzmacniacza. Brak kondensatora sprzęgającego polepsza charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza w zakresie małych częstotliwości i zmniejsza pojemność pasozytniczą kolektora tranzystora T1 do ziemi. Współczynnik wzmocnienia obydwu stopni (napięciowy) od bazy tranzystora T1 do emitera T2 osiąga 36 dB (64 razy) przy wyjściowej oporności stopnia na tranzystorze T2 około 1 k Ω .

Z emitera tranzystora T2 sygnał podawany jest na drugą analogiczną parę stopni wzmacniających na tranzystorach T3 i T4. Stopień na tranzystorze T3 wzmacnia sygnał doprowadzony ze stopni poprzedzających w celu uzyskania koniecznej czułości przyrządu. Stopień na tranzystorze T4 w układzie ze wspólnym kolektorem zastosowano dla zmniejszenia oporności wyjściowej wzmacniacza i uzyskania na wyjściu mocy wystarczającej dla normalnej pracy mostka pomiarowego.

Łączenie stopni w układzie wspólnego emitera i wspólnego kolektora pozwala osiągnąć najlepsze warunki ich dopasowania.

Aby uniknąć błędów przy pomiarze napięć o różnych częstotliwościach, współczynnik wzmocnienia całego wzmacniacza powinien być stały w przedziale częstotliwości od 40 Hz do 10 kHz. Jednak wskutek stosunkowo małej oporności wejściowych stopni przy ograniczonej wartości pojemności sprzęgających, wzmocnienie wzmacniacza przy małych częstotliwościach spada. Dla zwiększenia wzmocnienia przy małych częstotliwościach tłumi się wzmocnienie na największych częstotliwościach pasma roboczego, wprowadzając ujemne sprzężenie zwrotne z emitera tranzystora T4 na emiter tranzystora T1 poprzez obwód $R_{16}C_3$. Wówczas charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza w paśmie roboczym ma nierównomierność 2 dB.

Mostek prostujący składa się z diod germanowych (D_1-D_4) typu Д7В. Liniowość skali woltomierza uzyskuje się przez dobór opornika R_{21} włączonego w szereg z mikroamperomierzem. Jest ona nieliniowa tylko na początku każdego zakresu.

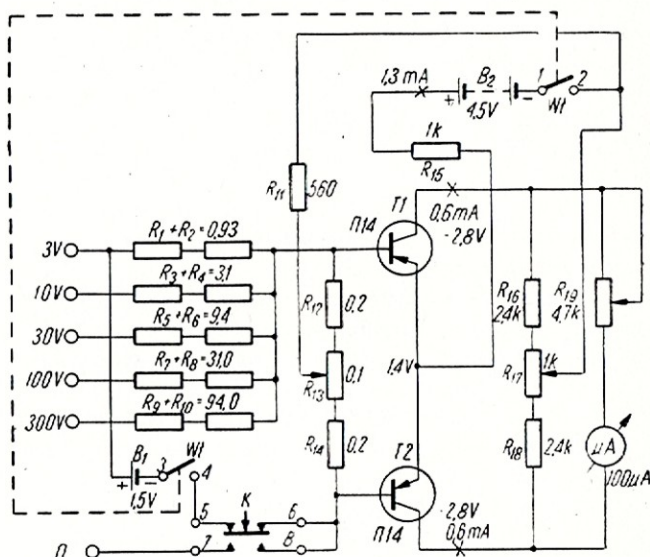
Przycisk W służy do włączenia źródła zasilającego w czasie pomiaru.

Oporność dodatkowa na każdym z zakresów składa się z dwóch oporników. Jeden z nich (R_1, R_3, R_5, R_7, R_9) posiada wartość nominalną mniejszą od wymaganej. Wartość drugiego opornika ($R_2, R_4, R_6, R_8, R_{10}$)

dobiera się podczas skalowania przyrządu. Skalować należy przy częstotliwości 1000 Hz.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat ideowy woltomierza, w którym do wzmocnienia mierzonego prądu zastosowano dwa tranzystory. Przyrząd przeznaczony jest do pomiaru napięć stałych od 3 do 300 V w podzakresach: 0÷3 V, 0÷10 V, 0÷30 V, 0÷100 V, 0÷300 V. Oporność wejściowa woltomierza wynosi 310 k Ω /V. Błąd pomiaru przy zmianach napięcia zasilającego przyrząd o $\pm 20\%$ nie przewyższa $\pm 2\%$.

Mierzone napięcie doprowadzamy do jednego z zacisków dzielnika wejściowego i do zacisku ogólnego. Prąd wejściowy, którego wielkość uwarunkowana jest mierzonym napięciem i opornościami dodatkowymi (R_8-R_{10}), przepływa w obwodzie baza-emiter tranzystorów T1 i T2, pracujących w układzie równoległe równoważonego wzmacniacza prądu stałego.



Rys. 6. Schemat ideowy woltomierza prądu stałego

Układ przeciwsobny z możliwością równoważenia wybrano dlatego, że pozwala on równoważyć zmiany prądu kolektorów tranzystorów w szerokim zakresie otaczających temperatur. Przy wzroście temperatury kolektorowe prądy obydwu tranzystorów wzrastają, jednak przez mikroamperomierz przepływają one w kierunkach przeciwnych. Jeżeli charakterystyki tranzystorów będą jednakowe, to zmiany prądów kolektorowych w obydwu tranzystorach będą jednakowe i przez mikroamperomierz żaden prąd nie popłynie.

W praktyce trudno jest dobrać tranzystory z jednakowymi charakterystykami; jednak przy dwóch dowolnych lecz jednego typu tranzystorach stabilność temperaturowa powyższego układu jest dostatecznie wysoka. Zwiększenie stabilności i wyrównanie charakterystyk tranzystorów osiąga się przez włączenie w obwodzie emiterów wspólnej dużej oporności R_{15} .

Mierzone napięcie powoduje przepływ prądu przez przejście baza-emiter tranzystorów T1 i T2 w kierunkach przeciwnych. Zatem mikroamperomierz pokazuje sumaryczną wartość zmian prądów kolektorowych obydwu tranzystorów.

Prąd powodujący ujemny spadek napięcia na bazie (polaryzujący bazę ujemnie) przepływa przez opornik R_{11} , przy czym potencjometr R_{13} służy do równoważenia układu (czyli ustalenia „zera”). Mikro-

amperomierz o czułości 100 μ A włączony jest równolegle do obciążeń wzmacniacza R_{16} — R_{18} . Potencjometrem R_{17} przeprowadza się początkową symetryzację kolektorowych prądów wzmacniacza przy cechowaniu.

Do cechowania przyrządu służy bateria B_1 . Przy prawidłowo wycechowanym przyrządzie strzałka mikroamperomierza zatrzymuje się na kresce odpowiadającej SEM baterii. Jednocześnie wychylenie strzałki przy cechowaniu wykorzystywane jest jako wskaźnik gotowości przyrządu do pracy. Dlatego obwód cechowania włącza się na wejście woltomierza jednocześnie z podaniem zasilania na wzmacniacz poprzez styki 1 i 2 włącznika W . Dla pomiaru napięcia naciśnięciem przycisku K , przez co odłącza się styki 5 i 6 (odłączając tym samym obwód cechowania), a zawiera

się styki 7 i 8 włączając na wejście wzmacniacza zacisk ogólny.

Regulacja woltomierza sprowadza się w zasadzie do początkowego równoważenia wzmacniacza i doboru oporników dodatkowych R_1 — R_{10} dzielnika wejściowego. Dla równoważenia wzmacniacza przerywamy obwód bazy (odłączając jeden z końców opornika R_{11}), ustawiając potencjometrem R_{17} strzałkę mikroamperomierza na zero. Po tej czynności potencjometr R_{17} należy zabezpieczyć przed obrotem; regulacja ta jest jednorazowa.

Przy dobieraniu wartości oporników dzielnika suwak potencjometru R_{10} , wpływającego na czułość mikroamperomierza, ustawia się w położeniu środkowym. Na schemacie ideowym podano sumarycznie wartości oporników w dzielniku wejściowym.

inż. Jan Sroczyński — SP3PS

Fazowy adapter SSB

Poniższy opis dotyczy układu, którego model został zmontowany na zlecenie redakcji i praktycznie wypróbowany przez konstruktora.

Korzyści, jakie zapewnią stosowanie emisji A3a (czyli SSB) są naszym amatorom-nadawcom dostatecznie chyba znane. Jak dotąd jednak liczba polskich nadawców posługujących się tym rodzajem emisji jest żenująco mała. Nie będę próbował analizować przyczyn takiego stanu rzeczy, jedno jednak nie ulega wątpliwości, że nurtuje ich pewna obawa przed trudnościami technicznymi przy budowie urządzeń SSB. Obawy te są nieuzasadnione. Amator, który zbudował własnoręcznie prawidłowo pracujący nadajnik na wszystkie pasma, zdobył przecież wystarczający zapas doświadczenia, aby dać sobie radę z układami SSB. Wydaje się, że prawdziwą przyczyną tego stanu rzeczy jest zbyt mała ilość publikacji wprowadzających do tej dziedziny w naszym piśmiennictwie radioamatorskim.

Autor postawił sobie za cel skonstruowanie i wypróbowanie możliwie prostego i nie kosztownego układu SSB w formie przystawki do posiadanego nadajnika.

Prostota układu i rozwiązania konstrukcyjnego zadziwi być może niejednego z tych, którzy z zagadnieniami układowymi urządzeń SSB już się zapoznali. Radioamatorzy z państw zachodnich przystosowali do swych potrzeb nadawanie jednowstęgowo z wytłumioną falą nośną już od przeszło 10 lat. W stosowanych dwóch systemach: filtrowym i fazowym powstało z biegiem czasu sporo odmian. W ostatnich latach przoduje układ o podstawie 9 MHz i to zarówno w systemie filtrowym jak i fazowym.

Dzięki nowym osiągnięciom w budowie filtrów kwarcowych (filtr Mc. Coy'a) i lampie strumieniowo-deflekcyjnej RCA

7360, możliwa jest budowa nieco prostszych nadajników o wysokich parametrach technicznych. Trzeba jednak nadmienić, że koszt tych nowoczesnych podzespołów jest na nasze warunki zbyt wysoki i propagowanie tych najnowszych osiągnięć w celu spopularyzowania SSB w Polsce minęło by się z celem. Łatwiejsza i przystępniejsza do zrealizowania jest metoda fazowa. Pozostawmy na uboczu spór, która z metod jest lepsza; obie metody mają zarówno swoje zalety jak i wady, nie jest to jednak istotne. Wygórowane parametry techniczne okupuje się z reguły zwiększonym nakładem finansowym.

Opisany model przystawki SSB pracuje według metody fazowej. Prosta konstrukcja i układ elektryczny nie jest bynajmniej jakimś zawężonym w sprawności skrótem konstrukcyjnym. Przeciwnie, zawiera te wszystkie elementy, które w każdym układzie fazowym są nieodzowne dla prawidłowego działania. Zastosowane strojenie jednogławkowe upraszcza obsługę tak dalece, że już po jednym dniu pracy operator nie zauważa tego dodatku.

Czy podczas uruchomienia mogą wystąpić szczególne trudności?

Byłoby przesadą twierdzenie, że doprowadzenie konstrukcji do poprawnego działania nie wymaga więcej wysiłku niż zbudowanie O-V-1. Największą trudnością dla początkującego w dziedzinie SSB jest osiągnięcie dostatecznego wytłumienia zbędnej wstęgi bocznej, szczególnie w układach fazowych. Wiąże się to z trudnością budowy i właściwego wyważenia elektrycznego przesuwników fazowych małej częstotliwości. Przystosowanie posiadanego nadajnika do emisji A3a może też przysporzyć nieco trudności. Jeżeli jednak przystąpimy do tej pracy z potrzebną tu starannością, wyniki będą na pewno dobre i radość wielka.

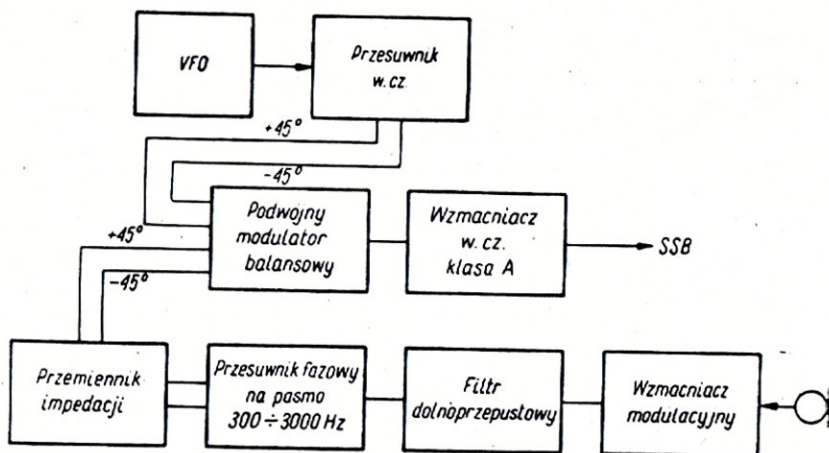
Intencją autora jest jak najszersze zainteresowanie radioamatorów czynną pracą SSB i pobudzenie do ogłaszania nowych, wypróbowanych układów.

Na czym polega fazowa metoda formowania sygnału SSB?

W systemie filtrowym odcinamy zbędną wstęgę boczną odpowiednim filtrem o stromych zboczach, przepuszczając wstęgę pożądaną. W systemach fazowym zbędną wstęgą zostaje wytłumiona dzięki geometrycznemu dodaniu prądów wielkiej i małej częstotliwości, usytuowanych względem siebie pod pewnym określonym kątem przesunięcia fazowego. W przystawce zastosowano następujące rozwiązanie. Napięcie w.cz. uzyskiwane z VFO doprowadzone do adaptera kablem współosiowym przechodzi na przesuwnik fazowy wielkiej częstotliwości (rys. 1). Za przesuwnikiem otrzymujemy dwa symetryczne w stosunku do masy kanały. Napięcia w tych kanałach muszą być równe względem masy, lecz przesunięte w fazie o $\pm 45^\circ$. Przesunięcie fazowe między kanałami wyniesie więc $2 \cdot 45^\circ = 90^\circ$.

To samo musimy uczynić z prądami małej częstotliwości. Dla uproszczenia niech to będzie prąd o przebiegu sinusoidalnym i częstotliwości 1500 Hz. Prąd ten, po odpowiednim wzmocnieniu doprowadzamy do przesuwnika fazowego małej częstotliwości, gdzie wytworzymy dwa kanały o napięciu przesuniętym fazowo o 90° .

Wyjście przesuwników małej częstotliwości (z reguły typu RC) ma bardzo dużą oporność dynamiczną. W naszym przypadku, dalszy człon przystawki — modulator diodowy posiada stosunkowo małą oporność wejściową. Potrzebny jest zatem człon dopasowujący. Jest nim przemiennik impedancji, składający się ze wzmacniacza klasy B i dwóch autotransformatorów obniżają-



Rys. 1. Schemat blokowy przystawki SSB

cych napięcie. W tym też stopniu następuje symetryzacja kanałów małej częstotliwości względem masy. Wyjście przemiennika impedancji zakończony jest przełącznikiem umożliwiającym zmianę wstęgi bocznej.

Mamy więc teraz 4 kanały; dwa wielkiej częstotliwości i dwa małej częstotliwości. W obu rodzajach kanałów prądy przesunięte są w fazie o 90° . Kanały małej częstotliwości możemy obrócić za pomocą przełącznika o dalsze 120° ; nie wpływa to na położenie fazowe między kanałami, zmienia natomiast ich położenie geometryczne. Wszystkie 4 kanały doprowadzamy do następnego członu, do modulatora diodowego

Modulator diodowy służy do formowania sygnału SSB. Jego działanie zostanie opisane w dalszej treści. Tu zapoznamy się z formowaniem sygnału SSB metodą fazową.

Na wyjściu idealnego modulatora diodowego, w wyniku oddziaływania na siebie prądów małej i wielkiej częstotliwości o określonym położeniu fazowym, uzyskuje się wytłumienie fali nośnej oraz jedną tylko wstęgę boczną o nowej częstotliwości, mniejszej lub większej od doprowadzonej z VFO, a wyraźnej różnicą częstotliwości modulującej

Przykład

Jeżeli częstotliwość nośna z VFO = 7080 kHz, a częstotliwość modulująca = 1,5 kHz, to otrzymamy: $7080 + 1,5 = 7081,5$ kHz lub $7080 - 1,5 = 7078,5$ kHz.

Nie ma niestety idealnych modulatorów, nie ma również idealnych przesuwników fazowych. Elementy te obciążone są stratami, a w wyniku procesu formowania powstają niepożądane produkty uboczne. Praktycznie więc wytłumienie fali nośnej i zbędnej wstęgi bocznej nie może być nigdy całkowite.

Tłumienia uzyskiwane w praktyce wynoszą dla fali nośnej nieco powyżej 40 dB, a dla zbędnej wstęgi bocznej nieco powyżej 35 dB. Są to wartości dobre i stacja legitymująca się takimi parametrami jest zawsze mile widziana na pasmach. Dotyczy to systemu fazowego w jego obecnej posta-

ci. Parametry osiągane w systemie filtrowym – przy odpowiednim nakładzie środków – mogą być lepsze.

Początkujący prawdopodobnie nie od razu osiągnie wyżej podane wartości. Wiemy jednak, że amatorzy są na tym punkcie bardzo wrażliwi, ambicją nie pozwala im na to, aby występować z sygnałem SSB, który na pasmie zajmuje dwa kanały. SSB to nie DSB, a to zobowiązuje.

Tor małej częstotliwości

Na wejściu przewidziany jest mikrofon węglowy. Widzę już uśmiech dezaprobaty naszych fonistów spod znaku High Fidelity. A jednak lepszy i droższy mikrofon jest tu niepotrzebny. W dalszym ciągu musimy „przyciąć” przenoszone pasmo i to od dołu do 300 Hz a od góry od 3000 Hz. Nie ma tu miejsca na to aby wyjaśnić, że częstotliwości istotnie potrzebne dla pełnej zrozumiałości mowy mieszczą się właśnie w tym zakresie. Bardzo nowoczesne węglowe wkładki telefoniczne mają dostatecznie wyrównaną charakterystykę. Z ich pomocy korzystamy nie tylko przy telefonicznych rozmowach miejscowych, lecz również na trasach transatlantyckich, nie narzekając na brak zrozumiałości. Do przenoszenia muzyki wąskowstęgowe SSB i tak się nie nadaje.

Wkładka mikrofonowa wbudowana jest do pudełka bakelitowego; znalazło się tam poza tym dosyć miejsca na umieszczenie 3 ogniw R10. Mikrofon ten trzeba podczas mówienia trzymać w dłoni, co nie dla każdego jest wygodne. Niech więc każdy operator zastosuje takie rozwiązanie konstrukcyjne, jakie będzie odpowiadało jego osobistemu upodobaniu.

Mikrofon węglowy daje duże napięcie akustyczne, oszczędzamy zatem na stopniach wzmacniających. Wzmacniacz jest jednostopniowy z urłodą EC 92. Przewiduje się dwa wejścia; jedno dla mikrofonu poprzez transformator dopasowujący, drugie – połączone bezpośrednio z siatką lampy i służące do przyłączenia generatora akustycznego. Do regulacji służy opornik regulowany 1000 Ω .

Transformator mikrofonowy o przekładni 1:20 nawijamy na rdzeniu MO42. Uzwojenie pierwotne: 240 zwojów, drut DNE o średnicy 0,2 mm. Uzwojenie

wtórne: 4800 zwojów, drut DNE 0,1 mm. Uzwojenie pierwotne zablokowane jest kondensatorem bezindukcyjnym 10000 pF; wartość ta może być w razie potrzeby powiększona. Kondensator ten służy do łagodzenia szczytów rezonansowych i odprowadzenia do masy prądów w. cz. indukowanych w kablu mikrofonowym. Opornik 10 k Ω i kondensator 200 pF przy siatce lampy EC 92 spełniają to samo zadanie.

Opornik katodowy zablokowany jest kondensatorem 1 μ F. Mała pojemność ma tu na celu osłabienie częstotliwości poniżej 300 Hz. Transformator wyjściowy w obwodzie anody lampy EC 92, dopasowujący wyjście wzmacniacza do wejścia przesuwника fazowego, wykonany jest ze szczeliną na rdzeniu EJ54 (szczelina 0,2 mm). Uzwojenie pierwotne: 4200 zwojów, drut DNE \varnothing 0,12 mm. Uzwojenie wtórne: 840 zwojów, drut DNE \varnothing 0,16 mm.

Filtr dolnoprzepustowy

Jest bardzo pożądane, ażeby częstotliwości akustyczne powyżej 3000 Hz nie dochodziły do przesuwника fazowego. Filtr dolnoprzepustowy o takiej częstotliwości granicznej nie jest trudny do wykonania. Należy tylko zważyć, by użyte cewki były małostratne.

Zaleca się użycie rdzeni ferrytowych o dużej przenikalności; wówczas ilość potrzebnych zwojów będzie mała. Z powodu braku na rynku odpowiednich rdzeni typowych nie można podać dokładnych danych takiego filtra. Użyto w tym celu fabrycznie wykonanego filtra dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 2900 Hz, fabrykat AEG typ TF2-02 (dość stare wykonanie, stosowane przez okupanta w telefonii nośnej syst. ME8).

Przesuwnik fazowy m. cz. na pasmo akustyczne

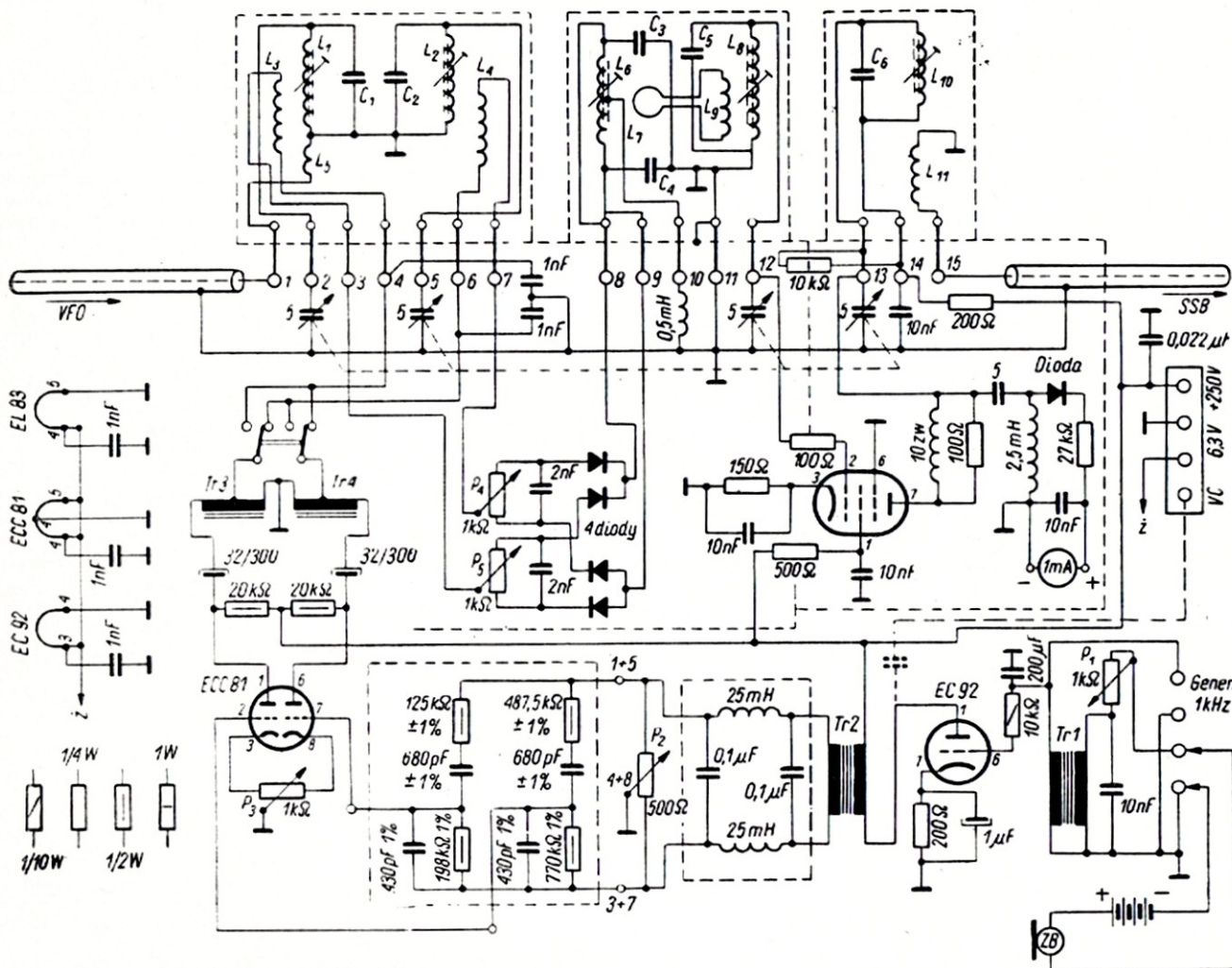
Z podstaw elektrotechniki wiemy, że włączenie pojemności lub indukcyjności do obwodu prądu zmiennego powoduje przesunięcia fazowe prądów lub napięć na tych elementach. Najprostszym w praktyce przesuwnikiem fazowym jest odpowiedni układ pojemnościowo-oporowy. Przy takiej kombinacji, w zależności od wartości tych elementów i częstotliwości prądu zmiennego, możemy uzyskiwać różne kąty przesunięcia fazowego.

Na rysunku 3a widzimy przesuwnik fazowy z elementów R i C.

Elementy R i C są tak dobrane, że w każdej gałęzi nastąpi przesunięcie fazy o 45° . W sumie napięcia $U'U''$ będą przesunięte o 90° względem siebie. Jest to słuszne tylko dla jednej częstotliwości.

W potrzebnym nam przesuwniku wymagane jest przesunięcie fazowe dokładnie o 90° nie dla jednej, lecz dla wszystkich częstotliwości w pasmie od 300 do 3000 Hz. Jest to możliwe do osiągnięcia przez włączenie dodatkowych kombinacji RC w połączeniu równoległym (rys. 3b).

Według tego układu są zbudowane przesuwniki fazowe m. cz. używane w nadajnikach SSB systemu fazowego. Widzimy, że nie zawierają one żadnych skomplikowanych części, a jednak wy-



Rys. 2. Schemat ideowy przystawki SSB

konanie takiego przesuwника sposobem amatorskim napotyka na wyjątkowo duże trudności. Użyte do budowy elementy muszą posiadać dokładność o tolerancji nie przekraczającej 1%. Jeżeli warunek ten pozostanie nie spełniony, nie uda nam się dostatecznie wytłumić zbędnej wstęgi bocznej.

Przesuwniki tego typu mają określoną oporność wejściową i muszą być dokładnie symetryzowane w stosunku do masy. Na ich wejściu spotykamy zawsze potencjometr dzielący napięcie wejściowe w pewnym określonym stosunku, np. 2:7. Oporność wyjściowa przesuwników fazowych RC jest bardzo duża.

Przemysł amerykański produkuje dwa typy tych przesuwników. Różnią się one między sobą wartościami użytych elementów RC. Są to typ 2Q4 firmy Barker & Williamson, zbudowany w formie lampy stalowej z cokołem oktałowym, oraz nieco większy, wykonany w postaci prostokątnego pudełka, typ PSI firmy Central-Electronics. Autor wykonał dla siebie przesuwnik według typu 2Q4; wartości oporników i kondensatorów podane są na schemacie ideowym - (rys. 2).

Przebiegnik impedancji

Urządzenie to jest ogniwoem łączącym przesuwnik fazowy o dużej oporności wyjściowej z modulatorem diodowym,

którego oporność wejściowa jest rzędu 600 Ω . Wymagamy od przebiegnika, by nie wprowadzał on żadnych dodatkowych zmian w położeniu fazowym między kanałami m. cz. Dopasowanie do bardzo dużej impedancji przesuwnika fazowego spełnia dość dobrze wejście wzmacniacza lampowego. Każdy kanał posiada oddzielny wzmacniacz - jest nim połowka podwójnej triody ECC 81. Regulowany opornik między katodami lamp wzmacniaczy umożliwia dokładną symetryzację kanałów. Prąd stały zasilaający anody oddzielony jest od uzwojeń transformatorów za pomocą kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 32 μ F. Tak duża pojemność jest konieczna, chodzi bowiem o to, aby wprowadzane przez kondensator przesunięcia fazowe były znikomo małe.

Elementem, który najniekorzystniej wpływa tu na fazowość jest transformator. W przystawce zastosowano ulepszony układ wyjściowy, nie wymagający przełączania uzwojeń wtórnych przy zmianie wstęgi bocznej. Zapewnia to lepsze utrzymanie symetrii między kanałami. Tym niemniej wykonaniu transformatorów wyjściowych należy poświęcić szczególną uwagę. Oba transformatory powinny być elektrycznie zupełnie równe, a nie jest to przecież warunek blachy.

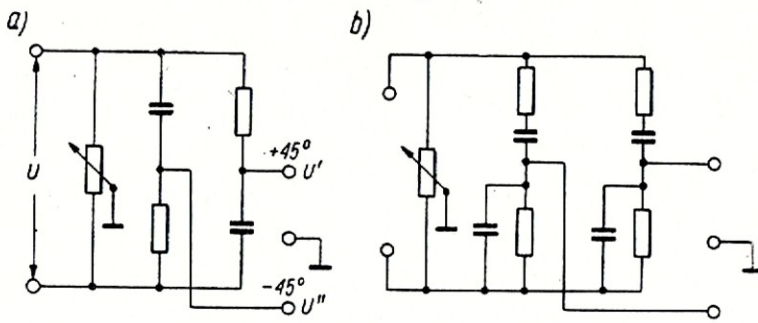
Na rdzeń używamy znormalizowanych blach MO42. Przekrój rdzenia brutto 1,3 cm², grubość pakietu 15 mm. Rdzeń

nie powinny być z tej samej blachy. Jeżeli zdobędziemy dwa rdzenie starych transformatorów, rozkładamy każdy z nich, potem składamy dwa pakiety, używając na przemian blach z jednego i drugiego rdzenia; w ten sposób ujednicimy rdzenie naszych nowych transformatorów.

Teraz możemy przystąpić do nawijania uzwojeń, wykorzystując oryginalne, nie uszkodzone korpusy. Najpierw nawijamy 400 zwojów drutu DNE o średnicy 0,2 mm, wsuwając na końce uzwojenia cieniutkie rurki izolacyjne. Przekładamy bibulką kondensatorową i nawijamy w tym samym kierunku co poprzednio 6000 zwojów drutu DNE o średnicy 0,1 mm. Końcówki tego uzwojenia należy wzmocnić drutem \varnothing 0,2 mm. Nie dajemy izolacji międzywarstwowej wcale, lub też stosujemy ją tylko co kilka warstw, ponieważ miejsca na korpusie jest dosyć mało. Przy uzważaniu maszynowym zmieści się więcej przekładek izolacyjnych.

Do uzważania należy użyć drutu zupełnie nowego, uważając aby nie uszkodzić izolacji. Nawijać należy ściśle od początku do końca korpusu tak, aby drut z górnych warstw nie spadł do warstw dolnych.

Po wykończeniu transformatorów wykonujemy próbę napięciową. W tym celu na uzwojenie wtórne przykładamy napięcie zmienne 220 V. Napięcie na uzwojeniu pierwotnym powinno być w



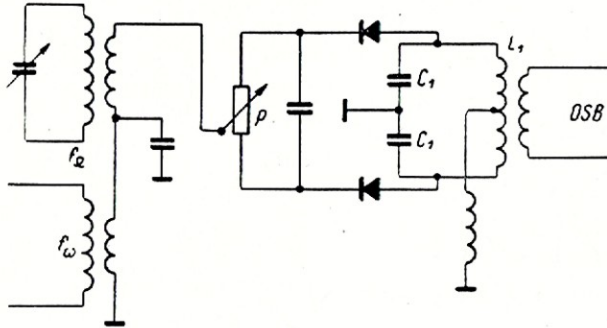
Rys. 3. Przesuwniki fazowe m.cz. typu RC

obu transformatorach równe. W przypadku, gdy różnice są większe niż 3%, musimy jeden z transformatorów skorygować przez odwijanie uzwojenia wtórnego. Znaczniejsze różnice w napięciach mogą być spowodowane zwarciami międzyzwojowymi; taki transformator nie nadaje się do użytkowania.

Jeszcze kilka słów o przełączniku wstęgi bocznej. Autor użył przełącznika W1-2 (Zakłady T4) z jak najgorszym skutkiem. Oporność styków dochodzi do 10 Ω, trzeba kilkakrotnie przerzucać manetkę ażeby przełącznik jako tako kontaktował.

zonansowa równa częstotliwości nośnej. Impedancja obwodu jest mała, dlatego pojemności C_3, C_4 są znaczne, a indukcyjność L_6 jest mała. Kondensatory C_3, C_4 dla zachowania dobrej symetrii nie powinny się różnić między sobą pojemnością (tolerancja 1%). Odczep na cewce musi być wykonany w środku. Kondensatory mają za zadanie stabilizowanie pojemności rozproszonych układu; ich wartość się waha od 1÷5 nF (wg publikacji różnych autorów).

W podwójnym modulatorze zrównoważonym wytłumiamy częstotliwość nośną za pomocą obu potencjometrów.



Rys. 4. Modulator diodowy (balansowy)

Modulator diodowy

W adapterze SSB znalazł zastosowanie tzw. podwójny modulator zrównoważony (balansowy), którego schemat podano na rysunku 4. Działanie jego rozpatrzmy w sposób wprowadzający, biorąc za podstawę połowę późniejszego układu.

Jeżeli do takiego układu doprowadzimy napięcie nośne w cz. f_{Ω} i napięcie modulujące m. cz f_{ω} w sposób pokazany na rysunku, to po zrównoważeniu układu za pomocą potencjometru P w obwodzie $L_1 C_1$ zaniknie częstotliwość nośna f_{Ω} , a na jej miejscu pojawią się dwie wstęgi boczne $f_{\Omega} + f_{\omega}$ i $f_{\Omega} - f_{\omega}$ czyli tzw. DSB (Double Side Band). Dla poprawnego działania wymagane jest, aby amplituda napięcia częstotliwości nośnej była 6÷8 razy większa od amplitudy napięcia częstotliwości modulującej. Wówczas sterowanie diod odbywa się wyłącznie przez częstotliwość nośną. Częstotliwość modulująca powoduje zachwianie równowagi układu i wystąpi na wyjściu jako obwiednia wstęg bocznych.

Możemy teraz rozpatrzeć działanie podwójnego modulatora zrównoważonego na podstawie układu, jaki został zastosowany w opisywanym adapterze.

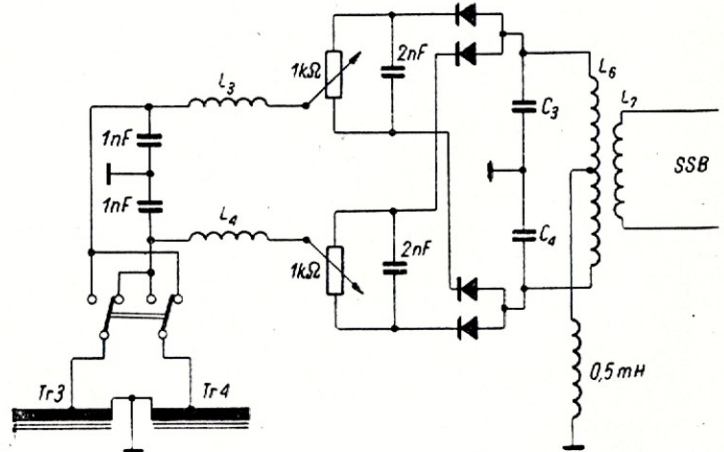
Na rysunku 5 widzimy dwa modulatory diodowe przyłączone równolegle do obwodu drgań. Obwód drgający jest symetryczny, a jego częstotliwość re-

Dzięki kolejnemu sterowaniu przez diody i przeciwnemu obwodowi drgającym znoszą się one wzajemnie. Każdy kanał częstotliwości nośnej pozostawia dwie wstęgi boczne. Doprowadzone częstotliwości nośne były względem siebie przesunięte pod kątem 90°, kanały częstotliwości modulującej również. Wskutek tego pozostawione wstęgi boczne usytuowane są jak następuje: z czterech – dwie są fazowo zgodne (0°), ich amplitudy dodają się. Następne dwie wstęgi boczne różnią się fazowo o 180°, znoszą się więc wzajemnie. W rezultacie otrzymamy tylko jedną wstęgę boczną bez fali nośnej. Je-

żeli zamienimy kanały częstotliwości modulującej, każda para wstęg bocznych wykona obrót o 90°; spowoduje to wystąpienie wstęgi górnej zamiast dolnej lub odwrotnie. Z powodu niedoskonałości modulatora i trudności w uzyskiwaniu precyzyjnych przesunięć fazowych pozostaną zawsze resztki fali nośnej i resztki zbędnej wstęgi bocznej. Każdy modulator produkuje również szereg harmonicznych, ich eliminowanie jednak nie jest trudne.

Należy w tym miejscu zaznaczyć, że wybrana z konieczności metoda opisanego tłumaczenia zjawisk, związanych z działaniem poszczególnych członów przystawki SSB, nie jest z natury rzeczy ani wyzerpująca ani też w szczegółach ścisła. Teoria przesuwników fazowych i modulatorów, wreszcie sam mechanizm powstawania wstęg bocznych, może być przedstawiony w wystarczająco jasny sposób jedynie przy użyciu wyższej matematyki.

Dla podwójnego modulatora diodowego potrzebne są 4 wybrane ostrzowe diody germanowe. Nadają się tutaj diody uniwersalne o średnim napięciu zaporowym i małej oporności w kierunku przewodzenia. Mniej nas będzie interesował prąd w kierunku zaporowym. Przy wyborze ważny jest prąd w kierunku przewodzenia; nie powinien on się różnić więcej niż 3% dla wybranych dwóch punktów pomiarowych. Ustalamy dwa punkty pomiarowe, np. 1 i 0,2 V. Z będących do naszej dyspozycji diod wybieramy wszystkie te, które mają równy prąd przewodzenia przy napięciu 1 V. Niech to będzie dla przykładu prąd o wartości 7 mA. Z tych diod wybieramy ostatecznie cztery o równym prądzie przewodzenia przy napięciu 0,2 V. Może to być dla przykładu 0,23 mA.



Rys. 5. Podwójny modulator diodowy

Wybór diod przez amatora natrafia na pewne trudności z powodu znacznego rozrzutu parametrów diod znajdujących się w handlu. Niektóre firmy oferują tzw. kwartety dla modulatorów kolowych, używanych w telefonii nośnej. Diody tam stosowane są jak najdokładniej dobrane, mają one nie tylko równe charakterystyki prądowe, lecz również temperaturowe. Niestety, większość z tych kwartetów jest połączona w układ kolowy i zestawiona w jednolity nierozbieralny blok. Układ kolowy nie jest odpowiedni dla modulatora zrównoważonego.

(Dalszy ciąg w następnym numerze)

Tranzystorowy monitor do kontroli nadawania emisją A1*

Większość radiostacji amatorskich nie zapewnia możliwości kontroli nadawania, ponieważ sąsiedztwo urządzenia nadawczego powoduje przeważnie „zatykanie” odbiornika i nie zawsze, szczególnie w przypadku nadajników dużej mocy, daje się to usunąć regulatorem wzmocnienia w.cz. w odbiorniku.

Niektórzy nadawcy posługują się prostymi monitorami z obwodem rezonansowym w.cz. Wymaga to jednak przełączania obwodów przy przechodzeniu na inne pasmo amatorskie i tym samym jeszcze bardziej komplikuje obsługę radiostacji.

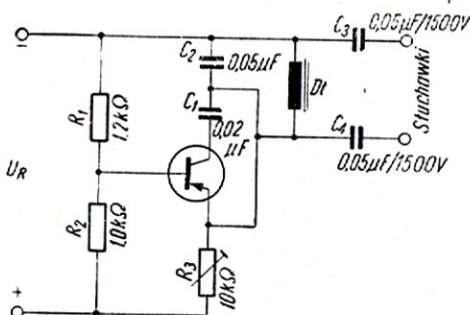
Układ opracowanego przeze mnie monitora oparty jest na układzie generatora Colpitts'a, przy czym skorzystałem częściowo z opisu podobnego generatora, opublikowanego w nr 11/1961 „Radioamatora” (str. 377).

Schemat generatora przedstawiony jest na rysunku 1. Nie podaję dokładnego opisu budowy i działania generatora, gdyż uczynił to już autor wyżej wspomnianego artykułu. Istotną różnicą obu układów polega na tym, że w obwodzie rezonansowym (C_1 , C_2 , dł. m.cz.) zastosowałem nie słuchawkę, lecz pierwotne uzwojenie transformatora głośnikowego (w wykonaniu modelowym — transformator od głośnika radiowęzłowego). Można oczywiście zastosować transformator dowolnego typu. Również nie ma specjalnych wymagań w stosunku do zastosowanego tranzystora; mogą tu pracować zarówno tranzystory małej mocy (TG1, TG2 itp.), jak i tranzystory średnich mocy (TG50, TG53) lub odpowiedniki zagraniczne. W układzie modelowym zastosowano radziecki tranzystor typu P1A. Dobrze pracowały również produkowane kilka lat temu tranzystory krajowe TC11 i TC13.

W miejsce opornika R_3 wygodnie jest zastosować mały potencjometr montażowy; możliwe jest wówczas dobranie odpowiedniego tonu.

A teraz kilka słów na temat zasady działania monitora. Przy objaśnianiu posłużę się fragmentem stopnia mocy nadajnika z rys. 2. Zmia-

na, jakiej należy dokonać w układzie Tx-a, polega na włączeniu w obwód zasilania anodowego PA opornika R o odpowiednio dobranej wartości. W chwili, gdy klucz jest naciśnięty, przez lampę płynie prąd anodowy, powodując spadek napięcia U_R na oporniku R . Napięcie to wykorzystuje się do zasilania generatora małej częstotliwości. Tak więc, gdy klucz jest naciśnięty, w słuchawkach pojawia się ton akustyczny, zaś przy kluczu rozwartym w słuchawkach panuje cisza.



Rys. 1. Schemat ideowy monitora

Spadek napięcia na oporniku R wykorzystuje się do zasilania generatora. Napięcie to równe jest $U_R = I_a \cdot R$.

Jak wiemy, każdy tranzystor ma podaną określoną wartość dopuszczalnego napięcia U_{ce} i wartość ta decyduje o doborze opornika R . W celu ustalenia wartości R należy zmierzyć maksymalny prąd anodowy stopnia mocy (przy rozstrojonych obwodach). Wartość $U_{ce \max}$ dla posiadanego typu tranzystora należy odszukać w katalogu.

Przykład: zmierzony prąd maksymalny stopnia mocy $I_{a \max}$ wynosi 100 mA; chcemy zastosować tranzystor TG1. Z katalogu:

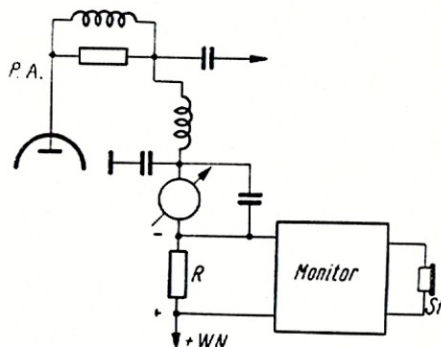
$$U_{ce \max} = -15 \text{ V}$$

Wartość R wyznaczamy następująco:

$$R \leq \frac{U_{ce \max}}{I_{a \max}} = \frac{15 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 150 \Omega$$

Jeżeli przy zestrojeniu nadajnika $I_{a \min}$ wyniesie 50 mA, to napięcie zasilające generator

$$U_R = 150 \cdot 0,05 = 7,5 \text{ V.}$$

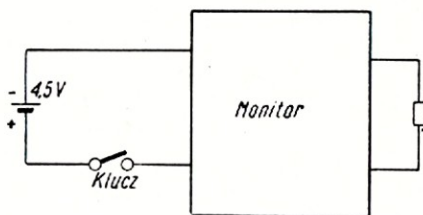


Rys. 2. Schemat włączenia monitora do nadajnika

Ponieważ amplituda i częstotliwość drgań generatora zależą w pewnym stopniu od wartości napięcia zasilającego, przeto monitor może być również wykorzystany do strojenia nadajnika na słuch.

Ze względu na bezpieczeństwo operatora, kondensatory C_3 i C_4 powinny być dobrej jakości i posiadać dielektryk wytrzymały na duże napięcie pracy — co najmniej 1500 V. Pobór prądu przez generator nie przekracza 2 mA przy napięciu zasilania 4,5 V.

Na zakończenie kilka uwag o innych zastosowaniach opisanego generatora m.cz.



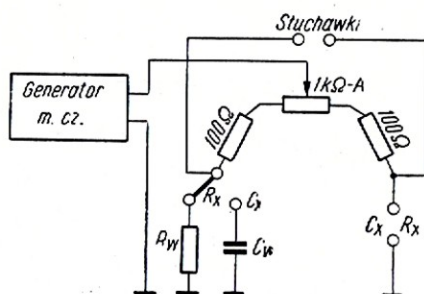
Rys. 3. Układ do nauki telegrafii

Przed wszystkim generator nadaje się do nauki telegrafii, przy czym włączenie kilku par słuchawek w przeciwieństwie do układu opisanego w „Radioamatorze” nr 11/1961 nie wpływa (lub wpływa bardzo nieznacznie) na zmianę częstotliwości.

*) Biorąc pod uwagę względy bezpieczeństwa przy posługiwaniu się opisanym urządzeniem jako monitorem do kontroli nadawania, zaleca się zastosowanie na C_3 i C_4 pojemności wypadkowej 0,05 μF , złożonej z dwóch kondensatorów połączonych szeregowo, każdy o pojemności 0,1 μF i napięciu pracy 1500 V. W tych warunkach urządzenie nie powinno być używane w nadajnikach, których stopień końcowy zasilany jest napięciem anodowym wyższym niż 500 V — przyp. redakcji.

Rysunek 3 przedstawia schemat zastosowania generatora do nauki telegrafii.

Rysunek 4 dotyczy zastosowania generatora do zasilania mostka pomiarowego RC. Mostek można wykonać w oparciu o układy Wheatstone'a i Sayte'a. Przełącznik zakresów jest jednocześnie przełącznikiem rodzaju pomiarów. Stosując elementy wzorcowe o wartościach: $R_{10} = 100 \Omega$, $10 \text{ k}\Omega$, $1 \text{ M}\Omega$ oraz $C_{10} = 100 \text{ pF}$, 10 nF i $1 \mu\text{F}$, można uży-

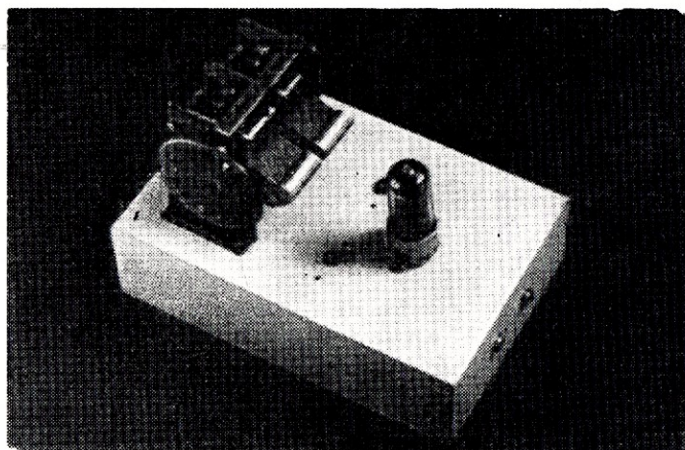


Rys. 4. Układ mostka pomiarowego RC. Wartości elementów R_w i C_w podane są w opisie mostka z nr 11/61 „Radioamatora”

skąć zakresy pomiaru oporności $5 \Omega \div 10 \text{ M}\Omega$ i pojemności $5 \text{ pF} \div 10 \mu\text{F}$ (granice zakresów przybliżone).

Przy pomiarze pojemności może zająć przypadek, że mostek nie da się zupełnie zrównoważyć. Przyczyną tego będzie upływność kondensatorów; dzięki temu można będzie określić orientacyjnie jakość mierzonego kondensatora. Opisany mostek można wykonać, np. w obudowie od odbiornika kryształkowego.

Kącik dla początkujących radioamatorów



Najprostszy konwerter krótkofalowy

Opisany w poprzednim numerze odbiornik początkującego krótkofalowca był stosunkowo prostą i taną, a przez to i łatwo dostępną konstrukcją dla większości radioamatorów. Jednakże z wielu względów trudno nieraz podjąć decyzję co do budowy odbiornika. W grę mogą wchodzić tutaj m. in. zarówno koszt elementów, jak i trudności ich uzyskania. Dlatego też wszystkim zainteresowanym w dobrym odbiorze fal krótkich przedstawiamy obecnie najprostsze z możliwych rozwiązania, umożliwiające zarówno nasłuch na pasmach amatorskich, jak i odbiór krótkofalowych stacji radiofonicznych. Będzie to tzw. popularnie „konwerter”, czyli przystawka z przemianą częstotliwości współpracująca z jakimkolwiek odbiornikiem radiowym.

Sama idea stosowania konwerterów bynajmniej nie jest nowa. Są one znane już od lat w różnych wykonaniach. Schemat blokowy jednego z najczęściej spotykanych układów widzimy na rysunku 1.

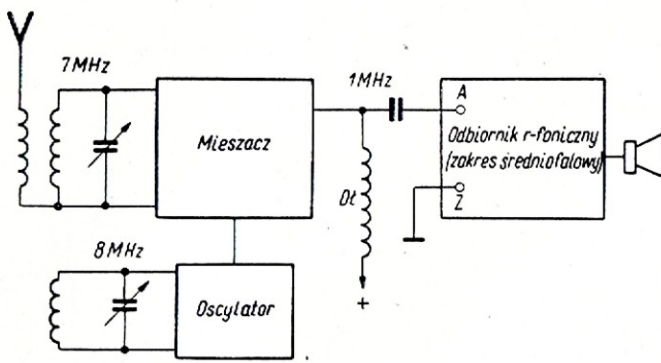
Obwód wejściowy konwertera

jest nastrojony na częstotliwość odbieranego sygnału, np. 7 MHz. Lokalny oscylator konwertera pracuje na częstotliwości około 8 MHz. Częstotliwość pośrednia, rzędu 1 MHz zdejmowana jest z dławika w. cz. w obwodzie anodowym lampy mieszającej. Zadanie konwertera zostało więc spełnione: sygnał ten jest przekazywany do obwodu wejściowego jakiegokolwiek odbiornika radiofonicznego i tam odbierany jak sygnał każdej innej stacji średniofalowej.

Istnieją dwie zasadnicze metody strojenia układu zestawionego z konwertera i radioodbiornika. Pierwsza z nich, bardzo prosta i skuteczna, polega na wybióraniu za pomocą organów dostrojonych konwertera (przeważnie agregatu kondensatorów powietrznych) jedynie interesującego nas pasma częstotliwości (np. pasma amatorskiego 7 MHz). Natomiast do dokładnego dostrojenia, wyszukania stacji, czy przeszukania całego pasma służy współpracujący odbiornik. Przestrzegając (za pomocą odpowiedniego pokrętkła) w niewielkich grani-

cach jego obwód wejściowy, uzyskujemy w bardzo prosty sposób znakomite i tak istotne dla odbiornika krótkofalowego „rozciągnięcie pasma”. To precyzyjne dostrojenie odbywa się już w niewielkim zakresie, np. $\pm 100 \div 200 \text{ kHz}$, co zupełnie wystarcza dla pokrycia stosunkowo wąskich pasm krótkofalowych amatorskich lub radiofonicznych. Przestrzegając obwód wejściowy odbiornika, dokonujemy jak gdyby zmiany pierwszej częstotliwości pośredniej naszego układu. Oczywiście ten rodzaj dostrojenia jest możliwy dzięki obecności dławika w obwodzie anodowym konwertera, który przenosi sygnały w bardzo szerokim paśmie częstotliwości zakresu średniofalowego. Strojony obwód wejściowy konwertera posiada z natury rzeczy niewysoką dobroć i również przenosi szeroką wstęgę częstotliwości.

Drugą metodą strojenia zestawu konwerter-odbiornik jest rozciąganie pasma za pomocą oscylatora konwertera. Do tego celu konieczny jest oczywiście jakiś układ „precyzera”, umożliwiający zmianę częstotliwości oscylacji w niewielkim zakresie. Współpracujący z konwerterem odbiornik pozostaje nastawiony na stałe; można wówczas dławik w. cz. w obwodzie a-



Rys. 1. Schemat blokowy konwertera krótkofalowego

Cewki (wejściowa i oscylatora) wg opisu	2 szt.
Dławik w. cz. wg opisu	1 „
Opornik 1 MΩ/0,1 W	1 „
Opornik 3 kΩ/0,25 W	1 „
Opornik 50 Ω/0,1 W	1 „
Opornik 50 kΩ/0,1 W	1 „
Opornik 50 kΩ/1 W	1 „
Opornik 20 kΩ/0,5 W	1 „
Opornik 10 kΩ/0,5 W	1 „
Kondensator ceramiczny 50 pF	2 „
Trymer ceramiczny 5÷15 pF	2 „
Kondensator ceramiczny 6800 pF	5 „
Kondensator sprzęgający C _s wg opisu	1 „

nodowym konwertera zastąpić odpowiednio dostrojonym obwodem w.cz., co częściowo poprawia ogólną selektywność układu. Wykonanie „precyza”¹⁾ w obwodzie oscylatora jest jednak nieco skomplikowane ze względu na układ konwertera i jest dość kłopotliwe, szczególnie dla niezaawansowanych konstruktorów.

O wiele prostszy jest pierwszy z opisanych systemów, wykorzystujący dla rozciągania pasm odbiornik pracujący w zestawieniu z konwerterem. Może to być oczywiście zarówno prosta jednoobwodówka jak i superheterodyna. Dlatego też opisany tu prosty konwerter będzie przystosowany do współpracy z odbiornikiem radiofonicznym w ten właśnie sposób.

Schemat ideowy konwertera przedstawiony jest na rys. 2. Zasługuje on rzeczywiście na nazwę „najprostszego”, składa się bowiem z ograniczonej do minimum ilości elementów. Również istotny jest fakt, że wszystkie te elementy są bardzo łatwo osiągalne na rynku.

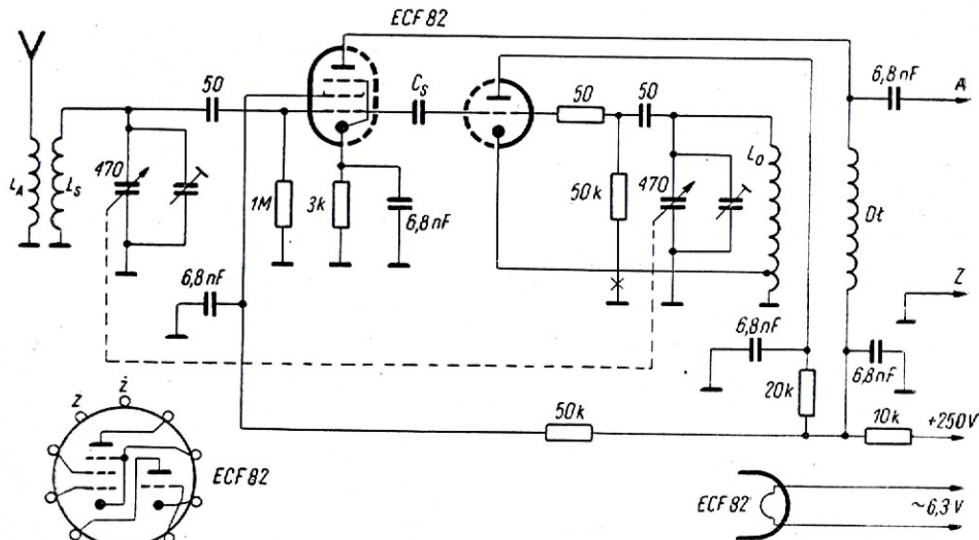
Antena jest sprzężona indukcyjnie z obwodem wejściowym, strojonym za pomocą jednej sekcji agregatu o pojemności maksymalnej 470 pF, przy czym druga sekcja służy do strojenia obwodu heterodyny (oscylatora lokalnego). Zastosowana lampa to nowoczesna trioda-pentoda typu ECF 82. Jej część pentodowa pracuje w układzie mieszania jednosiatkowego. Nazwa ta stanie się łatwo zrozumiałą, jeżeli przyjrzymy się uważnie schematowi: drgania heterodyny są podawane przez niewielką pojemność do siatki sterującej pentody, a więc obydwie sygnały — odbierany i lokalny — są doprowadzone do jednej i tej samej elektrody lampy mieszającej. W obwód anodowy tej lampy włączony jest dławik w. cz. sprzężony pojemnościowo z wejściem antenowym odbiornika współpracującego

z konwerterem. Odbiornik ten powinien być przełączony na odbiór zakresu średniofalowego. W ten sposób właściwe wybieranie sygnału następuje dopiero przy współudziale obwodu wejściowego, który w tym układzie odgrywa rolę obwodów pierwszej częstotliwości pośredniej, przestrajanej w wąskim zakresie, np. 1200 ÷ 1500 kHz. Oscylator konwertera pracuje w popularnym układzie trójpunktowym i nie wymaga specjalnych objaśnień.

Konwerter jest przystosowany do współpracy z jakimkolwiek odbiornikiem wyposażonym w lampy serii sześciowoltowej, z którego pobieramy napięcia zasilające dla naszego dodatkowego układu: 6,3 V ~ dla żarzenia lampy oraz 250 V = dla zasilania anod i siatki ekranującej.

Ponadto będą nam potrzebne drobne części montażowe i niewielka podstawa konwertera. Podstawa ta nie musi być metalowa, z równym powodzeniem można ją wykonać z grubej i twardej tektury lub tworzywa sztucznego.

Rozmieszczenie elementów nie jest krytyczne, obowiązuje jedynie zasada możliwie krótkich połączeń i poprawnego uziemienia odpowiednich elementów układu w jednym punkcie. Tym „centralnym” punktem uziemienia powinien być metalowy trzpień podstawki lampowej oraz dość gruby przewód łączący go z „masą” (rotorem) agre-



Rys. 2. Schemat ideowy konwertera

Każdy odbiornik wytrzyma bez żadnego uszczerbku ten dodatkowy, bardzo zresztą niewielki pobór mocy.

Zestawienie części do budowy konwertera:

Lampa ECF 82	1 szt.
Podstawa lampowa „Noval” i	1 „
Agregat kondensatorów 2 × 470 pF	1 „

gatu kondensatorów. Oczywiście jak zwykle obowiązuje staranny montaż i poprawne lutowanie układu.

Egzemplarz modelowy przystosowano do odbioru fal krótkich w zakresie 7,0 ÷ 25,0 MHz; zakres ten obejmuje pasma amatorskie 40, 20 i 15 m oraz radiofoniczne 41, 31, 25, 19, 16 i 13 m.

Nieco uwagi należy poświęcić wykonaniu cewek. Najprościej jest zastosować do tego celu korpusy z rdzeniami ferrytowymi, co bardzo ułatwia strojenie układu. Przy normalnie spotykanej średnicy korpusu $7 \div 8$ mm potrzebne ilości zwojów wynoszą:

obwód wejściowy:

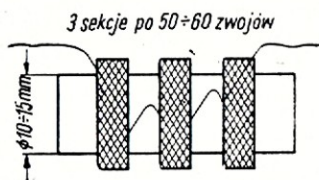
L_A — 4 zwoje drutu w jedwabiu 0,2 mm;

L_S — 8 zwojów drutu w emalii 0,6 \div 0,8 mm;

L_O — 7 zwojów drutu w emalii 0,6 \div 0,8 mm;

odczep od drugiego zwoju od strony ziemi.

Dławik w. cz. można wykonać nawijając drutem 0,1 mm w jedwabiu trzy sekcje po 50 \div 60 zwojów każda na korpusie tekturowym lub bakelitowym $\varnothing 6 \div 12$ mm. Wygląd zewnętrzny takiego dławika jest przedstawiony na rysunku 3.



Rys. 3

Po zmontowaniu układu i ostatecznym sprawdzeniu zgodności wykonanych połączeń ze schematem ideowym możemy przystąpić do uruchomienia konwertera. W tym celu podłączamy przystawkę do odbiornika, z którym będzie ona w przyszłości współpracować.

Musimy tutaj wyjaśnić, że nie wszystkie odbiorniki nadają się do tego celu jednakowo dobrze. I tak, niewiele przydatne będą popularne małe odbiorniki z tzw. „antena-ferrytowa” (np. typu „Figaro”, „Violetta” itp.), nie posiadają one bowiem klasycznego wejścia „Antena-Ziemia”. Dobrze natomiast spisują się będą odbiorniki wyższej klasy, posiadające przeważnie antenę ferrytową wyłączoną za pomocą specjalnego klawisza. Jako ogólną zasadę należy przyjąć, że odbiornik powinien posiadać gniazdko „Antena-Ziemia” a nie powinien odbierać bez załączonej anteny żadnej stacji na zakresie średniofalowym, poza ew. stacją lokalną. Trzeba stwierdzić, że przy wysokiej czułości nowoczesnych układów odbiorczych konstruowa-

nych przeważnie bez specjalnego ekranowania obwodów wejściowych mało który z odbiorników potrafi w stu procentach zaspokoić nasze wymagania. Znakomicie natomiast nadaje się do tego celu „Najprostszyszy odbiornik sieciowy”, którego opis konstrukcyjny został zamieszczony w nrze 12/62.

Po kontroli odbiornika przyłączamy do niego przewody zasilające konwerter (żarzenie i napięcie anodowe), po czym sprawdzamy pracę heterodyny, najprościej przez pomiar prądu w obwodzie jej siatki sterującej. W tym celu należy podłączyć tam przyrząd o poborze prądu $0,5 \div 1$ mA przy pełnym wychyleniu; miejsce podłączenia przyrządu jest oznaczone na schemacie krzyżykiem (rys. 2).

Podczas przestrajania heterodyny w całym zakresie prąd siatkowy powinien mieć wartość możliwie stałą, rzędu $0,1 \div 0,3$ mA. W braku oscylacji należy zwiększyć sprzężenie generatora przez przeniesienie punktu przyłączenia katody na odczep bardziej odległy od strony ziemi. Następnie można eksperymentalnie dobrać wartość pojemności sprzęgającej C_s , podającej drgania heterodyny do siatki sterującej lampy mieszającej. Na ogół do poprawnej pracy stopnia mieszającego wystarczają pojemności montażu i międzyelektrodowe, jednakże przy poprawnym montażu (krótkie przewody) korzystne jest dodatkowe zwiększenie tej pojemności (najprościej za pomocą dwóch odcinków przewodów o długości $2 \div 3$ cm, przylutowanych do siatek sterujących obu lamp; przewody te — najlepiej w izolacji plastikowej — należy skrócić ze sobą).

Wyjście konwertera przyłączamy za pomocą możliwie krótkich przewodów do gniazdek „Antena-Ziemia” odbiornika; odbiornik ten oczywiście przełączony jest na zakres fal średnich, strzałka skali ustawiona w pobliżu $1200 \div 1400$ kHz ($220 \div 250$ m). Poprawnie zmontowany układ działa od razu zadowalająco.

Zestrojenie konwertera jest bardzo proste i sprowadza się do ustalenia najmniejszej częstotliwości heterodyny za pomocą rdzenia cewki oscylatora; powinna ona wynosić — przy całkowicie wsuniętych płytkach kondensatora zmiennego — około 8 MHz. Naj-

łatwiej to sprawdzić za pomocą współpracującego odbiornika, który należy w tym celu przełączyć chwilowo na zakres fal krótkich. Sygnał heterodyny powinien nim być odbierany na częstotliwości 8 MHz (38 m) oraz około 7 MHz (43 m) jako tzw. „lustrzane odbicie”²⁾.

Obwód wejściowy zestrójamy „na słuch” podczas odbioru stacji krótkofalowych, regulując rdzeń cewki obwodu wejściowego (na mniejszych częstotliwościach — pełna pojemność agregatu) lub trymer tego obwodu (na większych częstotliwościach — minimalna pojemność agregatu), przy czym współpracujący odbiornik powinien być w obu przypadkach nastrojony na środek pasma średniofalowego, wykorzystywanego w późniejszej pracy. Ponieważ szerokość krótkofalowych pasm amatorskich jak również radiofonicznych jest niewielka, przeto najlepiej wykorzystywać w pracy z konwerterem tylko niewielką część zakresu średniofalowego — $1100 \div 1500$ kHz.

Jak wynika z zasady pracy układu, operowanie konwerterem sprowadza się wyłącznie do wybierania odpowiedniego pasma za pomocą agregatu kondensatorów; dlatego też na prowizorycznej skali przystawki można oznaczyć punkty, w których znajdują się poszczególne pasma amatorskie i radiofoniczne; bardzo korzystne dla tego celu może być wykonanie niewielkiego koła zapadkowego, umieszczonego na osi agregatu. Wybieranie poszczególnych stacji w pasmie odbywa się przez przestrajanie współpracującego odbiornika w części zakresu średniofalowego.

Wyniki uzyskane przy użyciu opisanego konwertera można uznać za naprawdę bardzo dobre; szczególnie atrakcyjne jest bardzo istotne dla pracy krótkofalarskiej znaczne rozciągnięcie skali, uzyskiwane w dowolnym punkcie całego zakresu krótkofalowego.

K. W.

¹⁾ Funkcję precyzyera bardzo dobrze spełnia w tym przypadku równoległe załączone do kondensatora strojenieowego oscylatora, trymer o poj. maks. $15 \div 25$ pF z izolacją powietrzną i z wyprowadzoną osią. Zapewnia on dobre wybieranie słabych stacji w pasmach amatorskich. — *przyp. red.*

²⁾ W przypadku współpracy z odbiornikiem radiofonicznym o częstotliwości pośredniej 468 kHz.



Regulamin XX Zawodów SP-9 CONTEST VHF

1. SP-9 są polskimi zawodami UKF w pasmie 144-146 MHz urządzanymi przez Katowicki Oddział PZK.

2. XX SP-9 Contest odbędzie się 13 i 14 października 1963 r.

3. W zawodach mogą wziąć udział licencjonowani nadawcy oraz nasłuchowcy posiadający znak nasłuchowy.

4. Zawody rozpoczynają się w niedzielę 13 października 1963 r. o godz. 18.00 GMT.

Czas trwania zawodów podzielony jest na 2 tury:

I — 13.X.63 od godz. 19.00 do 24.00 GMT
II — 14.X.63 od godz. 18.00 do 24.00 GMT.

5. W każdej turze zawodów można nawiązać fonią lub telegrafią tylko jedną łączność z tą samą stacją.

6. W zawodach obowiązuje wywołanie „CQ-SP9”, raport RST lub RS, trzycyfrowy kolejny numer QSO oraz podanie QRA-Lokatora.

7. Moc radiostacji nie może przekraczać warunków licencji.

8. Praca może się odbywać ze stałego względnie terenowego QTH. Stacje terenowe powinny używać znaku „P”.

9. Używanie nadajników samowzbudnych jest zabronione. Stacje zakłócające pracę innych uczestników zawodów będą dyskwalifikowane.

10. Punktacja w zawodach wg zasady 1 punkt = 1 km.

11. Klasyfikacja miejsc przeprowadzona będzie w trzech grupach:

grupa A — stacje stałe
grupa B — stacje terenowe
grupa C — nasłuchowcy.

12. Dziennik zawodów należy przesłać do dnia 30 października 1963 r. na adres: Katowicki Oddział PZK, Katowice 1, skr. poczt. 346.

Wyniki zawodów podane będą w biuletynie oddziału oraz w komunikatach stacji SP5 PZK w Warszawie.

13. Za zajęcie czołowych miejsc przewidziane są nagrody.

SP9DR

Regulamin „DX MARATONU

1 DX Maraton jest stałym współzawodnictwem dla polskich nadawców i nasłuchowców, łączącym w sobie założenia trzech najwartościowszych dyplomów krótkofalarskich: DXCC, WAZ i WAE. Rezultat uzyskany w DX-Maratonie jest wykładnikiem umiejętności i całego dorobku sportowego krótkofalowca.

2 Klasyfikacja w DX-Maratonie ogłaszana jest obecnie trzy razy w roku z uwzględnieniem wyników uzyskanych odpowiednio na dzień I — 30 kwietnia, II — 31 sierpnia, III — 31 grudnia — na podstawie zgłoszeń nadesłanych na

adres: Lubelski Oddział PZK, „DX-Maraton”, Lublin 1, skr. poczt. 126 (z zaznaczeniem na kopercie „dla SP8HT”). Zgłoszenia (ewentualne uzupełnienia) nie mogą być wysłane później niż: odpowiednio I — 3 maja, II — 3 września, III — 3 stycznia.

3 Klasyfikacja przeprowadzona jest w w trzech grupach:

Grupa A: nadawcy kat. I, II i III
Grupa B: nadawcy kat. IV
Grupa C: nasłuchowcy.

4 Kolejność w poszczególnych grupach ustala się na podstawie ilości punktów zdobytych na pasmach KF

a) uczestnik konkursu osiąga rezultat stanowiący sumę punktów z poszczególnych pasm KF,

b) w każdym pasmie wynik oblicza się, przyjmując:

15 pkt za każdą potwierdzoną (kartą QSL) strefę wg podziału WAZ,
1 pkt za każdy potwierdzony (kartą QSL) kraj wg listy DXCC. Sumując punkty uzyskane za strefy i za kraje otrzymuje się wynik w danym pasmie.

5 Zgłoszenie powinno zawierać dla każdego pasma osobno:

a) sporządzony alfabetycznie spis potwierdzonych krajów (poszczególne rubryki: lp., znak stacji, strefa — jeżeli występuje po raz pierwszy na tym pasmie, rubryka wolna);

b) spis potwierdzonych stref;

c) podsumowanie punktów zdobytych za strefy i kraje.

Ponadto należy sporządzić zestawienie zbiorcze dla używanych pasm KF. Uczestnik powinien zachować kopię zgłoszenia, która będzie podstawą przy wysyłaniu uzupełnień w terminach późniejszych.

6 Należy podać adres i aktualną kategorię zezwolenia. Do zgłoszenia należy dołączyć deklarację, w której uczestnik oświadcza, że wykazane QSO przeprowadzone zostały zgodnie z warunkami licencji, osobiście i na własnej stacji, zgodnie z zasadami amatorskiego ham-spiritu.

7 Za najlepsze wyniki w zestawieniu na zakończenie roku przyznawane będą dyplomy:

w grupie A:

a) za trzy pierwsze miejsca

b) za najlepsze wyniki w poszczególnych kategoriach licencji

w grupie B:

a) za najlepszy wynik wśród nadawców kat. IV pracujących na wszystkich pasmach KF (BO)

b) za najlepszy wynik wśród nadawców z ograniczeniem (warunkami licencji) do pasm 3,5 i 7 MHz (0)

w grupie C:

za najlepszy wynik wśród nasłuchowców.

Ponadto nadawcom, niezależnie od kategorii i licencji, przyznawane są dyplomy za najlepsze wyniki na poszczególnych pasmach.

8 Uczestnik, który kolejno trzy razy nie nadeśle (w podanych wyżej terminach) uzupełnienia będzie wycofany z konkursu ze względu na nieaktualność wyników.

Nasłuchowcy po otrzymaniu zezwolenia pracy na własnej stacji powinni o tym powiadomić Komisję DX-Maratonu.

9 We wszystkich kwestiach spornych rozstrzyga Komisja DX-Maratonu.

Do udziału w konkursie zapraszamy wszystkich krótkofalowców spod znaku SP.

Manager DX-Maratonu
Tadeusz Raczek — SP8HT

Kącik QTH

CO8CO — J. Negreira, PO Box 20, Delicias, Ote, Cuba.

ET3PP — via K4QDC.

HI8MV — PO Box 1157, Santo Domingo, Dominican Rep.

LA5FI/p — via LA5AD.

LX3TH — via DL1TH.

VK9BM — Father B. Madden, S. J. Capuchin Mission, Mendy SHD, Papua.

VP2KR — J. Stratfull, c/o Audit Dept., St. Kitts, W. Indies.

VP7NV — Lowell Albury, PO Box 1007, Nassau, Bahamas.

VP8GR — R. Lewis, Deception Isl., via Port Stanley, Falkland Isl.

VQ8BM — M. Bates, 118, The Dale, Widley, Nr Portsmouth, Hants, England.

YK1AK — PO Box 35, Damascus, Syria.

4X9HQ — via 4X4JU.

5H3HV — via W2CTN.

5H3HZ — C. W. Barret, Box 260, Mbeya, Tanganyika.

9Q5RK — via LX1RK

KOMUNIKAT

Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców podaje do wiadomości, że Ministerstwo Łączności — Biuro Koordynacji Łączności Radiowej, pismem nr RR 12/374/63 z dn. 31.VII.63 r. — przedłużyło do dnia 31 grudnia 1963 r. termin ważności zezwoleń, wydanych przez b. CZRiT w okresie od czerwca do listopada 1960 r. — na posiadanie i używanie amatorskich radiostacji indywidualnych.

Wyniki DX MARATONU
stan na 30.IV.1963 r.

Grupa A: nadawcy kat. I, II i III

Miejsce	Znak stacji	Kategoria	Suma punktów	Punkty				
				3,5	7	14	21	23
1	SP9KJ	II	2921	242	615	807	725	525
2	SP8CK	I	2840	208	481	772	250	629
3	SP9RF	I	2633	134	559	766	776	346
4	SP6FZ	I	2533	146	456	768	670	493
5	SP9DT	II	2442	193	419	783	614	433
6	SP9KAD	II	2036	179	518	731	456	152
7	SP9EU	I	1901	128	321	695	514	243
8	SP5HS	II	1895	106	281	714	512	289
9	SP9ADU	III	1683	215	371	717	331	49
10	SP9DH	II	1508	114	249	649	318	178
12	SP8AJK	III	1127	100	186	708	129	17
11	SP8EV	II	1146	97	231	460	339	0
13	SP5YL	II	1093	40	111	456	339	147
14	SP9PT	III	1078	122	236	605	115	0
15	SP5AIM	III	972	73	364	471	64	0
16	SP9AHA	III	455	81	137	221	16	0
17	SP9RJ	III	321	59	139	184	0	0

Grupa B: nadawcy kat. IV

1	SP9ACK	BO	1107	101	278	514	214	0
2	SP5PA	BO	659	86	141	344	220	68
3	SP5ALG	O	462	122	340	—	—	—
4	SP5AHL	O	404	141	263	—	—	—
5	SP5AIB	O	332	52	280	—	—	—
6	SP3ALN	O	208	52	156	—	—	—
7	SP5ALV	O	122	52	70	—	—	—

Grupa C: nasłuchowcy

1	SP3-335	SWL	1122	51	158	699	214	0
2	SP7-3018	SWL	369	16	87	169	81	16
3	SP3-492	SWL	134	16	69	49	0	0

W grupie A skreślony został Kol. SP8HU ze względu na zmianę QTH na SP1. Przpominamy o konieczności powiadamiania Komisji DX-Maratonu o zmianach kategorii licencji (szczególnie z IV na III).

Termin nadsyłania następných zgłoszeń (uzupełnień) mija 3.IX.1963 r. Zgłoszenia (uzupełnienia) należy nadsyłać na adres: Lubelski Oddział PZK, „DX-Maraton”, Lublin 1, skr. poczt. 126, z zaznaczeniem na kopercie dla „SP8HT”. Do udziału w DX-Maratonie zapraszamy wszystkich SP!

73 de SP8HT

CQ SP OK1VCW OK1VCW OK1VCW
na 145 MHz

Wielu z nas czytuje popularny czechosłowacki miesięcznik „Amaterské Radio”, a w nim często artykuły o pracy na ukf pisane przez OK1VCW. Znamy go zresztą nie tylko z artykułów; większość polskich ultrakrótkofalowców przeprowadziła z nim przecież niejedno QSO na fonii lub telegrafii.

OK1VCW, kol. Raymond Ježdík z Pragi (QRA HK73g, 295 m n.p.m.) jest jednym z najaktywniejszych ultrakrótkofalowców zarówno w okręgu OK1 jak i całej Czechosłowacji. Swoją karierę zaczął od nasłuchowca, następnie pracował na stacji klubowej (do dziś jest jednym z operatorów OK1KRC) i wreszcie 1.XII.1958 r. uzyskał licencję na własną radiostację ukf. Tak się złożyło, że pierwszą łączność zagraniczną zrealizował Raymond właśnie z polską stacją ukf, z naszym popularnym Leszkiem Kowalskim — SP6CT. Od tej pory łączność z polskimi stacjami stanowi nieodłączną część pracy na ukf, a Raymond jest gorącym propagatorem przyjaźni z polskimi kolegami. Jego aktywna postawa w pracy społecznej zjednuje mu szybko sympatię wśród czechosłowackich ultrakrótkofalowców, a nam dalszych, serdecznych przyjaciół. W stałych kontaktach ukf i przy okazji osobistych spotkań zacieśniona zostaje nie tylko przyjaźń, ale też owocna współpraca między amatorami Czechosłowacji i Polski.

OK1VCW jako członek Rady UKF Centralnego Radioklubu CSRS, współpracuje ściśle z UKF Managerem CSRS — OK1VR; jego inicjatywa i praca na tym odcinku jest tam wysoko oceniana. Niezależnie od pochłaniającej mnóstwo czasu pracy społecznej, Raymond regularnie pracuje w paśmie 145 MHz i bierze zawsze udział w zawodach: PD, Maraton UKF, DM-Contest UKW, SP9-Contest, SRKB—YU-Contest, BBT, IARU itp. W okresie swej

PROGNOZY WARUNKÓW PROPAGACYJNYCH
— październik 1963 r. —

Oznaczenia

----- prawdopodobieństwo dostatecznego 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 Październik 1963r

	GMT				
	00	04	08	12	16 20 24
VU	---	---	---	---	---
OX	---	---	---	---	---
JA	---	---	---	---	---
SU	---	---	---	---	---
ZS1	---	---	---	---	---
CO	---	---	---	---	---
W1	---	---	---	---	---
W6	---	---	---	---	---
PY	---	---	---	---	---
VKZL(p,Wsch)	---	---	---	---	---
VKZL(p,Zach)	---	---	---	---	---
ZM6	---	---	---	---	---

Pasma 14 MHz Październik 1963r

	GMT				
	00	04	08	12	16 20 24
VU	---	---	---	---	---
OX	---	---	---	---	---
JA	---	---	---	---	---
SU	---	---	---	---	---
ZS1	---	---	---	---	---
CO	---	---	---	---	---
W1	---	---	---	---	---
W6	---	---	---	---	---
PY	---	---	---	---	---
VKZL(p,Wsch)	---	---	---	---	---
VKZL(p,Zach)	---	---	---	---	---
ZM6	---	---	---	---	---

Pasma 28 MHz Październik 1963r

	GMT				
	00	04	08	12	16 20 24
VU	---	---	---	---	---
OX	---	---	---	---	---
JA	---	---	---	---	---
SU	---	---	---	---	---
ZS1	---	---	---	---	---
CO	---	---	---	---	---
W1	---	---	---	---	---
W6	---	---	---	---	---
PY	---	---	---	---	---
VKZL(p,Wsch)	---	---	---	---	---
VKZL(p,Zach)	---	---	---	---	---
ZM6	---	---	---	---	---



pracy uzyskał na 145 MHz łączność z 5 krajami (OK, SP, HG, OE, DL/DM) i posiada aktualny Tropo-ODX 525 km. Ten ODX — to równocześnie pierwsza w ogóle łączność ukf pomiędzy Warszawą i Pragą. W Pradze odbierał sygnały HB1, a w czasie zorzy polarnej również OZ, SM i PA. Wyniki te uzyskał Raymond pracując nadajnikiem o stosunkowo małej mocy; jest to nadajnik sterowany kwarcem 12 MHz (QRG 144,352 MHz) z lampami: 6L41 co/fd, 6L41 fd, QQE 03/12 ft i GU-32 pa. Nadajnik posiada modulację ekranową uzyskiwaną za pomocą lampy zaworowej, odbiornik zaś — to konwerter z E88CC w układzie kaskodowym oraz E180F jako mieszacz z częstotliwością pośrednią 38—40 MHz, ponemiecki odbiornik Fug 16, z którego wyprowadzona częstotliwość pośrednia 3140 kHz podawana jest na odbiornik E10aK. 3-elementowa antena typu Yagi zdalnie sterowana oraz koncentryczny przełącznik „nadawanie-odbior” uzupełniają wyposażenie radiostacji.

Pracując na tej aparaturze OK1VCW zdobył szereg dyplomów, a między innymi „VHF-25”, „VHF-50”, „VHFCC”, „VKV-200-OK”. Obecnie Raymond oczekuje jeszcze na kilka kart QSL z Polski, gdyż pracował już z pięcioma okręgami SP i chce uzyskać nasz VHF-SP-Award. Życzymy Mu tego z całego serca.

SP5SM

KRÓTKOFALARSTWO W SZWECJI

Sport krótkofalarski cieszy się w Szwecji niesłabnącym powodzeniem, a ilość wydanych licencji przekroczyła już liczbę 3000. Na tak wysoki stan ilościowy krótkofalowców w tym stosunkowo małym pod względem ludnościowym kraju wpływa niezaprzecalnie duże zainteresowanie szerokich rzesz społeczeństwa szwedzkiego sprawami techniki. Cały kraj, podobnie jak i u nas, podzielony jest na okręgi (dystrykty), których jest w sumie 7. Najbliżej położone nas są okręgi SM1 (Wyspa Gotland) i SM7. Okręgi SM4, 5 i 6 — to środkowa Szwecja, natomiast najbardziej na północ wysunięte są okręgi SM2 i SM3.

W Szwecji istnieją trzy kategorie licencji. Podobnie jak u nas, ubiegający się o licencję otrzymuje na początek zezwolenie kategorii III uprawniające do nadawania mocą nie przekraczającą 10 W (do niedawna jeszcze moc ta nie mogła przekraczać 5 W), przy czym dozwolona jest praca tylko telegraficzna w pasmach 3,5 i 7 MHz. Dodatkową innowacją dla tej kategorii

jest możliwość używania pasm ultrakrótkofalowych i to zarówno na A1, jak i na A3. Po rocznym stażu w kategorii III, posiadacz jej może ubiegać się o uzyskanie kategorii II, która poza możliwością użycia większej mocy (do 50 W input) nie różni się wiele od kategorii III. Dopiero kategoria I zezwala na pracę fonią i grafią na wszystkich pasmach krótkofalowych, przy czym maksymalna moc wejściowa nie może przekraczać 500 W.

Szczególnie dużą uwagę zwraca się na techniczną stronę urządzeń, co dało znakomite rezultaty. Stacje szwedzkie z reguły posiadają ładny ton, wolny od chirpów lub niestabilności.

W Szwecji nie znane jest pojęcie stacji klubowych w rodzaju naszych stacji tego typu. W rezultacie nie są tam w zasadzie wydawane licencje dla stacji klubowych, których poza stacją klubową Zarządu Głównego Szwedzkiego Związku Krótkofalowców (SSA) praktycznie nie ma. Stacja ta pracuje pod znakiem SM5SSA. Warto przy tej okazji zauważyć, że członkostwo w SSA nie jest nieodzowne, a licencję może otrzymać krótkofalowiec niezrzeszony. Nie może, pn jednak korzystać m. in. z usług biura kart QSL SSA, a nadesłane karty ulegają zwrotowi.

Do ciekawostek, nigdzie indziej nie spotykanych, należy tradycyjnie już zarezerwowany znak XA do celów okolicznościowych. Jeżeli usłyszymy stacje pracujące pod znakami, np. SM2XA lub SM5XA, nie będzie to na pewno stacja indywidualna, lecz znak okolicznościowy stacji, np. zainstalowanej na wystawie.

Szwedzi wydają szereg ciekawych dyplomów, przy czym propagują szczególnie pracę na pasmach niższych. Istnieje nawet jedyny w swoim rodzaju klub DX-owy interesujący się wyłącznie pracą DX-ową w pasmach 7 oraz 3,5 MHz.

SP8HR

WYNIKI III OGÓLNOPOLSKICH ZAWODÓW KRÓTKOFALARSKICH RADIOSTACJI KLUBOWYCH W DNIU 10.II.1963 r.

Zawody odbyły się w niekorzystnych warunkach propagacyjnych. Uczestniczyło w 26 radiostacji (szczególnie w pasmie 7 MHz) klubowych. Uzyskały one następującą ilość punktów.

1. SP1KAJ	191	12. SP6KBE	127
2. SP5KAB	198	13. SP9KAD	127
3. SP5PKN	180	14. SP2KDS	120
4. SP9P2D	168	15. SP4KGT	104
5. SP8KAF	156	16. SP7KAK	89
6. SP3KBJ	154	17. SP1KGI	84
7. SP6PWR	144	18. SP9KAG	66
8. SP5PZP	139	19. SP9KJM	42
9. SP2KAG	136	20. SP9KAD	42
10. SP5KBR	136	21. SP6KBR	35
11. SP9KAJ	130		

Dzienników nie nadesłały stacje: SP8KDF, SP5PZD, SP5KGB, SP1KBO, SP5KJN.

Komisja nie uznała pracy stacji SP3KJG.

Organizatorem zawodów była Wojewódzka Rada Radioklubów Ligi Obrony Kraju we Wrocławiu.

plk dypl. Witold Konwinski
SP5KM

Nasi Czytelnicy piszą...

W numerze 2/63 „Radioamatora i Krótkofalowca” na str. 65 zamieszczony został artykuł pt. „Co to jest CHC i HTH?”. Do artykułu tego zakradło się szereg błędów, które należy sprostować, gdyż wpływają one na treść korespondencji polskich krótkofalowców z „Certificate Hunters Club” i jego sekretarzem Cliff (nie Clift) Evansem. Należy unikać sytuacji, w której polscy krótkofalowcy w oczach zarządu CHC wyglądali by na ignorantów, odciętych od kontaktów z ogólnosiwiatowym ruchem krótkofalarskim.

Zaznaczam, że sam artykuł uważam za pożyteczny, bardzo na czasie i autorowi kol. SP8HR należy się za niego szczere uznanie. Niemniej jednak błędy trzeba sprostować.

1. Dyplom CHC wydawany jest nie tylko nadawcom, lecz i nasłuchowcom, w odmianie zwanej CHC-SWL.

2. Dyplom HTH wydawany jest nie tylko w podanych klasach, lecz i wielu innych, które mogą zainteresować właśnie polskich krótkofalowców. Wymienię tu przykładowo: klasa WAC-CHC (za łączność z członkami CHC ze wszystkich 6 kontynentów); klasa WAZ-CHC (za łączność z członkami CHC z wszystkich 40 stref świata), podobnie klasy WAZ30-CHC, WAZ20-CHC, WAZ10-CHC; klasa QCWA-CHC-100 (za łączność ze 100 członkami CHC, którzy równocześnie są członkami QCWA = Quarter Century Wireless Association), podobnie klasy QCWA-CHC-50 i QCWA-CHC-25; klasa FHC-CHC-100 (za łączność ze 100 członkami CHC, którzy równocześnie są członkami FHC = Flying Ham Club), podobnie klasy FHC-CHC-50 i FHC-CHC-25.

3. Obok dyplomu HTH klasy DXCC-CHC jest jeszcze klasa DXCC-Double-CHC (2 x DXCC).

4. Dyplomy HTH klasy DX-25-CHC do DX-100 (DXCC) — CHC otrzymują się nie za łączność z 25, 50, 75 czy 100 członkami CHC będącymi DX-ami, lecz za łączność z członkami CHC z 25, 50, 75 lub 100 krajów (wg listy DXCC).

5. Cena każdego dyplomu HTH wynosi 10 IRC.

6. Nie liczą się do CHC jedynie nalepki (stickers) ilościowe, a więc typu DXCC. Przykłady: DXCC (z wyjątkiem DXCC 200 i 300), WPX (z wyjątkiem WPX 500, 750 i 1000), 101, DUF4, SPDXC itd. Natomiast nalepki za pasma (np. „S6S” 3,5, 7, 14, 21 i 28 MHz; „WPX” też 3,5 do 28 MHz i in. oraz za kontynenty (np. „WPX” Europe) — liczą się jako oddzielne dyplomy.

7. Autor podaje dane statystyczne z okresu, gdy CHC liczył 600 członków (druga połowa 1962 roku). Wtedy już kilkunastu członków (a nie 2) miało po 200 lub więcej dyplomów. Już przy stanie 258 członków (połowa 1961 r.) trzech z nich miało pięćdziesiąt do 200 dyplomów. Pierwszymi byli nie UR2BU i W8AJW, lecz W8JIN, a z kolei W6KG i W2QHH.

8. Nie wiem skąd autor wziął dane co do ilości członków CHC posiadających dyplomy w klasie „wszystkie kontynenty”. Gdy przystąpiłem do CHC w 1961 r. od razu otrzymałem pięćdziesiąt „wszystkie kontynenty”. Podobnie pięćdziesiąt taką dostał SP7HX, a przecież obaj jesteśmy europejczykami. Co ciekawsze — wymieniony przez autora ON4QX w połowie roku 1961, gdy już osiemdziesięciu członków CHC miało dyplomy w klasie „wszystkie kontynenty”, sam tej pięćdziesiątki jeszcze nie miał. Dostał ją dopiero później.

Prowadzę sprawy dyplomowe w SPDXC (zww. SPHC) i z tego tytułu otrzymuję obfitą korespondencję z kraju i zagranicą. Wśród listów nie brakło zapytań o treści artykułu „Co to jest CHC i HTH?”. Błędy zostały zauważone, ale niektórzy uważają je za zdaje się, za zmiany regulaminów tych dyplomów.

Poza podanymi poprawkami komunikuję, że pełny tekst regulaminu „CHC” w polskim tłumaczeniu wraz z komentarzami zamieszczony został w numerze 2/63 Biuletynu SPDXC „CQ DX”.

SP6FZ

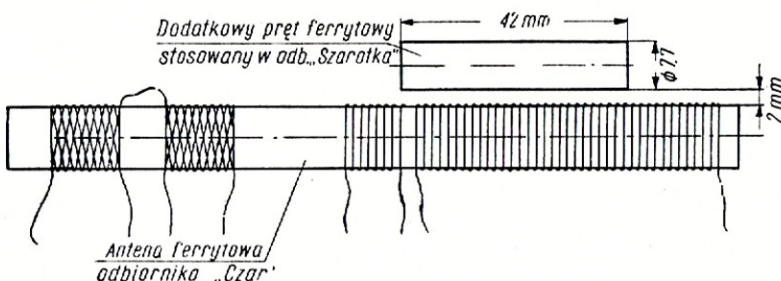
Z praktyki radioamatorskiej

Jeszcze o zwiększaniu czułości odbiornika tranzystorowego

W numerze 11/62 „Radioamatora” umieszczona została wzmianka na temat zwiększenia czułości w odbiorniku „Eltra” lub „Koliber”, jak i w innych odbiornikach tranzystorowych, przez zastosowanie odpowiedniej cewki, którą nawija się bezpośrednio na odbiorniku lub zbliża do niego – zachowując „równoległość osi”. Sposób ten wymaga jeszcze przyłączenia anteny zewnętrznej oraz uziemienia.

Chciałbym podzielić się z Czytelnikami swoim doświadczeniem z kawałkiem pręta od anteny ferrytowej. Sposób ten nie wymaga przyłączenia ani anteny ani uziemienia. Eksperyment przeprowadziłem w posiadanym przeze mnie odbiorniku tranzystorowym „Czar”, w którym gniazda do dołączenia dodatkowej anteny i uziemienia są w praktyce nieużyteczne, gdyż po przyłączeniu anteny i uziemienia pogarsza się selektywność i odbiór.

Zastosowanie cewki wg opisu z nr 11/62 dało mi dobre wyniki, lecz sposób ten w wielu przypadkach był uciążliwy i niewygodny.



W eksperymencie wykonanym przeze mnie – w odległości 20 mm od końca anteny ferrytowej znajdującej się w odbiorniku, od strony regulatora siły

głosu, umieściłem kawałek podobnego pręta ferrytowego bez żadnego uzwojenia, zachowując równoległość osi obu prętów.

Zastosowanie w taki sposób umieszczonego dodatkowego pręta ferrytowego w bardzo dużym stopniu poprawiło

głośność odbioru odległych stacji zagranicznych i stacji lokalnych.

Janusz Gębalski

Z życia klubów radioamatorskich



SZKOLNE KOŁO RADIOAMATORÓW w Rzeszowie

Podobnie jak w latach ubiegłych, tak i w tym roku szkolne koło radioamatorów i postępu technicznego przy Technikum Mechaniczno-Elektrycznym w Rzeszowie pokazało dorobek swojej rocznej pracy na wystawie szkolnej, zorganizowanej w ramach Dni Oświaty Książki i Prasy w dniach od 15–18 maja.

Zgodnie z zaleceniem Partii i X Plenum KC PZPR dotyczącym postępu technicznego i automatyzacji naszego przemysłu, Koło nasze przewidziało w swoim programie wykonie prostszych aparatów i przyrządów elektronowych o zastosowaniu przemysłowym.

W ciągu roku szkolnego członkowie koła na zajęciach pozalekcyjnych zapoznali się z treścią wybranych artykułów z zakresu elektroniki użytkowej opublikowanych w miesięczniku „Radioamator”, a mniej zaawansowani – z zagadnieniami teoretycznymi i schematami prostych odbiorników radiowych – zarówno lampowych jak i tranzystorowych.

Oprócz zaprawy teoretycznej początkujący amatorzy wykonywali modele prostych radioodbiorników, zaś bardziej zaawansowani montowali elektronowe przyrządy pomiarowo-kontrolne. Prace konstruktorskie wykonywane były indywidualnie i zbiorowo, zarówno w szkole i internacie, jak i w domu.

Wykonane modele odbiorników i przyrządów wzbogacą zbiory i wyposażenie pracowni szkolnej.

W nowym roku szkolnym planujemy dalsze pogłębianie znajomości elektroniki przemysłowej oraz konstruowanie aparatury kontrolno-pomiarowej. Zdjęcia przedstawiają fragment wystawy oraz grupę najbardziej aktywnych uczniów-członków koła.

W. Cieszyński

Ogłoszenia

Kupię roczniki miesięcznika „Radio“ 1946—1950 r. oraz miesięcznika „Radioamator“ nr 5/51 r.; nr 1—7, 10—12/52 r.; nr 1, 3—7, 9/53 r.; nr 3, 4, 8, 11/54 r.; nr 2—6, 10, 12/60 r. Płacę 10 zł za egzemplarz.

Bogdan Trynka, Bydgoszcz, ul. Stawowa 52.

Odstąpię komplet angielskich detali telewizyjnych.
M. Kaczan, Elbląg, Grunwaldzka 53/5.

K O N K U R S

W celu coraz lepszego przystosowania książki technicznej do potrzeb świata techniki — Komisja Upowszechniania Książki i Prasy Technicznej w porozumieniu z Naczelną Organizacją Techniczną, Centralną Radą Związków Zawodowych, KC Związku Młodzieży Socjalistycznej oraz przy poparciu Komitetu do Spraw Techniki podejmuje badania opinii czytelniczej w postaci stałego konkursu pod hasłem

„CZYTELNICY MÓWIĄ O KSIĄŻCE TECHNICZNEJ“

● **ZADANIEM KONKURSU** jest podbudzenie szerokich kół czytelniczych do swobodnego wypowiedzania się o książkach technicznych — z dziedziny poszczególnych gałęzi techniki, jej podstaw naukowych, organizacji i ekonomiki oraz książek popularno-technicznych.

● ZASADY KONKURSU

W konkursie może wziąć udział każdy czytelnik książki technicznej.

Przedmiotem konkursu jest swobodna wypowiedź czytelnika na temat określonej książki technicznej, niezależnie od poziomu i przeznaczenia. Na treść wypowiedzi może składać się każde nasuwające się czytelnikowi spostrzeżenie, które uzna on za ważne i zasługujące na przekazanie wydawcy lub autorowi. Może to być ocena merytoryczna całości lub fragmentów — z punktu widzenia teorii, czy praktyki. Może być podkreślenie szczególnie wartościowych partii książki lub przeciwnie — wykazanie części zbędnych lub niepotrzebnie rozbudowanych, a także zauważonych usterek i błędów. Może być wreszcie ocena układu ogólnego, sposobu podania, przejrzystości oraz takich elementów, jak np. ilustracje, tablice, wzory, oznaczenia, terminologia itp.

Miernikiem oceny wypowiedzi w konkursie będzie przede wszystkim jej wnikliwość i konkretność wyrażona ze stanowiska czytelnika, dla którego książka jest przeznaczona.

● WARUNKI UDZIAŁU

Złożenie wypowiedzi lub nadanie jej na pocztę w terminie do 6 miesięcy, licząc od końca miesiąca, w którym ukończono druk omawianej w niej książki. Miesiąc ten figuruje w metryczce książki, zamieszczonej na odwrocie strony tytułowej lub w końcu.

● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs

Zamawiam wymienione ilości książek i proszę o przesłanie ich za zaliczeniem pocztowym pod wskazanym adresem:

N A D A W C A

.....
Nazwisko i imię

.....
poczta — powiat

.....
Miejscowość, ulica, nr domu

.....
województwo

Przesyłkę zobowiązuję się wykupić na tychmiast po jej nadejściu.

.....
data

.....
podpis

D R U K

Znaczek
pocztowy
20 gr

**POWSZECHNA KSIĘGARNIA
WYSŁKOWA**

W A R S Z A W A — 47

ul. Nowolipie nr 4

książki. Autor wypowiedzi może zastrzec, aby w przypadku ogłaszania wypowiedzi podpisać ją pseudonimem, inicjałem lub w inny sposób.

Dołączenie do wypowiedzi danych osobistych, w szczególności imienia, nazwiska, wieku, zawodu, wykształcenia, stanowiska w zakładzie, nazwy zakładu i wreszcie szczegółowego adresu autora wypowiedzi. Poświęcenie każdej wypowiedzi omówieniu tylko jednej książki.

● NAGRODY

Dla autorów wyróżnionych wypowiedzi przewidziane są nagrody trzech stopni: I — 500 zł, II — 300 zł, III — 200 zł w postaci bonów na zakup książek technicznych w dowolnej księgarni „Dom Książki”.

Niezależnie od nagród wymienionych przewidywane są nagrody specjalne, które będą przyznawane na „Dni Książki i Prasy Technicznej” za najwartościowsze wypowiedzi spośród tych, które w okresie między 1 lipca a 30 czerwca następnego roku otrzymały nagrody I stopnia.

Nagrody przyznawane będą przez Sąd Konkursowy, powoływany w porozumieniu z wymienionymi na wstępie organizacjami społecznymi, przy czym:

1) Sąd Konkursowy według swego uznania może przyznać kilka nagród tego samego stopnia za wypowiedzi, dotyczące jednej i tej samej książki lub żadnej wypowiedzi nie zakwalifikować do nagrody.

2) Wypowiedzi dotyczące jednej i tej samej książki będą rozpatrywane łącznie, zasadniczo w miesiącu następującym po terminie nadsyłania wypowiedzi.

3) Ogłaszanie przyznanych nagród następować będzie każdego miesiąca.

Wypowiedzi nagrodzone Komisja przesyłać będzie redakcjom odpowiednich czasopism oraz gazetom zakładowym, w celu opublikowania nazwisk osób nagrodzonych i ewentualnego zamieszczenia wypowiedzi.

Komisja zastrzega dla siebie i zainteresowanych wydawców prawo publikowania całej wypowiedzi lub wyjątków.

Wypowiedzi konkursowe należy nadsyłać w 3 egz. na adres Komisji Upowszechniania Książki i Prasy Technicznej, Warszawa, ul. Mazowiecka 2/4 pokój 106, tel. 682-93.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

uprzejmie zapraszają i gorąco zachęcają Czytelników do wzięcia udziału w Konkursie.

Jednocześnie przypominamy tytuły książek WKŁ, które ukazały się po 1 marca br., a więc które odpowiadają warunkom Konkursu.

J. Antoniewicz — „PODSTAWY RADIOTECHNIKI — LAMPY ELEKTRONOWE, TRANZYSTORY I UKŁADY ELEKTRONICZNE	32 zł
T. Górczyński — „DOMOWE URZĄDZENIA RADIO-ELEKTRYCZNE	24 zł
H. Grudzińska — „PROPAGACJA FAL ULTRAKRÓTKICH”	8 zł
A. Gliberman — „KRZEMOWE BATERIE SŁONECZNE”	5 zł
A. Henkel — „PRAKTYCZNY PODRĘCZNIK NAPRAWY TELEWIZORÓW”	35 zł
Cz. Klimczewski — „ABC TELEWIZJI”	30 zł
E. Koprowski — „GŁOWICE MAGNETOFONOWE”	20 zł
M. Łapiński — „PODRĘCZNA ENCYKLOPEDIA TELEELEKTRYKI — MIERNICTWO I PRZYRZĄDY POMIAROWE”	15 zł
T. Masewicz — „RADIOTECHNIKA DLA PRAKTYKÓW I RADIOAMATORÓW”	30 zł
A. Witort — „ELEKTROAKUSTYKA DLA WSZYSTKICH”	15 zł
J. Wojciechowski — „NOWOCZESNE ZABAWKI — ELEKTRONIKA W DOMU I SZKOLE”	35 zł
A. Zińkowski — „RADIOTECHNIKA W LOTACH KOSMICZNYCH”	5 zł

● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs ● Konkurs

WYCIĄC — WYPEŁNIC — PRZESŁAĆ

RADIO — TELEWIZJA — ELEKTRONIKA

Książki z tego zakresu zainteresowań możesz nabyć drogą pocztową

ZAMÓWIENIE		Cena
Ilość	Autor — Tytuł	zł
egz.		
.....	Klimczewski Cz. — ABC TELEWIZJI	30.—
.....	Bidlik G.J. — TELEWIZJA KOLOROWA	16.—
.....	Różycki J. — NAPRAWA ODBIÓRNIKÓW TELEWIZYJNYCH	26.—
.....	Górczyński T., Trusz W. — DOMOWE URZĄDZENIA RADIOELEKTRYCZNE	24.—
.....	Rotkiewiczowie W. i P. — TECHNIKA ODBIORU RADIOWEGO t. II	67.—
.....	Zagajewski T. — NADAJNIKI RADIOWE	66.—
.....	Shrader R.L. — RADIOTECHNIKA	105.—
.....	Izjumow N.M. — KURS RADIOTECHNIKI	60.—
.....	Kotialnikow W.A., Nikołajew A.M. — ZASADY RADIOTECHNIKI	40.—
.....	Kolanowski E. — BEZPIECZNA OBSŁUGA RADIOWYCH URZĄDZEŃ NADAWCZYCH	6,60
.....	Konopiński T. — RADIOTECHNICZNE URZĄDZENIA ZASILAJĄCE MAŁEJ I ŚREDNIEJ MOCY	26.—
.....	Hennel J., Swit A. — ZARYS LAMP ELEKTRONOWYCH t. II	30.—
.....	Praca zbiorowa — ATLAS LAMP ELEKTRONOWYCH cz. II	85.—
.....	Praca zbiorowa — ATLAS LAMP ELEKTRONOWYCH cz. III	90.—
.....	Halasz I. — PRINCIPIKON. Popularna elektrotechnika (12 ruchomych schematów i 28 rysunków)	95.—
.....	Królikowski J., Steckiewicz C. — MATEMATYKA. Wzory, definicje, tablice	25.—