RADIOAMATOR

i krótkofalowiec

5

MAJ 1964

Treść numeru:

Str.

Z KRAJU I ZAGRANICY

105 Nowa wieża stacji linii radiowych w Londynie

105 „Compac" — nowa transkontynentalna linia kablowa

105 Aleksander Stefanowicz Popow

ARTYKUŁY OGÓLNE

106 Ile satelitów? — mgr inż. Andrzej Marks

107 Trzy odpowiedzi — A. W.

109 Stereofoniczna aparatura gramofonowa wysokiej jakości — mgr Zdzisław Krzystek

111 Wskazówki projektowania odbiorników tranzystorowych — Cz. IV — Wzmacniacz pośredniej częstotliwości — inż. Janusz Justat

127 Przystosowanie telewizorów do odbioru dźwięku nadawanego zgodnie z normami OIRT i CCIR — J. M.

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

115 Odbiornik telewizyjny „Koral" OT1122 — inż. Zenon Budynek

ELEKTRONIKA UŻYTKOWA

120 Elektroniczny miernik wilgotności gleby — inż. E. Wągrodzki

121 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

KĄCIK DLA POCZĄTKUJĄCYCH

125 Transmisja radiofoniczna — K. W.

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

III okł. Praktyczne układy generatorów impulsów — Eugeniusz Pawłusiewicz

IV PRZEGLĄD WYDAWNICTW

Nowości WKŁ!

Cena zł

- J. Antoniewicz, Z. Majewski — PODSTAWY RADIOTECHNIKI. TEORIA OBWODÓW. Wyd. IV . . . . . 8,—
- G. Cyklis — WZMACNIACZE SYGNAŁÓW ELEKTRYCZNYCH . . . . . 45,—
- I. Dubas, J. Szerszeń, E. Stolarski — POD-RĘCZNA ENCYKLOPEDIA TELEELEKTRYKI. ELEKTRONIKA I PODSTAWOWE UKŁADY ELEKTRONICZNE . . . . . 21,—
- Z. aFust — PRZETWORNIKI FOTOELEKTRYCZNE . . . . . 11,—
- T. Masewicz — RADIOTECHNIKA DLA PRAKTYKÓW I RADIOAMATORÓW . . 38,—
- T. Masewicz, S. Wenda — MATERIAŁOZNAWSTWO RADIOTECHNICZNE DLA RADIOAMATORÓW . . . . . 45,—
- L. Niemcewicz — ABC ELEKTRONIKI. PÓŁPRZEWODNIKI . . . . . 12,—
- L. Niemcewicz — LAMPY ELEKTRONOWE I PÓŁPRZEWODNIKI . . . . . 33,—
- L. Niemcewicz — PODRĘCZNA ENCYKLOPEDIA RADIOAMATORA — wyd. II zmienione i rozszerzone . . . . . 78,—
- M. Pryczek — INSTALACJE ANTEN ZBIOROWYCH AM, FM i TV . . . . . 32,—
- W. Scharf — MODULACJA CZĘSTOTLIWOŚCI . . . . . 33,—
- A. Sobolewski — POMIARY URZĄDZEŃ RADIOWYCH . . . . . 13,—
- M. Wajntraub — JAK POWSTAJĄ URZĄDZENIA RADIOWE . . . . . 15,—
- S. Wenda — RADIOFONIA ULTRAKRÓTKOFALOWA . . . . . 45,—
- J. Wojciechowski — JAK ZBUDOWAĆ KIEROWANY RADIEM MODEL SAMOCHODU, STATKU I SAMOLOTU, wyd. II rozszerzone 20,—

Książki są do nabycia w większych księgarniach „Domu Książki".

Okładkę projektował Wiktor Górka

Wydawca:
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Warszawa
ul. Kazimierzowska 52
tel. 45-60-01

Artykułów niezamówionych Redakcja nie zwraca.

Prenumeratę na kraj przyjmują urzędy pocztowe, listonosze oraz Oddziały i Delegatury „Ruch". Można również dokonywać wpłat na konto PKO Nr 1-6-100020 — Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch", Warszawa, ul. Wronia 23.

Prenumeraty przyjmowane są do 15 dnia miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty. Cena prenumeraty: kwartalnie zł 15.—, półrocznie zł 30.—, rocznie zł 60.—.

Prenumeratę za granicę, która jest o 40% droższa — przyjmuje Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch", Warszawa, ul. Wronia 23, tel. 20-46-88, konto PKO Nr 1-6-100024.

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 24.IV.64 r. Druk ukończono 30.IV.64 r.

Zakłady Graficzne RSW „Prasa", Warszawa, ul. Smolna 12. Zam. 571. Z-16.

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY
NACZ. RED. inż. M. Wargalla
SEKR. RED. E. Podsiadło
SEKR. TECHN. H. Stuczyńska

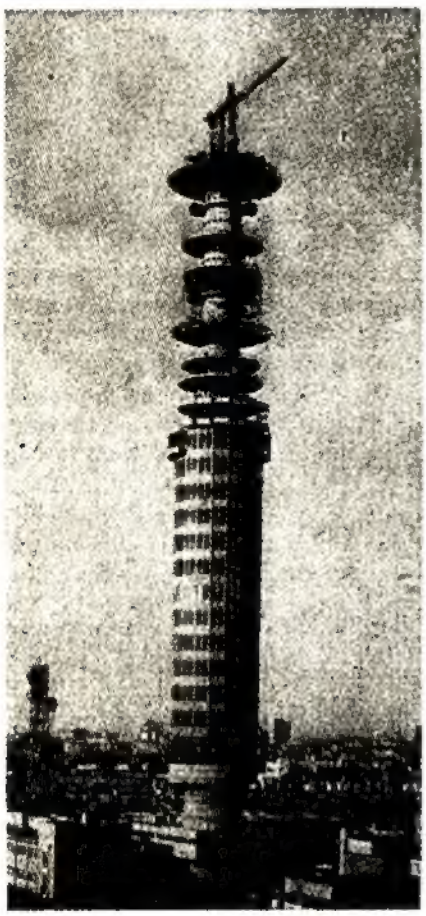
Radioamator
i Krótkofalowiec polski

ADRES REDAKCJI:
Warszawa 10, ul. Nowowiejska 1
Tel. 21-34-66

ROK 14 • MAJ 1964 R. • NR 5

z kraju i zagranicy

Nowa wieża stacji linii radiowych w Londynie



Równolegle z budową linii kablowych rozwija się również sieć linii radiowych, przeznaczonych dla dużych krotności łączy telewizyjnych i telefonicznych.

Ostatnio w Londynie buduje się 190-metrową wieżę, dzięki której w przyszłości, za pomocą zainstalowanych urządzeń linii radiowych, można będzie równocześnie przesłać do 150 000 rozmów telefonicznych oraz 40 programów telewizyjnych.

(„Marconi Instrumentation" nr 12/63)

„Compac" nowa transkontynentalna linia kablowa

W dobie sztucznych satelitów, umożliwiających w przyszłości uzyskanie łączności telefonicznej z całym światem, buduje się jednak obecnie kable transoceaniczne, które gwarantują pewną łączność między kontynentami.

Donosiliśmy już o oddaniu do eksploatacji trzech kabli pomiędzy Europą i Ameryką. Ostatnio uruchomiono najdłuższe połączenie telefoniczne drogą kablową pomiędzy Europą i Australią.

3 grudnia 1963 r. zainaugurowano na tej trasie łączność uruchamiając kabel Kanada — Australia zwany „Compac" (Commonwealth Pacific Telephone Cable).

Cała trasa Australia — Europa składa się z kabla Anglia — Kanada, linii radiowej na terytorium Kanady oraz kabla „Compac" łączącego Vancouver z Sydney przez wyspy Hawaje, Fidżi i Nową Zelandię. W przyszłości przewiduje się przedłużenie tego kabla do Hongkongu przez Nową Gwineę.

Długość kabla na Pacyfiku wynosi około 15 000 km, przy czym co 80 km włączone są urządzenia wzmacniające, przepuszczające wstęgę o szerokości 240 kHz. W ten sposób w każdym kierunku można uruchomić 80 kanałów telefonicznych po 3 kHz; oczywiście na łączach tych można uruchomić fototelegrafię, służbę teleksową a także łącze radiofoniczne o dużej jakości. Wzmacniacze te są zasilane zdalnie, a na niektórych odcinkach napięcie zasilające dochodzi do 6,3 V (Hawaje — Fidżi).

Budowa kabla trwała 3 lata.

(„Journal des Télécommunications" nr 2/64)

Aleksander Stefanowicz Popow

Jeszcze niedawno pojawiały się na łamach zachodniej prasy technicznej wzmianki usiłujące pomniejszyć zasługi znakomitego uczonego rosyjskiego A. S. Popowa i jego wkład eksperymentalnych prac do dzieła wynalezienia, rozwoju radiotechniki i radiokomunikacji.

Ostatnio jednak stwierdza się autorytatywnie, że Popow był pierwszym, który w praktyce zastosował urządzenie do przesyłania informacji na drodze bezprzewodowej i wykorzystał je do ratowania rozbitków na morzu. A oto, dla przypomnienia, kilka szczegółów

opublikowanych w amerykańskim czasopiśmie „Radio Electronics" nr 10/63.

Aleksander Stefanowicz Popow, urodzony 16.3.1859 r. na Uralu, wstąpił w 17 roku życia na uniwersytet i już w 1883 r. został mianowany profesorem w Akademii Marynarki w Kronsztadzie. Tutaj właśnie prowadził swoje prace naukowe. Dowiedziawszy się o pracach Roentgena i Crookes'a, wykonał, między innymi, serię lamp do badań promieni X.

Słysząc o doświadczeniach Hertza, rozpoczął swe prace nad urzeczywistnieniem łączności bezdrutowej. Już w 1895 r. prof. Popow przedstawił w Towarzystwie Fizyko-Chemicznym w Petersburgu (Leningrad) szczegóły urządzenia do rejestracji graficznej burz atmosferycznych przy wykorzystaniu koherera włączonego między antenę i pręt uziemiający.

Za pomocą tego urządzenia wykrywał Popow wyładowania atmosferyczne z odległości ponad 30 km, a nieco później – sygnały z oscylatora Hertza z odległości 1 km. Pod koniec tego roku uczony oświadczył, że mógłby opracować system telegrafii bez drutu, gdyby tylko posiadał nadajnik o większej mocy.

24 marca 1896 r. z pomocą swego asystenta Rybkina, demonstrował w Uniwersytecie Petersburskim przesyłanie sygnałów Morsego na odległość 250 m i zapis na taśmie. Ten pierwszy na świecie radiotelegram zawierał tylko dwa wyrazy: „Henryk Hertz". W rok później zmontował Popow stację w Kronsztadzie oraz wyposażył w aparaturę odbiorczą krążownik „Afryka".

W 1899 r. uruchomiono połączenie radiotelegraficzne pomiędzy okrętem admiralskim „Apraksin" i wybrzeżem na odległości ponad 70 km.

W 1900 r. wykorzystując urządzenie Popowa przesłano z Petersburga depeszę radiową do załogi lodołamacza Jermark na Bałtyku, kierując ten okręt na poszukiwanie grupy rybaków-rozbitków, znajdujących się na pływającej krze w zatoce fińskiej. Było to pierwsze wykorzystanie łączności radiowej dla ratowania na morzu.

W czasie eksperymentów przeprowadzanych w 1897 r., a mających na celu zorganizowanie łączności radiowej dla Floty Bałtyckiej, Popow odkrył zjawisko odbijania się fal radiowych od metalowych okrętów. Dopiero w 40 lat później odkrycie to stało się podstawą wynalezienia radaru.

W 1903 r. Ministerstwo Poczt i Telegrafów wykorzystując urządzenia Popowa, uruchomiło pierwsze połączenie radiotelegraficzne na skalę handlową.

Popow został mianowany w 1901 r. profesorem w Instytucie Elektrotechnicznym w Petersburgu, w dalszym ciągu jednak zajmował się opracowywaniem urządzeń radiotelegraficznych dla floty rosyjskiej.

Należy podkreślić, że Popow dokonywał swoich wynalazków nie patentując ich, lecz tylko z myślą o wykorzystaniu dla dobra całej ludzkości.

Ile satelitów?

Jak wiadomo, jednym z najważniejszych zastosowań sztucznych księżyców naszej planety jest wykorzystanie ich do łączności radiowej w zakresie fal ultrakrótkich. Ilość możliwych rozwiązań w tej dziedzinie jest tak duża, że oczywiście nie można omówić całości problemu w jednym krótkim artykule. Pragnąłbym więc zatrzymać się tylko na jednym zagadnieniu, a mianowicie na tym, jaka ilość satelitów może zapewnić nieprzerwaną łączność radiową o zasięgu globalnym.

Sprawa ta ma zasadnicze znaczenie dla kosztów realizacji wspomnianego przedsięwzięcia. Odgrywa tu przede wszystkim rolę wysokość, na jakiej porusza się sztuczny księżyc, a także usytuowanie jego orbity.

Minimalna wysokość, na jakiej możliwy jest ruch satelity, wynosi około 150 km, przy czym czas istnienia satelity jest wtedy bardzo krótkotrwały, gdyż opór powietrza doprowadza go wtedy do rychłego opadnięcia. Z tego względu wysyłanie sztucznych satelitów o przeznaczeniu utylitarnym na bardzo niskie orbity jest nieopłacalne. Również zasięg łączności radiowej przy użyciu takiego niskopułapowego satelity jest bardzo mały, gdyż za podstawę rozważań przyjmuje się, że niezakłócona łączność jest możliwa tylko na obszarze Ziemi, z którego w danym momencie widać satelitę. Oczywiście w praktyce obszar ten jest znacznie większy (uginanie się fal radiowych poza horyzontem), ale wówczas nie można już liczyć na całkowicie pewną i niezakłóconą łączność. Przy wysokości orbity 150 km odległość ta wynosi około 2500 km. Biorąc pod uwagę to, że umieszczony na tej orbicie satelita nie jest nieruchomy, okazuje się, że łączność pomiędzy dwoma punktami na Ziemi jest krótkotrwała, nie przekracza bowiem w zasadzie 5 minut. Następny okres widoczności satelity przypada przy tym nie wcześniej niż za 12 godzin. Aby więc zapewnić nieprzerwaną łączność radiową o zasięgu globalnym należałoby wysłać kilkaset takich niskopułapowych satelitów i rozmieścić je symetrycznie względem Ziemi. Sytuacja ulegnie znacznej poprawie, jeżeli sztuczny satelita będzie się poruszał na większej wysokości, ponieważ obszar jego widoczności będzie wtedy większy, a jednocześnie dłużej będzie on pozostawał w zasięgu widoczności z określonych dwóch miejsc na Ziemi.

Jak wiemy, znane aktywne satelity łącznościowe TELSTAR i RELAY, poruszają się na wysokości średnio 3000÷4000 km umożliwiając nawiązywanie łączności pomiędzy punktami na Ziemi, odległymi od siebie o około 10 000 km, przy czym maksymalny okres trwania łączności między nimi dochodzi do 30 minut. Również i tu jednak wielką niedogodnością jest to, że satelita tylko co pewien okres czasu wchodzi w zasięg widoczności z określonych dwóch punktów na powierzchni Ziemi. Aby temu zaradzić należałoby zastosować kilkanaście sztucznych satelitów symetrycznie rozmieszczonych wokół kuli ziemskiej. Byłoby to jednak zadanie bardzo trudne do zrealizowania, a niedokładności w uzyskaniu idealnie tego samego czasu obiegu wszystkich satelitów powodowałoby systematyczne pogarszanie się symetrii, a tym samym wadliwe funkcjonowanie systemu. Dlatego też należałoby się oprzeć raczej o system orbit przypadkowych. Wówczas jednak dopiero wysłanie 40 satelitów na orbity nachylone pod małym kątem do równika zapewniałoby utrzymanie łączności radiowej między dowolnymi punktami na Ziemi w przeciągu 99,9% czasu, czyli dopiero wtedy istniałaby pewność niezawodnego działania systemu.

Wysłanie tak wielkiej ilości satelitów, a następnie uzupełnianie ich liczby w miarę ich spadania, byłoby jednak niezmiernie kosztowne i stawiałoby pod znakiem zapytania opłacalność całego przedsięwzięcia. Ostatnio coraz częściej mówi się więc o tym, że w pełni użyteczny i opłacalny system można stworzyć przy użyciu tylko satelitów stacjonarnych.

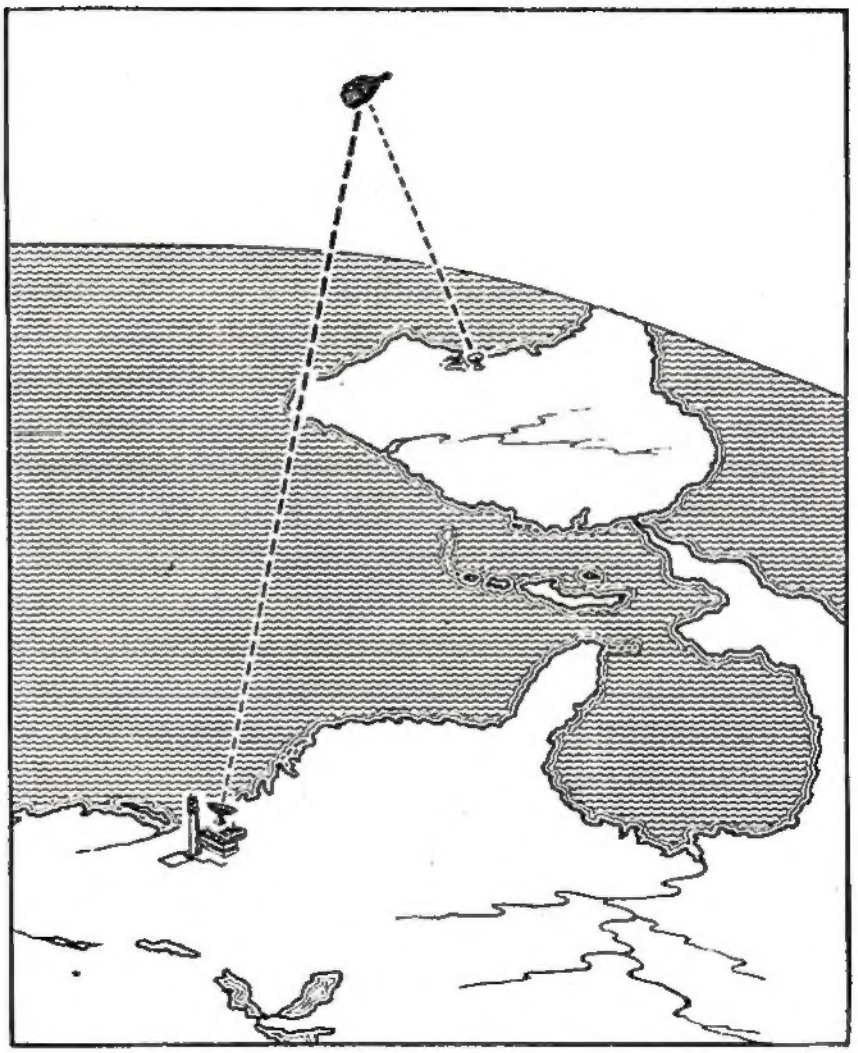
Przypomnijmy sobie najpierw co to jest satelita stacjonarny. Otóż, jeżeli wprawimy sztuczny księżyc w ruch satelitarny po orbicie kołowej, odległej od powierzchni Ziemi

o 35 810 km, wówczas okres jego obiegu wokół Ziemi będzie równy okresowi obrotu Ziemi, czyli będzie wynosić 23 godz. 56 min. 4 sek. Jeżeli przy tym płaszczyzna orbity satelity będzie się pokrywała z płaszczyzną równika ziemskiego, a jego kierunek ruchu będzie zgodny z kierunkiem obrotu Ziemi, to wówczas satelita będzie tkwił nieprzerwanie ponad tym samym punktem równika. Trzy takie satelity równomiernie rozmieszczone wokół równika mogą zapewnić nieprzerwaną łączność radiową dla całej Ziemi. Pierwsze w tym zakresie próby już przeprowadzono, wysyłając sztuczne satelity SYNCOM I i II. Co prawda nie były one w pełni stacjonarne, gdyż płaszczyzny ich orbit nie pokrywały się z płaszczyzną równika ziemskiego, były one jednak quasi stacjonarne, gdyż rzut ich orbit na powierzchnię Ziemi miał postać ósemki, której środek zajmował stacjonarne położenie względem określonego punktu na równiku.

Można więc oczekiwać, że globalny system satelitarnej łączności radiowej oparty będzie właśnie o satelity stacjonarne. Wypada tutaj nadmienić, że satelita stacjonarny może krążyć wokół Ziemi „wiecznie", gdyż dopiero poczynając od tej odległości orbity od Ziemi można uzyskać taki ruch.

Oczywiście wysłanie satelity stacjonarnego nie jest łatwe ze względu na dużą odległość orbity od Ziemi i konieczność ścisłego spełnienia kilku warunków. Jest ono jednak bez porównania bardziej opłacalne i znacznie łatwiejsze do zrealizowania niż wysłanie satelitów niskopułapowych na orbity przypadkowe.

Ostatnie obliczenia wykazują, że globalny system radiowej łączności satelitarnej będzie bez porównania mniej kosztowny niż obecny system oparty o linie kablowe i niezliczoną ilość stacji radiowych na powierzchni Ziemi. Oczywiście system taki oparty byłby nie tylko o trzy lub cztery satelity stacjonarne, ale także o szereg stacji nadawczo-odbiorczych na powierzchni Ziemi, wyposażonych w specjalne, olbrzymie anteny kierunkowe, stale zwrócone ku odpowiedniemu satelicie, przy czym bardzo korzystna byłaby tu względna nieruchomość satelitów, gdyż pozwalałaby na zastosowanie znacznie prostszych w budowie i obsłudze anten nieruchomych.



Zasada łączności radiowej przy użyciu sztucznego satelity

Wydaje się, że na tej drodze można będzie zapewnić nie tylko przesyłanie w globalnym zasięgu programów telewizyjnych, ale przede wszystkim możliwość nawiązywania łączności radiotelefonicznej między dowolnymi abonentami na obszarze całej kuli ziemskiej z równą łatwością, jak to dziś czynimy na obszarze jakiegoś miasta. Oczywiście, dziś może się to jeszcze wydawać fantazją, jednak nadzwyczaj szybki postęp nauki i techniki upoważnia do zupełnie poważnego traktowania takiej fantazji.

mgr inż. Andrzej Marks

Ogłoszenia

Po wznowieniu działalności Zakład Mechaniki Precyzyjnej, Łódź, ul. Piotrkowska 116 oferuje mikrofonowe wkładki piezoelektryczne ekranowane, średnicy 31 mm, w cenie 50,— zł sztuka + 12,— zł porto.
Zamówienia i wpłaty prosimy kierować na podany adres. Zamówienia realizujemy w kolejności zgłoszeń.

Kupię kwarc 1600 Hz/s lub zbliżony, SP4TW, Cezary Drewnik, Białystok, skrytka pocztowa 285.

Odstąpię lampy E88CC, E92CC, E180F, baretery, tyratrony, stabilitwolty oscyloskopowe i inne, tranzystory OC170, elektromechaniczne liczniki impulsów. W. Sur, Warszawa, ul. Marszałkowska 84/92 m. 52.

Sprzedam roczniki miesięcznika „Radio", „Radioamator" 1946—1960 r. J. Zygmunt, Wapno, pow. Wągrowiec.

Nasi Czytelnicy piszą...

Pragnę korespondować z zaawansowanym radioamatorem w celu wymiany doświadczeń i wiedzy. Jerzy Kozieł, Dąbrowa Górnicza, ul. Królowej Jadwigi 6.

Uwaga Czytelnicy!

W numerze następnym — czerwcowym — podamy spis szkół zawodowych o kierunku radiotechnicznym dla młodzieży nie pracującej, dla pracujących i dla osób pragnących uzupełnić swoje wykształcenie w wydziałach zaocznych techników zawodowych.

Trzy odpowiedzi

Poniżej przytaczamy w skrócie wypowiedzi członka Akademii Nauk Związku Radzieckiego — A. I. Berga, nawiązujące do współczesnej elektroniki. Przypominamy, że prof. A. I. Bergowi jako wybitnemu uczonemu zawdzięcza się wielki wkład w dzieło rozwoju radiotechniki i elektroniki w ZSRR. Ostatnio prof. Berg zajmuje się głównie problemem maszyn matematycznych i ich wykorzystaniem w gospodarce narodowej, a ponadto — oprócz innych funkcji jest obecnie przewodniczącym Rady do zagadnień cybernetyki AN ZSRR.

Wypowiedzi te były opublikowane w nrze 11/1963 popularnego miesięcznika naukowo-technicznego „Technika Młodzieży".

* * *

Pytanie. Obecnie elektroniczne maszyny matematyczne są używane do najrozmaitszych zadań. Które z nich tow. Profesor uważa za najważniejsze?

Prof. Berg. W artykule pod tytułem „Lepiej mniej ale lepiej" W. I. Lenin wskazał bezpośrednio na konieczność „...sprostać próbie co do znajomości podstaw teoretycznych aparatu państwowego, co do znajomości zasad nauki kierowania...". Właśnie tę „naukę kierowania" uważam za zasadniczą specjalność elektronicznej techniki obliczeniowej.

Główną siłą napędową rozwoju społeczeństwa ludzkiego był i jest nadal wzrost sił produkcyjnych. Siły wytwórcze mają dwie składowe — są nimi narzędzia produkcji oraz ludzie budujący je i wprowadzający w ruch. Do niedawna człowiek realizował te zadania, korzystając z maszyn mechanicznych i elektrycznych, które czyniły lżejszą jego pracę fizyczną. Całość prac związanych z projektowaniem, wykonaniem obliczeń, kierowaniem procesami produkcyjnymi obciążała człowieka — jego mózg.

Nowy skok w rozwoju narzędzi wytwarzania postawił przed ludzkością inne jakościowo zadanie. Współczesne systemy elektroenergetyczne, statki kosmiczne, wykorzystanie energii jądrowej do celów pokojowych, kierowanie złożonymi procesami chemicznymi w skali przemysłowej itd., wymagają z jednej strony ogromnej ilości obliczeń, z drugiej zaś — dla kierowania tymi obiektami i procesami niezbędna jest bardzo szybka analiza mnóstwa warunków i wybór najbardziej celowej reakcji. Pierwsza część tego zadania — wykonanie obliczeń — może być jeszcze rozwiązana, chociaż mało wydajnie i powoli, za pomocą armii rachmistrzów. Natomiast realizacja drugiej części — kierowanie procesami z wymaganą szybkością — przekracza fizyczne i umysłowe możliwości człowieka.

Proces kierowania gospodarką narodową jako całością stał się także odpowiednio złożony i trudny. Dlatego właśnie słowa W. I. Lenina o „nauce kierowania" nabierają obecnie szczególnego znaczenia. Przy ważności i niezbędności wszystkich zadań maszyn matematycznych, najważniejszą rolę w skali historycznej odegra wykorzystanie elektroniki w kierowaniu gospodarką narodową, w jej procesach ekonomicznych. Najważniejszą, gdyż bez tego inne maszyny nie będą mogły znaleźć najlepszego, pełnego i racjonalnego wykorzystania.

Pytanie. Jakie zadania w dziedzinie cybernetyki i elektroniki należy uznać zdaniem tow. Profesora za najpilniejsze?

Prof. Berg. Problem pierwszy — to podniesienie niezawodności działania elektronicznych maszyn matematycznych. Tylko po osiągnięciu wysokiego stopnia niezawodności można mówić o bezpośrednim wykorzystaniu elektroniki do kierowania złożonymi procesami i systemami dynamicznymi przy włączeniu do tych systemów maszyn z pominięciem człowieka.

Do aktualnych zadań włączyłbym również takie jak: automatyzacja programowania, opracowanie nowych urządzeń pamięciowych, opracowanie specjalnych maszyn matematycznych przeznaczonych do zastosowania w określonych gałęziach przemysłu i energetyki.

Instytutom naukowo-badawczym, biurom projektów i zakładom przemysłowym są potrzebne niewielkie i tańsze elektroniczne maszyny matematyczne, ale w niczym nie gorsze pod względem niezawodności. Już obecnie odczuwa się dotkliwą potrzebę wykorzystania maszyn elektronicznych do systematyzowania i rejestracji światowej literatury naukowej. W najbliższych latach okaże się prawdopodobnie konieczne oparcie całej służby informacyjnej na technice elektronicznej.

Są nam potrzebne — im wcześniej tym lepiej — maszyny elektroniczne pomocne w pracy lekarzy i biologów. Mam tu na myśli maszyny diagnostyczne (ustalanie właściwej diagnozy w początkowym okresie choroby), opracowanie nowych optymalnych sposobów leczenia najbardziej niebezpiecznych chorób itd. U podstaw cybernetyki leży pojęcie informacji, która charakteryzuje poziom organizacji materii lub energii. Ale nas interesuje nie tylko ilość informacji, lecz również jej znaczenie. W przyrodzie zadanie to jest rozwiązane. W nauce — to jeszcze „biała plama". Oto jeszcze jedna, choć nie tak bliska perspektywa.

Pytanie. Jakie są możliwości elektroniki w utworzeniu modelu mózgu ludzkiego? Czy model może przewyższać oryginał?

Prof. Berg. W tej sprawie powiedziano już wiele, także i w waszym miesięczniku, w trakcie dyskusji poświęconej cybernetyce; ja także zabierałem głos. Pytanie dotyczące „myślących" maszyn ma i swoją odwrotną stronę. Odwraca ono uwagę zarówno niektórych uczonych jak i szerokiego kręgu czytelników od zupełnie konkretnych zadań.

Ja osobiście nie reprezentuję takiego punktu widzenia, że „myślące" maszyny, przy całej swej sprawności, zdołają zastąpić człowieka na decydujących frontach jego wyższej działalności umysłowej. Jednocześnie jestem przekonany, że dalszy rozwój nauki i kultury nie jest możliwy bez szerokiego zastosowania maszyn elektronicznych. Ale to są zupełnie różne zagadnienia. Nowa technika elektroniczna jest niezbędna dla zbudowania komunizmu; jednak nie „myślące" maszyny, a myślący ludzie będą budowali społeczeństwo komunistyczne.

Tłumaczył A. W.

Nie zapomnij —

odnowić prenumeratę „Radioamatora i Krótkofalowca"

na III kwartał.

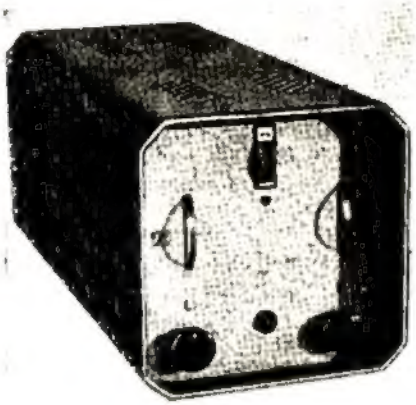
Termin zamówień i przedpłat —

do dnia 15 czerwca 1964 r.

mgr Zdzisław Krzystek

Stereofoniczna aparatura gramofonowa

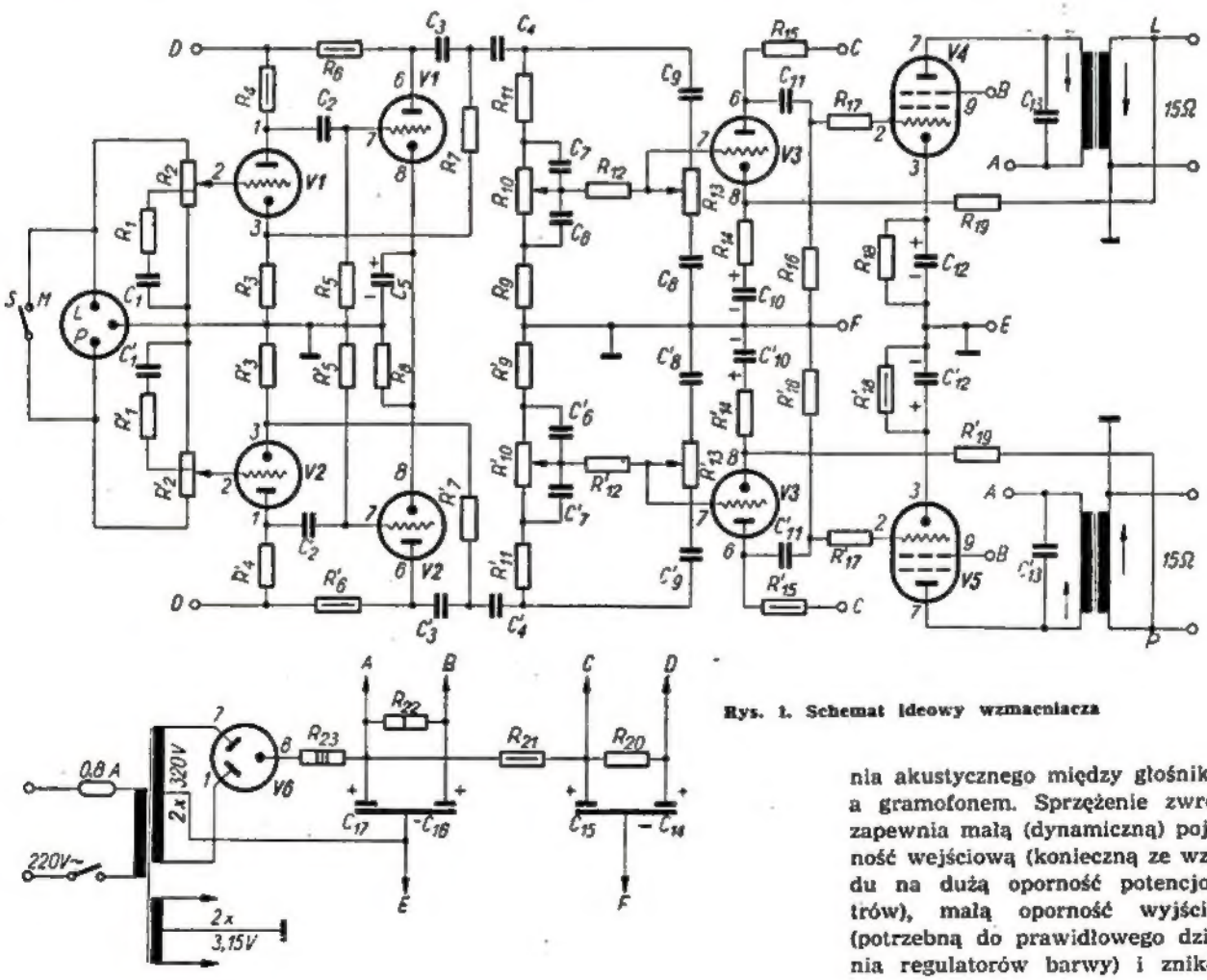
Aparatura składa się z gramofonu Ziphona, szerokopasmowego wzmacniacza o mocy 2×4 W oraz dwóch zestawów głośnikowych w zamkniętych obudowach z otworem. Zapewnia ona wystarczającą głośność reprodukcji muzyki w pokoju mieszkalnym.



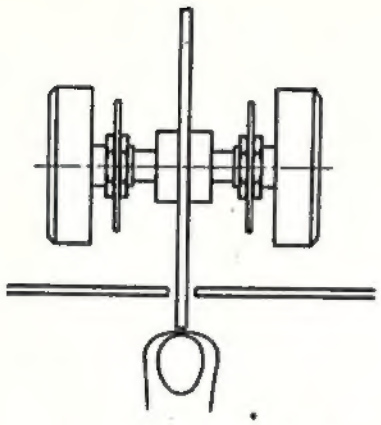
WZMACNIACZ

Schemat ideowy wzmacniacza przedstawiony jest na rysunku 1. Na wejściu znajduje się zwierak „Mono-Stereo", który należy zamknąć przy reprodukcji nagrań z płyt monofonicznych. Zmniejsza to nieco zakłócenia z gramofonu, gdyż przetwornik jest wtedy niewrażliwy na drgania wgłębne igły (na fotogramach tego wyłącznika nie ma). Potencjometry logarytmiczne R_2 i R'_2 są oddzielnymi regulatorami wzmocnienia lewego i prawego toru. Oporność ich — jak tego wymaga przetwornik KSS 0160 — wynosi 1 MΩ. Boczniki C_1R_1 nie są konieczne; są to korektory fizjologiczne słuchu, które przeciwdziałają subiektywnemu zanikaniu niskich tonów przy ściszaniu reprodukcji.

Lampa V1 (V2) podwójna trioda pracuje w układzie dwustopniowego wzmacniacza wstępnego z 15-krotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Przez odpowiedni dobór pojemności kondensatorów C_2, C_3, C_4 uzyskuje się ostre obcięcie drgań o częstotliwości poniżej zakresu odtwarzania (21 dB/okt poniżej 35 Hz). Drgania takie powstają w układzie napędowym gramofonu. Odcięcie to zmniejsza także możliwość sprzężenia akustycznego między głośnikami a gramofonem. Sprzężenie zwrotne zapewnia małą (dynamiczną) pojemność wejściową (konieczną ze względu na dużą oporność potencjometrów), małą oporność wyjściową (potrzebną do prawidłowego działania regulatorów barwy) i znikomo



Rys. 1. Schemat ideowy wzmacniacza



Rys. 2. Mechaniczne sprzężenie potencjometrów regulujących barwę dźwięku

mały współczynnik chrypienia wzmacniacza wstępnego (wynoszący przy pełnym wysterowaniu 0,02%). Wzmocnienie napięciowe jest 100-krotne.

Mechanicznie sprzężone potencjometry R_{10} i R'_{10} służą do regulacji natężenia tonów poniżej 800 Hz, a sprzężone potencjometry R_{13} i R'_{13} — do regulacji natężenia tonów powyżej 2000 Hz. Potencjometry te są liniowe, dzięki czemu łatwo jest dobrać egzemplarze o dostatecznej współbieżności, a ponadto przy konstrukcji pokazanej na rys. 2 obracają się one przeciwnie.

Stopień trzeci (wzmacniacz napięcia), stopień czwarty (wzmacniacz mocy) i transformator wyjściowy objęte są 10-krotnym, niezależnym od częstotliwości ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Kondensator C_{10} (C'_{10}) koryguje amplitudę i fazę zmienioną przez indukcyjność poprzeczną transformatora wyjściowego. Korekcja taka przeciwdziała powstawaniu drgań podakustycznych przy silnych sprzężeniach zwrotnych i dodatkowo zmniejsza czułość wzmacniacza poniżej zakresu promieniowania układu głośnikowego. Współczynnik chrypienia przy mocy 3 W nie przekracza 1%, współczynnik tłumienia (stosunek oporności roboczej do wyjściowej) przekracza 10.

Na schemacie wzmacniacza zaznaczono wyraźnie punkty wspólnych uziemień. Sprawa wyboru uziemień jest zwykle niedoceniana, a ma zasadnicze znaczenie w powstawaniu napięć zakłócających (przydźwięków).

Przy połączeniach źródła i odbiornika o dużych impedancjach w zakresie większych częstotliwości akustycznych należy unikać stosowania przewodów ekranowanych, aby nie pogorszyć odtwarzania wysokich tonów. Przy prawidłowym rozplanowaniu przestrzennym jest to zwykle możliwe. W opisanym wzmacniaczu jedynym przewodem ekranowanym jest doprowadzenie obwodu sieci do wyłącznika umieszczonego na przedniej ścianie.

TRANSFORMATORY WYJŚCIOWE

Wymagania: transformacja oporności z 7 kΩ na 15 Ω, składowa stała prądu 40 mA, indukcyjność poprzeczna 22 H, indukcyjność podłużna max. 75 mH (czyli zakres przenoszenia 50 — 15 000 Hz). Można zastosować transformator Tonsil TW 6—312 z odpowiednio ustawioną szczeliną lub nawinięty na tymże rdzeniu (EI 84/28 pole przekroju rdzenia 7,8 cm² brutto) w sposób następujący: uzwojenie pierwotne w dwóch szeregowo połączonych sekcjach po 1460 zwojów, 0,17 mm, przeplecione z uzwojeniem wtórnym złożonym z trzech szeregowo połączonych sekcji po 48 zwojów, 0,65 mm. Grubość papieru w szczelinie należy tak dobrać, aby przy napięciu zmiennym 220 V (50 Hz) doprowadzonym do pierwotnego uzwojenia płynął przez transformator prąd 30—33 mA. Transformatory wyjściowe należy tak ustawić na podstawie wzmacniacza, aby szczeliny znajdowały się po stronie oddalonej od transformatora sieciowego — jak to widać na fotografii.

TRANSFORMATOR SIECIOWY

Zasilacz sieciowy ma dostarczyć: 92 mA prądu stałego przy napięciu 320 V oraz 2,5 A prądu zmiennego przy napięciu 6,3 V. Przyjmując amplitudę indukcji magnetycznej w rdzeniu 10 kGs, gęstość prądu w uzwojeniach 2,5 A/mm² i pole przekroju rdzenia 12 cm² brutto, należy nawinąć: sekcję sieciową (220 V) — 888 zwojów, 0,45 mm; sekcję prostownika 1330 + 1330 zwojów, 0,23 mm; sekcję żarzenia 26 zwojów, 1,3 mm z odczepem w środku.

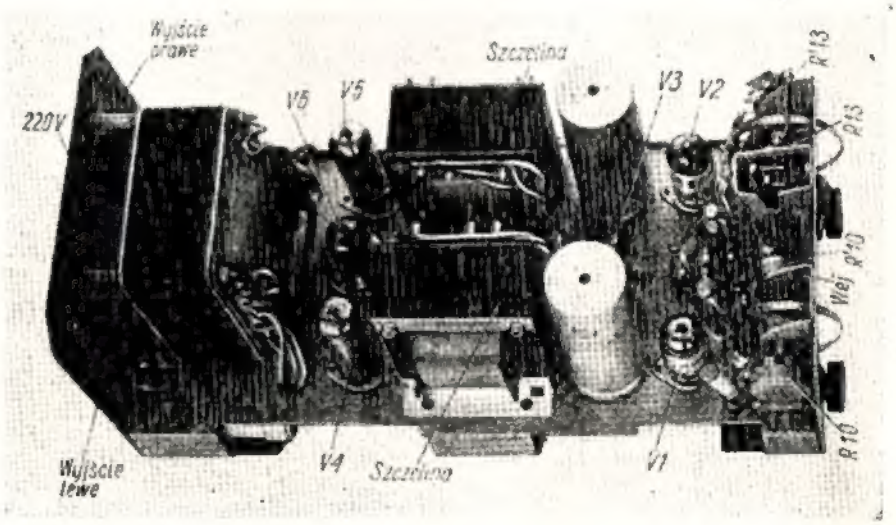
Przy zastosowaniu innego rdzenia należy zmienić liczby zwojów odwrotnie proporcjonalnie do pól przekroju rdzeni. Napięcie żarzenia jest wielkością krytyczną. Jeżeli liczba zwojów wypadnie nie całkowita, należy ją zaokrąglić w górę, a pozostałe uzwojenia przeliczyć w stosunku uzwojeń żarzenia.

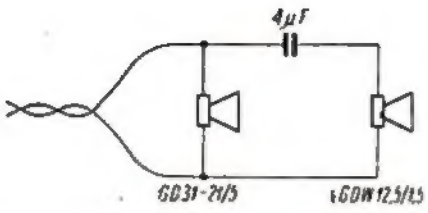
UWAGI PRAKTYCZNE

Przed rozpoczęciem montażu wskazane jest sprawdzić pomiarami wszystkie elementy. Przed pierwszym włączeniem do sieci należy: wstawić właściwy bezpiecznik, zewrzeć wyjścia, regulatory nastawić na minimum, sprawdzić omomierzem izolację między katodą lampy prostowniczej a masą oraz przewodność między tą katodą a anodami lamp końcowych. Po włączeniu sprawdzamy, czy lampy końcowe nie są przeciążone; napięcia na katodach mają wynosić 6,6 V. Napięcie zasilania (320 V) można skorygować opornikiem R_{23}, prądy lamp końcowych (40 mA) opornikiem R_{22}. Pomiary należy wykonać po kilkuminutowym nagrzaniu lamp i przy nominalnym napięciu sieci.

ZESTAWY GŁOŚNIKOWE

Każdy zestaw zawiera dwa głośniki wytwórni Tonsil nisko-średniotonowy GD 31-21/5 o impedancji 15 Ω przy częstotliwości 1000 Hz i o częstotliwości rezonansowej 40 Hz, oraz wysokotonowy GDW 12,5/1,5 o impedancji 8 Ω przy częstotliwości 3000 Hz. Schemat połączeń głośników pokazany jest na rys. 3. Należy oznaczyć polaryzację głośników w następujący sposób. Przykładamy płaską baterię tak, aby membrana wychyliła się w przód. Końcówkę głośnika połączoną z dodatnim bie-





Rys. 3. Połączenie głośników w jednym zestawie

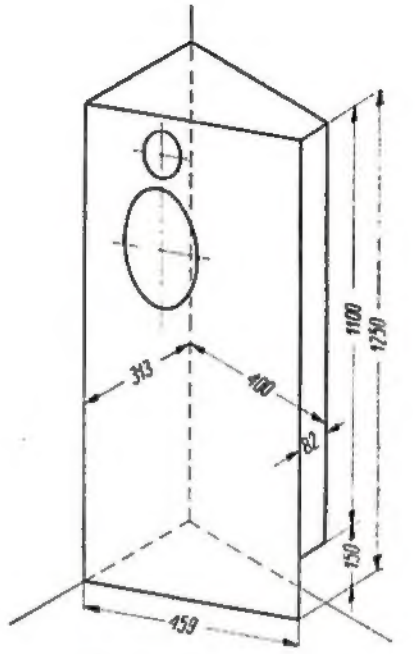
gunem baterii oznacza się zwykle czerwoną plamką. Przy zamkniętym wyłączniku *M-S* membrany mają drgać synfazowo.

Rysunek 4 przedstawia najprostszą konstrukcję obudowy zamkniętej z otworem. Należy wykonać dwie lustrzanie symetryczne obudowy i ustawić w dwóch narożach pokoju. Wymiary powinny być tak dobrane, aby osie głośników przecinały się pod kątem 60°. Otoczenie punktu przecięcia tych osi jest najlepszym miejscem słuchania nagrań stereofonicznych.

Dokładniejsze wskazówki dotyczące wykonania obudowy można znaleźć w książce A. Witorta „Elektroakustyka dla wszystkich". W długim łańcuchu akustycznym, którego pierwszym ogniwem jest sala koncertowa, a ostatnim — pomieszczenie odsłuchowe, najsłabszym ogniwem wnoszącym najwięcej zniekształceń jest układ głośnikowy. Dlatego temu zagadnieniu należy poświęcić najwięcej uwagi.

WARTOŚCI ELEKTRYCZNE OPORNIKÓW I KONDENSATORÓW

R_1, R'_1 — 33 ÷ 47 kΩ, 1/4 W
R_2, R'_2 — 1 MΩ, log.
R_3, R'_3 — 2,7 kΩ, 5%, 1/4 W
R_4, R'_4 — 220 kΩ, 10%, 1/2 W
R_5, R'_5 — 1 MΩ, 10%, 1/2 W
R_6, R'_6 — 120 kΩ, 10%, 1/2 W
R_7, R'_7 — 270 ÷ 300 kΩ, 1/4 W
R_8 — 820 Ω, 10%, 1/4 W
R_9, R'_9 — 10 kΩ, 5%, 1/4 W
R_{10}, R'_{10} — 1 MΩ, 10%, lin.
R_{11}, R'_{11} — 100 kΩ, 10%, 1/4 W
R_{12}, R'_{12} — 120 kΩ, 10%, 1/4 W
R_{13}, R'_{13} — 1 MΩ, lin.
R_{14}, R'_{14} — 100 Ω, 5%, 1/4 W
R_{15}, R'_{15} — 220 kΩ, 1/2 W
R_{16}, R'_{16} — 680 kΩ, 1/4 W
R_{17}, R'_{17} — 1 ÷ 10 kΩ, 1/4 W
R_{18}, R'_{18} — 150 Ω, 5%, 1/2 W
R_{19}, R'_{19} — 2,2 kΩ, 5%, 1/4 W
R_{20} — 15 kΩ, 1/2 W
R_{21} — 10 kΩ, 1/2 W
R_{22} — 12 kΩ, 1 W
R_{23} — 100 Ω, 3 W
C_1, C'_1 — ok. 10 nF
C_2, C'_2 — 820 pF, 10%
C_3, C'_3 — 3,3 nF, 10%
C_4, C'_4 — 3,3 nF, 10%
C_5 — 20 ÷ 50 µF
C_6, C'_6 — 20 nF, 10%
C_7, C'_7 — 2 ÷ 2,5 nF
C_8, C'_8 — 510 pF, 10%
C_9, C'_9 — 51 pF, 10%



Rys. 4. Obudowa lewego zestawu głośnikowego. Wykorzystanie narożnika pokoju umożliwia oszczędną konstrukcję złożoną tylko z trzech ścian. Pojemność skrzyni wynosi 100 dcm³. Wymiary wewnętrzne podano w mm

C_{10}, C'_{10} — 20 ÷ 50 µF, 6 V
C_{11}, C'_{11} — 20 ÷ 50 nF styroflex lub olej
C_{12}, C'_{12} — 100 µF, 12 V
C_{13}, C'_{13} — 1 nF
C_{14}, C_{15} — 50 + 50 µF 400 ÷ 450 V
C_{16}, C_{17} — 50 + 50 µF 400 ÷ 450 V

inż. Janusz Justat

Wskazówki projektowania odbiorników tranzystorowych

Cz. IV

WZMACNIACZ POŚREDNIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

ZASADA DZIAŁANIA I KONSTRUKCJI

Sygnał o częstotliwości pośredniej wytworzony w mieszaczu ma zbyt małą amplitudę, aby mógł być poddany detekcji, musi więc być wzmocniony. Stosuje się tu wzmacniacze rezonansowe, ponieważ zapewniają one większe wzmocnienie i wzmacniają tylko określone pasmo częstotliwości. W procesie przemiany, oprócz sygnału o żądanej częstotliwości $f_p = f_h - f_s$, powstaje jeszcze wiele innych, niepotrzebnych, a nawet mogących powodować dodatkowe gwizdy interferencyjne. Wzmacniacz rezonansowy nie będzie wzmacniał tych niepożądanych sygnałów.

Wzmacniaczowi pośr. cz. stawia się wiele wymagań: duże wzmocnienie, stabilna praca bez skłonności do wzbudzania się, odpowiednio szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości, a jednocześnie wysoka selektywność. Niestety w praktyce nie da się spełnić jednocześnie wszystkich wymagań, gdyż niektóre z nich wzajemnie się wykluczają. Na przykład, wzmacniacz o bardzo dużym wzmocnieniu będzie przejawiał skłonności do oscylacji, warunek wysokiej selektywności trudno pogodzić z szerokim pasmem przenoszenia itd. Przyjęte ostatecznie rozwiązanie stanowi więc pewien kompromis między potrzebami i możliwościami.

Należy też pamiętać o tym, że tranzystorowe wzmacniacze pośr. cz. ustępują wzmacniaczom lampowym. Tranzystory zapewniają nieco mniejsze wzmocnienie, wykazują duże rozrzuty parametrów między poszczególnymi egzemplarzami, posiadają też wewnętrzne sprzężenie zwrotne, które powoduje skłonności do wzbudzania się wzmacniaczy i

zmusza do szukania środków zaradczych — neutralizacji.

Stały postęp w konstrukcji i technologii tranzystorów powoduje jednak, że spełniają one coraz lepiej stawiane im wymagania. Nowoczesne tranzystory, stosowane we wzmacniaczach pośr. cz., mają właściwości zbliżone do lamp elektronowych, tzn. oporność wyjściową rzędu kilkuset kiloomów i bardzo małe wewnętrzne sprzężenie zwrotne oraz pojemność wyjściową.

Obecnie można się spotkać z dwoma podstawowymi rodzajami tranzystorów, nadających się do pracy we wzmacniaczach pośr. cz. Pierwszy rodzaj to tranzystory starszych typów, jak: OC45, OC612, TG10. Mają one częstotliwość graniczną ~ 3 MHz, oporność wejściową ~ 1500 Ω, oporność wyjściową ~ 50 kΩ oraz pojemności: wejściową ~ 1000 pF, wyjściową ~ 12 pF. Sprzężenie zwrotne wewnątrz tranzystora można odwzorować za pomocą oporności ~ 2 MΩ i pojemności ~ 10 pF połączonych równolegle.

Tranzystory pośr. cz., takie jak OC169 czy OC614 mają znacznie korzystniejsze parametry; oporność wejściową ~ 1500 Ω, oporność wyjściową ~ 150 kΩ, pojemność wejściową ~ 100 pF, pojemność wyjściową ~ 9 pF. Wewnętrzne sprzężenie zwrotne tak małe, że nie zaznacza się go nawet na schematach zastępczych tranzystorów tej grupy.

Postęp w produkcji tranzystorów znalazł odbicie w konstrukcji wzmacniaczy pośr. cz., a szczególnie w budowie filtrów. W okresie, gdy konstruktorzy mieli do dyspozycji tranzystory o gorszych właściwościach, budowano pojedyncze obwody rezonansowe, a poszczególne stopnie wzmocnienia były neutralizowane. W nowoczesnych odbiornikach stosuje się niemal wyłącznie filtry pasmowe pośr. cz., gdyż pozwalają one uzyskać większą szerokość przenoszonego pasma i większą selektywność. Straty wzmocnienia, występujące nieuchronnie w filtrach pasmowych, nie odgrywają poważniejszej roli, bo nowoczesne tranzystory odznaczają się dużym wzmocnieniem.

Częstotliwość pośrednia w różnych odbiornikach waha się od 450 do 470 kHz. Wszystkie odbiorniki krajowe mają częstotliwość pośrednią 465 kHz. Prawdopodobnie jest ona w naszym kraju najkorzystniejsza i daje najmniej zakłóceń interferencyjnych.

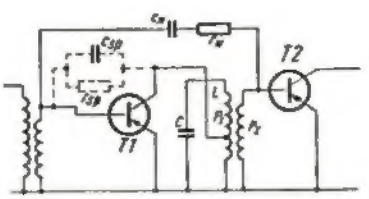
Jak wiadomo, tranzystory mogą pracować w trzech różnych zasadniczych układach:

1) ze wspólnym emiterem,
2) ze wspólną bazą,
3) ze wspólnym kolektorem.

We wzmacniaczach rezonansowych wchodzą w rachubę dwa pierwsze, bo układ ze wspólnym kolektorem nie wykazuje żadnych istotnych zalet.

Tranzystory pracujące w układzie ze wspólną bazą mają mniejszy rozrzut oporności wejściowej, a także pracują jako wzmacniacze stabilniej, ponieważ wewnętrzne sprzężenie zwrotne ma przy tym układzie najmniejszą wartość.

Układ ze wspólną bazą ma poważne wady. Bardzo duża różnica pomiędzy opornością wejściową i wyjściową utrudnia dopasowanie do siebie poszczególnych stopni. Wzmocnienie w tym układzie jest mniejsze niż dla wspólnego emitera. Można ogólnie powiedzieć, że wady układu *WB* są jednocześnie zaletami układu *WE* i odwrotnie. W odbiornikach produkowanych fabrycznie tranzystory we wzmacniaczach pośr. cz. pracują głównie w układzie ze wspólnym emiterem. Układ wydaje się godny polecenia w aparatach amatorskich, choćby dlatego, że sprzedawane w sklepach filtry pośr. cz. przeznaczone są właśnie do niego.



Rys. 1. Zasada działania układu neutralizacji

Obwody rezonansowe, wchodzące w skład filtrów pośr. cz., tłumione są silnie przez tranzystory; aby pomimo tego można było uzyskać wysoką selektywność, współczynnik dobroci *Q* nieobciążonych obwodów powinien mieć wartość około 150.

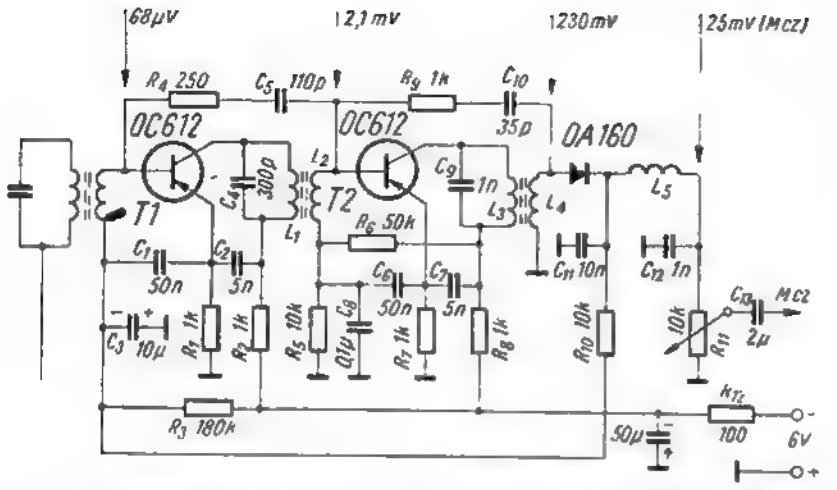
We wzmacniaczach pośr. cz., wyposażonych w tranzystory typu OC45, OC612, TG10, konieczne jest neutralizowanie poszczególnych stopni wzmocnienia, podobnie jak się to praktykuje w triodowych wzmacniaczach w. cz. Każdy stopień wzmocnienia musi pracować w taki sposób, aby istniała całkowita niezależność w pracy między wyjściem (obwód kolektora) i wejściem (obwód bazy) danego stopnia. Warunek ten jest spełniony, jeżeli nie ma żadnego sprzężenia zwrotnego wewnątrz układu wzmacniacza. Wiadomo jednak, że w tranzystorze występuje sprzężenie pomiędzy kolektorem i bazą. Ma ono charakter równolegle połączonych oporności r_{sp} i pojemności c_{sp}, znajdujących się pomiędzy bazą i kolektorem (rys. 1). Analogiczne zjawisko występuje w triodowych wzmacniaczach w.cz. w postaci oddziaływania między obwodem anodowym i siatkowym wskutek pojemności anoda-siatka.

Sprzężenie wewnątrz tranzystora przez r_{sp}, c_{sp} powoduje, że pomiędzy kolektorem i bazą płynie prąd, który zmniejsza oporność wejściową tranzystora, co jest zjawiskiem wysoce niepożądanym. Omawiane sprzężenie może w sprzyjających warunkach wywołać oscylacje układu. Drgania własne powstaną, jeżeli obwody rezonansowe emitera i kolektora będą przedstawiały dla częstotliwości drgań oporność indukcyjną. Jeżeli sprzężenie wewnątrz tranzystora jest za małe lub ma niewłaściwą fazę, drgania nie powstaną, natomiast wystąpią objawy dodatniego lub ujemnego sprzężenia zwrotnego, wpływając niekorzystnie na pracę wzmacniacza. Wystąpienie dodatniego lub ujemnego sprzężenia zwrotnego zależy od dostrojenia obwodów rezonansowych.

Aby usunąć szkodliwe skutki oddziaływania oporności r_{sp} i pojemności c_{sp} stosuje się we wzmacniaczach tranzystorowych w.cz. układy neutralizacyjne, kompensujące działanie wewnętrznego sprzężenia zwrotnego w tranzystorze. Zasada działania takiego układu pokazana jest na rysunku 1.

Część napięcia zmiennego, występującego w obwodzie bazy tranzystora T2, zostaje po odwróceniu fazy o 180° doprowadzona z powrotem do bazy tranzystora T1 poprzez człon r_N, c_N. Wartości r_N i c_N są tak dobrane, aby wielkość tego napięcia była taka sama, jak napięcia dostającego się do bazy przez r_{sp} i c_{sp}, ponieważ napięcia te mają fazy przeciwne, znoszą się wzajemnie, powodując zanik wpływu oddziaływania pomiędzy kolektorem i bazą tranzystora. W gałęzi układu neutralizacji zastosowano szeregowy układ r_N, c_N, aby uniknąć galwanicznego połączenia obwodów bazy.

Typowy układ neutralizacji przedstawiony jest na rysunku 2. Tworzą go opornik R_4 i kondensator C_5 po-



Rys. 2. Dwustopniowy wzmacniacz pośr. cz. z tranzystorami OC612 (Telefunken)

między bazami sąsiednich tranzystorów. Transformator pośr. cz., znajdujący się pomiędzy tymi tranzystorami, musi odwracać fazę napięcia.

Obliczanie układu neutralizującego jest dosyć skomplikowane i wygodniej posługiwać się wartościami podawanymi przez laboratoria fabryczne.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat typowego wzmacniacza pośr. cz., wyposażonego w tranzystory starszego typu OC612. Tranzystory te można zastąpić krajowymi TG10. Na schemacie zaznaczono dla orientacji poziomy napięć sygnału w poszczególnych punktach układu. Obydwa stopnie są neutralizowane, co jest niemal regułą przy tranzystorach tego rodzaju.

Sygnał o częstotliwości pośredniej wydzielony ze stopnia przemiany częstotliwości doprowadzany jest do bazy tranzystora T1 przez pierwszy filtr pośr. cz. Tranzystor ten podobnie jak i następny pracuje w układzie ze wspólnym emiterem. Pierwszy stopień wzmocnienia objęty jest działaniem automatycznej regulacji wzmocnienia. Napięcie ARW doprowadzone jest z obwodu detekcji przez człon filtrujący R_{10}, C_1, C_3. Kondensator elektrolityczny C_3 zwiera do masy prądy m.cz. Kondensatory elektrolityczne mają znaczną indukcyjność własną, zachodzi więc obawa, że kondensator C_3, nie działałby skutecznie dla prądów w.cz. Dlatego też zastosowano dla tych prądów dodatkowo kondensator C_1 o mniejszej pojemności, którego indukcyjność własna jest znikoma.

Opornik R_3 połączony z minusem ustala początkowy punkt pracy. Opornik R_3 i kondensator C_2 filtrują napięcie zasilające kolektor. Dzięki temu filtrowi napięcie pośr. cz. nie może przedostawać się do zasilacza i przeciwnie z zasilacza nie dochodzi żadne napięcie zakłócające. W ten sposób zapobiega się powstawaniu oscylacji i sprzężeń pomiędzy różnymi stopniami odbiornika przez zasilacz. Oporniki R_1 oraz R_2, R_8 i R_{10} tworzą razem układ stabilizacji punktu pracy tranzystora T1.

Opornik R_1 ze względu na jakość stabilizacji powinien mieć możliwie dużą wartość. Z drugiej strony, im większa jest jego oporność, tym mniej skuteczne działanie ARW. Stąd konieczność przyjęcia kompromisu.

Napięcie neutralizacji pobierane jest z uzwojenia wtórnego L_2 filtru pośr. cz. Dzięki odpowiedniemu połączeniu końcówek uzwojeń filtru uzyskuje się właściwą fazę napięcia. Opornik R_4 i połączony szeregowo kondensator C_5 korygują ostatecznie fazę i amplitudę napięcia kompensującego. Obydwa stopnie wzmocnienia sprzężone są pomiędzy sobą transformatorem w.cz. o uzwojeniach L_1 i L_2. Obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość pośrednią, tworzą L_1 i C_4. Przekładnia transformatora w.cz. jest tak dobrana, aby uzyskać dopasowanie oporności wyjściowej tranzystora T1 do oporności wejściowej tranzystora T2.

W obwodzie kolektora T2 występują napięcia rzędu 100 ÷ 200 mV i dlatego stopień ten nie może być objęty działaniem ARW. Działanie ARW polega bowiem na zmniejszaniu prądu kolektora, a zatem wzmocnienia dostarczanego przez tranzystor. Zmniejszanie prądu kolektora przy odbiorze silnych stacji prowadziłoby nieuchronnie do przesterowania tranzystora, a więc do zniekształceń sygnału.

Poza tym układ drugiego stopnia wzmocnienia nie odbiega od pierwszego. Stabilizację punktu pracy zapewniają oporniki R_5, R_6, R_7, R_8. Opornik R_8 wchodzi w skład filtru odsprzęgającego obwód kolektora. Drugi stopień wzmocnienia z tranzystorem T2 sprzężony jest transformatorowo z obwodem detekcyjnym. Transformator L_3—L_4 dopasowuje do siebie oporności tych stopni.

Tablica 1 zawiera dane dotyczące wykonania cewek filtrów omówionego wzmacniacza.

Jak wspomniano poprzednio, w nowoczesnych odbiornikach we wzmacniaczu pośr. cz. używa się tranzystorów o właściwościach zbliżonych do pentod, które zapewniają większe wzmocnienie i nie wymagają neutralizacji (np. OC169).

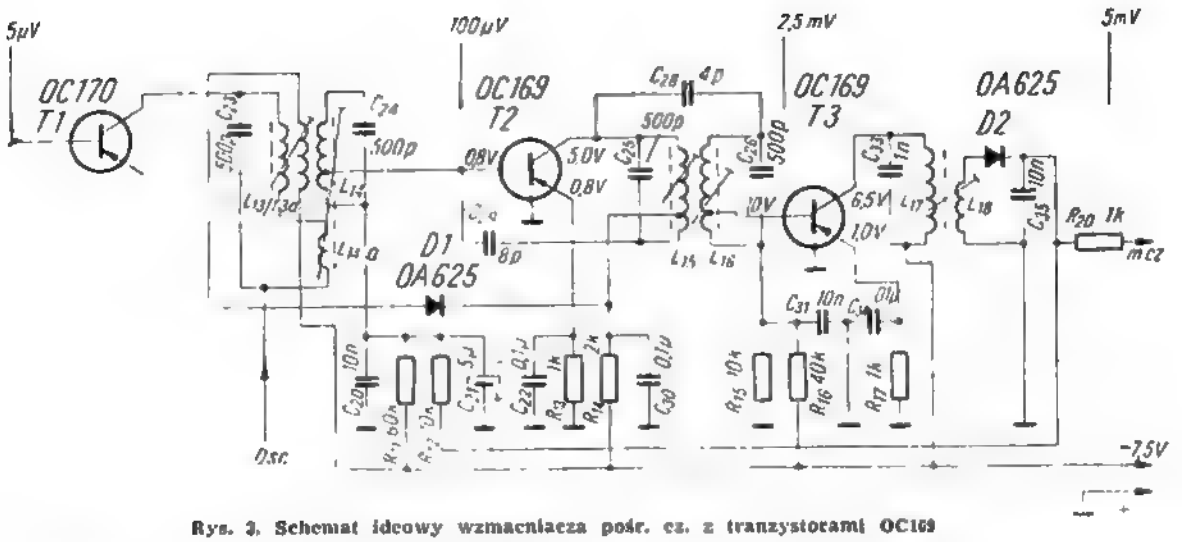
Tablica 1

Dane uzwojeń cewek wzmacniacza pośr. cz. z rys. 2

Cewka	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5
Rodzaj rdzenia Indukcyjność Liczba zwojów	ferrytowy 0,35 mH 136	 12	ferrytowy 0,113 mH 78	 29	ferrytowy 0,5 mH 210
Sposób nawinięcia	lica 7 × 0,05 koszykowy	lica 10 × 0,05 pod L_3	lica 10 × 0,05 koszykowy	lica 10 × 0,05 pod L_5	drut DNJ 0,1 koszykowy

Układ wzmacniacza z tranzystorami OC169 przedstawiono na rysunku 3.

Sygnał o częstotliwości pośredniej z mieszacza dochodzi do dość złożonego filtru pośr. cz. Pierwszy obwód rezonansowy tego filtru składa się z kondensatora C_{23} oraz cewek L_{13} i L_{14a}. Cewka L_{14a} nawinięta jest na rdzeniu cewki L_{14}, wchodzącej w skład drugiego obwodu filtru C_{24} L_{14}. Cewka L_{14a} służy do uzyskania odpowiednio silnego sprzężenia między obydwoma obwodami filtru pasmowego. Odczep na cew-



Rys. 3. Schemat ideowy wzmacniacza pośr. cz. z tranzystorami OC169

ce L_{11} prowadzący do bazy T2 dopasowuje oporność obwodu do tranzystora. W skład tego filtru wchodzi jeszcze jedna cewka, a mianowicie L_{13a}. Jest ona połączona z diodą tłumiącą *D1* i sprzężona indukcyjnie z L_{13} i L_{14} tak, że w momencie, gdy zacznie działać dioda tłumiąca, oddziaływanie przeniesie się na cały filtr pośr. cz.

Sposób oddziaływania automatycznej regulacji wzmocnienia na punkt pracy tranzystora jest zupełnie konwencjonalny. Pierwszy i drugi tranzystor pośr.cz. sprzężono pomiędzy sobą także za pomocą filtru pasmowego. Odpowiednie sprzężenie między obwodem tego filtru, oprócz indukcyjności wzajemnej, zapewnia kondensator C_{28}. Na uwagę zasługuje staranne opracowanie filtrów odsprzęgających napięcia zasilania baz i kolektorów w obydwu tranzystorach.

Dopasowanie obwodów L_{15} C_{25} i L_{16} C_{26} do oporności tranzystorów uzyskano za pomocą odczepów na obydwu cewkach.

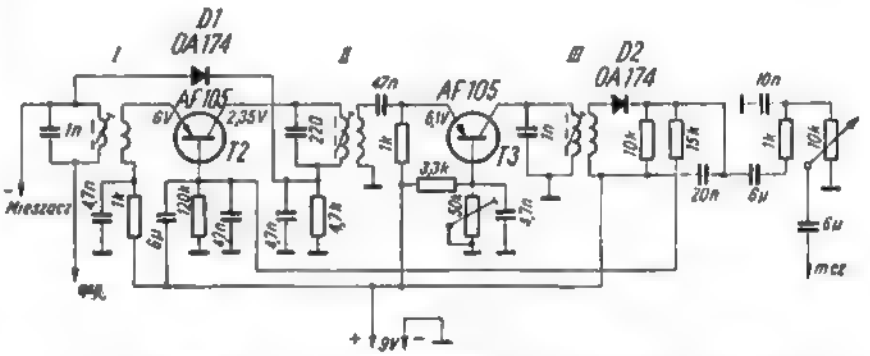
Na wyjściu tranzystora T3 znajduje się trzeci i ostatni filtr pośr. cz. W odróżnieniu od obydwu poprzednich ma on tylko jeden obwód rezonansowy L_{17} C_{33} sprzężony indukcyjnie z cewką L_{18} dopasowującą do oporności detektora.

Na schemacie zaznaczone są poziomy napięć sygnału w różnych punktach układu. Szerokość przenoszonego pasma dla całego wzmacniacza wynosi 3÷4,5 kHz, a selektywność przy odstrojeniu o 9 kHz od częstotliwości rezonansowej około 30.

Na wstępie wspomniano o istnieniu wzmacniaczy pośr. cz. z tranzystorami pracującymi w układzie *WB*. Wzmacniacz tego rodzaju znajduje się w odbiorniku „Partner IV" firmy TELEFUNKEN. Schemat stopni pośr. cz. tego odbiornika przedstawiono na rysunku 4.

Dwustopniowy wzmacniacz pośr. cz. wyposażony jest w tranzystory typu AF105. Pierwszy filtr pośr. cz. ma w obwodzie rezonansowym dużą pojemność — 1 nF. Dzięki temu oporność rezonansowa tego obwodu jest niewielka i zapewnia dopasowanie do oporności wyjściowej tranzystora przemiany częstotliwości.

Układ *WB* zwany też „z uziemioną bazą" nie oznacza, że baza musi być połączona galwanicznie z masą. Ze schematu wynika, że tranzystory T2 i T3 mają bazy oddzielone od masy opornikami. Ważne jest natomiast, aby dla wzmacnianej częstotliwości bazy były zwarte z masą. Ten warunek spełniają dla tranzystora T2 kondensatory 4,7 nF i 6 μF, a dla T3 — kondensator 4,7 nF. Kondensator 6 μF przy tranzystorze T2 zabezpiecza przed przedostaniem się prądów częstotliwości



Rys. 4. Wzmacniacz pośr. cz. z tranzystorami w układzie ze wspólną bazą

Pierwszy tranzystor pośr. cz. T2 pracuje w układzie *WB*, a więc jego oporność wyjściowa jest znacznie większa. Dopasowany do niego drugi filtr pośr. cz. ma zatem kondensator o znacznie mniejszej pojemności (220 pF). Mogłoby się zdawać, że i trzeci filtr pośr. cz. powinien mieć taką samą pojemność jak drugi. Tak jednak nie jest, kondensator ma bowiem pojemność 1 nF. W ostatnim filtrze nie chodzi o pełne dopasowanie do tranzystora i osiągnięcie maksymalnego wzmocnienia, lecz o to, aby doprowadzić do detektora jak największą moc. Dlatego też ostatni obwód pośr. cz. ma mniejszą oporność rezonansową.

akustycznej z detektora przez pętlę automatycznej regulacji wzmocnienia do bazy tranzystora T2.

Jak zwykle we wzmacniaczach pośr. cz. do pierwszego tranzystora doprowadzono ARW działającą dwiema drogami: pierwszą — przez sterowanie punktu pracy T2 (baza T2 połączona przez opornik 15 kΩ z detektorem) i drugą — dzięki diodzie tłumiącej *D1*.

Punkty pracy obydwu tranzystorów ustalane są za pomocą oporników, tak samo jak w układach ze wspólnym emiterem. Identycznie działa stabilizacja tranzystorów.

(D. c. na str. 123)

ODBIORNIK TELEWIZYJNY „KORAL" OT 1722

„Koral" jest pierwszym seryjnym odbiornikiem telewizyjnym polskiej produkcji, wyposażonym w kineskop o kącie odchylania 110°.

Drukowany montaż, odchylane chassis pionowe, liczne układy automatyki i stabilizacji, mały ciężar, nowoczesny i estetyczny wygląd oraz dobre parametry elektryczne i akustyczne powodują, że stał się on jednym z lepszych odbiorników, jakie znalazły się na naszym rynku.

A oto jego dane techniczne i opis działania.

DANE TECHNICZNE

— Napięcie zasilające: 220 V/50 Hz
— Moc pobierana z sieci: ⩽ 210 W
— Wejście antenowe: 280 Ω, symetryczne
— Zakres odbioru: 12 kanałów telewizyjnych (OIRT)
— Czułość użytkowa toru wizji: 550 μV
— Czułość toru wizji ograniczona synchronizacją: 110 μV
— Czułość użytkowa toru fonii: 110 μV
— Tłumienie sygnałów o częstotliwościach lustrzanych wizji: ⩾ 40 dB
— Tłumienie sygnałów o częstotliwościach pośrednich: ⩾ 30 dB
— Tłumienie modulacji amplitudy w torze fonii: ⩾ 35 dB
— Stabilność punktu zerowego dyskryminatora: ⩽ 20 kHz
— Stabilność dostrojenia heterodyny: ⩽ 250 kHz
— Częstotliwość pośrednia wizji: 38 MHz
— Częstotliwość pośrednia fonii: 31,5 MHz
— Częstotliwość różnicowa fonii: 6,5 MHz
— Odchylanie: magnetyczne
— Centrowanie obrazu: za pomocą dwóch tarcz centrujących
— Zniekształcenia geometryczne obrazu: ⩽ 3%
— Liniowość odchylania: ⩽ ± 10%
— Maksymalna moc użyteczna fonii: 2 W, przy k ⩽ ⩽ 10%
— Napięcie przyspieszające: 13 do 16 kV
— Głośniki: GD-18-13/2 II, oraz GDW-12,5/1,5
— Lampy i ich przeznaczenie:

$V1$ — PCC 88 — wzmacniacz w. cz.
$V2$ — PCF 82 — mieszacz i heterodyna
$V3$ — EF 80 — wzmacniacz pośr. cz.
$V4$ — EF 80 — wzmacniacz pośr. cz.
$V5$ — EF 80 — wzmacniacz pośr. cz.
$V6$ — PCL 84 — wzmacniacz wizji i układ ARW
$V7$ — EF 80 — wzmacniacz częstotliwości różnicowej fonii
$V8$ — PCF 82 — ogranicznik amplitudy i wzmacniacz napięciowy m. cz.
$V9$ — PL 84 — wzmacniacz mocy w torze fonii
$V10$ — PCF 82 — I i II selektor amplitud
$V11$ — EF 80 — układ tranzytronowy
$V12$ — ECC 82 — generator pionowego odchylania i wzmacniacz sprzężenia zwrotnego
$V13$ — PL 84 — wzmacniacz odchylania pionowego
$V14$ — EAA 91 — układ porównywania fazy
$V15$ — PCF 82 — generator poziomego odchylania i lampa reaktancyjna
$V16$ — PCF 82 — układ automatycznego utrzymywania poziomu czerni i układ stabilizacji szerokości obrazu
$V17$ — PL 36 — wzmacniacz odchylania poziomego
$V18$ — PY 88 — dioda usprawniająca
$V19$ — DY 86 — prostownik wysokiego napięcia
$V20$ — AW 43-88 — kineskop

— Prostownik zasilacza: dioda S8AR2 lub prostownik selenowy SPSs1-250-C0,6
— Bezpieczniki: topikowe 0,2 A i 1,5 A
— Wymiary skrzynki (bez uwzględnienia ścianki tylnej): 571×404×271 mm
— Ciężar: 23,5 kg.

UKŁAD ELEKTRYCZNY

Układ elektryczny „Korala" przedstawiony jest na schemacie ideowym na str. 116—117.

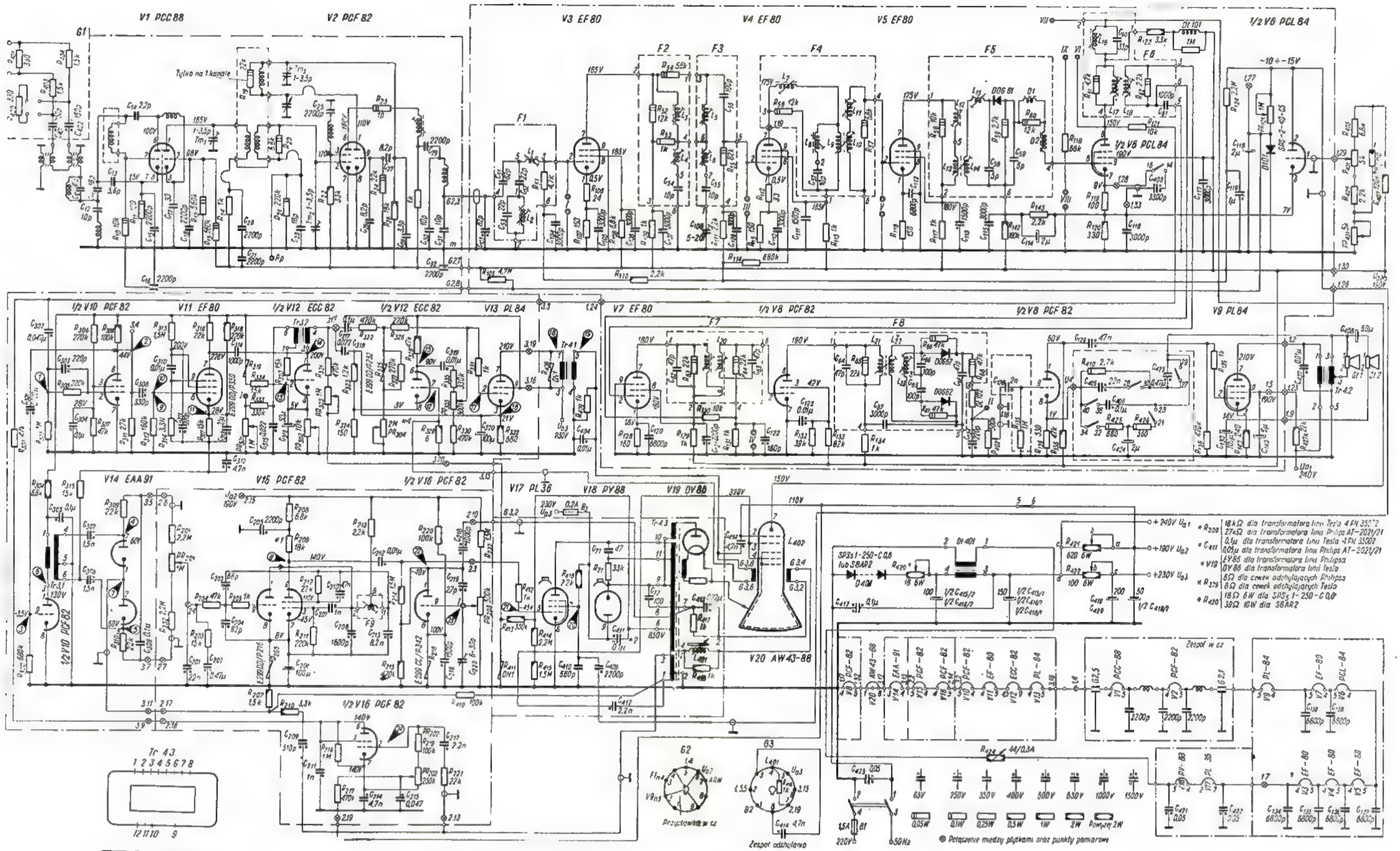
Wzmacniacz w. cz. pracuje w układzie kaskody z lampą PCC 88. Transformator na wejściu odbiornika dopasowuje symetryczne wyjście antenowe (280 Ω) do niesymetrycznego wejścia wzmacniacza (280 Ω). Obwody rezonansowe LC_{10} i LC_{12}, dostrojone do częstotliwości 35 i 38 MHz, służą do wytłumienia na wejściu częstotliwości zakłócających w paśmie częstotliwości pośrednich. Cewka między anodą pierwszej lampy i katodą drugiej lampy kaskody, łącznie z pojemnościami lampowymi i montażowymi, stanowi układ kompensacji spadku wzmocnienia na najwyższych kanałach. Takie samo zadanie ma cewka znajdująca się w siatce drugiej mieszacza.

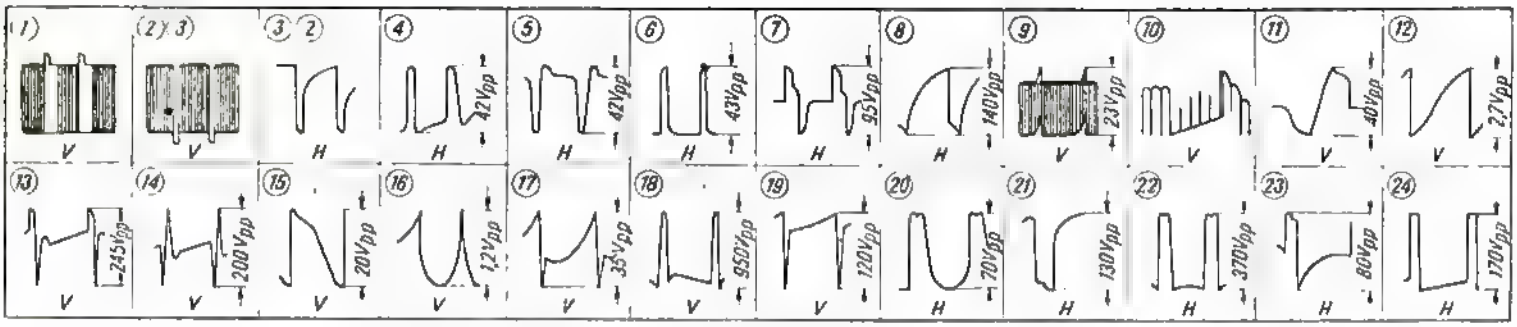
Oscylator lokalny pracuje w układzie Colpittsa z triodową częścią lampy $V2$ (PCF 82).

Sygnał pośr. cz., otrzymany w wyniku przemiany sumacyjnej, wzmacniany jest przez trzy stopnie z lampami $V3$, $V4$ i $V5$ (wszystkie EF 80). Na szczególną uwagę w tym torze zasługuje układ filtru pasmowego F_2, dotychczas nie stosowany w odbiornikach produkcji krajowej. Kształt krzywej przenoszenia tego filtru zbliżony jest do prostokąta (3 wierzchołki i strome zbocza — duże tłumienie na częstotliwościach pułapek).

Automatyczną regulacją wzmocnienia objęte są dwa pierwsze stopnie wzmocnienia pośr. cz. (działanie bezpośrednie) i wzmacniacz w. cz. (z opóźnieniem).

Napięcie regulacyjne ARW uzyskuje się metodą kluczowania w układzie z lampą PCL 84 (trioda).


V1 PCC 88
V2 PCF 82
V3 EF 80
V4 EF 80
V5 EF 80
1/2 V6 PCL 84
1/2 V10 PCF 82
V11 EF 80
1/2 V12 ECC 82
V13 PL 84
V7 EF 80
1/2 V8 PCF 82
V9 PL 84
V14 EAA 91
V15 PCF 82
1/2 V16 PCF 82
V17 PL 36
V18 PY88
V19 DY88
V20 AW43-88
Tylko na 1 kanale
Przyciski w cz
Zespół odchylania
Zespół w cz
Sieć
Film
Gra
Kino
Klawisze wciśnięte
Tr 43
1 2 3 4 5 6 7 8
12 11 10 9
62
63
F1
F2
F3
F4
F5
F6
F7
F8
F9
D1
D1 101
D1 401
D 401
D 402
D 403
D 404
D 405
D 406
D 407
D 408
D 409
D 410
D 411
D 412
D 413
D 414
D 415
D 416
D 417
D 418
D 419
D 420
D



Wielkość tego napięcia jest zależna od poziomu sygnału wizyjnego i od wielkości dodatniego napięcia na siatce triody lampy $V6$. Napięcie na siatce ustawiane jest za pomocą dzielnika złożonego z elementów: R_{407}, R_{405}, P_{401}, R_{406}, PR_{401} (ręczna regulacja kontrastu) i za pomocą LDR (automatyczna regulacja wzmocnienia w funkcji oświetlenia). Dioda D_{101} oraz elementy PR_{101}, R_{105} i C_{118} pracują w układzie opóźniania napięcia regulacyjnego dla wzmacniacza w. cz. Potencjometr PR_{101} służy do ustawienia progu działania automatyki.

W układzie ARW na uwagę zasługuje to, że na anodę lampy kluczowanej doprowadzono impulsy nie z transformatora, lecz z ekranu końcowej lampy poziomego odchylania.

Układ kluczowanej ARW, powszechnie stosowany w odbiornikach, jest źródłem nieprzyjemnego przydźwięku i terkotu w głośniku. Występuje on w chwilę po włączeniu odbiornika do sieci i trwa aż do ukazania się obrazu. Zjawisko to wywołane jest brakiem napięcia ARW do chwili rozpoczęcia pracy przez stopień końcowy odchylania poziomego. Stopień końcowy, wskutek długiego nagrzewania się katody diody usprawniającej rozpoczyna pracę później niż cały tor wzmocnienia w. cz. i pośr cz. Brak napięcia ARW powoduje w tym czasie przesterowanie ostatniego stopnia pośr. cz. sygnałem z anteny, które jest przyczyną powstania wspomnianego terkotu w głośniku i w pewnych warunkach utrudnia zsynchronizowanie stopni odchylania (mogą wystąpić zniekształcenia i obcięcia impulsów synchronizujących w stopniu pośr. cz.).

W odbiorniku „Koral" wykorzystano fakt, że lampa końcowa PL 36 otrzymuje już impulsy sterujące, gdy jej obwód anodowy jeszcze nie pracuje normalnie (nie nagrzana katoda diody usprawniającej). Prawie cały prąd katody przenosi się wtedy na siatkę drugą tej lampy i wywołuje na oporniku redukcyjnym R_{416} impulsy o większej amplitudzie, aniżeli przy normalnej pracy lampy. Impulsy te, sterując lampą kluczowaną, powodują powstanie większego napięcia regulacyjnego ARW, niż przy normalnej pracy i skutecznie „przytykają" wzmacniacz w. cz. i pośr. cz. aż do momentu pojawienia się obrazu.

Element światłoczuły LDR jest komórką fotooporową działającą na bazie siarczku kadmu, zmieniającą oporność w zakresie od około 10 MΩ (w ciemności) do około 100 Ω (przy oświetleniu o jasności 1000 luksów).

Detekcja wizji odbywa się na diodzie germanowej DOG 61. Sygnał z detektora podany jest do jednostopniowego wzmacniacza wizji z lampą PCL 84 (część pentodowa). W obwodzie katodowym tej lampy znajduje się układ regulacji wyrazistości włączany za pomocą klawisza „*Film*".

Sygnał o częstotliwości różnicowej 6,5 MHz, zmodulowany częstotliwościowo towarzyszącym dźwiękiem, otrzymuje się w wyniku mieszania w detektorze (element nieliniowy) częstotliwości pośrednich wizji i fonii. Wydziela się go z obwodu anodowego wmacniacza wizji za pomocą cewki L_{18} sprzężonej z cewką L_{17}.

Wzmacniacz częstotliwości różnicowej jest 2-stopniowy. Stopień pierwszy (lampa $V7$ — EF 80) pracuje jako wzmacniacz z neutralizacją, a drugi — jako ogranicznik siatkowy (część pentodowa lampy $V8$ — PCF 82). Zastosowane sprzężenie zwrotne pomiędzy obwodem siatkowym ogranicznika i wzmacniaczem wizji ma na celu zmniejszenie szkodliwej modulacji amplitudy w torze fonii.

Napięcie wyjściowe ogranicznika steruje dyskryminator fazowy.

Trioda lampy $V8$ pracuje we wzmacniaczu napięciowym m. cz. Wzmacniacz mocy pracuje z lampą PL 84. Ujemne sprzężenie zwrotne z wtórnego uzwojenia transformatora głośnikowego na katodę wzmacniacza napięciowego zapewnia dobrą jakość odbieranego dźwięku. W gałąź sprzężenia zwrotnego włączona jest skokowa regulacja barwy dźwięku (klawisze: „*Mowa*", „*Muzyka*").

Część napięcia sygnału wizji doprowadzona jest z obwodu anodowego wzmacniaczą wizji do sterującej siatki lampy $V10$, pracującej w konwencjonalnym układzie selektora amplitud. Człon równoległy C_{303} R_{305} spełnia rolę ogranicznika zakłóceń.

Synchronizacja pionowa — za pomocą monostabilnego generatora impulsów w układzie tranzytronu z lampą EF 80 ($V11$). Warunkiem wyzwolenia tranzytronu jest jednoczesne pojawienie się dodatniego impulsu na siatce i ujemnego na katodzie. Impulsy na katodzie uzyskiwane są po scałkowaniu impulsów synchronizujących w układzie R_{315} i C_{312}, a dodatnie na siatce — po zróżniczkowaniu impulsów synchronizujących w układzie $C_{308}R_{312}$. Podwójne sterowanie tranzytronu umożliwiło uzyskanie dużej odporności na zakłócenia przy doskonałej międzyliniowości (jak dla zwykłych systemów całkujących) oraz dużego zaskoku synchronizacji pionowej (± 25 Hz).

Na wyjściu tranzytronu uzyskuje się ujemny impuls synchronizujący, który doprowadza się do anody lampy $V12$ pracującej w układzie samodławnego generatora odchylania pionowego.

Napięcie sterujące wzmacniacz odchylania pionowego zbierane jest z kondensatora C_{318}, który ładowany jest napięciem z zasilacza, a rozładowywany poprzez lampę ECC 82. O częstotliwości generowane-

go napięcia decyduje stała czasu obwodu siatkowego generatora: PR_{301}, R_{333} i C_{315}.

Dla osiągnięcia dobrej stabilizacji wysokości i liniowości obrazu w pionie zastosowano:

● Ze względu na płaskość ekranu — korekcję typu „S" i ze względu na wpływ skończonej indukcyjności głównej transformatora *Tr* 4.1 na prąd odchylający — korekcję typu parabolicznego.

Przebieg napięcia piłowego na kondensatorze C_{318} jest prawie liniowy. Ze względu jednak na płaskość ekranu przebieg powinien być spłaszczony na początku i końcu okresu wybierania (krzywa „S"). W odbiorniku „Koral" spłaszczenie uzyskano przez doprowadzenie napięcia sterującego z kondensatora C_{318} do dzielnika z nieliniowym opornikiem R_{323} (VDR), którego oporność maleje wraz ze wzrostem przyłożonego napięcia. Dzielnik napięcia składa się z następujących elementów: R_{322}; R_{323} (VDR) i PR_{304}. Regulacja potencjometrem PR_{304} powoduje zmianę szerokości góry i dołu obrazu w stosunku do środka.

Korekcję typu parabolicznego realizuje się za pomocą elementów R_{326}, PR_{305}, R_{330}, R_{335}, R_{328}, C_{319}.

Napięcie sterujące stopień końcowy składa się z napięcia „S"-wego podawanego z dzielnika utworzonego przez element R_{326}, R_{330} i częściowo PR_{305} oraz z napięcia parabolicznego — uzyskiwanego w wyniku scałkowania przebiegu „S"-wego w układzie R_{326}, część PR_{305}, R_{335}, C_{319}, R_{328}.

Do praktycznego dobrania kształtu napięcia sterującego służy potencjometr PR_{305}, który tym samym jest regulatorem liniowości.

● Dla zmniejszenia wpływu zmian oporności cewek odchylających (w miarę ich nagrzewania się), na wysokość obrazu —— prądowe ujemne sprzężenie zwrotne.

Spadek napięcia powstały na oporniku R_{329} włączonym w szereg z cewkami podawany jest na siatkę lampy ECC 82 i następnie po wzmocnieniu — w fazie przeciwnej — na siatkę sterującą stopnia końcowego.

W wyniku nagrzewania się cewek maleje amplituda prądu odchylającego, a tym samym i wielkość sprzężenia zwrotnego. Powoduje to wzrost napięcia sterującego stopień końcowy, a więc stabilizację wysokości obrazu.

● Stabilizację wysokości obrazu w zależności od zmian napięcia sieci zasilającej. Uzyskano ją za pomocą R_{318} i R_{411}. Waristor R_{411} stabilizuje napięcie zasilające anodę generatora, a waristor R_{319} — łącznie z opornikami R_{334} i PR_{302} — powoduje przesunięcie punktu pracy generatora w zależności od zmian napięcia zasilającego. Gdy napięcie sieci zmaleje, generator zaczyna wytwarzać większe napięcie piłowe, niezbędne do skompensowania przesunięcia punktu pracy lampy końcowej, wywołanego zmianą napięcia zasilającego i prądu żarzenia.

Powrót promienia w pionie wygaszany jest za pośrednictwem kondensatora C_{414}.

Równolegle do pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego włączony jest waristor R_{408}, który zmniejsza przepięcia i oscylacje występujące na transformatorze w czasie powrotu promienia.

Zmniejszenie wpływu szkodliwych oscylacji powodują również: opornik R_{409} i kondensator C_{404}.

Regulacja częstotliwości generatora poziomego odchylania odbywa się za pomocą napięcia kontrolnego, uzyskiwanego w układzie dyskryminatora fazowo-częstotliwościowego z lampą EAA 91. Zaskok częstotliwości uzyskuje się w granicach ± 800 Hz. Dzięki tak dużemu zaskokowi wyeliminowano — podobnie jak i w pionowym odchylaniu — ręczną regulację częstotliwości.

Napięcie kontrolne (regulacyjne) doprowadzone jest do lampy reaktancyjnej pracującej z częścią triodową lampy *V*15. Lampa (trioda *V*15) dołączona jest równolegle do obwodu drgań generatora sinusoidalnego.

Generator poziomego odchylania pracuje w układzie: katoda-siatka sterująca-siatka ekranująca lampy *V*15 w układzie zbliżonym do Colpittsa.

Część pentodowa lampy *V*15, wraz z elementami R_{209}, C_{205} i R_{208} pracuje w układzie kształtującym napięcie sterujące stopień końcowy.

Część triodowa lampy *V*16 pracuje w układzie detektora równoległego i ma za zadanie stabilizację amplitudy odchylania, a tym samym i wysokiego napięcia. Układ pracuje na zasadzie wytwarzania stałego napięcia, będącego funkcją wielkości impulsów powrotu.

Zmniejszenie napięcia sieci powoduje zmniejszenie impulsów doprowadzanych do anody i siatki lampy oraz dodatniego napięcia stałego doprowadzonego do siatki z dzielnika R_{222} i PR_{202}. Napięcie na katodzie — dzięki VDR R_{218} — pozostanie stałe. Spowoduje to, że przy zmniejszeniu się napięcia sieci zmniejszy się także i napięcie ujemne podawane na siatkę lampy końcowej (*V*17), czyli że zwiększy się szerokość obrazu do wielkości normalnej.

Stopień końcowy poziomego odchylania pracuje z lampą PL 36, zaś układ tłumiąco-usprawniający z lampą PY 88.

Kondensator C_{72} ma za zadanie ustalenie właściwego czasu powrotu, a strojona cewka L_{401} — korekcję liniowości odchylania.

Kondensator C_{413}, łącznie z kondensatorem C_{411}, wprowadza ostateczną kompensację zniekształceń symetrycznych, spowodowanych płaskością ekranu.

W stopniu końcowym poziomego odchylania zasługuje jeszcze na uwagę to, że cewki załączone są symetrycznie do masy. Takie rozwiązanie pozwala zredukować do minimum szkodliwe promieniowania.

Z częścią pentodową lampy *V*16 pracuje układ automatycznego utrzymywania poziomu czerni. Do anody tej lampy doprowadzony zostaje sygnał wizji (poprzez oporniki R_{121} i R_{301}), a do siatki — napięcia impulsowe z trzeciego odczepu transformatora wyjściowego. W czasie, gdy na siatkę przychodzi treść obrazu, prąd przez lampę nie płynie. Spowodowane to jest powstawaniem dużego ujemnego napięcia na opornikach R_{219} i PR_{202} w wyniku prostowania siatkowego. Lampa zostanie „odetkana" dopiero wówczas, gdy na anodę przyjdzie dodatni impuls gaszący z impulsem synchronizującym, a na siatkę — duży dodatni impuls kluczujący. W czasie odetkania ładuje się kondensator C_{214}. Napięcie z tego kondensatora, które zależy wyłącznie od wielkości amplitudy sygnału wizyjnego, doprowadzone do siatki kineskopu powoduje, że poziom czerni znajduje się zawsze w punkcie odcięcia kineskopu. Do powyższego napięcia dodaje się napięcie z części opornika PR_{202}, który spełnia rolę regulatora jaskrawości.

W zasilaczu odbiornika zastosowano układ kompensacji tętnień o częstotliwości sieci. Kompensację

uzyskano w wyniku wprowadzenia do dławika dodatkowego uzwojenia i dodania kondensatora C_{417}. Umożliwiło to obniżenie tętnień do poziomu zapewniającego niezakłócony odbiór emisji telewizyjnych, niezsynchronizowanych z siecią zasilającą odbiornik (np. Eurowizji).

Układ — dla składowych wyższych niż 50 Hz — zachowuje się jak zwykły filtr dławikowo-pojemnościowy.

Z wyłącznikiem sieciowym sprzężony jest układ wygaszania plamki. W momencie wyłączenia odbiornika siatka sterująca kineskopu zostaje podłączona poprzez styki 5—6 przełącznika klawiszowego do zasilacza anodowego ($+U_{a2}$). Powoduje to szybki wzrost prądu kineskopu, czyli szybkie rozładowanie pojemności filtrującej w zasilaczu wysokiego napięcia. Układ nie działa, jeżeli odbiornik zostaje odłączony od sieci.

inż. Zenon Budynek

elektronika użytkowa

ELEKTRONICZNY MIERNIK WILGOTNOŚCI GLEBY

Wilgotność gleby można mierzyć metodami elektrycznymi. Wykorzystuje się wówczas zależności wilgotności gleby od jej właściwości elektrycznych, jak przewodność elektryczna, przenikalność dielektryczna, straty dielektryczne, straty promieniowania γ (gamma).

Poniżej omówiono przyrząd, w którym wykorzystano zależność wilgotności gleby od występujących w niej strat promieniowania γ. Pomiar natężenia promieni γ odbywa się za pomocą komory jonizującej *(KJ)*, gdyż wielkość prądu płynącego przez tę komorę zależy od wartości czynnika jonizującego, którym są promienie γ; przyjmuje się, że pozostałe parametry obwodu pomiarowego z rysunku 1, tzn. napięcie na elektrodach komory oraz właściwości ośrodka jonowego i ścianek komory są stałe. Jeżeli teraz strumień promieni γ przechodzić będzie przez warstwę gleby o grubości d to zostanie on osłabiony zgodnie z zależnością:

$$I = I_0 e^{-\mu d}$$

gdzie:

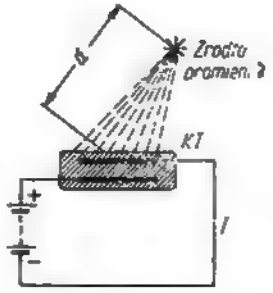
μ — współczynnik liniowego zmniejszenia natężenia promieni γ w zależności od średniej gęstości materii,

I_0 — natężenie promieni γ przed przejściem przez mierzoną warstwę gleby,

I — natężenie promieni γ po przejściu przez mierzoną warstwę gleby.

Zmniejszenie promieniowania γ zależne jest od rodzaju gleby i jej wilgotności. Im gleba jest bardziej wilgotna, tym zmniejszenie promieniowania γ jest większe.

Schemat przyrządu do pomiaru wilgotności gleby, opartego na powyższej zasadzie, przedstawiony jest na rysunku 2. Prąd płynący przez lampę ECC 82 wywołuje spadek napięcia na odcinku R_5, który służy do polaryzacji siatek obu lamp.

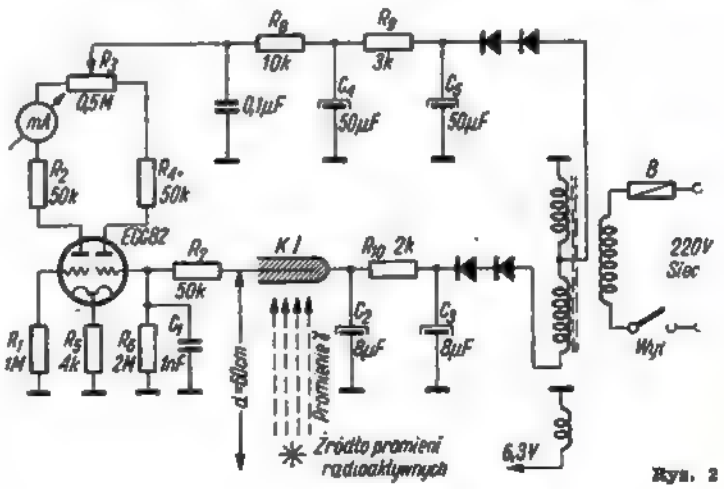


Rys. 1

Źródłem promieniowania γ jest odpowiedni izotop, na przykład strontu, kobaltu, węgla, umieszczony w ochronnej obudowie i wprowadzony do badanej warstwy gleby. Pod wpływem promieni γ otrzymywanych z tego źródła w obwodzie komory jonizacyjnej ulega zmianie wartość prądu elektrycznego, co z kolei powoduje zmianę napięcia na prawej anodzie lampy. Prąd w obwodzie komory jonizacyjnej jest proporcjonalny do natężenia promieni γ i zależność ta może być określona przez pomiar zmian prądu anodowego lewego systemu lampy, oczywiście po uprzednim wyskalowaniu miliamperomierza (mA).

Przyrząd skaluje się dla różnych rodzajów gleby odzielnie w następujący sposób. Źródło promieni radioaktywnych, np. kobaltu o mocy 5÷6 milicurie ustawia się w odległości 60÷70 cm od komory jonizacyjnej. Suwak potencjometru R_3 ustawia się tak, aby wskazówka przyrządu odchyliła się do końca skali. Następnie, pomiędzy komorą jonizacyjną i źródłem promieniowania γ ustawia się wannę szklaną o cienkich ściankach, nalewa się do niej wody i cechuje się skalę miernika w zależności od grubości warstwy wody. Dokładność pomiarów wilgotności gleby przeprowadzonych tym przyrządem jest rzędu 5÷10%.

inż. Edward Wągrodzki



Rys. 2

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Krótkofalowiec polski

NR 5 • (48) • MAJ • 1964

Wiadomości KF

opracowano z ramienia SPDXC przez SP9DT

NOWOŚCI Z DXCC

Ostatnio uznane zostały dwa nowe kraje:
Kuria Muria Isl
4U1ITU — stacja ITU nadająca z Genewy.
Kenia po uzyskaniu niepodległości używa nowego prefiksu 5Z4.

Z ŻYCIA SPDX KLUBU

Honorowa lista SPDXC:

1.	SP9KJ	253	4.	SP8CK	221
2.	SP9RF	232	5.	SP9DT	201
3.	SP7HX	223	6.	SP6FZ	200

Zawiadamia się wszystkich członków SPDXC, że wstrzymuje się przydzielanie IRC, aż do czasu ustalenia nowych zasad ich rozprowadzania.

TABLICA DX
(stan na dzień 29.II.1964 r.)

A. Grupa Cw/Fone

SP9KJ	257/276	SP2BA	109/132
SP9RF	243/255	SP9DN	107/134
SP7HX	238/253	SP5NE	99/108
SP8CK	231/255	SP3KET	98/123
SP9DT	217/235	SP8AOV	98/133
SP6FZ	212/228	SP8ABQ	98/115
SP9TA	209/217	SP5YL	93/100
SP5ADZ	203 232	SP3KBJ	91/109
SP9FR	200/218	SP3KCC	90/121
SP6AAT	193/209	SP2AEO	90/111
SP9KAD	192/214	SP9UH	84/118
SP9ADU	190/204	SP2PI	83/114
SP8HR	187/202	SP9YP	82/100
SP8HT	186/208	SP8KDE	79/106
SP5HS	170/177	SP9AOX	78/108
SP5GX	165/188	SP9ABP	75/83
SP8SZ	162/205	SP3AOT	73/104
SP8AJK	140/168	SP7QO	72/76
SP9PT	142/159	SP5AHW	68/88
SP5AFL	140/169	SP9PZD	63/85
SP1AEG	139/156	SP9AED	60/65
SP8MJ	138/155	SP9ZT	59/71
SP5AIB	137/158	SP2OY	59/69
SP2LV	137/149	SP9RJ	58/71
SP3YC	135/179	SP8ZW	55/79
SP9NH	134/156	SP6UK	51/67
SP9DH	130/147	SP9AJM	51/66
SP6RT	124/155	SP5ALN	50 89
SP8EV	124/146	SP9AMA	42/58
SP8AAH	120/166	SP6SO	40/56
SP8SR	115/139	SP8ASP	38/51
SP5AIM	113/134	SP3AAI	38/41
SP9AJL	112/191	SP3KEU	37/43
SP9CS	111/145	SP8AKQ	36/50
SP5ALG	109/146	SP8ANF	19/40

B. Grupa Fone

SP9FR	200/218	SP8AJK	53/66
SP7HX	182/187	SP5AIM	43/47
SP9KJ	172/189	SP6AAT	41/56
SP8CK	169/179	SP9RJ	39/47
SP9RF	158/160	SP3KET	35/43
SP5XM	132/135	SP6FZ	33/45
SP5HS	104/115	SP8AKQ	29/34
SP9KAD	92/98	SP9PT	25/31
SP5GX	86/107	SP5ALG	24/43
SP8HT	84/101	SP9ADU	23/30
SP9DT	78/104	SP6UK	11/17
SP5ZK	64/80	SP9DH	10 11
SP9PZD	58/72		

C. Grupa 2 × SSB

SP9FR	165/208
SP5HS	91/109

D. Grupa SWL

SP3—335	147/206	SP9—1045	65/93
SP9—519	140/218	SP7—3018	59/156
SP9—3038	90/164	SP7—3017	53/140
SP9—624	78/104	SP9—752	48/163
SP9—115	67/163	SP3—334	35/75

Witamy w naszym gronie kol. Tadeusza z W-wy SP5ALN.

UKF • UKF • UKF

VI POLSKI POLNY DZIEŃ UKF
XVI CZECHOSŁOWACKI POLNY DZIEŃ
I POLNY DZIEŃ NRD

REGULAMIN

„Polny Dzień" — to amatorskie zawody w pasmach UKF. W zawodach mogą brać udział radioamatorzy polscy, czechosłowaccy, NRD, a także zagraniczni. Czas trwania zawodów od 4 lipca godz. 15⁰⁰ GMT do 5 lipca godz. 15⁰⁰ GMT.

Pasma: 145, 435, 1296 i 2400 MHz.

Etapy

145 MHz — 1 etap od 15⁰⁰ do 15⁰⁰ GMT (16⁰⁰ MEZ)
435 MHz — 1 etap od 15⁰⁰ do 15⁰⁰ GMT (16⁰⁰ MEZ)
1296 MHz — 2 etapy od 15⁰⁰ do 03⁰⁰ i od 03⁰⁰ do 15⁰⁰ GMT
2400 MHz — 2 etapy od 15⁰⁰ do 03⁰⁰ i od 03⁰⁰ do 15⁰⁰ GMT

W każdym etapie z tą samą stacją można nawiązać tylko jedną ocenianą łączność w tym samym paśmie UKF.

Kategorie

1 kat. (główna) — stacje pracujące z terenowego QTH i z mocą do 25 W (input)
2 kat. — stacja pracujące z terenowego QTH z mocą ponad 25 W (wg warunków licencji)
3 kat. — stacje pracujące ze stałego QTH z dowolną mocą wg warunków licencji.

Stacje czechosłowackie biorą udział tylko w kategorii 1.

Warunki pracy

Propagacja A1, A2, A3. Jedynie w paśmie 145 MHz telegraf A2 jest zakazany. Wywołanie w zawodach „CQ PD", „Anruf FT" lub „wywołanie PD" („Vyzva Polni Den")

W czasie QSO należy wymienić kod składający się z raportu RST lub RS, kolejnego numeru QSO i QRA-Lokatora. Numeracja QSO jest osobna dla każdego pasma.

Każda stacja może pracować w dowolnej liczbie pasm UKF. Stacje OK pracujące z terenowego QTH nie będą używały znaku „p". Stację obsługiwać może wielu operatorów, ale praca odbywać się może tylko **pod jednym znakiem.** Z jednego stanowiska pracować może tylko jedna stacja w danym paśmie. Pod pojęciem „terenowe QTH" w czasie PD rozumieć się będzie każde QTH poza domowym.

Punktacja

Za 1 km pokonanej odległości liczy się jeden punkt.

Sprzęt

Używanie soloscylografów w pasmach 145 i 435 MHz jest zakazane.

Dzienniki

Dzienniki należy sporządzić osobno dla każdego pasma, na formularzach wg wzoru podanego przez PZK. Dziennik musi być wypełniony dokładnie. Odległości km za QSO określić należy wg polskiej mapy QRA-Lokatorów. Dodatkowo podać ilość osiągniętych krajów i maksymalne QRB km. Niedbale wypełnione i nie podpisane dzienniki nie będą klasyfikowane.

Stacje rezygnujące z klasyfikacji powinny nadesłać dzienniki do kontroli z odpowiednią adnotacją na dzienniku.

Dzienniki nadesłać należy do dnia 19 lipca br. na adres: UKF-Cont. Manager, mgr inż. Józef Lichecki SP9AGV, Zabrze 8 (Rokitnica), ul. Grzybowska 23 m. 7.

Klasyfikacja

1 kat. — klasyfikacja obejmuje kolejność stacji w każdym paśmie oraz kolejność krajów
2 kat — kolejność stacji na każdym paśmie
3 kat. — kolejność stacji na każdym paśmie.

Kontrola

Doraźną kontrolę współzawodniczących stacji przeprowadzą odpowiednie organy PZK na terenie kraju. Przekroczenie warunków niniejszego regulaminu może spowodować natychmiastową dyskwalifikację.

Wyniki oficjalne

Kontrolę wyników przeprowadzi specjalna komisja PD-1964 w terminie do 6 miesięcy po zawodach. W skład komisji wejdą 4 przedstawiciele URK ČSSR, 3 przedstawiciele PZK, 2 przedstawicieli GST oraz ew. przedstawiciele organizacji amatorskich krajów, które uczestniczyły w zawodach.

Powyższy regulamin został opracowany i zatwierdzony dn. 19.12.1963 r. przez oficjalnych przedstawicieli URK ČSSR i ZG PZK.

Zwracamy uwagę, że:

1. dzienniki wysłane wprost do Czechosłowacji będą zwrócone bez oceny władzom PZK;

2. stacje polskie, które w czasie PD-64 nawiążą QSO ze stacjami ZSRR, nadeślą dodatkowy dziennik, zawierający tylko te łączności (w ZSRR odbywa się także PD, lecz na innych warunkach). Te dodatkowe dzienniki odesłane będą do ZSRR;

3. należy zadbać o dokładne wypełnienie dzienników;

4. nie nadesłanie dziennika w terminie naraża na szwank dobre imię polskiego nadawcy UKF i jest niegrzecznością wobec kolegów;

5. zgłoszenie na pracę z terenowego QTH należy jak najszybciej przesłać UKF-Managerowi PZK (Gliwice, ul. Orlickiego 1 m. 8);

6. ZG PZK może udzielić pewnej pomocy stacjom wyjeżdżającym w teren na PD-64;

7. prawdopodobnie już w 1965 r. wprowadzone będzie ograniczenie ciężaru radiostacji przenośnych kategorii I regulaminu PD;

8. dobra praca i wyniki z terenowego QTH wymagają długiego i starannego przygotowania sprzętu i ekip PD.

SP9DR

STACJA „BEACONOWA" PZK

Budowa radiostacji powierzona została kol. SP5FM co zapewnia jakościowe i terminowe wykonanie. Obecnie SP5FM prowadzi już prace montażowe zespołów.

Radiostacja emitować będzie sygnały jednocześnie w pasmie 145 i 435 MHz. Sprawa anteny nie jest jeszcze całkowicie rozstrzygnięta, ale prawdopodobnie będzie to zespół 16-elementowych anten typu Yagi. W tym przypadku praca beaconu odbywałaby się w ustalonym czasie, w określonych warunkach.

Planuje się, aby w okresach poprzedzających zawody UKF jak i w czasie samych zawodów UKF radiostacja beaconowa przechodziła na normalną pracę amatorską w zawodach.

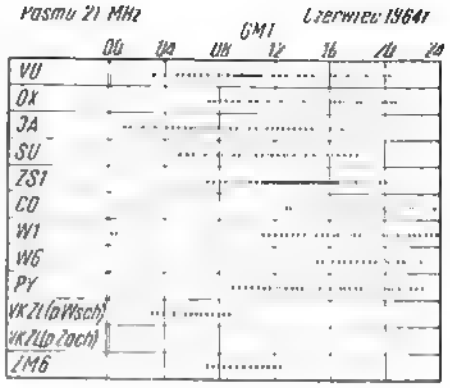
Lokalizacja radiostacji nie jest ostatecznie zdecydowana; prawdopodobnie zainstalowana zostanie na Św. Krzyżu.

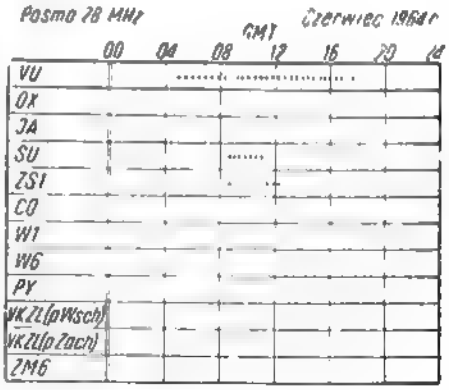
ZJAZD UKF W 1964 R.

Z powodu trudności lokalowych na obszarze Zakopanego — termin Zjazdu UKF na Głodówce uległ małemu przesunięciu i ustalony został na dni 14—16 września br. (poniedziałek—środa).

UKF-owcy! Zarezerwujcie sobie 2 dni urlopu na VI Zjazd UKF!

SP9DR





ZAŁĄCZNIKI
do Regulaminu Polskiego Klubu UKF (zam. w nr 4/64 KP)

ZAŁĄCZNIK NR 1

Zakres czynności członków Zarządu Polskiego Klubu UKF

1. Przewodniczący:

kieruje pracą Zarządu, rozdziela zadania członkom, jest odpowiedzialny wobec władz PZK za pracę Zarządu i członków Klubu, reprezentuje Klub na zewnątrz.

2. Sekretarz:

prowadzi całość prac administracyjnych Klubu według wskazówek Przewodniczącego, a w szczególności prowadzi sprawy członkowstwa Klubu i utrzymuje kontakt z Sekretariatem ZG PZK.

3. Manager techniczny:

przewodniczący komisji technicznej Klubu, prowadzi informację techniczną, czuwa nad rozwojem i poziomem technicznym polskich stacji UKF, wykonuje zadania techniczne zlecone przez Przewodniczącego.

4. Manager sportowy:

przewodniczący komisji sportowej Klubu, opracowuje projekty regulaminów zawodów i konkursów, organizuje sędziowanie zawodów i obliczanie wyników, prowadzi ewidencję i jest odpowiedzialny za publikowanie sportowych wyników członków Klubu, wykonuje inne zadania zlecone przez Przewodniczącego.

5. Manager gospodarczy:

prowadzi sprawy gospodarcze i finansowe Klubu zgodnie z wytycznymi Przewodniczącego.

PROGNOZY WARUNKÓW PROPAGACYJNYCH

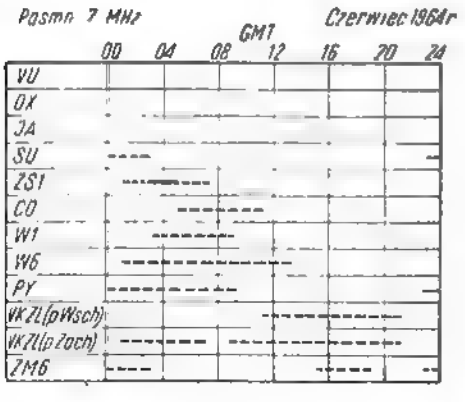
— czerwiec 1964 r. —

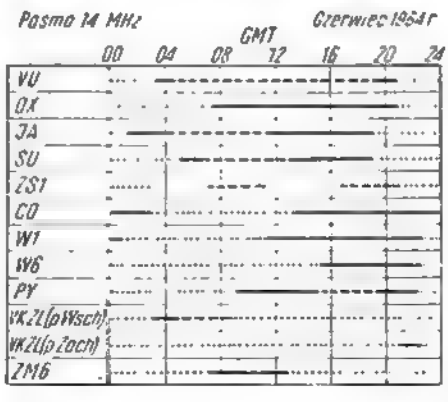
Oznaczenia

– – – – 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.





ZAŁĄCZNIK NR 2

Tryb wyboru władz Polskiego Klubu UKF

1. Wybory do Zarządu PK UKF odbywają się co dwa lata na Zjeździe UKF PZK.
2. Czynne i bierne prawo wyborcze mają członkowie zwyczajni Klubu.
3. Wybiera się Zarząd składający się z pięciu osób, a mianowicie:
   — przewodniczącego,
   — sekretarza,
   — trzech członków (manager techniczny, sportowy i gospodarczy).

   Zakres czynności członków Zarządu określony jest w załączniku nr 1 do Regulaminu Klubu.
4. Wybory są prawomocne, jeżeli wzięło w nich udział przynajmniej 2/3 uprawnionych członków.
5. Kandydatów zgłasza się listem poleconym sekretarzowi Klubu na dwa miesiące przed terminem wyborów.
6. Kandydatury zgłasza się ze wskazaniem funkcji w Zarządzie.
7. Do umieszczenia na liście kandydatów potrzebna jest zgoda osoby proponowanej.
8. Sekretarz sporządza listę kandydatów i rozsyła ją wraz z blankietami do głosowania wszystkim uprawnionym członkom nie później niż na 30 dni przed terminem wyborów, publikując jednocześnie listę w „Krótkofalowcu Polskim", bądź w trzech kolejnych komunikatach radiowych ZG PZK.
9. Głosujący wysyłają wypełnione kartki wyborcze listem poleconym na 7 dni przed terminem głosowania lub oddają osobiście na Zjeździe.
10. Ważne są tylko głosy oddane na kandydatów zgłoszonych na listę w trybie podanym w pkt. pkt. 5—7.
11. Niewypełnienie kartki uważane jest za wstrzymanie się od głosu.
12. Sprawdzenie wyników przeprowadzi wybrana na Zjeździe UKF 3-osobowa Komisja Skrutacyjna.
13. Komisja Skrutacyjna przyjmuje sprawozdanie Sekretarza o przygotowaniu wyborów, bada dokumenty, sprawdza zachowanie terminów i uprawnienia głosujących, bada ew. skargi i zażalenia dotyczące wyborów, a następnie:
    13.1. otwiera koperty z nadesłanymi kartkami wyborczymi,
    13.2. łączy nadesłane kartki wyborcze z kartkami doręczonymi Komisji na Zjeździe,
    13.3 ogłasza znaki wywoławcze osób od których wpłynęły korespondencyjnie kartki wyborcze, w razie reklamacji bada okoliczności zaginięcia i sporządza protokół,
    13.4. oblicza wyniki,
    13.5. sporządza i ogłasza protokół o przeprowadzeniu i wynikach wyborów, najpóźniej na 3 godziny przed zakończeniem Zjazdu.
14. Blankiety wyborcze, inne dokumenty wyborcze i protokóły Komisji Skrutacyjnej przekazywane są do ZG PZK.

Dyplomy

Interesujący dyplom „Budapest Award" wydawany jest ostatnio przez Radioklub w Budapeszcie. Dla uzyskania go należy się wykazać posiadaniem 15 punktów liczonych według następujących kryteriów:

a) za QSO ze stacją HA5KDQ liczy się 3 punkty,

b) po 2 punkty liczy się za QSO z następującymi stacjami: HA5KAG, HA5KBC, HA5KBF, HA5KDF, HA5KFZ, HA5KEB, HA5KCC, HA5AA, HA5AE, HA5AH, HA5AN, HA5AW, HA5DD, HA5DQ, HA5FE, HA5FK, HA5FQ i HA5BY. Jednak łączności ze stacją HA5AH liczą się tylko do 30.6.62 r., ze stacją HA5DD tylko do 31.12.59 r., ze stacją HA5FQ i HA5BY do 31.12.62 r.,

c) po 1 punkcie za QSO z każdą inną stacją w Budapeszcie.

Zgłoszenia wraz z wykazem i kartami QSL należy wysyłać na adres: Radio Club of Budapest, Budapest XIII, Dagály u. 11/a, Węgry.

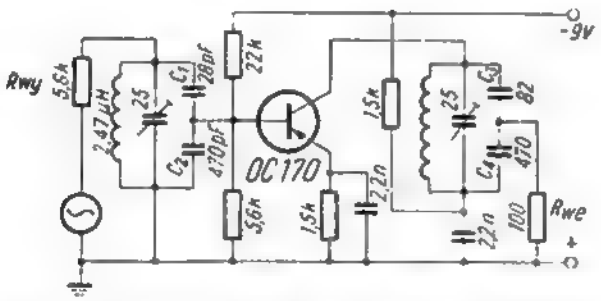
SP5HR

(Dokończenie ze str. 114)

Warto jeszcze zwrócić uwagę, że w opisanym wzmacniaczu połączono z masą „—" baterii, a nie „+" jak to się przeważnie praktykuje.

Odbiorniki tranzystorowe z zakresem ultrakrótkofalowym mają dla tego zakresu częstotliwość pośrednią najczęściej równą 10,7 MHz. Mimo, że obecnie fale ultrakrótkie są jeszcze mało u nas rozpowszechnione, warto podać podstawowe informacje dla takiego wzmacniacza pośr. cz.

Schemat jednego stopnia wzmocnienia przedstawiony jest na rysunku 5.



Rys. 5. Wzmacniacz częstotliwości pośredniej 10,7 MHz

Tranzystor OC170 pracuje w układzie ze wspólnym emiterem. Przy tej częstotliwości oporności wejściowa i wyjściowa tranzystora są stosunkowo małe i wynoszą odpowiednio 100 Ω i 5 kΩ. Podane wartości są oczywiście orientacyjne. Uzyskiwane w obrębie jednego stopnia wzmocnienie nie przekracza 20 dB, tak że w odbiorniku znajdują się przeważnie trzy stopnie wzmocnienia. Dopasowanie oporności między stopniami odbywa się za pomocą pojemnościowego dzielnika napięć C_1, C_2 oraz C_3, C_4. Ze względu na małe sprzężenie zwrotne w tranzystorze OC170 i niewielkie wzmocnienie — neutralizacja nie jest potrzebna.

PROJEKTOWANIE OBWODÓW WZMACNIACZA POŚR. CZ. I OBWODÓW NEUTRALIZACJI

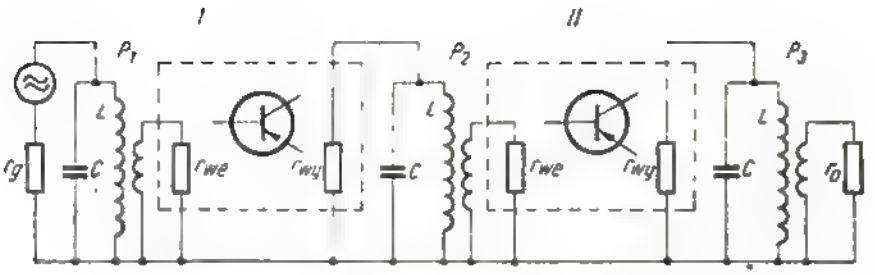
Budowa i zasada działania wzmacniacza pośr. cz. była już omawiana, jednak informacje te nie wystarczą do właściwego zaprojektowania obwodów rezonansowych i układu neutralizacji. Poza tym tranzystory posiadane przez radioamatorów pochodzą z najrozmaitszych wytwórni, mają różne parametry, a więc wymagają na ogół obliczania dla każdego z nich specjalnych obwodów.

Poniżej podany jest bardzo uproszczony sposób obliczania obwodów pośr.cz. Przykład obliczeniowy odnosi się do wzmacniacza z pojedynczymi obwodami rezonansowymi. Celowo pominięto obliczanie wzmocnienia, ograniczając się do parametrów obwodów.

Niezależnie od rodzaju użytych tranzystorów wzmacniacze zawierają z reguły dwa stopnie wzmocnienia i trzy filtry pośr.cz. W ten sposób uzyskuje się wzmocnienie rzędu 60 dB. Filtry pośr. cz. w aparatach tranzystorowych muszą mieć duży współczynnik dobroci Q. Najczęściej spotykana wartość Q = 150. Na wielkość wzmocnienia i konstrukcję filtrów oddziaływuje głównie szerokość wstęgi, jaką ma przenosić wzmacniacz.

Właściwą szerokość wstęgi ustala odpowiednio dobrana oporność obwodu rezonansowego filtru. Jeżeli pojemność jego została z góry założona, to oporność obwodu rezonansowego dobiera się za pomocą odczepu na cewce, do którego dołączony jest tranzystor. Wykonywanie odczepu na cewce nie jest konieczne, można bowiem dobrać odpowiednio oporność rezonansową filtru za pomocą kondensatora.

Na rysunku 6 przedstawiony jest schemat zastępczy wzmacniacza pośr. cz. W jego skład wchodzą dwa jednakowe tranzystory i trzy takie same pojedyncze obwody rezonansowe. Poszczególne stopnie sprzężone są pomiędzy sobą transformatorowo. Transformatory w.cz. dopasowują do siebie oporności wyjściowe i wejściowe poszczególnych stop-



Rys. 6. Uproszczony układ zastępczy wzmacniacza pośr. cz.

ni. Sygnały o częstotliwości pośredniej wzmacniane są właściwie za pomocą trzech tranzystorów, gdyż mieszacz także wzmacnia sygnał pośr.cz.

Do obliczenia obwodów wzmacniacza przyjęto następujące dane:

- Ilość obwodów strojonych: 3 obwody pojedyncze.
- Częstotliwość pośrednia: $f_p = 465$ kHz.
- Szerokość pasma przenoszonego przez wzmacniacz: $F = 5$ kHz.
- Współczynnik dobroci filitrów pośr. cz.: $Q = 150$.
- Tranzystory typu OC45 (TG10):
  oporność wejściowa $r_{we} = 1{,}5$ kΩ
  oporność wyjściowa $r_{wy} = 50$ kΩ
  oporność wewn. sprzężenia $r_{sp} = 2$ MΩ
  pojemność wewn. sprzężenia $c_{sp} = 10$ pF.

Przede wszystkim należy ustalić, jaką szerokość asma F_1 musi przenosić jeden obwód pośr. cz. obciążony opornością tranzystorów, aby cały wzmacniacz przenosił pasmo o takiej szerokości jaką założono.

Do tego celu służy wykres na rysunku 7. Wykres ten podaje zależność szerokości pasma wzmacniacza wielostopniowego od ilości stopni, oczywiście z obwodami rezonansowymi pojedynczymi, nie zaś pasmowymi. Ponieważ szerokość pasma określa się w odniesieniu do spadku wzmocnienia o 3 dB, przeto z wykresu można odczytać że dla wzmacniacza z trzema obwodami

$$\frac{F}{F_1} = 0{,}5$$

czyli: $F_1 = 2F$ $F_1 = 2 \cdot 5 = 10$ kHz.

Szerokość pasma, którą przenosi jeden filtr nieobciążony oblicza się ze wzoru:

$$F_o = f_p \frac{1}{Q_o}$$

$$F_o = 465 \cdot \frac{1}{150} = 3{,}1 \text{ kHz}.$$

Na wielkość oporności rezonansowej filtru można wpłynąć dwoma sposobami: dołączając kolektor do odczepu cewki L, albo dobierając odpowiednią wartość kondensatora C. Ten drugi sposób jest często stosowany, gdyż pozwala uniknąć odczepu na cewce.

$$C = \frac{10^3}{r_{wy} \cdot \pi \cdot (F_1 - F_o)}$$

C (nF); r (kΩ); F (kHz)

$$C = \frac{10^3}{50 \cdot \pi \,(10 - 3{,}1)} = 0{,}92 \text{ nF}$$

Po zaokrągleniu można przyjąć wartość $C = 1$ nF.

Posługując się poniższym wzorem można obliczyć indukcyjność cewki L:

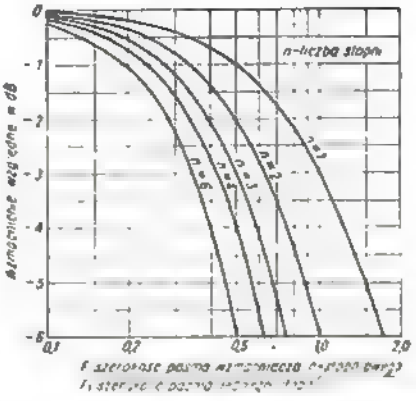
$$L = \frac{253 \cdot 10^3}{f_p^2 \cdot C}$$

L (μH); C (pF); f_p (kHz)

a więc:

$$L = \frac{253 \cdot 10^3}{465^2 \cdot 1 \cdot 10^3} = 117 \text{ μH}$$

Po zaokrągleniu $L = 120$ μH.



Rys. 7. Wykres pomocniczy do projektowania wzmacniaczy pośr. cz. (Terman — Radiotechnika)

Przekładnie poszczególnych transformatorów muszą być tak dobrane, aby zapewnić dopasowanie poszczególnych oporności:

$$p_1 = \sqrt{\frac{r_g}{r_{we}}} = \sqrt{\frac{60}{1{,}5}} = 6{,}3$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{r_{wy}}{r_{we}}} = \sqrt{\frac{50}{1{,}5}} = 5{,}8$$

$$p_3 = \sqrt{\frac{r_{wy}}{r_o}} = \sqrt{\frac{50}{5}} = 3{,}16$$

Wartości zaokrąglone $p_1 = p_2 = 6$; $p_3 = 3$.

Najprostszy układ neutralizacji, pokazany na rysunku 1, był już omówiony. Dla obliczania jego parametrów r_N i c_N byłoby znacznie dogodniej, gdyby opornik i kondensator były połączone równolegle tak, jak r_{sp} i c_{sp}. Niestety takie rozwiązanie jest niewłaściwe, gdyż nastąpiłoby galwaniczne połączenie baz transformatorów T1 i T2.

Obliczenie układu neutralizacji ma na celu znalezienie wartości r_N i c_N. W tym celu należy obliczyć najpierw parametry układu r_{sp} i c_{sp}, ale z szeregowym połączeniem oporności i pojemności, które oznaczono r'_N i c'_N.

$$r'_N = \frac{r_{sp}}{1 + 4\pi^2 \cdot f_p^2 \cdot c_{sp}^2 \cdot r_{sp}^2}$$

r (Ω); f (Hz); c (F)

$$r'_N = \frac{2 \cdot 10^6}{1 + 4\pi^2 \cdot (465 \cdot 10^3)^2 \cdot (10 \cdot 10^{-12})^2 \cdot (2 \cdot 10^6)^2} = 580 \text{ Ω}$$

$$c'_N = c_{sp} + \frac{c_{sp}}{2\pi \cdot f_p \cdot c_{sp} \cdot r_{sp}}$$

$$c'_N = 10\ 10^{-12} + \frac{10 \cdot 10^{-12}}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 12 \text{ pF}$$

Uwzględniając przekładnię, można teraz obliczyć parametry r_N i c_N układu neutralizacji. Oznaczenia przekładni odnoszą się do schematu na rysunku 1.

Obliczając te elementy dla pierwszego tranzystora omawianego wzmacniacza należy przyjąć:
dla $p_1 = 1$, ponieważ kolektor tranzystora dołączony jest bezpośrednio do górnej końcówki cewki L;
dla $p_2 = 6$.

$$r_N = \frac{r'_N}{p_2}$$

$$c_N = p_2 \cdot c'_N$$

$$r_N = \frac{580}{6} = 100 \text{ Ω}$$

$$c_N = 6 \cdot 12 = 72 \text{ pF}$$

SPROSTOWANIE

W nr 2/64 w artykule W. Prokopa „Amatorski odbiornik tranzystorowy" podano mylnie średnicę drutu rdzenia transformatorowego Tr2; zamiast 0,17 mm ma być 0,07 mm.

kącik dla początkujących

TRANSMISJA RADIOFONICZNA

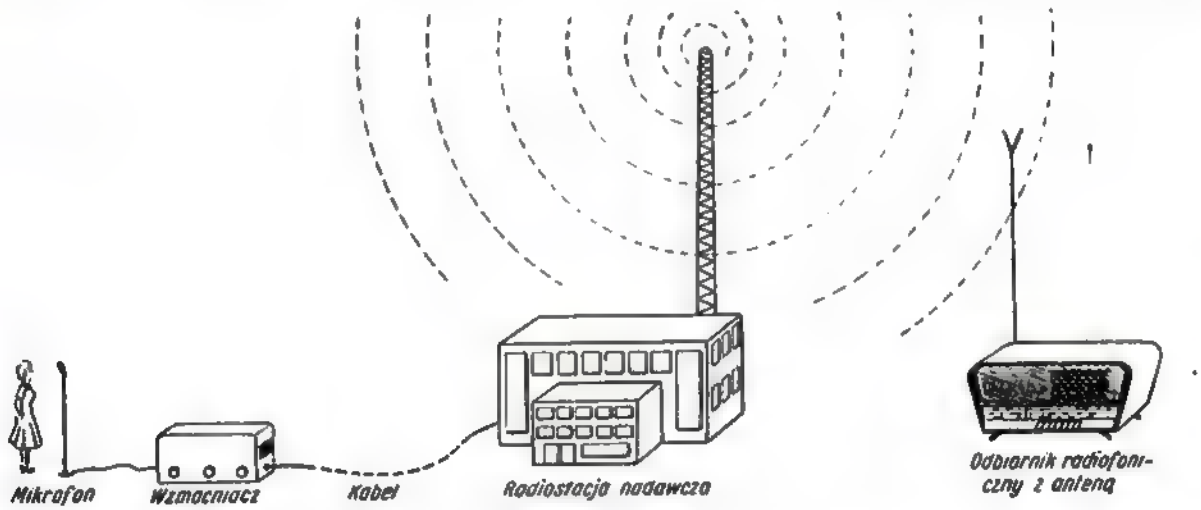
Jednym z najbardziej popularnych zastosowań radiotechniki jest radiofonia. Odbiornik radiofoniczny stał się obecnie sprzętem spotykanym prawie w każdym mieszkaniu. Dlatego właśnie radioodbiornik jest z reguły przedmiotem zainteresowania wszystkich, których — niezależnie od wieku — frapują zagadnienia techniczne. Ileż to już nawet dość kosztownych aparatów radiowych padło ofiarą tego zainteresowania! Zdobyte w ten sposób niezamierzone „doświadczenia" mają z pewnością jakąś wartość, jednakże nie jest to najlepsza droga do poznania tajników radiofonii. A przecież samo zagadnienie bezprzewodowej transmisji audycji jest w zasadzie dość proste.

Rysunek 1 przedstawia uproszczony schemat takiej transmisji. Widzimy tam artystkę występującą przed mikrofonem w studio radiowym. Mikrofon, to — jak wiemy — urządzenie wytwarzające, pod wpływem docierających do niego drgań akustycznych, sygnały elektryczne. Sygnał elektryczny powstający w mikrofonie zostaje następnie wzmocniony w urządzeniach rozgłośni i przesłany kablem do stacji nadawczej. Zadaniem stacji jest odpowiednie „wypromieniowanie audycji" w przestrzeń do wszystkich radiosłuchaczy, oddalonych niejednokrotnie o setki i tysiące kilometrów. Jest to trudne zadanie, możliwe do zrealizowania jedynie dzięki tak zwanym drganiom wielkiej częstotliwości. Tylko te bowiem drgania mają zdolność rozprzestrzeniania się w postaci fali elektromagnetycznej na bardzo wielkie odległości. Drgania o częstotliwości prądów mikrofonowych takich właściwości nie posiadają; aczkolwiek wypromieniowanie ich w przestrzeń jest możliwe, fala elektromagnetyczna o tak małej częstotliwości byłaby bardzo silnie tłumiona. Stacja nadawcza pracująca tym systemem miałaby więc bardzo ograniczony zasięg, rzędu kilkudziesięciu czy kilkuset metrów.

Dlatego też na stacji nadawczej dokonuje się specjalnego, bardzo zresztą pomysłowego zabiegu: sygnały otrzymane z rozgłośni wzmacnia się do odpowiedniego poziomu i nakłada na wytworzone na miejscu drgania wielkiej częstotliwości. Antena stacji promieniuje te drgania w przestrzeń, a na nich „jak na rączym koniu" rozprzestrzenia się audycja.

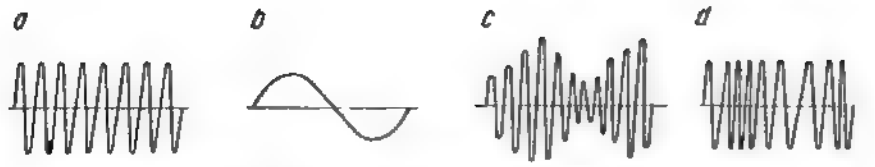
Nie będziemy się zatrzymywali dłużej nad tym procesem, dla którego przeprowadzenia służy zainstalowana w budynku radiostacji duża, skomplikowana aparatura. Powiemy jedynie w skrócie, że owo „nakładanie" audycji na drgania wielkiej częstotliwości (zwane w języku technicznym „modulacją drgań w.cz.") jest dokonywane dwoma zasadniczymi sposobami: jednym z nich jest modulacja amplitudy, drugim — modulacja częstotliwości. Modulacja amplitudy polega na zmienianiu intensywności lokalnie generowanych drgań w takt sygnałów audycji otrzymywanych ze studia.

Na rysunku 2a przedstawiono drgania wielkiej częstotliwości w postaci graficznej: amplituda tych drgań (ich intensywność, wielkość) jest stała, również stała jest częstotliwość drgań (ich „gęstość"). Taka właśnie fala jest promieniowana przez antenę stacji nadawczej w momencie przerwy audycji (np. po-



Rys. 1. Uproszczony schemat transmisji radiofonicznej

między poszczególnymi zdaniami zapowiedzi spikera). Jeżeli natomiast z rozgłośni nadbiegnie sygnał o przykładowym kształcie uwidocznionym na rysunku 2b, wówczas — w zależności od systemu pracy stacji — fala (zwana słusznie falą nośną) zostanie zmodulowana w amplitudzie (rys. 2c), lub w częstotliwości — rys. 2d. W systemie modulacji amplitudy zmieniana jest amplituda drgań, w systemie modulacji częstotliwości — częstotliwość



Rys. 2. Modulacja drgań wielkiej częstotliwości

drgań *). Tak więc w jednym i drugi przypadku zasada transmisji jest jednakże ta sama: sygnały otrzymywane ze studia radiowego są odpowiednio nakładane na wytwarzane na miejscu drgania wielkiej częstotliwości i na nich promieniowane w przestrzeń.

Dla bardziej wnikliwych Czytelników podamy teraz kilka liczb, które warto zapamiętać. A więc przede wszystkim dane dotyczące zakresu fal dźwiękowych, słyszanych uchem: zawierają się one w granicach od około 20 do ok. 15 000÷20 000 Hz. Jeden herc (jednostka częstotliwości, której nazwa pochodzi od nazwiska słynnego fizyka Hertza) to po prostu jedno drgnięcie (cykl) na sekundę. A więc słyszymy już dźwięki o częstotliwości około dwudziestu drgań na sekundę. Są to bardzo niskie tony (popularnie mówi się „grube", np. ktoś mówi „grubym głosem"), rzadko spotykane w praktyce codziennej. Górna granica słuchu to kilkanaście (do dwudziestu) tysięcy drgań na sekundę. Są to bardzo wysokie („cienkie") tony, również rzadko spotykane. Zresztą z wiekiem granica słyszalności zawęża się; osoby po przysłowiowej „czterdziestce" rzadko kiedy słyszą tony o częstotliwości powyżej 12 000 Hz. Najbardziej „popularne" częstotliwości mieszczą się w zakresie mowy ludzkiej — od ok. 300 do 3000 Hz.

Drgania o częstotliwości słyszalnej (akustycznej) można — jak już wiemy — zamienić za pomocą mikrofonu na przebiegi elektryczne. Drgania elektryczne o częstotliwościach słyszalnych nazywamy drganiami małej częstotliwości. Nie mają one własności łatwego rozprzestrzeniania się. Dlatego też nadawcze stacje radiowe promieniują w przestrzeń drgania o znacznie większej częstotliwości, posiadające o wiele lepsze własności. Te tak zwane drgania wielkiej częstotliwości mieszczą się w zakresie od 15 000÷÷20 000 Hz w górę. Wszelkie więc drgania elektryczne o częstotliwościach przewyższających zakres częstotliwości drgań akustycznych zaliczamy już do drgań wielkiej częstotliwości. I rzeczywiście, fala elektromagnetyczna o częstotliwości 15 000÷20 000 Hz posiada już dość dobre własności rozprzestrzeniania się na znaczne odległości **).

Powiedzieliśmy wyżej „...od 15 000÷20 000 Hz w górę", bowiem zakres wielkich częstotliwości, na które możemy „nakładać" przesyłane informacje jest bardzo szeroki. Oczywiście w miarę wzrostu częstotliwości fala elektromagnetyczna będzie wykazywała stopniowo odmienne własności rozprzestrzeniania się (fachowo mówimy: będzie zmieniała swoje własności propagacyjne), lecz nadal pozostanie posłuszną falą nośną, którą już umiemy wykorzystywać. Właśnie najnowsze prace elektroniki idą w kierunku opanowania coraz to większych częstotliwości. Wyrażanie ich w pojedynczych jednostkach (Hz) byłoby bardzo uciążliwe, dlatego też wprowadzono jednostki większe, a mianowicie:

1 kHz (1 kiloherc) = 1 000 Hz
1 MHz (1 megaherc) = 1 000 000 Hz

Oczywiście nas interesują przede wszystkim stacje radiofoniczne. Pracują one w czterech zasadniczych zakresach fal, przy czym zależnie od zakresu stosują różne systemy modulacji:

długofalowy — 150÷300 kHz (AM)
średniofalowy — 520÷1605 kHz (AM)
krótkofalowy — 6 000÷30 000 kHz (AM)
ultrakrótkofalowy — 66÷75 MHz (FM)

Przy sposobności wyjaśniamy, że stacje telewizyjne pracują również w zakresie fal ultrakrótkich i są rozmieszczone w dwóch pasmach:

pasmo I (kanały I÷V) — 50÷100 MHz
pasmo III (kanały VI÷XII) — 175÷230 MHz.

Dźwięk towarzyszący obrazowi jest nadawany systemem modulacji częstotliwości (FM), a więc tak samo jak w przypadku radiofonicznych stacji ultrakrótkofalowych.

Widzimy, że stacje radiofoniczne i telewizyjne wykorzystują jedynie stosunkowo wąskie pasma częstotliwości. Pozostałe miejsca „w eterze" są przeznaczone dla innych celów (np. służby radiokomunikacyjne itp.).

Obecnie nie pozostaje nam nic innego, jak wyjaśnić zjawiska zachodzące po stronie odbiorczej. Jak wiemy, fala elektromagnetyczna wypromieniowana przez stację nadawczą biegnie z olbrzymią prędkością we wszystkie strony (300 000 km/sek) i napotyka na swej drodze anteny odbiorcze. Antena odbiorcza jest zasadniczym elementem układu odbiorczego. Może to być antena tzw. zewnętrzna, zainstalowana ponad dachem, może to być także popularna obecnie antena ferrytowa lub inna. Tak czy inaczej, antena jest źródłem sygnału dostarczanego do odbiornika. W układzie odbiornika sygnał otrzymany z anteny może być poddawany różnorodnym zabiegom (w zależności od rodzaju aparatu), jednakże zasadniczą funkcją każdego układu odbiorczego jest odtworzenie sygnałów małej częstotliwości — reprodukcja audycji nadawanej na fali nośnej radiostacji. W tym celu w odbiorniku musi nastąpić proces odwrotny do modulacji drgań wielkiej częstotliwości, jaka ma miejsce na stacji nadawczej. Proces taki nazywamy demodulacją (detekcją).

Nie będziemy tu wgłębiali się w zagadnienia detekcji, jest to bowiem w sumie dość skomplikowane zjawisko, natomiast przedstawimy graficznie sposób odtworzenia sygnałów małej częstotliwości w systemie z modulacją amplitudy (rys. 3). Zmodulowana fala nośna (rys. 3a) zostaje doprowadzona do układu detektora, który przepuszcza prąd tylko w jednym kierunku. W efekcie jego działania uzyskujemy jednokierunkowe impulsy prądu (rys. 3b). Impulsy te należy już tylko odpowiednio zsumować (np. za pomocą kondensatora i opornika), aby uzyskać napięcie stałe, zawierające wyraźną składową małej czę-

*) Modulacja amplitudy jest często oznaczana skrótem AM (od terminu angielskiego „Amplitude Modulation"), zaś modulacja częstotliwości FM („Frequency Modulation") — przyp. autora.

**) Istnieją również stacje nadawcze pracujące na tych częstotliwościach, np. stacje radiokomunikacyjne.

Rys. 3. Demodulacja drgań wielkiej częstotliwości w układzie detektora

stotliwości, a więc audycję. Jeżeli napięcie to doprowadzimy do popularnych słuchawek (lub po odpowiednim wzmocnieniu — do głośnika) usłyszymy reprodukcję audycji wykonywanej w studio i transmitowanej przez stację nadawczą. W systemie modulacji częstotliwości proces detekcji jest nieco bardziej skomplikowany, lecz w zasadzie dość podobny.

Zagadnienie detekcji (demodulacji) zostało omówione w znacznym uproszczeniu, w rzeczywistości jest to zjawisko dość złożone. Jednakże obecnie znamy już — choć w ogólnych zarysach — całokształt zagadnienia, znamy drogę audycji od mikrofonu w studio, aż do głośnika w mieszkaniu radiosłuchacza. Dlatego też będziemy mogli zająć się bliżej urządzeniem odbiorczym, a przede wszystkim jego elementami.

Jak stwierdziliśmy wyżej, zasadniczą rolę w procesie detekcji odgrywa detektor, element umożliwiający demodulację fali nośnej. W odbiorniku radiowym rolę detektora spełnia przeważnie dioda. Ten prosty, lecz o zasadniczym znaczeniu element będzie tematem naszego następnego artykułu.

K. W.

Przystosowanie telewizorów do odbioru dźwięku nadawanego zgodnie z normami OIRT i CCIR

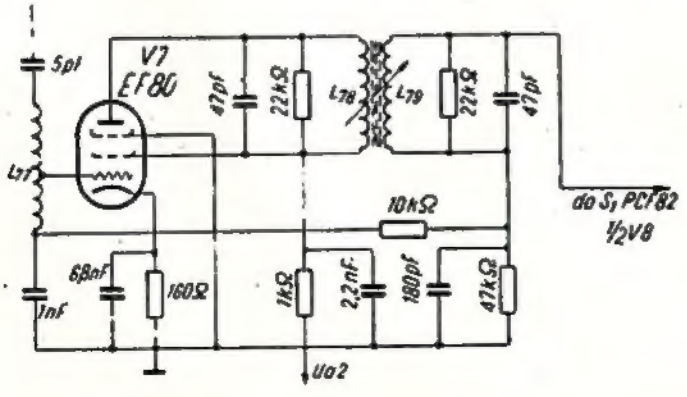
Współczesne odbiorniki telewizyjne są przystosowane do odbioru dźwięku towarzyszącego obrazowi — metodą różnicową. Ponieważ według norm OIRT odstęp fali nośnej obrazu od fali nośnej dźwięku wynosi 6,5 MHz, wobec tego wzmacniacz pośredniej częstotliwości fonii w telewizorach produkowanych do odbioru audycji polskich jest zestrojony na częstotliwość różnicową obu fal nośnych, wytwarzaną w obwodzie detektora wizji, to znaczy — 6,5 MHz. Stacje niemieckie natomiast zgodnie z normami CCIR nadają dźwięk na częstotliwości fali nośnej wyższej od częstotliwości fali nośnej obrazu o 5,5 MHz (a nie 6,5 MHz) i nawet jeżeli odbiera się na naszych odbiornikach obraz pochodzący z nadajnika niemieckiego, w głośniku nie słyszymy dźwięku.

Chcąc umożliwić amatorom zamieszkującym zachodnie województwa odbiór obrazu i dźwięku towarzyszącego temu obrazowi z telestacji polskich jak i z niemieckich, proponujemy wykonanie w posiadanych telewizorach niedużej przeróbki. Można ją wykonać w każdym telewizorze odbierającym dźwięk metodą różnicową.

UKŁAD

Na rysunku 1 zamieściliśmy przykładowo układ pierwszego stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości telewizorów krajowych (oznaczenia i schemat zgodny z następującymi typami telewizorów: TURKUS, SZMARAGD, SZMARAGD 901, SZMARAGD 902, KLEJNOT, NEPTUN, ALADYN). Ten sam fragment odbiornika podaje rysunek 2, jednak z naniesionymi już zmianami.

Porównując oba schematy widzimy wprowadzone zmiany, które opisujemy niżej.

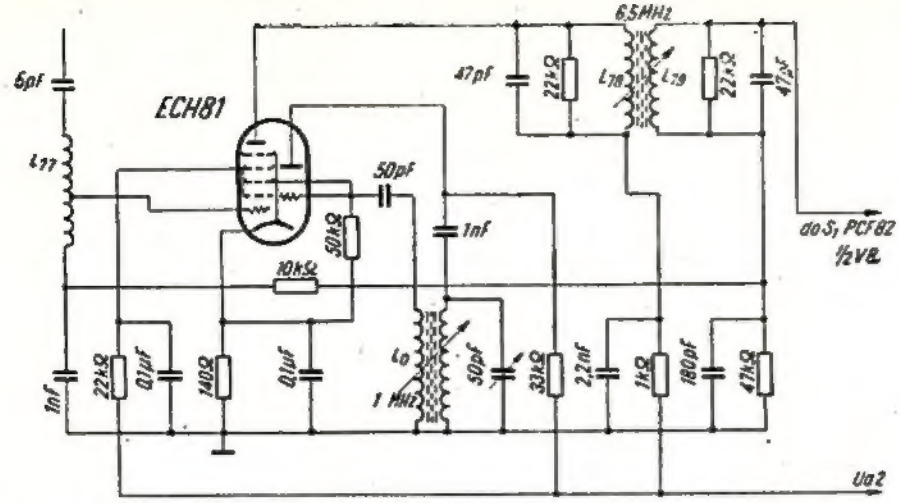


Rys. 1. Schemat pierwszego stopnia wzmacniacza fonii pośredniej częstotliwości

Lampę typu EF 80, stosowaną w oryginalnym aparacie, zastąpiono lampą typu ECH 81. Oba te typy lamp mają identyczne dane techniczne, dotyczące zasilania prądem włókna żarzenia; nie potrzeba zatem w obwodzie żarzenia telewizora dokonywać żadnych zmian.

Lampa typu ECH 81 jest powszechnie wykorzystywana w odbiornikach radiowych w obwodzie mieszacza-oscylatora. W naszym przypadku ma ona również spełniać taką samą rolę. Część triodowa lampy będzie pracować w układzie oscylatora Meissnera, natomiast część heksodowa jako „mieszacz" przetwarzający częstotliwość różnicową fonii z 5,5 MHz na 6,5 MHz. Ażeby uzyskać taki efekt, oscylator powinien wytwarzać sygnały o częstotliwości równej 1 MHz lub 12 MHz. Z rozmaitych względów wybieramy sygnał o częstotliwości 1 MHz.

Zastanówmy się teraz nad działaniem tego układu w telewizorze. Załóżmy, że odbieramy audycję niemieckiej stacji telewizyjnej. W obwodzie detektora wizji zostaje wytworzony sygnał o częstotliwości różnicowej równy 5,5 MHz. Po wzmocnieniu przez lampę wzmacniacza wizji, zostaje on wychwycony przez szeregowy obwód rezonansowy, złożony z kondensatora C_{47} (5 pF) oraz cewki L_{77} i podany z odczepu tej cewki na siatkę sterującą heksody.



Rys. 2. Schemat stopnia mieszającego, umożliwiający odbiór fonii z częstotliwością pośrednią 6,5 lub 5,5 MHz

Na siatkę trzecią tej samej lampy kierujemy sygnał wytwarzany przez oscylator lokalny. W wyniku zmieszania obu tych przebiegów powstają sygnały o częstotliwościach 4,5 MHz i 6,5 MHz. Ponieważ obwody L_{78} i L_{79} są zestrojone na sygnał o częstotliwości 6,5 MHz, zatem właśnie ten sygnał zostanie przekazany na siatkę sterującą następnej lampy.

Przy odbiorze stacji krajowej częstotliwość różnicowa wynosi 6,5 MHz. W wyniku zmieszania tego sygnału z sygnałem oscylatora lokalnego powstaną również sygnały o częstotliwości 5,5 MH i 7,5 MHz, które nie zostaną jednak przeniesione do toru fonii przez obwody z cewkami L_{78} i L_{79}. Zostanie natomiast przeniesiony sygnał częstotliwości różnicowej 6,5 MHz.

Z opisu tego widzimy, że wybieranie żądanej częstotliwości 5,5 MHz lub 6,5 MHz jest dokonywane zupełnie automatycznie.

MONTAŻ I URUCHOMIENIE

W celu dokonania powyższej przeróbki należy zaopatrzyć się w następujące części:

Lampa typu ECH 81 — 1 szt.;

Kondensatory:

0,1 μF/400 V — 2 szt.
1 nF/400 V — 1 „
50 pF/250 V — 1 „
0÷30 pF — trymer ceramiczny lub powietrzny — 1 szt.

Oporniki:

140 Ω /0,5 W — 1 szt.
22 kΩ/ 1 W — 1 „
33 kΩ/ 1 W — 1 „
50 kΩ/0,5 W — 1 „

Obwód oscylatora fal długich od odbiornika „Pionier" lub „Mazur".

Po skompletowaniu części możemy przystąpić do przeróbki. Od podstawki lampy *V7* odlutowujemy wszystkie połączenia za wyjątkiem:

a) doprowadzenia żarzenia (końcówki *4* i *5*);

b) doprowadzenia do siatki sterującej (końcówka *2*).

Następnie zmieniamy opornik 160 Ω i kondensator 6,8 nF na opornik 140 Ω i kondensator 0,1 μF. Oba te elementy wlutowujemy między „masę" aparatu i końcówkę *3* podstawki lampowej Doprowadzenie do filtru złożonego z cewek L_{78} i L_{79} łączymy do końcówki *6* podstawki lampowej. Potem lutujemy wszystkie pozostałe zebrane elementy zgodnie z połączeniami podanymi na rysunku 2.

Należy zwrócić uwagę na sposób łączenia cewek zespołu oscylatora. Otóż cewkę o większej ilości zwojów, połączoną równolegle z trymerem 30 pF, należy umieścić w obwodzie anodowym triody lampy ECH 81, natomiast cewkę o mniejszej ilości zwojów — w obwodzie siatkowym tej części lampy. Poza tym jest bardzo wskazane umieszczenie tego obwodu w metalowym kubku ekranującym.

Po wykonaniu montażu przystępujemy do wypróbowania działania. W tym celu włączamy aparat do sieci i ustawiamy go na odbiór stacji krajowej. Jeżeli przeróbka była dokonana prawidłowo, powinniśmy uzyskać normalny odbiór zarówno wizji jak i fonii.

Po usunięciu ewentualnych usterek, przestawiamy przełącznik kanałów na odbiór stacji niemieckiej. Pokrętłem heterodyny lokalnej doprowadzamy do najlepszego odbioru obrazu.

Dla uzyskania odbioru fonii ustawiamy trymer (30 pF) na minimalną pojemność i powoli wkręcamy rdzeń cewki. Jeżeli nie uzyskamy odbioru dźwięku, zwiększamy powoli pojemność trymera. Jeżeli i to nie pomoże, należy w układzie połączyć odwrotnie końcówki cewki siatkowej zespołu i powtórzyć podane wyżej manipulacje.

Podane wyżej rozwiązanie umożliwi odbiór pełnych programów krajowych i niemieckich, jeżeli odbiornik telewizyjny znajduje się w zasięgu właściwego nadajnika. Odbiór ten nie będzie jednak pozbawiony usterek, wynikających z prostoty zastosowanej metody.

Dla uzyskania prawidłowego działania aparatu również przy odbiorze stacji niemieckich należałoby dokonać korekcji zestrojenia toru wizji. Pracę taką można jednak wykonać tylko za pomocą odpowiednich przyrządów pomiarowych. Dlatego musimy zadowolić się uzyskanymi rezultatami.

Na zakończenie chcemy zainteresowanym zwrócić uwagę, że układ ten opracowany jest teoretycznie i nie był eksperymentowany, dlatego też prosilibyśmy o podzielenie się z nami spostrzeżeniami z uzyskanych wyników.

J. M.

Humor

(Wg radz. „Radio")

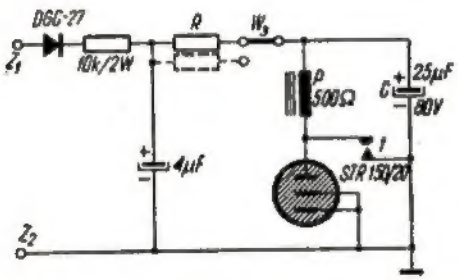
z praktyki radioamatorskiej

PRAKTYCZNE UKŁADY GENERATORÓW IMPULSÓW

Podaję opis kilku wykonanych i praktycznie wypróbowanych układów wytwarzających impulsy relaksacyjne.

GENERATOR IMPULSÓW RELĄKSACYJNYCH

Na rysunku 1 przedstawiono schemat generatora, który wytwarza impulsy o czasie trwania około 0,4 sek z czasem powtarzania zależnym od wartości oporników R (np. przy $R = 50$ kΩ generator wytwarza ok. 58 impulsów na minutę, a przy $R = 1$ MΩ impulsy powtarzają się co 1 minutę). Układ



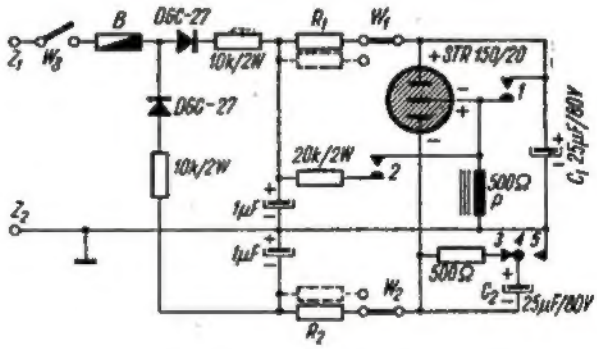
Rys. 1. Generator impulsów relaksacyjnych

działa na zasadzie ładowania kondensatora C przez opornik R oraz rozładowania go przez górną strefę stabiliwolta i przez uzwojenie przekaźnika P. Przedłużenie czasu trwania impulsu osiąga się dzięki parze styków 1. W chwili rozładowania kondensatora przekaźnik pod wpływem impulsu prądu zwiera styki 1 i dalsze rozładowanie kondensatora następuje już nie przez stabiliwolt, lecz przez uzwojenie przekaźnika. Generator mimo prostoty układu pracuje zupełnie dobrze i może być wykorzystany, np. jako metronom.

GENERATOR Z REGULOWANYM CZASEM TRWANIA IMPULSU I PRZERWY

Na rysunku 2 przedstawiono układ generatora, w którym można regulować czas przerwy między kolejnymi impulsami, a tym samym czas włączenia i wyłączenia przekaźnika. Czas włączenia przekaźnika określa stała czasu elementów R_2 i C_2, a czas jego wyłączenia określa stała czasu elementów R_1 i C_1. Czasy te reguluje się skokowo za pomocą przełączników W_1 i W_2, włączających różne wartości oporności. Dla orientacji podaję, że przy opornikach R_1 i R_2 o wartości 100 kΩ można uzyskać czas włączenia i wyłączenia wynoszący około 3 sek., stosując natomiast oba oporniki o wartościach po 1 MΩ można uzyskać czas włączenia i wyłączenia przekaźnika, wynoszący około 24 sek. W zależności od potrzeby różne wartości oporników R_1 i R_2 pozwalają wyznaczyć np. dłuższy czas trwania impulsu (przyciągnięcie przekaźnika) i krótszy czas przerwy (odpuszczenie przekaźnika) lub odwrotnie. W układzie pracował normalny przekaźnik telefoniczny

Zasada działania jest następująca. Po włączeniu zasilania (wyłącznikiem W_3) przez opornik R_1 ładuje się kondensator C_1 i w dalszej kolejności rozładowuje się przez górną strefę stabiliwolta i uzwojenie przekaźnika. Impuls prądu uruchamia przekaźnik, który podtrzymany zostaje stykami 2, kondensator C_1 rozładowuje się ostatecznie przez uzwojenie przekaźnika dzięki zwartym stykom. W tym samym czasie przez zwarte styki 4 i 5 (styki 3 i 4 rozwierają się) ładuje się kondensator C_2 napięciem otrzymywanym z drugiej diody germanowej (ładowanie odbywa się przez opornik R_2). Po osiągnięciu odpowiedniego napięcia kondensator C_2 rozładowuje się przez dolną strefę stabiliwolta i uzwojenie przekaźnika. Ponieważ rozładowanie kondensatora C_2 przez przekaźnik odbywa się w przeciwnym kierunku niż rozładowanie kondensatora C_1,



Rys. 2. Generator z regulowanym czasem trwania impulsu i przerwy

płaski o oporności uzwojenia 500 Ω i średnicy przewodu 0,14 mm. Generator zasilany jest stałym napięciem za pośrednictwem dwóch włączonych odwrotnie w stosunku do siebie diod germanowych, dzięki czemu górna elektroda stabiliwolta posiada potencjał ujemny względem tejże elektrody.

zostaje wytworzony przeciwny strumień magnetyczny, który znosi się ze strumieniem istniejącym w przekaźniku wskutek czego przekaźnik zwalnia. Styki 3 i 4 przekaźnika służą do rozładowania kondensatora C_2 przez opornik 500 Ω.

Eugeniusz Pawłusiewicz

przegląd wydawnictw

PÓŁPRZEWODNIKOWE DIODY O ZMIENNEJ POJEMNOŚCI — dr inż. Jerzy Klamka. WNT, Warszawa 1964. Wyd. I, nakład 2190 egz., str. 87, cena 10 zł.

Z cyklu zeszytów „Nowa Technika", realizowanego przez Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, ukazała się kolejna, 47 z rzędu, pozycja o podanym wyżej tytule. Poświęcona jest ona nowym elementom półprzewodnikowym — waraktorom, a w szczególności mikrofalowym diodom parametrycznym. W samym opisie przedstawił autor właściwości elektryczne tych elementów, konstrukcję, technologię i zasady projektowania, a ponadto przykłady stosowania, dane katalogowe niektórych firm produkujących i wreszcie najnowsze kierunki rozwoju waraktorów.

Diody waraktorowe są to diody o nieliniowej zmianie pojemności; nazywane są one również diodami parametrycznymi. Dioda taka jest elementem półprzewodnikowym, zawierającym złącze p-n, którego pojemność zmienia się pod wpływem polaryzowania go w kierunku wstecznym (zaporowym).

Obserwowany w ostatnich latach rozwój diod waraktorowych *) wyrósł z potrzeb wzmacniania bardzo słabych sygnałów. Wzmacnianie słabych sygnałów w pasmie mikrofolowym za pomocą lamp elektronowych jest prawie niemożliwe. Do tego celu są więc stosowane mikrofalowe wzmacniacze parametryczne o niskim poziomie szumów, wchodzące w skład urządzeń radiolokacyjnych o dużym zasięgu, radioastronomicznych, radiokomunikacyjnych, telewizyjnych oraz generatorów harmonicznych, modulatorów, obwodów strojonych pamięciowo itp. Podstawową funkcję we wszystkich wymienionych urządzeniach spełniają właśnie diody waraktorowe. Rozwój ich został zapoczątkowany w 1955 r. W Polsce pierwsze nad nimi prace podjęto w 1959 r. w Zakładzie Elektroniki Instytutu Podstawowych Problemów Techniki PAN w Warszawie. W dwa lata później wytwarzano już u nas waraktory mikrofalowe o częstotliwości granicznej, przekraczającej 100 000 MHz.

Do produkcji waraktorów wprowadza się ostatnio nowy materiał półprzewodnikowy — arsenek galu, który do tego celu nadaje się lepiej niż german i krzem. Diody z tego materiału cechuje bardzo mały prąd wsteczny i mogą one pracować w większym zakresie temperatur.

Poza wstępem i wykazem literatury oraz zestawieniem najważniejszych oznaczeń, całość opracowania obejmuje 7 rozdziałów. Najobszerniejszym z nich jest rozdział poświęcony technologii i konstrukcji waraktorów.

Książkę ilustrują wykresy, rysunki, fotografie, tekst uzupełniają tablice. Język opisu przystępny, wywód jasny i zwarty treściowo, strona edytorska — bez zastrzeżeń.

Książka, przeznaczona — w zasadzie dla inżynierów elektroników, studentów odpowiednich wydziałów wyższych uczelni oraz techników interesujących się techniką półprzewodnikową, może zaciekawić w równym stopniu i zaawansowanych radioamatorów, szczególnie krótkofalowców. Rozwój i osiągnięcia nowej techniki nie powinny być im przecież obce.

*) *Nazwa waraktor pochodzi z ang. VARiable reACTOR.*

ILUSTROWANY SŁOWNIK TECHNICZNY DLA WSZYSTKICH — H. Chmielewski, I. Baran, S. Skupiński. WNT, Warszawa 1963. Wyd. II, nakład 57 500 egz., str. 483, cena 20 zł.

Nowe, drugie z kolei wydanie w/w słownika, w tak dużym nakładzie, świadczy o dużej popularności i przydatności tej atrakcyjnej pozycji w naszej publicystyce technicznej.

Jednym z podstawowych warunków prawidłowego i szybkiego przyswajania sobie zagadnień technicznych w ich szerokim asortymencie jest dobra znajomość słownictwa technicznego w poszczególnych gałęziach nowoczesnej techniki. Opanowanie obfitej terminologii technicznej w znacznym stopniu ułatwi wspomniany wyżej słownik, zasługujący w pełni na określenie go „książka dla wszystkich".

Pod względem układu, zakresu treści i przeznaczenia jest to pierwsza u nas tego rodzaju publikacja. Jej zadaniem jest popularyzowanie i wytłumaczenie znaczenia terminów technicznych, z jakimi można się spotkać w aktualnych publikacjach popularno-naukowych i czasopismach. Ma więc ona charakter podręcznej encyklopedii, która zawiera ponad 8000 haseł ze wszystkich dziedzin techniki. Ta ilość haseł wraz ze ściśle zdefiniowaną ich treścią znaczeniową obejmuje pojęcia najbardziej typowe, a więc tylko podstawową część całej terminologii technicznej, na którą składa się ponad 200 000 haseł.

Słownik posiada alfabetyczny układ hasłowy. Hasła są objaśnione krótko, zwarcie i przystępnie — bądź samą tylko treścią słowną, bądź też dodatkowo znakami matematycznymi lub innymi symbolami graficznymi.

Poza terminami od dawna stosowanymi w technice, znajdują się prawie wszystkie nowoczesne określenia, jak np. bionika, cybernetyka, laser, cyklotron, nukleonika, eksergia itp.

Szereg definicji pojęciowych zaskakuje czytelnika, gdy się dowiaduje, że np. takie terminy, jak węzeł, gąska, lutnia, konik, bandaż, cylinder, bokser, ruletka, kret itd. czy skróty MHD, MO, SS itp. mają zupełnie inne znaczenie w technice, niż w języku potocznym.

Całość opracowania składająca się z dwu tomików, zawiera 490 str. druku i jest bogato ilustrowana. Wydanie go w serii „Biblioteki Powszechnej" ukształtowało cenę publikacji na bardzo przystępnym poziomie.

Stosując się do ograniczonej objętości słownika i kierując się względami przystępności opisu, starali się autorzy, aby pisząc popularnie nie uronić nic z poprawności merytorycznej. I to był właśnie ich największy trud.

Na podkreślenie zasługuje godna uznania inicjatywa autorów dzieła i ogrom ich żmudnej pracy, jak również twórczy wkład niezwykle licznego grona opiniodawców, a wreszcie Redakcji i samego wydawcy.

M. W.