

Radioamator

i KRÓTKOFALOWIEC



WRZESIEŃ 1961

NR 9

Str.	
281	Z KRAJU I ZAGRANICY
283	Diody Zenera — mgr inż. Jerzy Kołodziejski
286	Instalacja wzmocnienia dźwięku w sali o dużym pogłosie — inż. Zbigniew Kowalski
289	O ferrytach
292	Zakonspirowany radioodbiornik

KĄCIK DLA POCZĄTKUJĄCYCH RADIOAMATORÓW

293	Zasilacz sieciowy
-----	-------------------

Z OPRACOWAŃ KONKURSOWYCH

297	Zestaw stereofoniczny — inż. Konrad Widelski
-----	--

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

298	Odbiornik tranzystorowy MOT-601 KOLIBER
300	Magnetofon WILGA 19-95 — inż. Mieczysław Słaby
301	Dlaczego kondensatory stale ulegają uszkodzeniom? — dr Marian Rajewski
303	Konkurs i nasze refleksje

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

305	Mikrofon z głośnika GD9/0,5
307	KRÓTKOFALOWIEC POLSKI
316	PORADY

III okł. PRZEGLĄD WYDAWNICTW

Okladkę projektował Wiktor Górka

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY
Sekretarz Redakcji — E. Podsiadło.
Sekretarz Techniczny — H. Stuczyńska
Adres Redakcji: Warszawa 10, ul. Nowowiejska 1,
tel. 21-34-06



WYDAWCA:

Wydawnictwa
Komunikacji
i Łączności

Warszawa.

ul. Kazimierzowska 52
tel. 25-00-61

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

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

Cena prenumeraty zagranicą jest o 40% wyższa od ceny podanej wyżej. Przedpłaty na tę prenumeratę przyjmuje na okresy kwartalne, półroczne i roczne Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch” w Warszawie, ul. Wilcza 46 za pośrednictwem PKO — Warszawa konto Nr 1-6-100024.

egzeplarze zdezaktualizowane z lat 1959/60 można nabywać w sklepie „Ruchu” przy ul. Wilejskiej 14 w Warszawie.

Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictwo „Ruch” w Warszawie, ul. Srebrna 12, Nr konta PKO 1-6-100020.

Ogłoszenia w cenie zł 10,50 za 1 cm² na stronach okładek 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 Wydawnictwo Komunikacji i Łączności w Warszawie, ul. Kazimierzowska 52.

Nakład 40 000 egz. Ark. 4/16. Papier druk. sat. V kl. 80 g. A.0 Podpisano do druku 4.IX.61 r.

Druk ukończono 9.IX.61 r.

Radioamator

i KRÓTKOFALOWIEC

Rok 11

Wrzesień

Nr 9

Z kraju i zagranicy

II Krajowa Narada poświęcona elektronice

W połowie marca 1962 r. odbędzie się w Warszawie w Pałacu Kultury i Nauki II Krajowa Narada poświęcona elektronice. Jej zadaniem będzie m. in. przeprowadzenie analizy rozwoju elektroniki światowej w ostatnich latach, stanu elektroniki polskiej i kluczowych jej problemów oraz planowania i koordynacji

badan naukowych w dziedzinie elektroniki.

Obrady, oprócz zagadnień natury ogólnej, będą koncentrowały się wokół następujących zagadnień: fizyczne podstawy elektroniki ciała stałego; otrzymywanie materiałów półprzewodnikowych; technologia i właściwości lamp elektronowych

oraz przyrządów półprzewodnikowych; technika detektorów promieniowania podczerwonego i jonizującego, a poza tym niektóre wybrane zagadnienia układów elektronicznych, a w szczególności problemy związane z niezawodnością tych układów.

Program narady jest bardzo obszerny. Przewidziane jest wygłoszenie około dwustu referatów oraz komunikatów z własnych opracowań.

Radiostacja „Toruń”

Prawdopodobnie w końcu bieżącego roku przestanie pracować jedna z najstarszych u nas radiostacji nadawczych w Toruniu. Niewielu czytelników dziś pamięta, że stacja ta, uruchomiona w 1934 roku, była jednym ze szczytowych osiągnięć polskiej radiofonii okresu międzywojennego (szeregowa modulacja anodowa). Aparatura nadawcza tej stacji została zaprojektowana i jako pierwsza całkowicie wykonana w kraju przez ówczesny Wydział Budowy Polskiego Radia. Duża — jak na tamte lata — moc 24 kW w połączeniu z anteną o wysokości 143 m zapewniała znaczny zasięg radiostacji.

Szybki rozwój radiofonii w latach powojennych, a w szczególności budowa nowoczesnych ośrodków nadawczych na terenie kraju, umożliwiła wycofanie z pracy obiektów wysłużonych, dających zaniżone parametry techniczne. Większość radiosłuchaczy w ogóle nie zauważyła, że radiostacja Toruń zamilkła, bowiem ostatnio pracowała ona wspólnie z nadajnikami w Gdańsku i Szczecinie na częstotliwości 1304 kHz (tzw. „sieć synchronizowana”). Jedynie w samym Toruniu radiosłuchacze zauważają brak stacji w „eterze”. Całe województwo byd-

goskie natomiast znajduje się w zasięgu radiostacji Poznań nadającej mocą 300 kW na częstotliwości 737 kHz.

Przeprowadzone przez specjalistów z Centralnego Zarządu Radiostacji i Telewizji specjalne pomiary wykazały, że np. w Bydgoszczy wartość natężenia pola elektromagnetycznego, wytwarzanego przez radiostację poznańską, jest kilkakrotnie większa od wartości natężenia pola radiostacji Toruń. Pomiary te potwierdziły tylko opinię radiosłuchaczy okręgu bydgoskiego, którzy uważają radiostację Poznań za swoją stację lokalną.

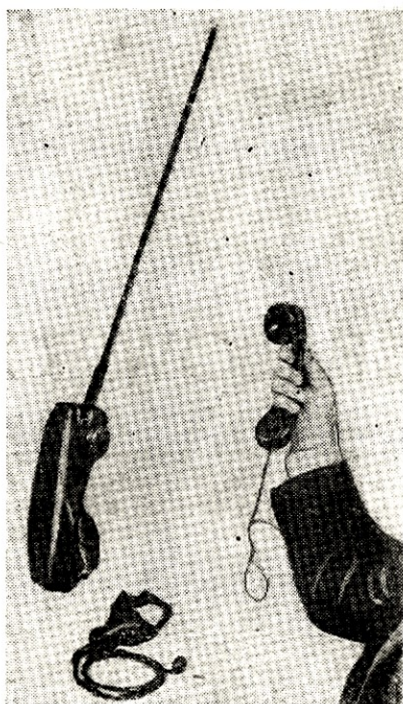
Tranzystorowy radiotelefon

Znane z okresu ostatniej wojny światowej przenośne radiotelefony (popularne zwane „Walkie-Talkie”)

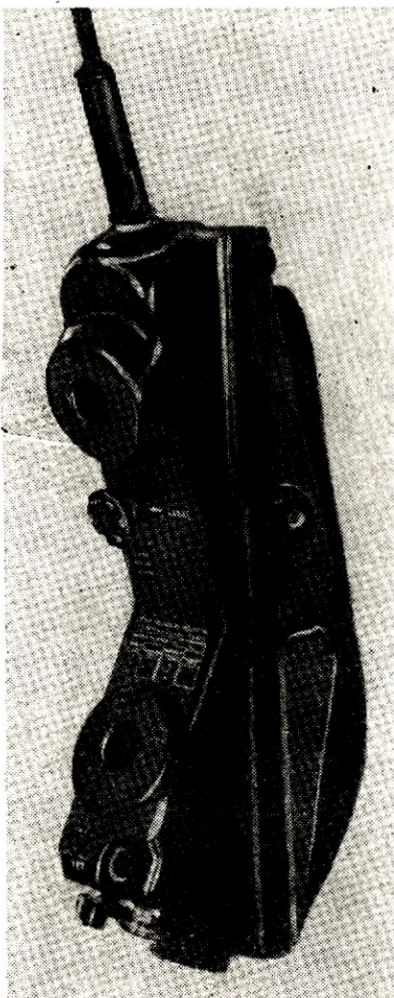
są obecnie konstruowane w postaci przedstawionej na zamieszczonych zdjęciach. Aparaty te, produkowane

m. in. przez francuską firmę Thomson-Houston, cechują następujące dane techniczne.

Zakres częstotliwości 47,0–55,4 MHz
Odstęp między kanałami: 100 kHz



Tranzystorowy radiotelefon



Miniaturowa stacja nadawczo-odbiorcza UKF



Ilość kanałów: 6
Rodzaj modulacji: FM
Moc nadajnika: 300 mW
Czułość odbiornika 10 μ V

Zasilanie bateryjne: 1,5/12 V
Wposażenie: 1 lampa subminiaturowa typ 6397, 12 tranzystorów, przetwornica tranzystorowa 12 V/125 V, 15 mA

Ciężar: około 1,8 kg (wraz z baterią)
Zasięg: co najmniej 3—4 km w trudnych warunkach terenowych i do 10—12 km w sprzyjających okolicznościach.

Aparatura radiowa dla rozbitków na morzu

Francuska firma Thomson-Houston produkuje miniaturowe stacje nadawczo-odbiorcze UKF, przeznaczone specjalnie dla ułatwienia akcji ratowniczej na morzu. Przedstawioną na zdjęciu aparaturę cechują następujące dane techniczne.

Zakres częstotliwości: 238÷248 MHz
Stołość częstotliwości: ± 13 kHz
Moc promieniowania: 40 mW
Czułość odbiornika: 75 μ V
Lampy subminiaturowe: 2 $\times$ 1AD4; 6397; 5676.

Elementy półprzewodnikowe: 6 tranzystorów 2N526, 4 diody 13P2.
Zasilanie: z baterii 1,5/9 V.

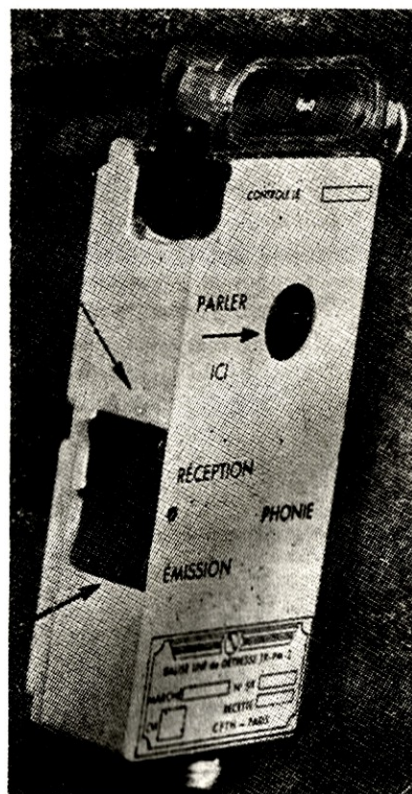
Aparatura składa się z dwóch części: urządzenia nadawczo-odbiorczego o wymiarach 20 $\times$ 8 $\times$ 4 cm (ciężar 600 g) i zasilacza. Obie części są połączone krótkim kablem. Wyciągnięcie anteny, wykonanej w postaci sprężystej metalowej wstążki,

automatycznie uruchamia nadajnik, który pracuje telegrafią tonowaną, co umożliwia ustalenie położenia rozbitka za pomocą urządzeń radiogoniometrycznych. Przy pracy telegrafią fala nośna jest modulowana tonem 1000 Hz przerywanym z częstotliwością 1÷2 Hz. Odpowiedni przełącznik (Réception — Émission) pozwala również na pracę fonią w systemie simpleks.

Przy współpracy z typową aparaturą samolotu ratowniczego zasięg miniaturowej stacji wynosi w przybliżeniu:

przy pracy fonią	40 km,
przy pracy telegrafią	120 km.

Znaczna pojemność zastosowanej baterii pozwala na ciągłą pracę nadajnika podczas kilkunastu godzin. Aparatura powyższa jest przykładem daleko posuniętej miniaturyzacji sprzętu.

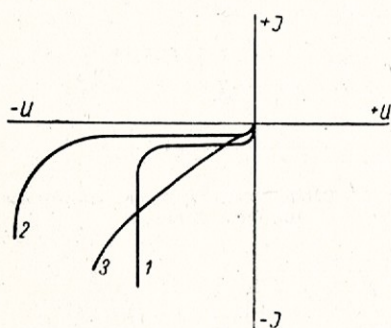


DIODY ZENERA

mgr inż. Jerzy Kołodziejski

Zasada działania

Badania charakterystyk prądowo-napięciowych w kierunku zaporowym, dla różnego rodzaju diod półprzewodnikowych wskazują na różnorodny przebieg tych charakterystyk. Najbardziej typowe przebiegi przedstawione są na rysunku 1.



Rys. 1.

Przebiegi 1 i 2 wykazują przy pewnej wartości napięcia gwałtowną zmianę nachylenia charakterystyki i bardzo szybki wzrost płynącego przez diodę prądu. Sugeruje to powstanie przebicia, ale w tym przypadku przebicia odtwarzalnego, nie powodującego zniszczenia urządzenia. Początkowo uważano, że taki właśnie przebieg charakterystyk powodowany jest wyłącznie przez mechanizm odkryty przez C. Zenera i dlatego urządzenia przeznaczone do wykorzystania zjawiska przebicia nazwano diodami Zenera. Dalsze badania wskazały na drugą przyczynę zjawiska jonizacji lawinowej w złączu, które przeważa szczególnie przy większych napięciach wstecznych (krzywa 2). Stąd używa się czasem i drugiej nazwy — diody lawinowe.

Na czym polegają obydwa wymienione zjawiska? Efekt Zenera, któremu odpowiada krzywa 1, jest powodowany powstaniem w złączu p-n wewnętrznej emisji nośników prądu z wiązań atomowych. Emisja

ta powstaje pod wpływem pola elektrycznego o natężeniu rzędu $3 \cdot 10^5$ V/cm, zarówno dla diod krzemowych jak i germanowych. Zjawisko to podobne jest do zimnej emisji elektronów z metalu pod wpływem silnego pola elektrycznego. Warunkiem powstania zjawiska Zenera jest wykonanie bardzo wąskiego złącza p-n (o grubości mniejszej od 10^{-5} cm); konieczne jest więc użycie materiałów półprzewodnikowych o dużej gęstości domieszek, czyli o małej oporności właściwej. Dla germanu są to oporności właściwe poniżej $0,45 \Omega \text{ cm}$.

Na podstawie danych doświadczalnych ustalono przybliżone wzory, pozwalające określić wartość napięcia przebicia Zenera w zależności od oporności użytego materiału półprzewodnikowego. I tak dla złącz stopowych napięcie to wynosi:

dla germanu

$$U_{pz} \approx 100q_n + 50q_p$$

dla krzemu

$$U_{pz} \approx 40q_n + 8q_p$$

gdzie: q_n i q_p oznaczają odpowiednio oporność właściwą ośrodka typu n i typu p.

Przejdźmy teraz do omówienia zjawiska powielania lawinowego, występującego przy większych szerokościach złącza p-n, a więc przy materiałach o większej niż poprzednio oporności właściwej. To zjawisko ma charakter podobny do przebiegu jonizacji w gazach lub do powielania elektronów przy emisji wtórnej.

Kiedy nośnik prądu (dziura lub elektron) przechodzi przez barierę potencjału na złączu, doznaje zderzeń powodowanych drganiami

siatki krystalicznej. Przy dostatecznej szerokości złącza i istnieniu dość silnego pola elektrycznego (około 10^4 V/cm), nośnik może uzyskać odpowiednio dużą energię, aby podczas zderzenia wytworzyć parę dziura-elektron. W ten sposób powstałe nośniki w swym ruchu pod wpływem pola elektrycznego same nabierają dużej energii i są zdolne do jonizacji następnych par dziura-elektron. Występujące powielanie nośników prądu może, przy pewnej wartości napięcia, przybrać charakter lawinowy. Z danych doświadczalnych wynika, że napięcie to dla złącza germanowego wynosi w przybliżeniu

$$U_{pl} \approx 88q \cdot 0,64$$

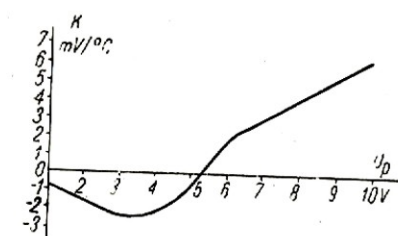
gdzie: U_{pl} — napięcie w V,

q — oporność właściwa w $\Omega \text{ cm}$.

Dodatkowym warunkiem powstania obu opisanych zjawisk jest użycie do wykonania złącza półprzewodnika o możliwie regularnej strukturze siatki krystalicznej i dobrze przygotowanej powierzchni.

Przy dużej bowiem gęstości dyslokacji w siatce krystalicznej lub przy istnieniu na powierzchni półprzewodnika zaabsorbowanych jonów (powodujących przepływ powierzchniowych prądów upływnościowych), zależność prądu od napięcia dla złącza może przebiegać wg krzywej 3 (rys. 1). Obecnie uważa się, że mechanizm lawinowej jonizacji jest dominujący w diodach Zenera, a sam efekt Zenera jest spotykany przy niższych napięciach i wąskich złączach p-n. Potwierdzeniem tej hipotezy jest obserwowany charakter zmian napięcia przebicia wraz z temperaturą.

Na rysunku 2 podany jest przebieg temperaturowego współczynnika k dla diod krzemowych 2÷10-



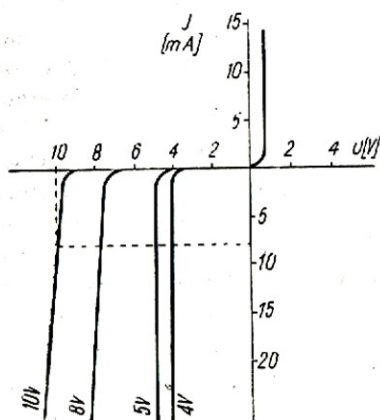
Rys. 2. Zależność współczynnika temperaturowego diod od napięcia przebicia

woltowych, pracujących w warunkach chłodzenia naturalnego.

Dla napięć przebicia mniejszych od ok. 6 V, współczynnik temperaturowy jest ujemny. Wynika to z faktu, że ze wzrostem temperatury maleje bariera potencjału, i niższe pola, a więc i niższe przyłożone napięcia, potrzebne są do wywołania emisji nośników prądu. Z drugiej strony, przy napięciach przebicia powyżej 6 V, współczynnik temperaturowy jest dodatni, ponieważ ze wzrostem temperatury zmniejsza się ruchliwość nośników prądu i potrzebne są wyższe napięcia, aby wytworzyć jonizację przez zderzenia.

Parametry diody

Zajmijmy się teraz samymi diodami Zenera, wykonywanymi głównie jako diody krzemowe. Podstawowym parametrem diody jest jej napięcie przebicia, określone na podstawie charakterystyki statycznej, w takim miejscu, w którym prąd wsteczny wzrasta bardzo gwałtownie z małym przyrostem napięcia (rys. 3). Dokładniej określić można ten parametr, podając wartość prądu, przy którym wyznaczamy napięcie przebicia. Użytkiwane wartości napięć wahają się od 1 do kilkuset woltów, przy czym obecnie najczęściej są wytwarzane diody z napięciami 2÷15 V.



Rys. 3. Charakterystyki statyczne diod Zenera

Jak wspomniano poprzednio, wartość napięcia jest funkcją właściwości użytego do produkcji materiału oraz konstrukcji i technologii diody.

Prąd diody jest związany z dopuszczalną mocą. Większe prądy i większe moce uzyskać można dla złącz p-n o większej powierzchni i o lepiej rozwiązanych warunkach chłodzenia.

Wewnętrzna oporność dynamiczna diody, określona nachyleniem charakterystyk statycznych w kierunku wstecznym, waha się w granicach 1÷30 Ω dla najczęściej występujących wartości napięć przebicia, przy czym minimum przypada dla U_p (około 6 V). Zależność ta jest podana na rysunku 4.

Charakterystyka w kierunku przewodzenia jest podobna do charakterystyki zwykłych diod wysokonapięciowych (rys. 3).

Aby zapobiec zmianom napięcia przebicia wraz z temperaturą (rys. 2), w wielu zastosowaniach jest konieczne przeprowadzenie kompensacji współczynnika temperaturowego. Jeśli ten współczynnik jest dodatni, należy dodatkowo zastosować w układzie elementy o ujemnym współczynniku temperaturowym, takie, jak niskonapięciowe diody Zenera, diody Zenera pracujące w kierunku przewodzenia, lub termistory. Jeśli współczynnik temperaturowy diody jest ujemny, należy zastosować dla kompensacji elementy o dodatnim współczynniku. Mogą to być diody Zenera o wyższym napięciu lub oporniki metaliczne.

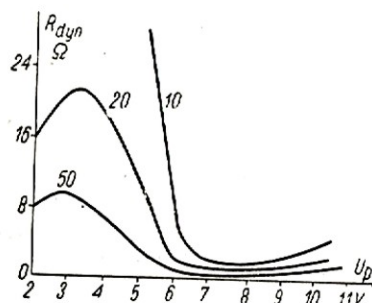
Zastosowanie

Głównym zastosowaniem diod Zenera jest stabilizacja napięć stałych. Odpowiedni układ pokazany jest na rysunku 5. Włączony w szereg z diodą opornik służy dla dobrania właściwego punktu pracy.

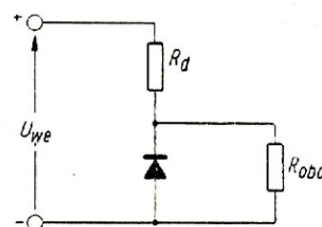
Szczególnie cenna jest możliwość użycia diod przy niewielkich wartościach napięć, które nie są dość wysokie, aby można było stosować do ich stabilizacji stabilizatory lampowe. Lepszą stabilizację można osiągnąć łącząc diody kaskadowo (rys. 6).

Uzyskiwane duże dokładności stabilizacji pozwalają przy stosowaniu kompensacji termicznej używać diody Zenera jako pośrednie źródła wzorcowego napięcia (napię-

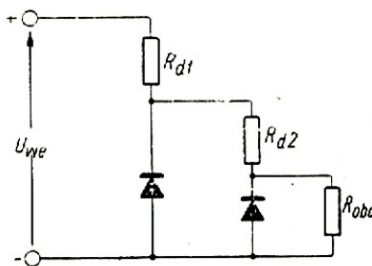
cia odniesienia). Takie wzorcowe źródła można obciążać pewnym prądem stałym w przeciwieństwie do stosowanego obecnie jako źródła wzorcowego — ogniwa normalnego Westona, pracującego w zasadzie bezprądowo.



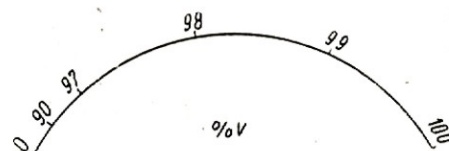
Rys. 4. Zależność oporności dynamicznej diod od napięcia przebicia



Rys. 5. Dioda Zenera jako stabilizator napięcia stałego



Rys. 6. Układ podwójnej stabilizacji na diodach Zenera

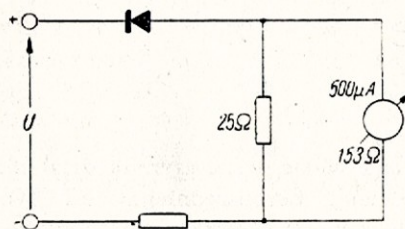


Rys. 7. Wygląd skali woltomierza z diodą Zenera

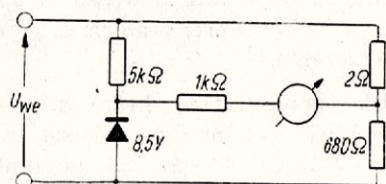
Wykorzystując fakt, że w zakresie przebicia małym zmianom napięcia odpowiadają duże zmiany prądu, można włączony w obwód z diodą miliamperomierz wyskalować jako woltomierz. Uzyska się wtedy przyrząd o rozszerzonej skali, której nieliniowy przebieg jest pokazany na rysunku 7. Początkowym wartościom napięcia odpowiadają tylko bardzo niewielkie wychylenia wskazówki przyrządu. Maksymalne wychylenia występują dopiero przy granicznych wartościach przyłożonego napięcia.

Schemat zastępczy układu takiego woltomierza jest podany na rysunku 8.

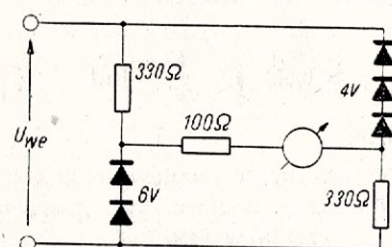
Włączając diodę w ramię mostka, otrzymuje się układ (mostek nieliniowy) o dużej czułości, reagujący na zmiany napięcia wejściowego.



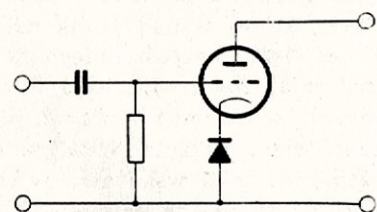
Rys. 8. Układ woltomierza o rozszerzonej skali



Rys. 9. Mostek nieliniowy z diodą Zenera



Rys. 10. Mostek nieliniowy o kompensacji temperaturowej



Rys. 11. Dioda Zenera jako opornik katodowy

wego (rys. 9). Równowaga tego mostka jest osiągnięta dla ustalonego nominalnego napięcia wejściowego. Wzrost lub spadek napięcia powodują wychylenie wskaźnika równowagi. Przykład. Dla podanych na rysunku 9 wartości elementów układu zmiana napięcia wejściowego o 10% w stosunku do nominalnego powoduje zmiany w prądzie od zera do $\pm 0,54$ mA. Tę czułość można jeszcze powiększyć przez użycie podwójnego mostka. Aby skompensować zmiany temperaturowe należy zastosować układ przedstawiony na rys. 10, wykorzystując diody o dodatnim (6 V) i

Producent	U_p/V	I_{max}/mA dla 6 V	Max temp. °C
A. E. I., Lincoln	3÷10	350	200
G. E. C., Stockport	4,4÷7,9	45	150
Lucas	6,8÷33	1670	100
G. T. C.	3,3÷15	80	150
Mullard	4,7÷9,6	20	150

ujemnym (4 V) współczynnikiem temperaturowym. Można również za pomocą diody Zenera zabezpieczyć przyrząd pomiarowy przed przeciążeniem, włączając ją równolegle z przyrządem.

Interesująca jest możliwość użycia diody Zenera w układach wzmacniaczy lampowych z automatycznym ujemnym napięciem siatki (rys. 11). Jak wiadomo, w celu zabezpieczenia się przed spadkami napięć od składowej zmiennej prądu anodowego, zbocznikowuje się opornik katodowy kondensatorem o dostatecznie dużej pojemności.

Jednak przy bardzo małych częstotliwościach działanie tej pojemności jest mniej skuteczne i występujące ujemne sprzężenie zwrotne obniża wzmocnienie. Używając diody Zenera można wzmacniać napięcia o częstotliwości około 1 Hz,

ponieważ dioda stanowi oporność niewiele zmieniającą się w miarę przepływającego prądu.

Diody Zenera poza tym, mogą być wykorzystywane do ochrony od przepięć powstających przy wyłączaniu układów prądu stałego, zawierających indukcyjność.

Za pomocą diod można uzyskać napięcie o kształcie trapezoidalnym, przykładając do diody napięcie sinusoidalne o amplitudzie większej od jej napięcia przebicia, co powoduje obcięcie wierzchołków sinusoidy i otrzymanie pożądanego przebiegu.

Jak widać z przytoczonego przeglądu, zakres stosowania diod Zenera jest dość szeroki i stąd wynika duże zainteresowanie tym elementem półprzewodnikowym. W zamieszczonej powyżej tabeli przytoczone są dane diod kilku producentów.

OD REDAKCJI

Elementy półprzewodnikowe (tranzystory, diody krystaliczne) znajdują — jak wiadomo — coraz szersze zastosowanie w urządzeniach radioamatorskich. Nie wszyscy jednak konstruktorzy, szczególnie początkujący, umieją sobie radzić z trudnościami, jakie napotykają przy stosowaniu nowych dla nich elementów. Z nadsyłanych do nas listów przebiega w wielu przypadkach nuta rozczarowania, ukryta w słowach: „nie wyszło”, „układ źle działa”, „przepaliłem tranzystor”, „użyty typ okazał się nieodpowiedni” itd. Ale czy można się dziwić takiemu właśnie wynikowi eksperymentów, jeśli się do nich przystępuje bez znajomości rzeczy i realizuje „na ślepo”?

Stosowanie elementów półprzewodnikowych wymaga znajomości ich parametrów, funkcjonalnego przeznaczenia, właściwego doboru

odpowiedników, umiejętnego lutowania itp.

Aby więc naprowadzić zainteresowanych radioamatorów na właściwą drogę postępowania przy stosowaniu elementów półprzewodnikowych, przygotowujemy odpowiedni materiał informacyjny (charakterystyki poszczególnych typów, stosowanie w konkretnych układach praktycznych, warunki pracy, użycie odpowiedników, sposoby wmontowywania itd.), który będzie opublikowany w kilku kolejnych numerach miesięcznika.

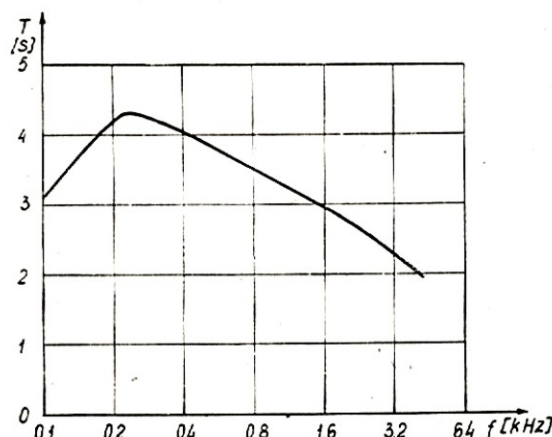
Mamy nadzieję, że tego rodzaju praktyczne wprowadzenie Czytelników w szczegóły techniki półprzewodnikowej wyjdzie na korzyść obydwu stronom: radioamatorom (bo skończy się „knocenie”) i redakcji („czyste sumienie” i mniejsze zaabsorbowanie w udzielaniu indywidualnych porad listownych).

W.

Instalacja wzmocnienia dźwięku w sali o dużym pogłosie

WPOMIESZCZENIACH odpowiednie adaptowanych akustycznie, instalacje lokalnego dźwięku stosuje się w celu zapewnienia dostatecznej głośności w każdym miejscu nasłuchu. Istnieją jednak sale zebrania masowych nie posiadające adaptacji akustycznej, w których pogłos utrudnia lub wręcz uniemożliwia zrozumienie mówcy mimo, że jego głos jest jeszcze dobrze słyszalny. Jeżeli z jakichś względów nie można poprawić właściwości akustycznych takich sal przez wprowadzenie materiałów dźwiękochłonnych, to jeszcze możliwe jest znaczne zwiększenie zrozumiałości mowy w całym pomieszczeniu za pomocą odpowiedniej instalacji elektroakustycznej.

Autor niniejszego artykułu spotkał się z koniecznością zaprojektowania takiej instalacji dla sali mogącej pomieścić ok. 1000 osób. Wstępne badania wykazały, że czas pogłosu pustej sali sięga 4 sek. i jest największy dla dolnego zakresu częstotliwości akustycznych (rys. 1).



Rys. 1. Zależność czasu pogłosu pustego pomieszczenia od częstotliwości

W tych warunkach zasięg dobrej zrozumiałości wynosił zaledwie 5÷7 m od mówcy. Przy większej odległości zrozumiałość gwałtownie malała, mimo iż głos mówcy było słychać w całej sali. W miarę wypełniania się pomieszczenia, czas pogłosu stopniowo malał, jednak zasięg dobrej zrozumiałości wzrastał bardzo

nieznacznie wskutek nasilania się tła akustycznego (mimowolnych hałasów powodowanych przez każdego z uczestników zgromadzenia). Przy całkowitym wypełnieniu sali obszar dobrej zrozumiałości wynosił zaledwie ok. 10% powierzchni użytecznej pomieszczenia. Należało zaprojektować taką instalację lokalnego wzmocnienia dźwięku, która by zapewniła dobrą zrozumiałość we wszystkich miejscach sali.

W jaki sposób zagadnienie zostało rozwiązane? — W oparciu o teorię zrozumiałości mowy, której pierwsze przybliżenie opracował nasz rodak Tadeusz Korn. (Korn T.: *Theorie générale de l'intelligibilité dans les salles*, An. Tc., tome 5, No 8—9). Ustalił on teoretyczną zależność między wskaźnikiem wyrazistości odbieranej mowy w , czasem pogłosu pomieszczenia T oraz współczynnikiem działania dźwięku bezpośredniego d w miejscu nasłuchu (rys. 2). Współczynnik ten jest stosunkiem gęstości energii fali bez-

pośredniej do gęstości energii fal pogłosu odbieranej mowy w miejscu nasłuchu. W odległości r wzdłuż osi promieniowania od źródła dźwięku o kierunkowości (ciśnieniowej) k , współczynnik działania dźwięku bezpośredniego wyraża się wzorem:

$$d = \left(k \cdot \frac{\rho}{r} \right)^2 \quad (1)$$

Jak widać, współczynnik działania dźwięku bezpośredniego jest tym większy, im większa jest kierunkowość k promieniowania źródła, oraz im mniejsza jest odległość r miejsca nasłuchu od źródła dźwięku w stosunku do odległości granicznej ρ pomieszczenia.

Dla pomieszczeń, które nie są specjalnie wytłumiane akustycznie (dla których średni współczynnik pochłaniania dźwięku $\alpha_s \leq 0,2$), odległość graniczną można wyrazić przybliżonym wzorem:

$$\rho \approx 0,057 \sqrt{\frac{V}{T}} \quad [\text{m}] \quad (2)$$

gdzie:

V — objętość pomieszczenia w m^3
 T — czas pogłosu tego pomieszczenia w sek.

Przekształcając wzór (1) możemy określić największą odległość r_m miejsca nasłuchu od źródła dźwięku, przy której współczynnik działania dźwięku bezpośredniego jest co najmniej równy wartości minimalnej d_m (określonej z rys. 2), koniecznej dla uzyskania co najmniej założonej wartości wskaźnika wyrazistości mowy w_m w pomieszczeniu o danej objętości V i czasie pogłosu T

$$r_m = k \frac{\rho}{\sqrt{d_m}} \approx \approx 0,057 k \sqrt{\frac{V}{d_m \cdot T}} \quad (3)$$

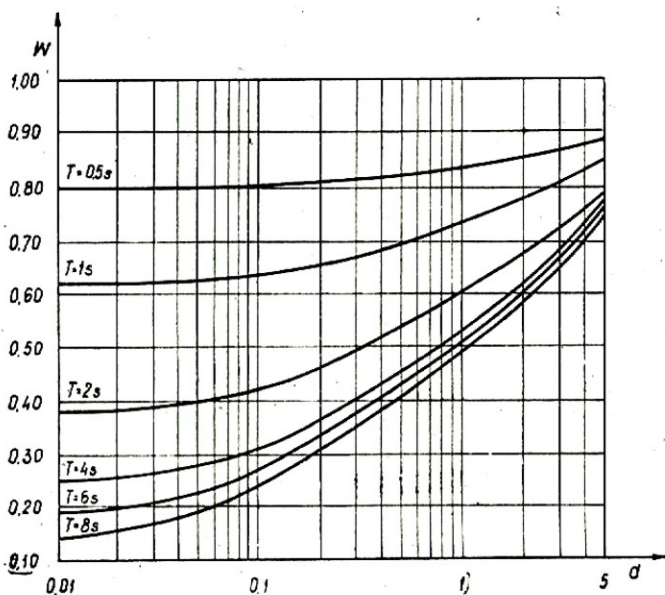
Jeżeli przyjmujemy, że dla osiągnięcia dobrej zrozumiałości mowy (całkowita zrozumiałość sensu zdań) wartość wskaźnika wyrazistości mowy powinna wynosić co najmniej $w_m = 0,5^*$, to dla rozpatrywanego pomieszczenia o czasie pogłosu $T \approx 4$ sek, współczynnik działania dźwięku bezpośredniego powinien być co najmniej równy $d_m = 0,8$ (rys. 2).

Przy objętości pomieszczenia $V \approx 12$ tys. m^3 dla źródeł dźwięku o współczynniku kierunkowości $k \approx 2$, największa odległość miejsca nasłuchu od źródła dźwięku wynosi $r_m \approx 7$ m.

Według podanej teorii rozwiązanie zagadnienia sprowadza się do podzielenia całej powierzchni użytkowej pomieszczenia na strefy lokalnego nagłośnienia, z których każda zawierałaby głośnik lub zespół głośników zapewniający dobrą zrozumiałość mowy wszystkim słuchaczom znajdującym się w danej strefie.

Jednakże milczącym założeniem podanej teorii jest istnienie tylko jednego źródła dźwięku w pomieszczeniu. Tymczasem przy strefowym nagłośnieniu ilość źródeł dźwięku jest równa ilości stref. Każdy z głośników promieniuje energię nie tylko na swoją strefę, lecz i na całe pomieszczenie, powodując wzrost ogólnego pogłosu. Wskutek tego obszar rzeczywistej strefy musi być mniejszy od obszaru teoretycznie wyliczonego wg podanych zależności. Oczywiście najkorzystniejsze warunki nagłośnienia wystąpią wtedy, gdy działanie instalacji będzie powodowało najmniejszy wzrost pogłosu. Można to osiągnąć przez jednoczesne zastosowanie dwóch czynników. Pierwszy czynnik polega na zastosowaniu zespołów głośników wybitnie kierunkowych, promieniujących dźwięk wyłącznie w obszar nasłuchu, silnie pochłaniające dźwięk (ludzie), a nie rozpraszające energię np. w górę, ku powierzchniom o małym współczynniku absorpcji. Drugi czynnik polega na zniekształceniu charakterystyki częstotliwościowej instalacji lokalnego wzmocnienia dźwięku w ten sposób, aby główna część promieniowanej przez głośniki energii dźwiękowej leżała w zakresie częstotliwości, dla których czas pogłosu jest najmniejszy (tzn. częstotliwości, które są najsilniej pochłaniane). Z rys. 1 widać, że drugi czynnik sprowadza się do upośledzenia przenoszenia w zakresie niższych i średnich częstotliwości

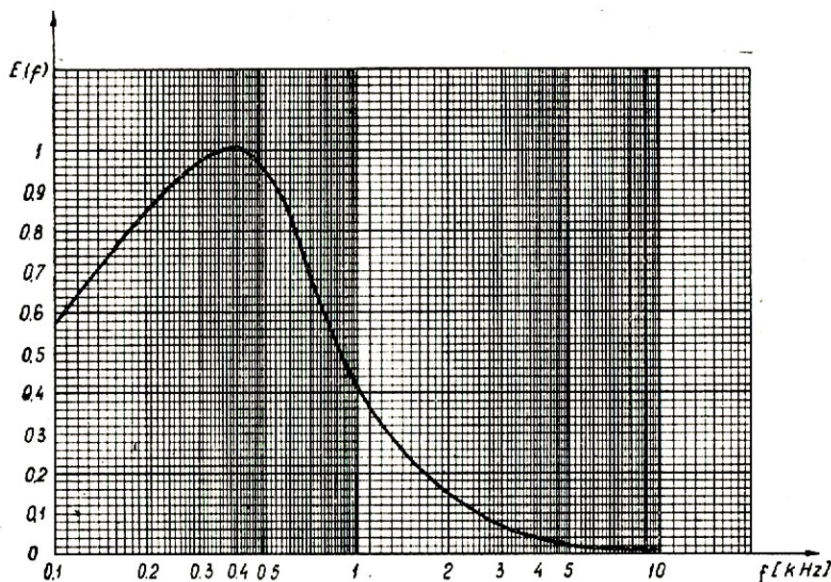
*) Założenie to jest słuszne przy optymalnej głośności odbieranej mowy (intensywność dźwięku rzędu 68 dB) oraz przy pomijalnych zakłóceniach (intensywność hałasów poniżej 30 dB). Przy mniejszej głośności odbieranej mowy, oraz przy silniejszych hałasach — dla osiągnięcia dobrej zrozumiałości mowy konieczne jest przyjęcie większej wartości w_m .



Rys. 2. Zależność wskaźnika wyrazistości mowy „w” od współczynnika działania dźwięku bezpośredniego „d” dla różnych czasów pogłosu pomieszczenia „T”

ści akustycznych, w których zawiera się główna część energii dźwięków mowy (rys. 3). W ten sposób zostaje znacznie zmniejszona ogólna ilość energii akustycznej odtwarzanej przez głośniki. Tego rodzaju zniekształcenie charakterystyki częstotliwościowej nie powoduje obniżenia zrozumiałości odtwarzanej mowy — zmienia się jedynie jej brzmienie.

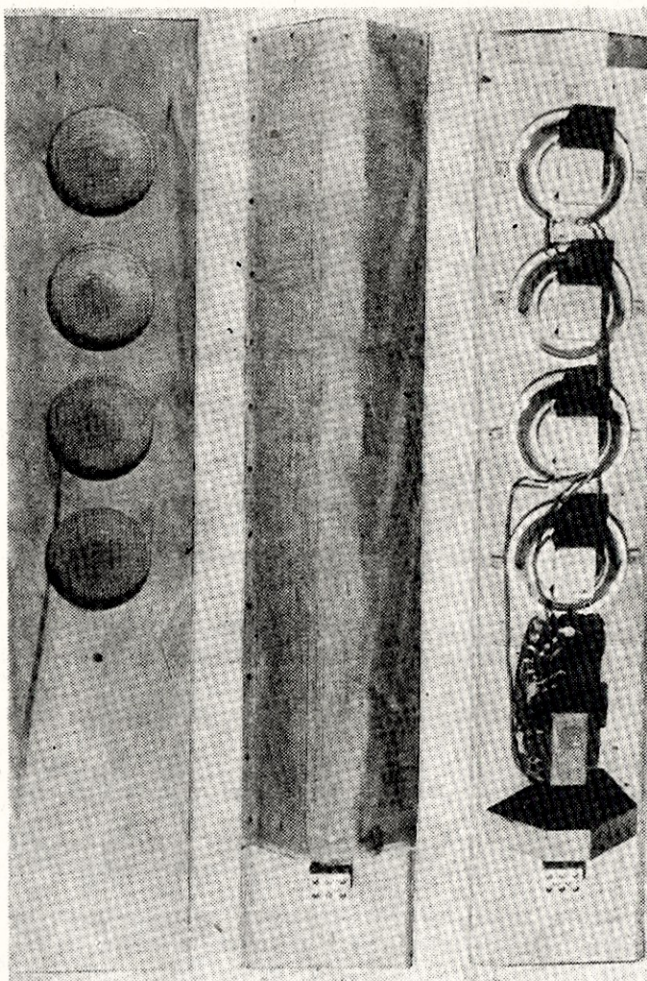
W konkretnym przypadku **nagłośnienie sali** przeprowadzono za pomocą kolumn dźwiękowych o specjalnej konstrukcji — rys. 4. Każda kolumna zawiera 4 głośniki typu GD9/0,5 połączone szeregowo-równolegle przy zachowaniu zgodności faz, przełącznik R regulatora głośności oraz transformator liniowy z odczepami typu TG2L. Tylna strona ko-



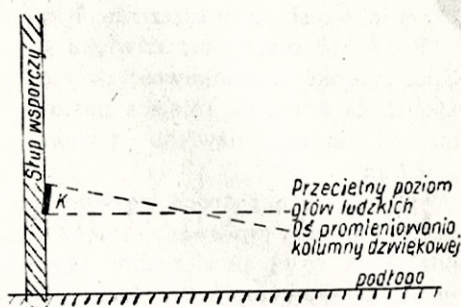
Rys. 3. Częstotliwościowy rozkład energii dźwiękowej „E(f)” w naturalnym widmie mowy (przeciętna długookresowa dla mężczyzn i kobiet)

Ostateczny przebieg charakterystyki częstotliwościowej ustala się doświadczalnie tak, aby uzyskać możliwie stały w funkcji częstotliwości odstęp od gwizdu**) w pętli elektroakustycznego sprzężenia zwrotnego.

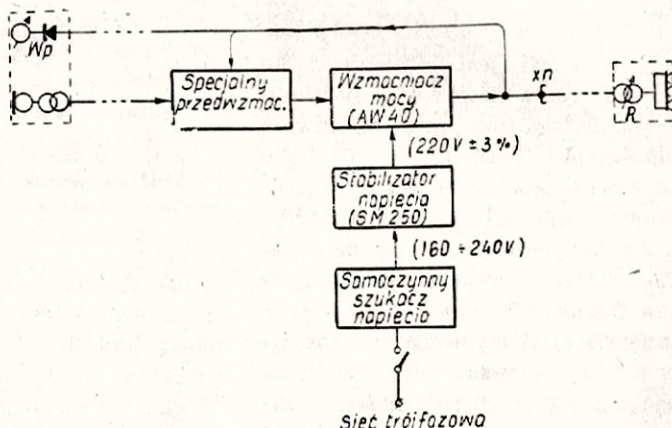
lumny została wytłumiona watą i odpowiednio obudowana. Takie rozwiązanie umożliwiło osiągnięcie dużej kierunkowości promieniowania kolumny (przy pionowej kolumnie — płaski poziomy listek, przechodzący



Rys. 4. Kolumna dźwiękowa z regulatorem głośności „R”



Rys. 5. Umieszczenie kolumny dźwiękowej „K” na słupie



Rys. 6. Schemat blokowy instalacji lokalnego wzmocnienia dźwięku

przez akustyczny środek zespołu głośników). Kolumny umieszczono na słupach wsporczych stropu w sposób przedstawiony na rys. 5. Zamocowano je w ten sposób, że oś promieniowania każdej kolumny jest pochylona względem poziomu o ok. 15° , zaś jej dolna krawędź znajduje się na wysokości 1,6 m względem podłogi. Dzięki temu główna część energii promieniowanej przez każdą z kolumn pada lekko skośnie z góry na zgromadzonych ludzi i zostaje w ten sposób niemal całkowicie pochłonięta.

Uzwojenie liniowe transformatora każdej kolumny zostaje połączone z wyjściem wzmacniacza — rys. 6. W omawianym przypadku zastosowano wzmacniacz rozgłoszeniowy typu AW 40. W celu zapewnienia prawidłowej pracy instalacji nawet przy znacznych wahaniami napięcia sieci elektroenergetycznej wzmacniacz jest zasilany poprzez stabilizator magnetyczny typu SM 250. Dla uniknięcia przerw w transmisji spowodowanych zanikiem napięcia na danej fazie, zastosowano samoczynny przełącznik-szukacz napięcia i trójfazowe doprowadzenie zasilania.

Wzmacniacz jest sterowany przez specjalnie zaprojektowany przedwzmacniacz wyposażony w regulowany korektor charakterystyki częstotliwościowej oraz układ ograniczający (opóźniona automatyczna regulacja wzmocnienia, obniżająca wzmocnienie przy zbyt dużym napięciu wyjściowym). Do wejścia przedwzmacniacza przyłączona jest linia mikrofonowa łącząca się z wtórnym uzwojeniem transformatora mikrofonowego. Jako mikrofon zastosowano odpowiednio przystosowany (przez podcięcie zewnętrznego reosora i wytlumienie watą tylnej strony membrany) głośnik typu GD9/0,5. Mikrofon znajduje się we wspólnej obudowie ze wskaźnikiem poziomu wyjściowego W_p o podzielonej na trzy części skali (rys. 7). Wskazania tego miernika informują mówcę jak jest słyszany. Gdy podczas mówienia wskazówka znajduje się na lewym polu skali z napisem GŁOŚNIEJ — oznacza to, że mówcę słychać za słabo: powinien on mówić bliżej mikrofonu lub głośniej. Gdy wskazówka znajduje się na środkowym polu skali — ozna-

**) W układach lokalnego wzmocnienia dźwięku (LWD) z reguły dąży się do osiągnięcia możliwie dużego wzmocnienia efektywnego (dla całego widma wzmacnianych dźwięków) przy możliwie małych zniekształceniach sprzężeniowych (częstotliwościowych i pogłosowych). Wartość tych zniekształceń jest uzależniona od charakteru akustycznego sprzężenia zwrotnego (pogłosowe, na falach bezpośrednich) oraz od odstepu od gwizdu w danym układzie LWD.

Odstęp od gwizdu jest to najmniejsza wartość dodatkowego wzmocnienia układu LWD powodująca powstanie oscylacji. W określonym układzie LWD dla częstotliwości powstawania gwizdu, suma wzmocnienia v_g układu i odstepu od gwi-

zdu g jest wartością stałą. Największą wartość wzmocnienia otrzymamy zatem dla minimalnej wartości odstepu od gwizdu:

$$\max v_g = \text{const}_1 - g_m$$

Wzmocnienie efektywne v jest z reguły mniejsze od wzmocnienia dla częstotliwości powstawania gwizdu v_g i zależy od nierównomierności częstotliwościowej odstepu od gwizdu. Największą wartość wzmocnienia efektywnego uzyskuje się wówczas, gdy odstep od gwizdu w całym przenoszonym paśmie posiada stałą wartość:

$$\max v \text{ gdy } g = f(f) = \text{const}_2$$

ciąg dalszy na str. 296

Produkcja ferrytów — materiałów magnetycznych, jest podobna do otrzymywania tworzyw ceramicznych. Podstawowymi jednak składnikami tych materiałów są tlenki żelaza i tlenki metali takich jak np.: niklu, magnezu, manganu, cynku, kadmu. Przez rozdrobnienie składników i zmieszanie, wstępne wyżarzanie, powtórne rozdrobnienie, następnie sprasowanie w formach na żądane kształtki, otrzymuje się prasówki, które spieka się w wysokich temperaturach (1000 do 1400°C), często w określonych atmosferach gazowych, aby wreszcie otrzymać trwały związek zwany ferrytem, którego pełna lecz zbyt długa nazwa brzmi tlenkowy materiał magnetyczny. Materiały te początkowo były przeznaczone jako tworzywa zastępcze materiałów magnetycznych, zawierających deficytowe dla wielu krajów surowce. W wielu przypadkach ferryty zastąpiły importowane materiały, jak żelazo karbonylowe, stopy niklu-kobaltu oraz inne.

Stosunkowo prosta technologia wytwarzania ferrytów (w porównaniu z innymi materiałami magnetycznymi) oraz dalszy ich rozwój i dokładniejsze badania pozwalają na coraz szersze zastosowanie ferrytów. Ostatnio oprócz miękkich i twardych materiałów magnetycznych szerokie zastosowanie w układach teletechniki, automatyki i maszyn matematycznych znalazły ferryty o prostokątnej pętli histerezy. Obecnie ferryty są stosowane coraz częściej w układach mikrofalowych oraz jako przetworniki elektromechaniczne.

Właściwości ferrytów

Ogólnie materiały magnetyczne charakteryzują się określonym przebiegiem zmian stanu namagnesowania pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego. Przebieg tych zmian jest nieliniowy i tworzy krzywą zamkniętą, zwaną pętlą histerezy.

Na rysunku 1 przedstawiono podstawową pętlę histerezy materiału magnetycznego. W zależności od rodzaju materiału pętla ta ma różny kształt (rys. 2, 3, 4). Podstawowe parametry, charakteryzujące właściwości materiału magnetycznego, wynikają z określonego dla danego rodzaju materiału przebiegu krzywej magnesowania. W zależności od składu oraz warunków

technologicznych, właściwości magnetyczne otrzymywanych ferrytów mogą być różne. Mogą to być materiały magnetycznie miękkie, twarde, o prostokątnej pętli histerezy, o właściwościach magnetystrykcyjnych itp. Podane poniżej podstawowe parametry magnetyczne będą charakterystycznymi dla wymienionych rodzajów materiałów magnetycznych.

a Maksymalne natężenie pola H_m , wyrażone w erstedach (Oe), jest to wielkość pola, przy którym określone są pozostałe parametry materiału. Wielkość ta w zależności od rodzaju materiału, ustalonych warunków pomiaru i zastosowania, wynosi od setnych części do tysięcy erstedów.

b Indukcja nasycenia B_s , wyrażona w gausach (Gs), określa stan, w którym dalsze zwiększanie zewnętrznego pola magnetycznego H_m nie powoduje wzrostu namagnesowania danego materiału. Praktycznie za indukcję nasycenia przyjmuje się wielkość, przy której zakłada się, że dany materiał jest zbliżony do nasycenia.

c Indukcja maksymalna B_m jest wartością indukcji danego materiału, wywołaną określoną wartością natężenia pola magnetycznego H_m .

d Pozostałość magnetyczna B_r — wartość indukcji danego materiału, zwana również indukcją remanencji, określa stan namagnesowania przy zerowym natężeniu pola H_m , po rozmagnesowaniu od B_s .

e Natężenie koercji H_c określa wielkość pola, jakie powinno być przyłożone dla uzyskania indukcji namagnesowanego uprzednio materiału, równej zero.

f Krzywa pierwotna namagnesowania (rys. 1), występująca w nienamagnesowanym uprzednio materiale, określa zmianę indukcji magnetycznej pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego, wzrastającego od zera do maksymalnej wartości.

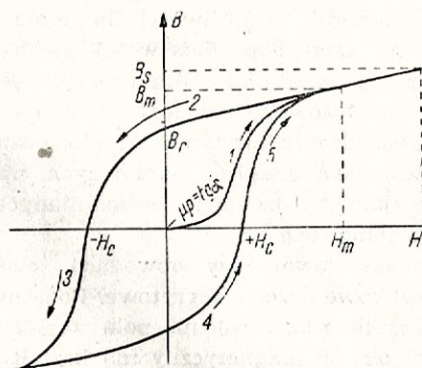
g Przenikalność początkowa μ_p określana jest z pierwotnej krzywej magnesowania, praktycznie przy bardzo małych polach H_m .

Ten parametr jest określany w oparciu o przebieg pętli uzyskanej przy działaniu na próbkę danego materiału polem stałym.

Pod wpływem zmiennego pola magnetycznego, wskutek dodatkowych zjawisk fizycznych, które zachodzą w tych warunkach, właściwości materiału są określane nieco inaczej. Dla słabych zmiennych pól magnetycznych przenikalność przyjęto określać wielkością zespoloną, której składowymi są:

— przenikalność podstawowa μ_1 — decydująca o indukcyjności rdzenia,

— składowa μ_2 będąca miarą wielkości strat wnoszonych przez materiał magnetyczny w obwód, np. cewki lub transformatora,



Rys. 1. Pętla histerezy materiału magnetycznego oraz jej podstawowe części i parametry

1 — pierwotna krzywa magnesowania, 2 — krzywa rozmagnesowania, 3 — krzywa magnesowania, 4 — przemagnesowania, 5 — krzywa magnesowania powtórnego

Nazwa i skład ferrytu	Przenikalność początkowa μ_p	Indukcja B_m	Natężenie koercji H_c	Temperatura Curie T_c	Oporność właściwa	Temp. współcz. przenik. magn. 10^3	Współcz. strat $\frac{tg\delta}{\mu} \cdot 10^6$	UWAGI
—	Gs/Oe	Gs	Oe	°C	$\Omega \text{ cm}$	°C	—	—
Ferryty manganowo-cynkowe Mn-Zn	10÷2500	3500	0,2÷0,4	100÷180	20÷80	2÷15	5÷200	Nazwy firmowe ferrytów: Ferroxcube, Fermalit, Oksifer, Ferroxyd
Ferryty niklowo-cynkowe Ni-Zn	15÷2500	2500	0,4÷14	125÷500	$10^4 \div 10^7$	6÷30	20÷2000	
Ferryty litowo-cynkowe Li-Zn	10÷30	1000÷2000	5÷20	ok. 300	—	—	—	—

— tangens kąta strat rdzenia, który określany jest stosunkiem wielkości składowych $\mu_1 \div \mu_2$.

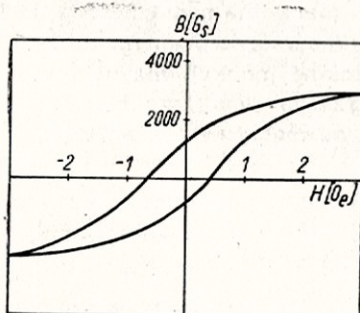
Podstawowymi wielkościami fizycznymi materiałów ferrytowych są:

- oporność właściwa, określana opornością elektryczną materiału o objętości 1 cm^3 ,

- temperatura Curie T_c , powyżej której materiał traci właściwości magnetyczne, z tym, że temperatura graniczna pracy ferrytu jest znacznie niższa niż temperatura Curie.

Zastosowanie ferrytów

Rozwój ferrytów rozpoczął się od materiałów przeznaczonych głównie do cewek, transformatorów stosowanych w obwodach radiowych i urządzeniach telekomunikacyjnych. Były to materiały magnetycznie miękkie. Ferryty o takich właściwościach charakteryzują się natężeniem pola koercji od $0,1 \div 30 \text{ Oe}$ i o zakresie częstotliwości roboczych do kilkuset MHz. Do tej grupy należy zaliczyć ferryty manganowo-cynkowe, niklowo-cynkowe i litowo-cynkowe. Właściwości tych ferrytów przedstawiono w tablicy 1.



Rys. 2. Pętla histerezy ferrytu magnetycznie miękkiego, manganowo-cynkowego

Na rysunku 2 przedstawiono typową krzywą ferrytu magnetycznie miękkiego manganowo-cynkowego.

Ferryty manganowo-cynkowe są najbardziej rozpowszechnionymi materiałami magnetycznymi, stosowanymi na rdzenie w technice niezbyt wielkiej częstotliwości do około 1 MHz. Ferryty te wykazują w porównaniu z niklowo-cynkowymi większą indukcję nasycenia, wyższą temperaturę Curie, mniejszy współczynnik strat w zakresie częstotliwości do około 1 MHz i mniejszy współczynnik temperaturowy przenikalności początkowej. Wadą ferrytów Mn-Zn

jest mała oporność elektryczna dla prądu stałego w porównaniu z ferrytami Ni-Zn.

Ferryty Ni-Zn są stosowane w obwodach o dużej dobroci w zakresie częstotliwości od 100 kHz do 100 MHz, a nawet do 200 MHz w zastosowaniach do transformatorów szerokostęgowych. Ferryty te charakteryzują się również możliwością doboru, przez zmianę składu i warunków technologicznych, przenikalności początkowej od 15 Gs/Oe do około 2500 Gs/Oe i większej. Oporność właściwa tych ferrytów jest rzędu $10^3 \div 10^7 \Omega \text{ cm}$, indukcja nasycenia od 1500 do 2500 Gs, natężenie koercji około 0,4 Oe; nieznaczny jest także temperaturowy współczynnik przenikalności w zakresie od $+40^\circ \text{C}$ do 60°C .

Do ferrytów magnetycznie miękkich zaliczane są również ferryty litowo-cynkowe Li-Zn, stosowane w zakresie ultrawielkich częstotliwości. Pod względem stratności są one równorzędne z ferrytami Ni-Zn o zbliżonych przenikalnościach, które zawierają się w granicach od 10 do 30 Gs/Oe.

Ferryty manganowo-cynkowe stosowane są powszechnie w obwodach teletransmisji przewodowej, pracujących przy małych polach i częstotliwości nie większej niż 500 kHz. Stosuje się tu wszelkiego rodzaju cewki, filtry, korektory, obwody rezonansowe, transformatory, dławiki oraz cewki pupinowskie z rdzeniami ferrytowymi.

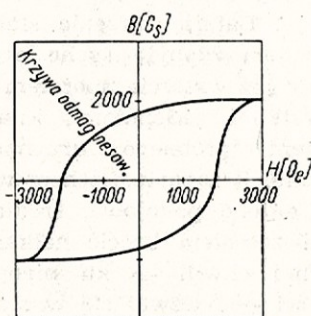
W układach impulsowych ferryty stosowane są jako rdzenie transformatorów impulsowych w układach przekazywających bezstykowych. W wymienionych zastosowaniach mogą być użyte zarówno ferryty Mn-Zn jak i Ni-Zn. Ferryty stosowane na rdzenie anten powinny posiadać możliwie dużą przenikalność i małe straty w zakresie częstotliwości do około 1,5 MHz. Najlepsze pod względem właściwości dla tego rodzaju zastosowań są tworzywa niklowo-cynkowe, a jako zastępcze — stosowane są ferryty litowo-cynkowe. Cylindryczne rdzenie ferrytowe są stosowane w szeregu podzespołów urządzeń odbiorczych, np. w cewkach dostrajanych rdzeniami, wspomnianych już antenach, wariometrach itp.

Szerokie zastosowanie w obwodach teletransmisji znalazły kubkowe rdzenie ferrytowe. Podatność cewek z tego rodzaju rdzeniami na pola zakłócające jest mała, gdyż obwód magnetyczny ma kształt zamkniętego kubka. Z ferrytów niklowo-cynkowych wykonywane są również termistory do ograniczania prądu żarzenia lamp odbiorników telewizyjnych.

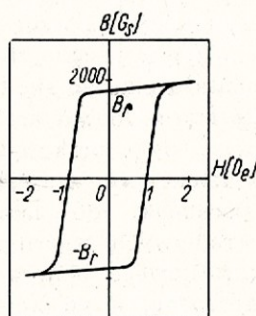
W tablicy 2 podane są propozycje f-my Philips wyboru ferrytów do różnych zastosowań.

			Zakres częstotliwości	Rodzaj kształtek	Rodzaj ferrytu	Przykład zastosowania
Mała indukcja $B \leq 1$ kGs	Obwody strojone	Wysoka dobroć	do 20 kHz do 150 kHz do 500 kHz do 1 MHz do 2 MHz	rdzenie kubkowe rdzenie kubkowe rdzenia kubkowe rdzenie kubkowe rdzenie kubkowe	mangan.-cynk. mangan.-cynk. mangan.-cynk. niklowo-cynk. niklowo-cynk.	cewki filtrów cewki filtrów cewki filtrów cewki filtrów cewki filtrów
	Srednia dobroć	450 kHz 10 MHz 0,5-2 MHz do 5 MHz do 20 MHz		rdzenie prętowe i rurowe rdzenie prętowe i rurowe rdzenie prętowe i rurowe rdzenie prętowe i rurowe rdzenie prętowe i rurowe	mangan.-cynk. niklowo-cynk. niklowo-cynk. niklowo-cynk. niklowo-cynk.	filtry p. cz. filtry dla FM pręty antenowe cewki filtrów, dławiki cewki filtrów, dławiki
Indukcja do 200 Gs			0,3-3,4 kHz do 100 kHz ponad 100 kHz	rdzenie kubkowe rdzenie E, U toroidy, pręty	mangan.-cynk. niklowo-cynk. niklowo-cynk.	transduktory dławiki

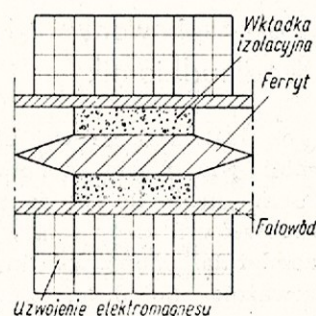
Materiały, w których pod wpływem przełożonego pola magnetycznego występuje zmiana kształtu lub wymiarów geometrycznych i odwrotnie — pod wpływem naprężeń mechanicznych występują zmiany właściwości magnetycznych — nazywamy magnetostrykcyjnymi. Do tego rodzaju materiałów należą ferryty m. in. niklowo-cynkowe. Stosowane są one we wszelkiego rodzaju przetwornikach ultradźwiękowych, w stabilizatorach częstotliwości, filtrach mechanicznych i magnetostrykcyjnych oraz liniach opóźniających w zakresie do kilku MHz.



Rys. 3. Pętla histerezy ferrytu magnetycznie twardego



Rys. 4. Prostokątna pętla histerezy ferrytu Mg-Mn-Zn



Rys. 5.

Osobną grupę stanowią ferryty magnetycznie twarde. Materiały te stosowane jako magnesy trwałe, charakteryzują się w przeciwieństwie do magnetycznie miękkich, szeroką pętlą histerezy (duże H_c) oraz odpowiednią charakterystyką, zwaną krzywą odmagowania.

Na rysunku 3 przedstawiono pętlę histerezy materiału ferrytowego magnetycznie twardego. Podstawo-

wym parametrem jest tu energia magnetyczna, jaką zdolny jest dostarczyć materiał. Wyraża się ona iloczynem indukcji magnetycznej i natężenia pola H , określonego kształtem rdzenia. Uzyskana maksymalna wartość tej energii dla ferrytu barowego wynosi około $3,5 \cdot 10^6$ Gs · Oe; jest ona więc porównywalna z wielkością energii materiałów tego typu co stopy niklowo-kobaltowe.

W tablicy 3 podane są podstawowe właściwości ferrytów magnetycznie twardych. Trwałe magnesy ferrytowe są używane w radiotechnice jako materiały

na magnesy skupiające w kineskopach, na magnesy głośnikowe. W przemyśle motoryzacyjnym stosowane są na bieguny do iskrowników, również na magnesy skupiające, stoły magnetyczne, w separatorach i stabilizatorach magnetycznych.

W ostatnich latach coraz szersze zastosowanie znajdują materiały ferrytowe w technice mikrofalowej. Przy tych zastosowaniach charakteryzują się one możliwością wpływania na sposób rozprzestrzeniania się fali elektromagnetycznej za pomocą stałego zewnętrznego pola magnetycznego. Najszersze zastosowanie w tym zakresie częstotliwości znalazły ferryty w tzw. izolatorach wszelkiego typu. Są to urządzenia, przez które fala elektromagnetyczna może przechodzić tylko w jednym kierunku. Poza tym przewiduje się zastosowanie we wszelkiego typu modulatorach, rezonatorach i filtrach mikrofalowych.

Typowy układ izolatora przedstawiono na rysunku 5.

Rozwój takich dziedzin elektroniki, jak: automatyka, teletechnika, maszyny matematyczne, stał się przyczyną zapotrzebowania przemysłu na materiały magnetyczne o nieco innych właściwościach niż stosowane dotychczas. Materiałami tymi są ferryty o prostokątnej pętli histerezy.

Właściwości ferrytów magnetycznie twardych

Tablica 3

Nazwa materiału	Br	Hc	(B.H) max	Uwagi
—	Gs	Oe	10^6 GsOe	—
Ferryt baru	2000	1500	0,8	Formowany bez pola magnetycznego
Ferryt baru	3400-4000	1300-1500	2-3,5	Formowany w polu magnetycznym
Alnico VI C niklowo-kobaltowy	11000	700	4,00	Stop lany o kierunkowych właściwościach magnetycznych

Skład ferrytu	μ_p	Br	Bs	Hc	Br/Bs
—	Gs/Oe	Gs	Gs	Oe	—
Mg—Mn	45	1300	1500	1,5	0,9
Mg—Mn—Zn	150	1800	2200	0,7	0,93

W artykule niniejszym podano w wielkim skrócie zaledwie podstawowe właściwości materiałów, które ostatnio stają się coraz powszechniejszymi materiałami magnetycznymi. Na zakończenie należy wspomnieć, że w kraju produkcją ferrytów zajmuje się Zakład Materiałów Magnetycznych POLFER w Warszawie.

M.

Z opracowań nadesłanych w ramach „MAŁEGO KONKURSU“

Zakonspirowany radioodbiornik

Był rok 1941. Dni na wsi kieleckiej wlokły się monotennie. Czasem „urozmaicały” je wizyty hitlerowców i wtedy cała wieś jakby zamierała. Mężczyźni kryli się przeważnie do lasu, przed okiem wroga chowano to wszystko, czego pod groźbą surowych kar, do kary śmierci włącznie, nie wolno było posiadać. Między innymi oczywiście radioodbiorniki a nawet ich części składowe.

Rzucony losami wojny na jedną z zapadłych wsi zacząłem rozmyślać, jakby tu za pośrednictwem radia nawiązać kontakt ze światem. W pamięci zacząłem odtwarzać nabyte kiedyś w okresie majsterkowania podstawy radiotechniki. Czyste arkusze papieru pokrywały się wieczorem schematami radiowymi.

O ile jednak łatwo było projektować, o tyle trudniej, jak się później okazało, układały się sprawy samej realizacji. Przystąpiłem wreszcie do gromadzenia potrzebnych akcesoriów, udało mi się zdobyć 3 lampy bateryjne Philipsa, kondensatory, oporniki i słuchawki oraz trochę drutu nawojowego. Nadszedł dzień, w którym w tajemnicy przystąpiłem do montażu radioodbiornika. Za chassis posłużyła mi po-

kryta folią deseczka, boczną ścianę wykonałem z grubej sklejk.

Przy montażu okazało się, że mój zapas części jest niewystarczający. Trzeba więc było brakujące elementy wykonać we własnym zakresie: podstawki do lampy z gniazdek radiowych, opornik siatkowy z grafitowego ołówka i kawałka prespanu, a na kondensator 2000 pF użyłem folii i płytek szklanych z klisz fotograficznych. Wszystkie te części, mimo że wykonane nader prymitywnym sposobem były — jak się później okazało — dobre i działały bez zarzutu.

Po paru dniach majsterkowania odbiornik gotowy. Był to reakcyjny, dwulampowy aparat, zmontowany z lamp i części o nieznanej jakości.

Największą trudność stanowiło wyszukanie źródła zasilania. Ale i z nią się uporałem. Baterię anodową wykonałem sam. Była to bateria „mokra”, zrobiona z pokrytej smołą skrzynki, blachy cynkowej i woreczków ze starych ogniów. Za elektrolit posłużył mi roztwór salsmiaku. Napięcie tego osobliwego i niezwykle ciężkiego źródła energii elektrycznej wahało się w granicach od 30÷50 woltów. Aby zmylić czujność hitlerowców w trakcie ewentualnej rewizji umieściłem baterię pod łóżkiem; oficjalnie miała ona służyć do oświetlenia

pokoju. Baterię żarzenia stanowiły z trudem zdobyte suche ogniwa.

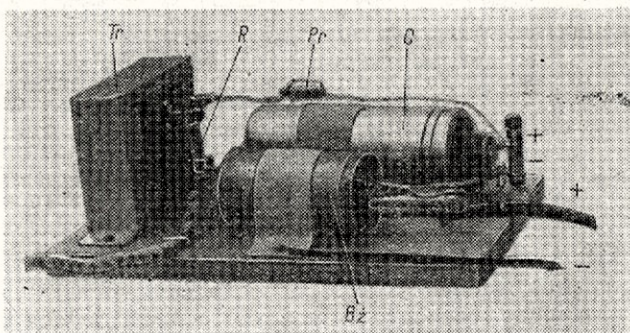
Gdy już wreszcie uporałem się ze wszystkimi kłopotami, nadszedł moment próbnego uruchomienia aparatu. Z zapartem tchem włączyłem antenę pokojową, źródła prądu i zacząłem kręcić gałkami. W pewnej chwili — ku nieopisanemu radości — odezwał się w słuchawkach straszliwy szum i pisk. Szybko przełączyłem końcówki cewki reakcyjnej i po chwili usłyszałem audycję w języku angielskim. Inne ze „schwytanych” stacji nadawały w językach rosyjskim i niemieckim.

Mój pierwszy wykonany „na oko” odbiornik radiowy miał wiele wad. Przede wszystkim był niezwykle czuły na zbliżenie ręki, a jego moc wyjściowa była bardzo mała, tak, że okazało się konieczne dodatkowe ekranowanie i dobudowanie jeszcze jednego stopnia malej częstotliwości.

Do przechowywania aparatu posłużyła mi ... skrzynka wylęgowa dla ptaków. Każdorazowo po wysłuchaniu komunikatów chowałem go w owej skrzynce, którą następnie wieszałem na zewnętrznej ścianie domu. Schowek okazał się doskonały, gdyż mimo kilkakrotnie przeprowadzanych przez Niemców rewizji aparat nie został odkryty i służył mi przez całą okupację.

K. A.

ZASILACZ SIECIOWY



W naszej dotychczasowej praktyce radioamatorskiej poznaliśmy już kilka wzmacniaczy małej częstotliwości, zarówno tranzystorowych jak i lampowych. Miały one jedną wspólną cechę — zasilanie z baterii. Zasilanie bateryjne ma swoiste zalety, szczególnie istotne w przypadku stosowania aparatury tranzystorowej. Pamiętamy, że opisywane w poprzednich numerach wzmacniacze tranzystorowe były zasilane po prostu ze zwykłej płaskiej bateryjki 4,5 V. Rozwiązanie takie jest bardzo proste i tanie. Nieco inaczej natomiast przedstawia się sprawa zasilania urządzeń lampowych. W tym przypadku koszt baterii zasilających, a zwłaszcza baterii anodowej, jest dość wysoki. Z tego względu aparatura lampowa jest przeważnie zasilana energią pobieraną z sieci oświetleniowej za pomocą specjalnego urządzenia, zwanego zasilaczem sieciowym. Zasilacz taki jest z reguły częścią składową aparatury elektronowej, przeznaczoną do pracy w rejonach zelektryfikowanych.

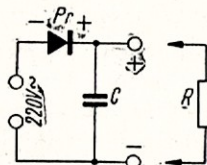
Zasilacze sieciowe wykonywane są w różny sposób, jednak zasada ich pracy jest ta sama.

Jak wiemy, energia elektryczna jest rozprawdzana do poszczególnych odbiorców najczęściej pod postacią prądu zmiennego 220 V o częstotliwości 50 Hz (50 cykli na sekundę). Wiemy też, że do zasilania anod i siatek pomocniczych w lampach aparatury elektronicznej (np. wzmacniacza małej częstotliwości) potrzebna jest energia prądu stałego; w tym celu dotychczas stosowaliśmy baterię anodową. Wobec tego musimy zamienić energię elektryczną z jednej postaci w drugą. Część Czytelników już się z pewnością domyśla, że chodzi tu o odpowiedni układ prostowniczy.

Rysunek 1 przedstawia schemat ideowy najprostszego układu tego typu. Widzimy na nim źródło prądu zmiennego (sieć oświetleniowa 220V),

element prostowniczy Pr , kondensator o dużej pojemności C oraz opornik R , zastępujący odbiornik prądu stałego. Działanie układu jest bardzo proste i zrozumienie go z pewnością nie przysporzy nikomu trudności. Kondensator C jest ładowany prądem płynącym poprzez element prostowniczy — z sieci.

Jak wiemy, element prostowniczy cechuje niewielka oporność w kierunku przewodzenia prądu, natomiast bardzo duża w kierunku przeciwnym. Dlatego kondensator C jest ładowany prądem „jednokierunkowym”, gdyż dla przeciwnego kierunku przepływu prądu oporność układu jest za duża. W tej sytuacji kondensator C zostanie naładowany na-



Rys. 1. Najprostszy układ prostownika sieciowego

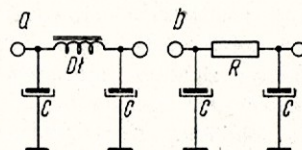
pięciem stałym o polaryzacji zależnej od sposobu włączenia elementu prostowniczego. Do zacisków naładowanego kondensatora przyłączamy odbiornik radiowy lub, jak w tym przypadku, opornik R . Będzie on pobierał prąd stały z kondensatora, zawierającego pewną ilość zmagazynowanej energii prądu stałego. Oczywiście wszelki ubytek tej energii zostaje „na bieżąco” uzupełniany z sieci poprzez prostownik.

Jako element prostowniczy stosowane są ostatnio coraz częściej prostowniki suche lub diody mocy. Działanie ich jest analogiczne do działania znanej nam już diody detekcyjnej, stosowanej w odbiorniku detektorowym. Zasadnicza różnica pomiędzy tymi dwoma typami elementów prostowniczych polega na tym, że diody stosowane w odbiornikach są małe i delikatne, służą bowiem do prostowania bardzo nie-

wielkich prądów wielkiej częstotliwości, natomiast w prostowniku sieciowym diody muszą być odpowiednio duże i mocne, przystosowane do prostowania znacznych prądów. Dla orientacji warto dodać, że prąd roboczy diody pracującej w zasilaczu jest około 100 do 1000 razy większy od przeciętnej wartości prądu płynącego przez diodę detekcyjną. W układach zasilaczy sieciowych z równym powodzeniem pracują również lampy elektronowe. Są to oczywiście lampy specjalnie do tego celu wytwarzane; mają one na ogół tylko dwie lub trzy elektrody (katodę oraz jedną lub dwie anody).

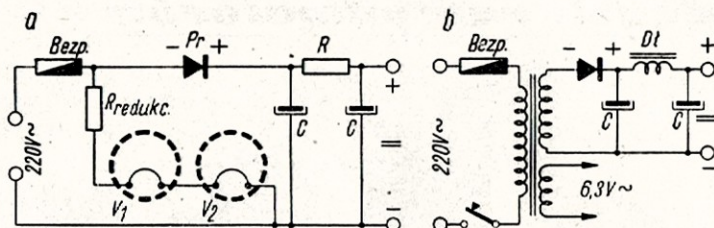
Schemat układu, pokazany na rysunku 1, jest oczywiście bardzo prymitywny, toteż dla praktycznego wykonania należy go nieco rozbudować. Uzupełniamy go układem prostego filtra, który wyfiltruje pozostałości napięcia zmiennego, „wygładzi” to napięcie, usunie tętnienia.

Układ filtra przedstawiony jest na rysunku 2. Zamiast dużego i kosztownego dławika Dl stosuje się często opornik R (rys. 2b). Jak nietrudno wywnioskować, taki filtr spełnia swoje zadanie zarówno w jednym



Rys. 2. Schemat filtra wygładzającego pulsujące napięcie zasilacza
a — filtr dławikowo-pojemnościowy,
b — filtr oporowy-pojemnościowy

jak i w drugim przypadku; kondensatory C o znacznej pojemności przedstawiają dla prądu zmiennego minimalną oporność, a więc zwiernają go do masy, natomiast prąd stały ma tylko jedną możliwość przepływu — do odbiornika poprzez dławik Dl lub opornik R . Na tych elementach, w szczególności na oporniku R , powstaje oczywiście pewien spadek napięcia stałego, nie jest to



Rys. 3. Schemat ideowy zasilacza sieciowego małego odbiornika radiofonicznego
a — typ uniwersalny, b — z transformatorem sieciowym

jednak istotne dla właściwego działania prostownika.

Kompletny schemat jednego z prostych zasilaczy sieciowych odbiornika lampowego pokazany jest dla przykładu na rysunku 3a. Oczywiście uzyskane napięcie stałe służy tylko do zasilania obwodów anodowych i siatek pomocniczych odbiornika, bowiem obwody żarzenia lamp zasilane są prądem zmiennym wprost z sieci, z zastosowaniem jedynie opornika redukującego nadmiar wysokości napięcia. Jest to układ prostownika typu tzw. „uniwersalnego”, znaczy to, że aparatura tego typu może być załączona do sieci zarówno prądu zmiennego jak i stałego.

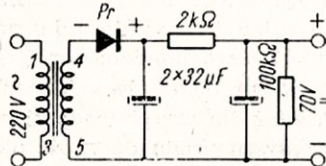
Inny typ prostownika, jeszcze częściej spotykany, przedstawiony jest na rysunku 3b. Jednym z podstawowych elementów jest widoczny na nim transformator sieciowy. Za pomocą transformatora sieciowego uzyskujemy napięcie do żarzenia lamp stosowanych w aparaturze (przeważnie 6,3 V) oraz możemy uzyskać potrzebną wartość napięcia dla prostownika. Jednocześnie transformator taki izoluje całość naszej aparatury od sieci energetycznej, co również jest bardzo istotne. Oczywiście istnieje jeszcze wiele układów prostowników, lecz bliższe ich omówienie wykracza poza ramy artykułu.

Znając już w ogólnym zarysie działanie zasilacza sieciowego, postawimy sobie następujące zadanie: zbudujemy zasilacz sieciowy dla dwulampowego wzmacniacza baterijnego (Radioamator nr 8/61). Uzupełniony w ten sposób wzmacniacz będzie sprzętem uniwersalnym, a jednocześnie eksploatacja jego będzie znacznie tańsza.

Przede wszystkim musimy ustalić dane wyjściowe. Pamiętamy, że dla naszej aparatury wymagane były dwa źródła napięcia stałego: 1,5 V dla żarzenia włókien lamp oraz około 70 V dla zasilania obwodów anodowych. Wykonanie zasilacza sieciowego, dostarczającego 1,5 V napięcia stałego, mimo że jest całkowicie możliwe, jest dość kosztowne. Potrzebne do takiej konstrukcji elementy

są duże i drogie. Znacznie prostsze jest stosowanie dla żarzenia lamp nadal jednej baterii okrągłej, niewielkiej średnicy. Warto natomiast wykonać prostownik zasilający obwody anodowe lamp napięciem rzędu 60 ÷ 80 V. Unikniemy w ten sposób konieczności stosowania dużej i kosztownej baterii anodowej.

Schemat bardzo prostego zasilacza przedstawiony jest na rysunku 4. Posiada on niewielką ilość elementów, został bowiem specjalnie opracowany w taki sposób, aby koszt jego budowy był jak najmniejszy.



Rys. 4. Schemat ideowy zasilacza anodowego dla dwulampowego wzmacniacza baterijnego

A oto zestawienie elementów, jakie należy skompletować:

- transformator zasilający (wg opisu) — 1 szt.
- dioda prostownicza typu DZG4-DZG7 — 1 szt.
- kondensator elektrolityczny 2×32 μF/350 V — 1 szt.
- opornik 2 kΩ/0,5 W — 1 szt.
- opornik 100 kΩ/0,5 W — 1 szt.

Ponadto sznur sieciowy z wtyczką i drobny sprzęt montażowy.

Transformator sieciowy, który zastosujemy w naszym zasilaczu, jest nietypowy. W modelowym egzemplarzu został zastosowany transformator zasilający od odbiornika FIGARO, produkcji Zakładów Radiowych im. M. Kasprzaka. Jest on łatwo dostępny na rynku, niedrogi i niezbyt dużych rozmiarów. Niestety, transformator ten należy nieco przerobić. Dla ułatwienia pokazano na rysunku 5 jego schemat elektryczny (a) oraz wygląd zewnętrzny (b). Cyfry na rysunku wskazują końcówki, do których doprowadzone są końce poszczególnych uzwojeń.

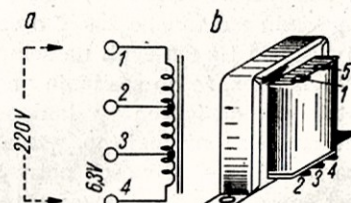
W celu przeróbki transformatora należy przede wszystkim rozebrać jego rdzeń. Nie będzie to trudne do

wykonania po zdjęciu metalowego jarzma. Z korpusu transformatora odwijamy nawinięte grubym drutem uzwojenie żarzenia (końcówki 3—4). Uzyskamy w ten sposób dość dużo miejsca dla nawinięcia dodatkowego uzwojenia. Wykonamy je z drutu nawojowego w emalii ϕ 0,1 mm (lub o zbliżonej grubości). Przed rozpoczęciem nawijania, musimy dobrze odizolować istniejące uzwojenie (końcówki 1—3) będzie ono bowiem znajdowało się podczas pracy pod napięciem sieci oświetleniowej 220 V. Nawijamy więc 3—4 warstwy niezbyt grubego papieru, a następnie dodatkowe uzwojenie w ilości około 600 zwojów. Zupełnie wystarczy tu nawijanie tzw. „masowe”, bez równego układania zwojów, należy jednak zwrócić uwagę, aby uzwojenie nie wystawało w żadnym miejscu poza korpus, gdyż uniemożliwiłoby złożenie rdzenia. Początek dodatkowego uzwojenia wyprowadzamy na końcówkę 4, zaś jego koniec — na końcówkę dodatkowo wykonaną (np. z grubego drutu) oznaczoną na rys. 5b — cyfrą 5.

Po nawinięciu uzwojenia osłaniaamy je papierem izolacyjnym (2—3 warstwy) i przystępujemy do składania rdzenia. Jest to prosta czynność, należy jedynie pamiętać, aby układać blachy przecięciem na przemian, tak, jak były one pierwotnie ułożone.

Przeróbka transformatora sieciowego jest jedynym, nieco kłopotliwym fragmentem naszej pracy. Z pozostałymi elementami układu (dioda, kondensatory elektrolityczne, oporniki) nie ma kłopotów.

Montaż zasilacza sieciowego wg schematu przedstawionego na rysunku 4, jest na tyle prosty, że w odróżnieniu od poprzednio opisywanych konstrukcji, nie zamieszcza się tu

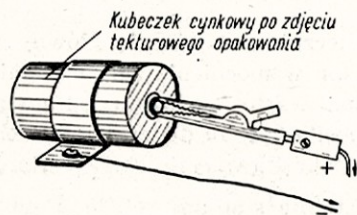


Rys. 5. Autotransformator sieciowy odbiornika typu „Figaro”
a — schemat uzwojeń, b — wygląd zewnętrzny

jego schematu montażowego, tym bardziej, że dysponowane przez Czytelników poszczególne części zasilacza mogą mieć rozmaite wymiary. Najbardziej jednak istotne jest to, że nawet początkujący radioamator powinien przecież kiedyś

rozpocząć samodzielną budowę urządzeń, opierając się jedynie na schemacie ideowym i ewentualnych wytycznych o ogólnym raczej charakterze. Właśnie zasilacz sieciowy będzie naszą pierwszą tego typu całkowicie samodzielną konstrukcją.

Zastanówmy się jednak wspólnie nad konstrukcją i montażem zasilacza. Wydaje się, że stosowanie metalowej podstawy nie jest konieczne. Znacznie prościej będzie zamocować wszystkie większe elementy po prostu na niewielkiej drewnianej podstawie (np. z grubej klejonki). Wymiary podstawy ustalimy we własnym zakresie po skompletowaniu wszystkich elementów i ich rozmieszczeniu. Bardzo celowe będzie zamontowanie na podstawie prostownika również okrągłej baterii żarzeniowej. Otrzymamy w rezultacie kompletny zasilacz do wzmacniacza baterijnego.



Rys. 6. Przykład zamocowania baterii żarzeniowej 1,5 V. Z baterii została zdjęta tekturowa oprawa

Oczywiście dla baterii żarzeniowej warto wykonać takie zamocowanie, które jednocześnie będzie mogło służyć za odprowadzenie jej biegunów. Przykładowe rozwiązanie pokazane jest na rysunku 6. Oczywiście pokazanego sposobu zamontowania nie należy ściśle kopiować; jest bardzo prawdopodobne, że niejeden z Was, mili Czytelnicy, potrafi rozwiązać ten problem również dobrze, a nawet może jeszcze lepiej, choć inaczej. Od biegunów baterii żarzeniowej odprowadzamy giętkie, izolowane przewody, zakończone wtyczkami bananowymi. Wydaje się, że przewody te nie powinny być dłuższe niż 0,5 metra, chyba, że ktoś przewiduje jakieś bardzo specjalne ustawienie aparatury.

Kondensator elektrolityczny 2X32 μ F (lub dwa pojedyncze kondensatory o tej pojemności) najlepiej zamocować również za pomocą obejm z blachy. Pod śruby obejm można podłożyć tzw. „końcówki lutownicze”, co bardzo ułatwia późniejszy montaż.

Dioda typu DZG7 jest tak mała i lekka, że nie wymaga specjalnego montowania mechanicznego.

Napięcie anodowe wyprowadzimy z zasilacza analogicznie, jak napięcie żarzenia za pomocą dwóch przewodów zakończonych wtyczkami bananowymi. Bardzo wskazane jest uchwycenie wszystkich tych przewodów w miejscu, w którym opuszczają one zasilacz, jakąś niewielką wspólną obejmą; zapobiega to ewentualnemu przypadkowemu wyrwaniu przewodu z układu. Oczywiście należy zastosować różnokolorowe wtyczki bananowe lub poznaczyć je w jakiś sposób, aby uniknąć pomyłek przy podłączaniu zasilacza do wzmacniacza, co może doprowadzić do uszkodzenia aparatury.

O tym, że montaż zasilacza zarówno mechaniczny (mocowanie poszczególnych elementów na podstawie) jak i elektryczny (łączenie elementów przewodami przy użyciu kolby i cyny) powinien być wykonany solidnie i starannie, nie musimy już chyba przypominać.

Kilka słów jednak należy poświęcić sprawie właściwego sposobu podłączenia elementu prostowniczego. Właściwa polaryzacja tego elementu jest pokazana na schemacie ideowym (rys. 7). Zagadnienie jednak polega na tym, aby w ferworze pracy nie omylić się i aby właściwie zidentyfikować bieguny diody. Biegunowość diody typu DZG7 pokazana jest na rysunku 7. Należy więc pamiętać, aby przyłączyć dodatni biegun diody do dodatniego biegunu kondensatora elektrolitycznego. Odwrotne, a więc niewłaściwe włączenie diody, spowoduje zniszczenie prostownika po załączeniu go do sieci.

Na zakończenie jeszcze jedna sprawa, na którą bezwzględnie należy



Rys. 7. Wygląd zewnętrzny diody typu DZG1.. 7 i jej polaryzacja

zwrócić uwagę wszystkich początkujących radioamatorów. Jest to sprawa zasadniczego znaczenia, a mianowicie bezpieczeństwo pracy. Wszystkie nasze dotychczasowe konstrukcje nie stwarzały pod tym względem żadnych kłopotów. Stosowaliśmy jedynie napięcia niskie, a więc 1,5, 4,5 lub najwyżej 50-60 woltów, bowiem mieliśmy do czynienia z bateriami o tych właśnie napięciach. Dziś, po raz pierwszy przystępujemy do pracy, w której

znajdzie zastosowanie napięcie sieci oświetleniowej o wartości 220 V. Nie lekceważmy tego napięcia, mimo, że jest ono bardzo popularne i do pewnego stopnia może nam nieco „spowszedniać”. Pamiętajmy, że jest to napięcie groźne dla życia człowieka, nie narażajmy więc na niebezpieczeństwo zarówno siebie samego jak i bliskich.

Zagadnienia bezpieczeństwa pracy były szczegółowo omówione w jednej ze wstępnych pogadanek dla początkujących radioamatorów (nr 11/60). W tym miejscu ograniczymy się więc tylko do przypomnienia dwóch zasadniczych momentów:

1 nie należy dokonywać jakichkolwiek napraw, prób lub manipulacji wewnątrz aparatury załączonej do sieci elektroenergetycznej; należy przedtem wyjąć wtyczkę z gniazdka sieciowego.

2 Aparatura zasilana z sieci elektroenergetycznej powinna być skonstruowana w taki sposób, aby jej obudowa uniemożliwiała zetknięcie się z elementami będącymi pod napięciem.

Z tego ostatniego wypływa dla nas ważne wskazanie: ostatnią czynnością przy konstrukcji zasilacza sieciowego powinno być wykonanie odpowiedniej pokrywy zabezpieczającej nas przed bezpośrednim zetknięciem się z częściami przewodzącymi prąd. Oczywiście pokrywa taka jednocześnie chroni aparaturę przed kurzem i ewentualnym uszkodzeniem mechanicznym.

Dla ułatwienia wykonania tej pierwszej samodzielnej konstrukcji pokazano na fotografii wygląd zewnętrzny opisanego modelu zasilacza (zdjęta pokrywa ochronna). Gdyby w trakcie montażu nasuwały się jakieś wątpliwości czy niejasności, najłatwiej będzie pokonać je w bardzo prosty sposób; wystarczy po prostu nadesłać do Redakcji projektowany schemat montażowy urządzenia w celu sprawdzenia i oceny.

K. W.

NASI CZYTELNICZY PISZA...

„Mam 14 lat. Chciałbym korespondować z chłopcem lub dziewczynką z Polski. Bardzo Was proszę o przesłanie mi adresu. Skierował mnie do Waszej Redakcji mój znajomy, operator z radioklubu DOSAAF.

Sergiej Fiedotienko,

Krasnodarski Kraj

ARMAWIR, ul. Gorkiego 137/3
ZSRR”.

cza to dobrą słyszalność na całej skali. Gdy wskazówka znajduje się na prawym polu skali z napisem *CISZEJ* — oznacza to, że mówcę słycać zbyt głośno; powinien on mówić ciszej (górną granicą głośności jest wyznaczona ustawieniem opóźnienia automatyki układu ograniczającego). Zastosowanie wskaźnika poziomu przy mikrofonie stanowi tylko nieznaczne utrudnienie dla mówcy (po krótkiej wprawie kontrola poziomu staje się odruchowa), natomiast zapewnia prawidłowe nagłośnienie przy raz na zawsze ustawionych regulatorach aparatury.

Regulację aparatury przeprowadza się przy pustej sali. Pierwsze stadium regulacji polega na wyrównaniu w funkcji częstotliwości odstepu od gwizdu powodowanego elektroakustycznym sprzężeniem zwrotnym. Dokonuje się tego, regulując korektory wzmacniacza w układzie przedstawionym na rys. 8. Podczas regulacji układ ograniczający powinien być zablokowany, zaś hypsoskop powinien zmieniać ton dostatecznie wolno, tak aby przy istniejącym b. długim czasie pogłosu badanego pomieszczenia faktycznie powstawał stan ustalony dla każdej częstotliwości. W tym stadium wszystkie regulatory wzmocnienia zarówno w kolumnach jak i we wzmacniaczu powinny być ustawione na maksimum.

Drugie stadium regulacji aparatury polega na wyrównaniu sprzężenia akustycznego między każdą z kolumn a mikrofonem. W tym stadium bada się w układzie z rys. 6 współpracę wzmacniacza z poszczególnymi kolumnami poczynając od najbardziej odległej od mikrofonu. Regulator tej kolumny ustawia się na maksimum i odłączywszy wszystkie pozostałe kolumny od linii zasilającej, doprowadza się instalację do punktu gwizdu, stopniowo zwiększając wzmocnienie wzmacniacza. Po ustaleniu położenia głównego regulatora wzmocnienia wzmacniacza, zastępuje się najdalszą kolumnę — kolumną nieco bliższą mikrofonu i stopniowo zwiększa się głośność od-twarzania. Regulator tej kolumny

ustawia się w pozycji najbliższej punktu gwizdu instalacji. Kolejno przechodzi się do ustawienia regulatora następnej kolumny — i tak aż do ostatniej, najbliższej mikrofonu. Jest to ostateczne ustawienie regulatorów kolumn.

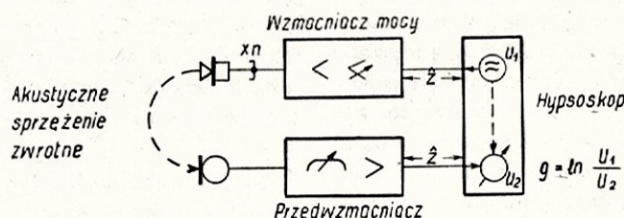
Trzecie stadium regulacji aparatury polega na ustawieniu odpowiedniego odstepu od gwizdu. Wszystkie kolumny wyregulowane w poprzednim stadium przyłącza się do linii zasilającej, a mikrofon, jeśli przewiduje się możliwość zmiany jego położenia, ustawia się dostatecznie blisko pierwszej kolumny. Należy pamiętać, że odległość ta nie powinna być mniejsza od odległości granicznej pomieszczenia (w rozważanym przypadku $q \approx 3,1$ m), nawet przy najkorzystniejszym wzajemnym skierowaniu osi promieniowania najbliższej kolumny i osi czułości mikrofonu (należy ustalić obszar ustawienia mikrofonu i odpowiednio pouczyć użytkowników o niedopuszczalności przekroczenia tego obszaru). Przy tak, względnie najkorzystniej, ustawionym mikrofonie uru-



Rys. 7. Mikrofon ze wskaźnikiem poziomym

Ostatecznie ustawia się główny regulator wzmocnienia tak, aby minimalna wartość odstepu od gwizdu wynosiła $8 \div 10$ dB oraz unieruchamia pokrętki wszystkich regulatorów.

Ostatnie stadium regulacji polega na odpowiednim ustawieniu napięcia wyjściowego aparatury. Przeprowadza się to w układzie wg rys. 6. Najpierw ustawia się regulator wskaźnika poziomu W_p tak, aby mó-



Rys. 8. Schemat blokowy układu do badania odstepu od gwizdu

chamia się aparaturę w układzie z rys. 8. Regulatorem wzmocnienia wzmacniacza ustawia się minimalną wartość odstepu od gwizdu na $8 \div 10$ dB***), a następnie doregułuje się korektory wzmacniacza dla jeszcze lepszego wyrównania w funkcji częstotliwości tego odstepu.

*** Zachowanie tej wartości odstepu od gwizdu jest konieczne dla utrzymania na dostatecznie niskim poziomie zniekształceń sprzężeniowych w instalacji lokalnego wzmocnienia dźwięku. Podana wartość odstepu od gwizdu dotyczy pogłosowego sprzężenia zwrotnego. Przy sprzężeniu na falach bezpośrednich, konieczny jest większy odstep od gwizdu.

wiący był prawidłowo informowany co do głośności wzmacnianego dźwięku: przy intensywności dźwięku rzędu 70 dB w najdalszym miejscu pustej sali — wskazówka przyrządu powinna się znajdować na środku skali. Następnie odblokowuje się układ ograniczający głośność, zbliża się mikrofon do kolumny i tak ustawia się opóźnienie automatyki, aby intensywność dźwięku oscylacji (gwizdu) w najdalszym miejscu pustej sali nie przekraczała 90 dB w stanie ustalonym.

Przeprowadzone nasłuchy kontrolne tak wyregulowanej instalacji wykazały, że zarówno przy sali pustej

jak i przy całkowicie zapełnionej, obszar dobrej zrozumiałości wynosi praktycznie 100% powierzchni użytkowej pomieszczenia. Normalna intensywność dźwięku odtwarzanego przy pełnej sali jest rzędu 65 dB. Przy dowolnym ustawieniu mikrofonu w obszarze dopuszczalnym, in-

stalacja zachowuje wymagany odstęp od gwizdu bez względu na stopień zapełnienia sali i przy waha- niach napięcia sieci elektroenerge- tycznej od 160 V do 240 V. W przy- padku zaniku napięcia na danej fa- zie, szukacz napięcia samoczynnie przełącza zasilanie wzmacniacza na

inną fazę — bez przerwy w działa- niu instalacji. Obsługa omawianej instalacji lokalnego wzmocnienia dźwięku — po wstępnym wyregu- lowaniu — jest nadzwyczaj prosta: polega jedynie na włączeniu zasila- nia.

Z opracowań konkursowych

Poczynając od niniejszego numeru, przystępujemy zgodnie z zapowiedzią do publikowania opisów modeli konkursowych. W pierwszej kolejności będziemy zamieszczali przygotowane do druku opisy modeli nagro-

dzonych i wyróżnionych (bez względu na kolejność nagród).

Opisy, które wymagają przeróbek (uzupełnień) przez autorów, będą zamieszczane w następnej kolejności.

Konrad Widelski

ZESTAW STEREOFONICZNY

I nagroda

Wykonany przeze mnie zestaw aparatury służy do reprodukcji nagrań stereofonicznych. Jest on przystosowany do odtwarzania jedynie nagrań płytowych, bowiem stereofoniczne nagrania na taśmie magnetycznej są jak do tej pory całkowicie nieosiągalne (z wyjątkiem ew. nagrań amatorskich).

Aparatura jest prosta w konstrukcji (dla średnio zaawansowanego radioamatora). Ograniczono w niej stosowanie elementów pochodzenia zagranicznego do koniecznego minimum, wykorzystując maksymalnie krajowe elementy i części typowe. Szczególny nacisk położono na ekonomię rozwiązania i to zarówno pod względem kosztów, jak i ilości użytych elementów oraz pracochłonności. Parametry techniczne układu są zbliżone do odpowiadających technice „Hi-Fi”.

Na całość aparatury składają się następujące części składowe:

- adapter stereofoniczny,
- wzmacniacz dwukanałowy,
- zespół głośników.

Adapter stereofoniczny

Samodzielne wykonanie stereofonicznej główki adapterowej nie jest możliwe, aczkolwiek wydawać by się mogło, że przy pewnych zdolnościach i zamiłowaniu do mechaniki precyzyjnej można by się o to pokusić. Trzeba jednak pamiętać, że płyty stereofoniczne są osiągalne na naszym rynku, przynajmniej do tej pory, jedynie wyjątkowo i to po bardzo wysokich cenach. W tej sytuacji niszczenie ich adapterem własnej konstrukcji byłoby jak najbardziej niewskazane. Również istotna w tym przypadku jest jakość reprodukcji. Zastosowanie główki lub wkładki stereofonicznej pochodzenia zagranicznego również nie powinno być zalecane, bowiem odpowiednie wyważenie zmodyfikowanego ramienia jest praktycznie bardzo trudne. Trzeba pamiętać, że odpowiedni nacisk igły na płytę (5–6 g) ma przy reprodukcji nagrań stereofonicznych zasadnicze znaczenie.

W tym stanie rzeczy pozostaje tylko modyfikacja adapteru krajowego przez zmianę całego ramienia na stereofoniczne, produkcji zagranicznej. Ramię takie posiada z reguły konstrukcję umożliwiającą dokładną regulację nacisku igły.

W modelu zastosowano adapter produkcji krajowej typu GE-56 odpowiednio zmodyfikowany. Przede wszystkim zmieniono amortyzację zawieszenia silnika na bardziej elastyczną oraz wyregulowano (w miarę możliwości) bieg mechanizmu napędzającego. Szczególnych kłopotów przysparzały znaczne luzy, istniejące pomiędzy niektórymi elementami tego mechanizmu. W końcowej fazie pracy nasmarowano właściwe punkty układu wysokogatunkową oliwą.

Odrębnym zagadnieniem jest wymiana ramienia adapteru. W modelu zastosowano uniwersalne ramię adapterowe f-my „Merula” (NRF). Stare ramię odmontowano całkowicie, pozostawiając tylko jego obrotową oś. Na osi tej zamocowano nowe ramię. Jednocześnie zlikwidowano mechanizm automatycznego wyłączenia adaptera na końcu płyty.

Właściwe ustawienie stereofonicznego ramienia adaptero jest zagadnieniem najbardziej istotnym ze względu na jakość odtwarzania. Można tutaj wyróżnić dwa zasadnicze problemy: znalezienie właściwego punktu dla osi nowego ramienia oraz pionowe ustawienie igły w stosunku do płyty. Właściwe ustawienie nowego ramienia jest zagadnieniem bardzo skomplikowanym: problem ten jest szczegółowo omówiony w książce A. Fogga pt. „Adaptory”. Zamieszczone tam materiały są wyczerpujące i umożliwiają poprawne wykonanie tej pracy w każdym indywidualnym przypadku. Pionowe ustawienie igły w stosunku do płyty może być w warunkach amatorskich sprawdzone — niestety jedynie „na oko”.¹⁾

ciąg dalszy na str. 312

¹⁾ Bliższe szczegóły o zapisie stereofonicznym na płytach można znaleźć w miesięczniku „Radioamator” Nr 6 i 9/59 lub w książce J. Różyckiego pt. „Urządzenia Hi-Fi”.



299

Głowica uniwersalna jest wysokoomowa (2200 zwojów). Szczelina robocza głowicy — 0,01 mm. Rdzeń głowicy wykonany jest z permalloy'u o przenikalności początkowej nie mniejszej niż 15 000 Gs/Oe.

Głowica kasująca jest wykonana na rdzeniu ferrytowym, ma szczelinę 0,4 mm i jest włączona w obwód rezonansowy generatora podkładu i kasowania.

Napęd taśmy jest bezpośredni przy użyciu silnika typu SHS 36 — synchronicznego, histerezyowego z zewnętrznym wirnikiem. Dzięki zastosowaniu wirnika synchronicznego o stosunkowo znacznym zapasie mocy, praca magnetofonu jest praktycznie niezależna od wahań napięcia sieci.

Obsługa magnetofonu jest nieskomplikowana i odbywa się za pomocą przełączników pokrętnych. Dzięki blokadzie zapisu i przewijania niemożliwe jest pomyłkowe skasowanie poprzedniego nagrania.

W skład wyposażenia magnetofonu wchodzi: mikrofon krystaliczny typu MK-I lub MK-II, szpula z taśmą (250 m), szpula pusta, kabel połączeniowy, zapasowy pasek napędowy, bezpiecznik.

Magnetofon posiada wbudowany głośnik dynamiczny, owalny, o mocy 2 VA i wymiarach 180×130 mm. Schemat ideowy przedstawiony jest na rysunku 1.

Dane techniczne

Szybkość przesuwu taśmy

19,05 cm/s 9,53 cm/sek

Czas zapisu lub odtwarzania

2×22 min 2×44 min

Zakres częstotliwości

70÷12 000 Hz 70÷6500 Hz

Odstęp od poziomu szumu i zakłócen

≥ 40 dB ≥ 37 dB

Nierównomierność przesuwu taśmy

≤ 0,5% —

Tłumienie kasowania i przesłuchu

≥ 40 dB ≥ 40 dB

Wejścia:

mikrofonowe ~ 1,5 mV — 1 MΩ

adapter, radio ~ 80 mV — 1 MΩ

Wyjścia:

wzmacniacz dodatkowy 1 V — 20 kΩ

głośnik dodatkowy 15 Ω

Czas przewijania taśmy (250 m) około 3 minuty przy przełączniku ustawionym na prędkość 19 cm/sek.

Średnica szpuli

150 mm

Wymiary zewnętrzne

380×300×210 mm

Ciężar

14,5 kg

Zasilanie

220 V, 50 Hz, 100 VA

Cena detaliczna

4 950,— zł

inż. Mieczysław Słaby

Dlaczego kondensatory stałe ulegają uszkodzeniom?

Odpowiedź na artykuł z nr 4/61

W numerze kwietniowym ukazał się pod powyższym tytułem artykuł, w którym prof. „Columbescu” w sposób pozornie ścisły dowodzi, że przyczyną uszkodzeń kondensatorów stałych są siły elektrostatycznego przyciągania się okładek kondensatora, dochodzące do astronomicznych wartości: 10^{10} ton = 10 000 000 000 ton.

Ten nieprawdopodobny wynik obliczenia powinien nasunąć przypuszczenie, że artykuł tego nie należy traktować poważnie, jakkolwiek byli tacy wśród Czytelników, którzy się na tym prima-aprilisowym żarcie nie poznali.

Na apel Redakcji (zamieszczony w numerze majowym) o podanie na czym polega sprzeczność pozornie prawidłowego wywodu matematycznego w wyżej wymienionym ar-

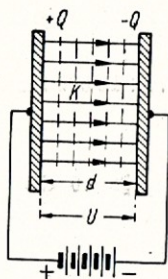
tykule, napłynęło niespodziewanie dużo odpowiedzi. Miła to niespodzianka, świadcząca o dużym zainteresowaniu Czytelników podstawowymi zagadnieniami elektro- i radiotechniki.

Większość autorów odpowiedzi trafnie odgadła tytuł żartobliwego artykułu, a nawet prawidłowo wykazała, na czym polegał błąd w wywodach prof. Columbescu. Oczywiście polegał on na tym, że za podstawę obliczeń siły przyciągania się okładek kondensatora profesor przyjął prawo Coulomba, które jak wiadomo, odnosi się tylko do punktowych ładunków elektrycznych lub do ładunków umieszczonych na powierzchni dwóch kul. Prawa tego nie można jednak stosować do ładunków rozłożonych na równoległych do siebie powierzch-

niach płaskich, jak to ma miejsce w każdym kondensatorze stałym.

Do obliczenia siły przyciągania się obu okładek kondensatora należy zastosować inne elementarne prawa elektrostatyki, które, jak wynika z otrzymanych odpowiedzi, znane są większości Czytelników. Ponieważ do wyprowadzenia wzoru na siłę przyciągania się dwóch naładowanych okładek kondensatora prowadzą różne drogi, pozwolę sobie posłużyć się najprostszą z nich.

Rysunek 1 przedstawia dwie równoległe do siebie okładki kondensatora, znajdujące się w odległości d i przyłączone do zacisków źródła napięcia stałego U . Wobec tego różnica potencjałów między okładkami wynosi U , a natężenie pola elektrycznego w przestrzeni



Rys. 1.

między okładkami jest równe K , przy czym w myśl definicji:

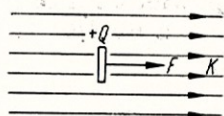
$$K = \frac{U}{d} \quad (1)$$

(natężenie pola elektrycznego K określa się jako różnicę potencjałów przypadającą na jednostkę długości, wzdłuż linii sił elektrycznych).

Wiadomo z podstaw elektrostatyki, że na ładunek elektryczny Q , znajdujący się w polu elektrycznym o natężeniu K , działa siła F określona wzorem:

$$F = K \cdot Q \quad (2)$$

Na rysunku 2 przedstawiono siłę działającą na płaski ładunek $+Q$ w polu jednorodnym, przy czym nie uwzględniono tu odkształcenia pierwotnego pola elektrycznego pod wpływem ładunku Q . Pole elektryczne działa na płaski ładunek Q



Rys. 2.

z lewej i prawej strony płytki z wypadkową siłą F (wzór 2).

Jak widać na rysunku 1, pole elektryczne bierze swój początek na lewej okładce kondensatora i kończy się na prawej, a zatem nie działa z obu stron płytek, lecz tylko z jednej strony; wskutek tego siła przyciągania się okładek jest o połowę mniejsza niż to wynika ze wzoru (2). W naszym przypadku należy więc napisać:

$$F = \frac{1}{2} K \cdot Q \quad (3)$$

Jest to szukany wzór na siłę przyciągania się okładek kondensatora płaskiego. Można go jeszcze odpowiednio przekształcić. Wiadomo, że między ładunkiem Q , napię-

ciem U i pojemnością C kondensatora istnieje zależność:

$$Q = U \cdot C \quad (4)$$

(jest to tak zwane prawo kondensatora). Podstawiając (4) do (3) oraz uwzględniając (1), otrzymujemy:

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{d} \cdot C \quad (5)$$

Niektórzy z Czytelników doszli do powyższego wzoru inną drogą, mianowicie, wychodząc ze wzoru na energię naładowanego kondensatora:

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot U = \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot C \quad (6)$$

Odsunięcie płytek od siebie o nieskończenie mały odcinek dx powoduje zmniejszenie się pojemności kondensatora o wartość:

$$dC = C \cdot \frac{dx}{d} \quad (7)$$

Pociąga to za sobą zmniejszenie się energii kondensatora (6) o wartość:

$$\begin{aligned} dE_c &= \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot dC = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{d} \cdot C \cdot dx \end{aligned} \quad (8)$$

Zmiana pojemności kondensatora powoduje odpływ ładunku:

$$dQ = U \cdot dC = \frac{U \cdot C}{d} dx \quad (9)$$

do źródła energii elektrycznej. Wzrost energii źródła napięcia wynosi

$$dE_b = U \cdot dQ = \frac{U^2 C}{d} dx \quad (10)$$

Ten przyrost energii baterii został pokryty częściowo ubytkiem energii kondensatora, a częściowo — pracą wykonaną przy odsuwaniu płytek kondensatora. Praca ta wyraża się wzorem:

$$dA = F \cdot dx$$

Z bilansu energii otrzymujemy:

$$dE_b = dA + dE_c$$

lub

$$dA = dE_b - dE_c \quad (12)$$

Podstawiając odpowiednie wartości (11), (10) i (8) otrzymujemy:

$$F \cdot dx = \frac{U^2 C}{d} \cdot dx - \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2 C}{d} \cdot dx$$

stąd:

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2 C}{d}$$

Doszliśmy zatem do tego samego wzoru na siłę przyciągania się okładek kondensatora w nieco inny sposób.

O ile sprawa wzoru (13) nie nacięczała Czytelnikom większych trudności, to obliczenie siły F na podstawie tego właśnie wzoru było już dla niektórych zadaniem znacznie trudniejszym.

Zbadajmy, w jakich jednostkach otrzymamy siłę F , jeżeli we wzorze (13) podstawimy napięcie U w woltach, pojemność kondensatora w faradach, a odległość d płytek w metrach. Wymiar siły przy tych założeniach ma postać:

$$[F] = \frac{[V^2 \cdot F]}{[m]} \quad (14)$$

Ponieważ

$$1 \text{ V} : 1 \text{ F} = 1 \text{ C} = 1 \text{ As}$$

Wobec tego

$$[F] = \left[\frac{V \cdot As}{m} \right] = \left[\frac{J}{m} \right] \quad (15)$$

Wiadomo, że:

$$1 \text{ J} = \frac{1}{9,81} \text{ kGm} \quad (16)$$

Ostatecznie:

$$\left[\frac{V^2 F}{m} \right] = \frac{1}{9,81} [\text{kG}] \quad (17)$$

Jeżeli siłę F chcemy obliczyć w kilogramach, należy prawą stronę wzoru (13) podzielić przez 9,81:

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{9,81} \cdot \frac{U^2 C}{d} [\text{kG}] \quad (18)$$

W artykule podane były następujące wartości liczbowe: $U = 500 \text{ V}$; $C = 10 \mu\text{F} = 10^{-5} \text{ F}$; $d = 0,02 \text{ mm} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ m}$.

Po podstawieniu powyższych liczb do wzoru (18) otrzymamy:

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{9,81} \cdot \frac{25 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 10^{-5}} = \\ &= \frac{6,25}{9,81} \cdot 10^4 = 6,37 \cdot 10^3 \text{ kG} \end{aligned}$$

Taka jest prawidłowa odpowiedź na pytanie, z jaką siłą przyciągają się okładziny danego kondensatora. Mimo, że siła ta wypada dość duża,

Dokończenie na str. 305

KONKURS

i nasze refleksje

Tegoroczny Konkurs połączony z Wystawą można by potraktować jak każdą inną imprezę (nie koniecznie techniczną), do której wraca się niekiedy myślą czy wspomnieniem, budzącym różne refleksje. Nie chodzi nam tu jednak o same tylko wspomnienia. Chcielibyśmy — w nawiązaniu do podsumowania Konkursu — na „żywo” dać upust naszym refleksjom i jednocześnie sformułować wynikające z nich wnioski.

1 Jednym z przyjętych założeń Konkursu było umasowienie uczestnictwa w konkursie. Założenie to zostało spełnione tylko częściowo. Liczba zrealizowanych zgłoszeń w stosunku do zadeklarowanego udziału nie przedstawia się korzystnie. Jest ona wprawdzie większa niż w poprzednio organizowanych konkursach, jednak zbyt mała jak na ogólnokrajowy zasięg imprezy i wysiłek organizatorów. Tego rodzaju „słomiany ogień” — jeśli chodzi o deklarowanie udziału w Konkursie i niezrozumiałą wstrzeźliwość — odnośnie wywiązania się z dobrowolnie przyjętego zobowiązania, świadczy o niepoważnym traktowaniu własnych postanowień, o nie dość jeszcze dojrzałej solidarności, jaka cechować powinna ogół naszych radioamatorów, a może nawet — czego nie chcielibyśmy zresztą bynajmniej uogólniać — o nie dość jeszcze prężnej ambicji twórczej. Warto pozostawić ten niezrozumiały dla nas fakt i wniosek wypływający z niego do przemyślenia przez samych Czytelników.

2 Rozwój radioamatorstwa, oprócz przejawianego dla tego sportu zainteresowania ze strony tysięcy rzesz miłośników radia i telewizji oraz stosowania różnego rodzaju bodźców (między innymi konkursów, wystaw, zawodów itp.) wymaga stworzenia bazy zaopatrzenia w części i akcesoria. O konieczności tej wspominamy zresztą nie po raz pierwszy. I nie tylko wspominamy. Podjęliśmy w ostatnich latach sporo konkretnych starań o rozszerzenie sieci punktów sprzedaży, o zaopatrzenie rynku w bogatszy asortyment akcesoriów radioowo-telewizyjnych, o uruchomienie sprzedaży wysyłkowej, o bardziej fachową obsługę w terenowych placówkach handlu itp. Mimo jednak widocznej z roku na rok poprawy sytuacji na odcinku zaopatrzenia rynku w wyroby niezbędne do uprawiania twórczości radioamatorskiej, nadal odczuwa się trudności przy ich nabyciu, zwłaszcza poza

terenem miast. O tych właśnie trudnościach donosiło nam wielu radioamatorów, którzy chcieli uczestniczyć w Konkursie.

A wniosek? Będzie on oczywiście skierowany pod adresem naszego przemysłu elektronicznego i aparatu dystrybucji handlowej: „Postawić wreszcie na odpowiedni poziom zaopatrzenie w części i podzespoły branży radioowo-telewizyjnej, usprawnić sieć sprzedaży”. Radioamatorstwo — to przecież jeden z poważnych czynników podnoszenia kultury i rozwijania postępu technicznego w naszym kraju.

3 Nie wszyscy uczestnicy Konkursu zastosowali się do ustalonego wzoru sporządzenia opisu wykonanego modelu, w rezultacie czego utrudniona była jego wstępna ocena (czyli zakwalifikowanie do wizualnej oceny), jak również uniemożliwione jest obecnie opublikowanie tych opisów. Niektóre z opisów zawierają tylko dane techniczne, wyszczególnione na połowie arkusza papieru, bądź mało istotne szczegóły, podane w dodatku w bardzo lakonicznym ujęciu; inne dla odmiany pozbawione są schematów lub niezbędnych rysunków. Z dużym natomiast uznaniem jesteśmy dla tych uczestników Konkursu, którzy nie żalowali trudu, aby ze sporządzonego przez siebie opisu technicznego uczynić wzorową dokumentację, nadającą się do opublikowania.

Stąd wniosek: „Sprawy technicznego opisu modelu są bardzo ważne. Opis taki powinien stanowić zwięzłe lecz wyczerpująco opracowaną dokumentację, dającą pogląd na konstrukcję i działanie układu”.

* * *

Nie koniec refleksji i związanych z nimi wniosków, ale te które mogłyby być jeszcze przedmiotem naszych rozważań, są już drugorzędne i trudno je zmieścić w ramach niniejszej notatki.

Jeszcze tylko kilka słów na ten sam temat, ale od przyjemniejszej strony.

WYSTAWA. Opinia ogółu zwiedzających ekspozycję modeli konkursowych była bardzo pochlebna. Z dużym uznaniem wyrażali się zarówno o inwencji zawodników, jak i o samej ekspozycji Wystawy zagraniczni goście i uczestnicy międzynarodowych zawodów w wieloboju łączności rozgrupowanych w naszym kraju. Świadomość, że impreza ta była udanym przedsięwzięciem, stanowi dużą satysfakcję dla całej naszej rodziny radioamatorskiej.

FREKWENCJA zwiedzających była imponująca. Takiego powodzenia należałoby życzyć wszystkim tego rodzaju imprezom w przyszłości. Nie trzeba chyba wyjaśniać, jak wielka to satysfakcja dla organizatorów.

„WSZCZEPIONY BAKCYL”. Z podstuchanych mimo woli rozmów i pytań oraz „postanowień” podejmowanych przez opuszczających Wystawę przyszłych adeptów radioamatorstwa, czy choćby tylko z ich pełnego entuzjazmu i podziwu przyglądania się demonstrowanym modelom, odnosiło się nieodparte wrażenie, że „bakcyl” padł na dobry grunt. A przecież właśnie o to chodziło.

USTOSUNKOWANIE SIĘ WYSTAWCÓW. Było ono nad wyraz miłe i nacechowane dobrą wolą. Zrezygnowanie z użytkowania przez dwa miesiące takie-

go modelu, jak odbiornik radiowy czy telewizyjny lub przyrząd pomiarowy, było wyrzeczeniem się i próbą cierpliwości. Zdali ją wszyscy z najwyższą notą. Żadnych pretensji ani dysonansów, nieporozumień, czy kłopotów. Za to też należą się wystawcom wyrazy pełnego uznania.

Na zakończenie przytaczamy wyrywkowo treść kilku wpisów z książki pamiątkowej, udostępnionej ogółowi zwiedzających Wystawę.

Oto niektóre fragmenty:

- „Pokazany na wystawie modeli konkursowych dorobek twórczości naszych radioamatorów zasługuje na pełne uznanie. Ruch radioamatorski powinien stać się jednym z ważnych czynników politechnizacji społeczeństwa. Całość wystawy przedstawia się imponująco.“

J. Turski
Prezes ZG LPŻ gen. bryg.

- „Zwiedzając wystawę odczuwa się radość i dumę z naszych osiągnięć. Dobry, prawidłowy kierunek naszego rozwoju. Wyrastają u nas twórcy, racjonalizatorzy i nowatorzy.“

F. Horok
Podsekretarz Stanu w Min. Oświaty

- „Gratuluje pięknych wyników — polskim radioamatorom i redakcji mies. „Radioamator i Krótkofalowiec“. Życzę dalszych twórczych osiągnięć na polu popularyzacji techniki.“

H. Cepa
Gen. bryg. rez. Przew. CR Radioklubów LPŻ

- „Wystawa twórczości radioamatorskiej jest bardzo poważnym osiągnięciem organizatorów, ale przede wszystkim młodzieży, która wykazała tu wiele twórczej inicjatywy, uzdolnień technicznych oraz wiele entuzjazmu dla postępu technicznego i wiedzy.“

W. Niedźwiecki
Dyr. Biura Zbytu Teleradio

- „Ekspozycja niezmiernie ciekawa, a przewodnicy bardzo mili i z dużą wiedzą.“

„Radiowiec”

- „Przegląd eksponatów świadczy dobitnie, jak wielkie zdolności posiada nasza młodzież. Należy przyklasnąć organizatorom, którzy udostępnili społeczeństwu zapoznanie się z osiągnięciami radioamatorów.“

podpis nieczytelny

- „Nasze uznanie i podziw zwłaszcza dla młodych konstruktorów.“

Harcerze z Dolnego Śląska

- „Wystawa jest ogromnie ciekawa i dowodzi tego, co można zrobić niemal z niczego. (Ale czy zaopatrzenie naszych sklepów radiowych wpływa dodatnio na rozwój twórczości radioamatorskiej?).“

Jan Pynek
(radioamator z Warszawy)

- „Bardzo dziękujemy organizatorom pięknej wystawy za ich wielki trud.“

Uczennice i uczniowie Liceum Pedag. kl. V

- „Jesteśmy zachwyceni Wystawą. Serdecznie dziękujemy za zorganizowanie i trud. Składamy szczerze uznanie i podziękowanie.“

J. Ferenc
Wycieczka ze Szkoły Podstawowej Nr 6
w Oświęcimiu

- „Wystawa radioamatorska pomimo braków i trudności w zakupie sprzętu technicznego jest bardzo ciekawa. Jedna prośba pod adresem organizatorów — aby układy udanych eksponatów były opublikowane w Radioamatorze i Krótkofalowcu.“

podpis nieczytelny

Mikrofon z głośnika GD9/0,5

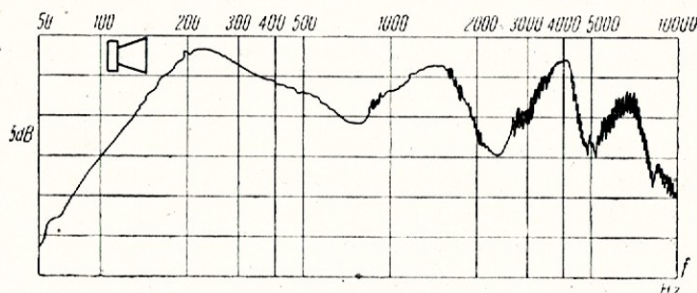
Cena mikrofonu dynamicznego (około 2000 zł) nie odpowiada możliwościom nabywczym przeciętnego radioamatora. Natomiast każdy radioamator może sobie pozwolić na kupno mikrofonu dynamicznego za kilkadziesiąt złotych. Nie jest to oczywiście mikrofon wysokiej klasy, lecz zupełnie zadowalający jeśli chodzi o transmisję mowy. W pasmie częstotliwości 340÷6000 Hz wykazuje on nierównomierność przenoszenia nie większą od ± 6 dB przy skuteczności (dla 1 kHz) rzędu 0,55 mV/ μ b (po transformatorze o przekładni 1:12,6).

Jak wiadomo działanie dynamicznych przetworników elektroakustycznych jest odwracalne — głośnik może pracować jako mikrofon. Okazuje się jednak, że charakterystyka częstotliwościowa tego samego przetwornika pracującego jako mikrofon jest zupełnie inna od jego charakterystyki przy pracy jako głośnik. Widać to wyraźnie na rysunkach 1 i 2, przedstawiających hypsogramy charakterystyk tego samego głośnika typu GD9/0,5. Przy pracy mikrofonowej przetwornik ten wykazuje wyraźny rezonans w pobliżu 300 Hz. Rezonans ten znacznie

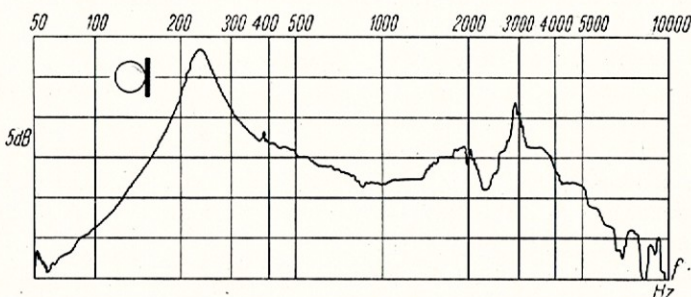
obniża zrozumiałość nadawanej mowy i to tym bardziej, im jest on wyraźniejszy. Niektóre egzemplarze przetworników wykazują bardzo „ostry” rezonans, jak np. przedstawiony krzywą 1 na rys. 3.

Podobnie, jak przy wytłumianiu rezonansu głośnika,* charakterystykę częstotliwościową można wyrównać za pomocą waty włożonej między kosz a membranę. Wyniki tych prób przedstawia rysunek 3. Krzywa 1 dotyczy membrany niewytłumionej, krzywa 2 — membrany słabo wytłumionej (mała ilość waty), krzywa 3 — membrany silnie wytłumionej (duża ilość waty).

* Artykuł pt. „Prosty sposób tłumienia rezonansu głośnika”. „Radioamator” nr 6/61.



Rys. 1. Hypsogram charakterystyki częstotliwościowej odtwarzania głośnika typu GD9/0,5



Rys. 2. Hypsogram charakterystyki częstotliwościowej głośnika typu GD9/0,5 przy pracy jako mikrofon

Dalszy ciąg na str. 306

Dokończenie ze str. 302

to jednak ciśnienie na okładziny nie jest wcale duże.

Chcąc obliczyć to ciśnienie, trzeba znać powierzchnię okładzin kondensatora. Obliczymy ją z wzoru na pojemność kondensatora:

$$C = \frac{S}{4\pi \cdot d \cdot 9 \cdot 10^{11}} [F] \quad (19)$$

Stąd:

$$S = 4\pi d \cdot 9 \cdot 10^{11} \cdot C [\text{cm}^2]$$

Podstawiając:

$$d = 2 \cdot 10^{-3} \text{ cm};$$

$$C = 10^{-5} \text{ F}$$

otrzymamy:

$$S = 4\pi \cdot 9 \cdot 10^{11} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-5} = 72 \cdot 3,14 \cdot 10^3 = 22,6 \cdot 10^4 \text{ cm}^2.$$

Wobec tego ciśnienie na okładziny jest równe:

$$p = \frac{F}{S} = \frac{6,37 \cdot 10^3}{22,6 \cdot 10^4} = 0,0281 \frac{\text{kG}}{\text{cm}^2} = 28,1 \frac{\text{G}}{\text{cm}^2}$$

Widzimy, że ciśnienie to jest znikom małe i w żaden sposób nie może uszkodzić kondensatora.

Niektórzy z autorów odpowiedzi uważali, że obliczenia w artykule są słuszne, tylko że siły działające na okładki kondensatora wzajemnie się znoszą, jeżeli okładki te zwinęte są w rulon (jak to ma miejsce w typowych kondensatorach stałych). Oczywiście wniosek taki jest błędny.

* * *

Prawidłową odpowiedź i bezbłędne obliczenia siły i ciśnienia, które występują na okładkach kondensatora, nadesłał:

Jan Skoczylas — uczeń Technikum Łączności w Krakowie. Brawo Panie Janie!

Częściowe rozwiązania, względnie pełne, lecz z omyłkami rachunkowymi nadesłali:

Mieczysław Torbus z Nowego Dworu Mazowieckiego,
Janusz Bilicki z Przemysła,
Józef Zieliński z Krakowa,
Eugeniusz Danicki z Gliwic.

MR

P. J. Skoczylasowi z Krakowa — autorowi trafnej i jedynej, rachunkowo bezbłędnie uzasadnionej odpowiedzi, przesyłamy pocztą nagrodę książkową.

Pozostałym autorom składamy podziękowanie.

REDAKCJA

Jak widać z hypsogramu, nawet niewielka ilość waty powoduje stłumienie głównego rezonansu membrany o ok. 13 dB i jednocześnie przesunięcie częstotliwości rezonansowej (z około 340 Hz do około 460 Hz). Dalsze zwiększenie ilości waty powoduje dalszy wzrost częstotliwości rezonansowej (w konkretnym przypadku do około 600 Hz), jednocześnie bez praktycznego wpływu na kształt krzywej rezonansu.

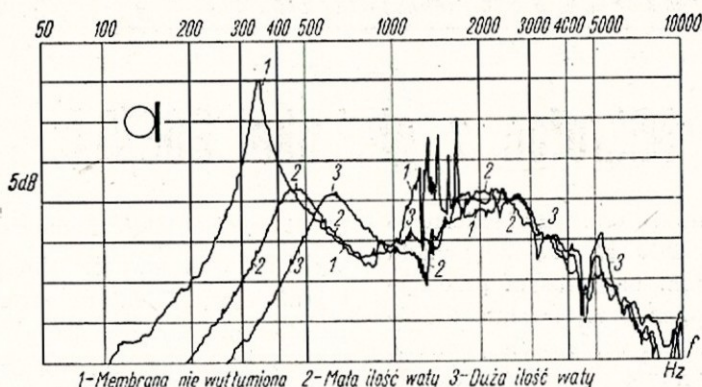
Z powyższych doświadczeń wynika, że silne wytłumienie watą należy stosować tylko wówczas, gdy chcemy ograniczyć od dołu pasmo częstotliwości przenoszone przez mikrofon.

Może się jednak okazać, że nawet nieznaczne wytłumienie watą powoduje zbyt silne w stosunku do naszych wymagań upośledzenie przenoszenia dolnych częstotliwości akustycznych. Dla rozszerzenia w dół pasma częstotliwości przenoszonych przez mikrofon można stosować podcinanie zewnętrznego zawieszenia resora membrany przy koszu.

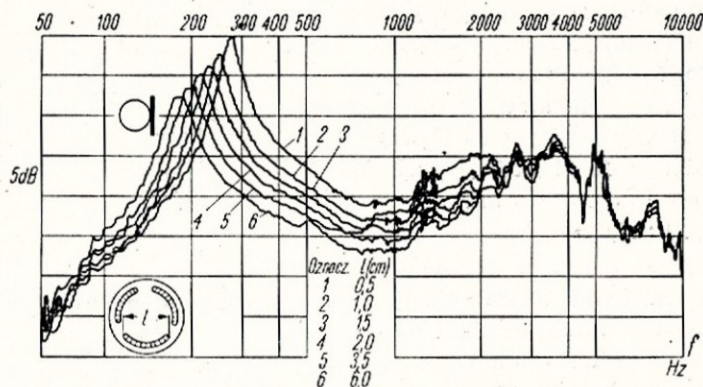
Rysunek 4 przedstawia szkic wycięć oraz hypsogramy charakterystyk częstotliwościowych głośnika GD9/0,5, pracującego jako mikrofon dla różnych długości wycięć resora membrany. Jak widać, przy długości wycięcia 0,5 cm częstotliwość rezonansowa wynosi około 280 Hz (bez wycięcia wynosiła około 340 Hz). W miarę wzrostu długości wycięcia częstotliwość rezonansowa maleje, wynosząc około 180 Hz przy wycięciach długości 6 cm. Pasma przenoszone zostaje zatem rozszerzone, jednak — jak to widać na rysunku 4 — jednocześnie maleje skuteczność przetwornika dla średnich częstotliwości akustycznych (od rezonansu do około 2500 Hz). Skuteczność przetwornika dla wyższych częstotliwości akustycznych (powyżej około 2500 Hz) nie ulega zmianie.

Pewne wyrównanie przebiegu charakterystyk częstotliwościowych można uzyskać przez zastosowanie odpowiedniego transformatora dopasowującego. Dla stłumienia głównego rezonansu membrany transformator ten powinien posiadać pewną optymalną indukcyjność uzwojenia, na które włącza się ceweczkę przetwornika.

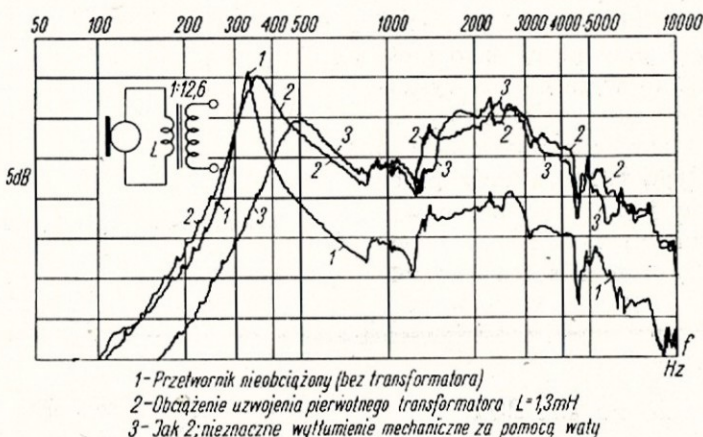
Na rysunku 5 przedstawiono hypsogramy trzech charakterystyk



Rys. 3. Wpływ wytłumienia membrany (za pomocą waty) na przebieg charakterystyki częstotliwościowej przetwornika GD9/0,5 pracującego jako mikrofon



Rys. 4. Wpływ długości wycięć l w resorze zewnętrznym membrany przetwornika GD9/90,5 na przebieg jego charakterystyki przenoszenia



Rys. 5. Wpływ obciążenia indukcyjnością przetwornika GD9/0,5 na przebieg jego charakterystyki przenoszenia

mikrofonowych przetwornika GD9/0,5. Krzywa 1 jest powtórzeniem krzywej 1 z rys. 3. Krzywa 2 przedstawia charakterystykę tego samego przetwornika, lecz mierzoną na wtórnym uzwojeniu transformatora o przekładni zwojowej 1:12,6. Cewka drgająca przetwornika została przyłączona do uzwojenia pierwotnego tego transformatora. Indukcyjność uzwojenia pierwotnego — ok. 1,3 mH.

Jak widać z porównania obu krzywych, dzięki zastosowaniu transformatora skuteczność mikrofonowa układu dla 1000 Hz wzrosła 10-krotnie (z 0,055 mV/ μ b do 0,55 mV/ μ b), podczas gdy dla częstotli-

wości rezonansowej (ok. 340 Hz) — pozostała niezmieniona. Krzywa 3 z rys. 5 przedstawia charakterystykę mikrofonową tego samego przetwornika GD9/0,5 współpracującego z tym samym transformatorem po wytłumieniu membrany watą. Uzyskano w ten sposób dalsze stłumienie rezonansu (o 10 dB w porównaniu z krzywą 2) przy jednoczesnym przesunięciu częstotliwości rezonansowej do ok. 500 Hz.

Ponieważ w tym konkretnym przypadku nie chodziło o dobre przenoszenie dolnych częstotliwości akustycznych — nie zastosowano podcinania zewnętrznego obwodu membrany.

Z. K.



WYNIKI I TOWARZYSKICH ZAWODÓW KRÓTKOFALARSKICH BIAŁORUS-POLSKA

W dniu 14 maja br. odbyły się pierwsze międzynarodowe zawody towarzyskie pomiędzy krótkofalowcami Polskiej Rzeczypospolitej Ludowej i Białoruskiej Socjalistycznej Republiki Radzieckiej, które trwały 6 godzin.

Wyniki zawodów podsumowało kolegium sędziowskie w składzie:

Główny Sędzia Zawodów — Szarman L. I. (UC2AF)

Z-ca Główn. Sędziego — Ławiagin B. D.

Sędzia Zawodów — Radiona G. M. (UC2AR)

Sekretarz — Hodko E. A. (UC2KAA)

Na podstawie nadesłanych dzienników zawodów stwierdzono:

— ogółem wpłynęło 78 logów, z czego 55 od stacji polskich i 23 od stacji białoruskich;

— w zawodach wzięło udział 19 stacji klubowych i 59 indywidualnych.

Uzyskano następujące wyniki:

POLSKA

W grupie stacji klubowych

I miejsce	SP8KAF	21 pkt. — op. Michał Bartnik (Lublin)
II „	SP8KCP	16 pkt. — op. Marian Rosikoń
III „	SP5KAB	13 pkt. — Wojciech Zawistowski (Warszawa)

W grupie stacji indywidualnych

I miejsce	SP5ZA	30 pkt. — Antoni Giedroń
II „	SP9EU	26 pkt. — Tadeusz Boehm
III „	SP7HX	25 pkt. — Roman Iżykowski
IV „	SP8HR	24 pkt. — Zbigniew Rybka
V „	SP4MY	23 pkt. — Jan Młynarski

BIAŁORUS

W grupie stacji klubowych

I miejsce	UC2KAR	74 pkt. — op. T. Karolenko
II „	UC2KSA	72 pkt. — op. W. E. Kalickij i J. Zinczenko
III „	UC2KAA	61 pkt. — op. E. A. Hodko

W grupie stacji indywidualnych

I miejsce	UC2AA	73 pkt. — W. K. Benzar
II „	UC2OM	69 pkt. — W. Kapłan
III „	UC2BW	65 pkt. — W. I. Butko
IV „	UC2BB	53 pkt. — N. Pułia
V „	UC2LF	46 pkt. — W. Druż

W imieniu Zarządu Głównego PZK składamy podziękowanie Federacji BSRR za inicjatywę zorganizowania tej przyjacielskiej i sąsiedzkiej imprezy, oraz wszystkim uczestnikom za liczny w niej udział. Zdobywcom pierwszych miejsc gratulujemy sukcesu. Naszym zdaniem, tego rodzaju towarzyskie zawody powinny stać się tradycją i być powtarzane corocznie.

WYNIKI II TURY ZAWODÓW KF-SP9

W dniu 18 czerwca br. rozegrano II turę zawodów SP9 organizowanych przez Śląski Oddział PZK. W zawodach wzięły udział 34 stacje, w tym 12 spoza okręgu SP9. Warunki określone regulaminem spełniło 32 stacje, przy czym operatorzy SP1AHJ i SP1IB nie nadesłali dzienników.

Wyniki uzyskane przez pierwszych 10-ciu nadawców przedstawiają się następująco:

1. SP9EU — 224 pkt.
2. SP8HR — 208 „
3. SP8EV — 200 „
4. SP9EK — 200 „
5. SP9EC — 182 „
6. SP9QS — 162 „

7. SP9DN — 154 pkt.
8. SP9NM — 144 „
9. SP5ZA — 138 „
10. SP9ADU — 130 „

Po rozegraniu II tury zawodów na liście figuruje 46 nadawców i 5 nasłuchowców, przy czym czołówka wśród nadawców ukształtowała się następująco:

1. SP8HR — 422 pkt.
2. SP9EU — 369 „
3. SP9EK — 382 „
4. SP9ADU — 326 „

5. SP9DN — 304 pkt.
6. SP5ZA — 280 „
7. SP9NM — 278 „
8. SP8RJ — 216 „
9. SP8EV — 211 „
10. SP3KBW — 206 „

Termin następnej, III tury zawodów SP9 zostanie podany w komu-

nikacie Centralnej Radiostacji SP5PZK, a organizatorem ich będzie Krakowski Oddział PZK.

Wszyscy zainteresowani mogą kierować zapytania w sprawie regulaminu zawodów na adres: Tadeusz Boehm SP9EU, Katowice 1, skrytka poczt. 326, lub Andrzej Pelczar SP9ADU, Kraków, skrytka poczt. 606.

SKANDYNAWSKIE ZAWODY KRÓTKOFALARSKIE

Norweskie Stowarzyszenie Krótkofalowców (NRRL) organizuje we wrześniu br. III Skandynawskie Zawody KF, zapraszając do wzięcia udziału w nich jak najliczniejsze grono polskich Ham's.

REGULAMIN ZAWODÓW

Czas zawodów

Część CW: od 16 września godz. 15.00 GMT — do 17 września godz. 18.00 GMT.

Część foniczna: od 23 września godz. 15.00 GMT — do 24 września godz. 18.00 GMT.

Wywołanie

Stacje pozaskandynawskie wołają „CQSAC” w części CW i „CQ Scandinavia” — na fonii.

Stacje skandynawskie wołają w analogicznych częściach: „CQ test” i „CQ Contest”.

Pasma pracy: 3,5; 7; 14; 21; 28 MHz

Klasyfikacja: w zawodach prowadzi się klasyfikację w dwóch grupach:

- a) stacje z jednym operatorem
 - b) stacje z kilkoma operatorami.
- W tej grupie będą klasyfikowane również wszystkie stacje klubowe bez względu na ilość operatorów.

Raporty: w części CW należy podawać RST oraz kolejny numer

QSO; w części fonicznej RS oraz kolejny numer QSO.

Punktacja: za każde bezbłędne QSO liczy się jeden punkt.

Mnożnik: maksymalnym mnożnikiem jest mnożnik 8 w każdym paśmie (ilość prefiksów). LA/P liczy się jako jeden mnożnik bez względu na ilość wysp, z którymi przeprowadzone zostaną QSO.

Ogólny wynik oblicza się przez przemnożenie uzyskanej sumy punktów ze wszystkich pasm przez sumę mnożników wszystkich pasm.

Logi należy wypełniać osobno dla każdej części zawodów (CW lub fonii) oraz osobno dla każdego pasma.

U w a g a: w zawodach zalicza się łączności nawiązane tylko ze stacjami skandynawskimi, tj.: LA (Norwegia), LA/P (Wyspa Jan Mayen, Svalbard i Bear), OZ (Dania), OH (Finlandia), OHØ (Wyspa Aland), OX (Grenlandia), OY (Wyspy Owcze), SM/SL (Szwecja).

Logi należy przysyłać na adres: Trafik Manager'a PZK w terminie do dnia 10 października br. lub na adres organizatora zawodów: NRRL, Traffic — Departament, BOX 898, Oslo — Norwegia — w terminie do dnia 20 października 1961 r.

j. w.

Co można usłyszeć w niedzielnym programie stacji SP5 PZK?

Komunikaty Zarządu Głównego PZK nadawane są przez Centralną Amatorską Radiostację Polskiego Związku Krótkofalowców SP5PZK — w Warszawie, w każdą niedzielę na częstotliwości 7080 MHz (42 m) o godz. 8.00 rano i powtarzane o godz. 13.00. Na treść tych komunikatów składają się:

- Wiadomości organizacyjne, dotyczące działalności Polskiego Związku Krótkofalowców.
- Informacje o działalności i rozwoju sportu krótkofalarskiego w kraju i zagranicą.
- Omówienia zawodów krótkofalarskich, ich warunków i wyników.
- Informacje z dziedziny fal ultrakrótkich.
- Wiadomości dotyczące najciekawszych osiągnięć radiostacji DX-owych.
- Relacje o wydarzeniach krótkofalarskich w kraju i zagranicą.
- Cykl pogadanek na temat życia i działalności klubów krótkofalarskich w kraju i zagranicą.
- Skrzynka odpowiedzi na listy słuchaczy.

Program ten można odbierać za pomocą każdego odbiornika radiowego, wyposażonego w zakres fal krótkich (pasmo 42 metry).

Adres: Redakcja komunikatów, ZG PZK, Warszawa 10, skrytka pocztowa 320.

Zapraszamy wszystkich Czytelników mies. „Radioamator i Krótkofalowiec” do współredagowania tych komunikatów (są one publikowane na antenie na warunkach honorowych — bezpłatnie). SP5RM

— U • K • F —

Czechosłowacki „Polny Dzień” 1961 r.

W ramach Polnego Dnia UKF, który odbył się 1 — 2 lipca br., pracowało w Polsce 37 radiostacji, a mianowicie: 19 radiostacji SP9, 8 radiostacji SP7, 6 radiostacji

SP6 i po 2 radiostacje okręgów SP3 i SP5. Jest to największa ilość radiostacji polskich, jaka kiedykolwiek brała udział w Polnym Dniu. Dorobek punktowy stacji polskich przekracza także kilkakrotnie wyniki uzyskiwane w latach ubiegłych. Do tego sukcesu przyczyniły się „narodziny” okręgu SP7 jak również powstanie nowych radiostacji w okręgach SP3 (SP3PJ), SP5 (SP5SM i SP5QU) i SP6 (SP6PZB).

W pasmie 2-metrowym wśród stacji polskich największą ilość punktów osiągnęła niezawodna SP5PRG (około 12 000 pkt.). Następni są: SP6EG (10 700 pkt.), SP9AGV (9000 pkt.) i SP9QZ (8800 pkt.). Wśród stacji terenowych prowadzi SP9AFI/p (14 300 pkt.) przed SP9DR/p (11 000 pkt.). Na listę polskich ODX w pasmie 144 MHz wpisały się SP7AAU (300 km), SP9ADQ (320 km), SP9EU (360 km),

SP9DR (360 km), SP7JQ (370 km), SP5SM (400 km); SP9EU i SP9DR/p nawiązały pierwszą łączność między SP9 i UB5.

W pasmie 70 cm mamy do zanotowania nowy rekord polski osiągnięty przez SP6XU/p Kol. Stanisława OKONIA z Wrocławia, który pracował na Śnieżniku Kłodzkim i łącznością w dniu 2 lipca br. ze

stacją OKISO uzyskał odległość 290 km. Koledze SP6XU przesyłamy serdeczne gratulacje z życzeniami dalszych sukcesów. W pasmie 70 cm pracował ponadto SP6FL, który uzyskał odległość 204 km.

Szczegółowe wyniki czechosłowskiego Polnego Dnia ogłoszone będą dopiero na początku 1962 roku.

Kasprowym Wierchu. Radiostacje SP7PV, SP7HJ, SP7AAM i SP7ZHK umieszczono w zależności od przebiegu trasy raidu każdego dnia w innym miejscu (przełęcz Beskid, przełęcz Knurów, hala Krupowa, Policzne, Czatoża, Średniak, Sucha, Nowy Targ). Ponadto SP7FO była stacją ruchomą na samochodzie.

Dla Międzynarodowego Raidu Tatrzańskiego pracowała również w tym czasie radiostacja doświadczalna PZK na Skrzycznem. Kolegów UKF-owców z okręgu SP7 prosimy o opublikowanie doświadczeń uzyskanych w tak ciekawej łączności w pasmie 144 MHz.

*

Wyniki OK1-Contest

z 26.12.1960

Wymienione zawody odbywały się w pasmie 144 MHz w drugi dzień świąt Bożego Narodzenia ubiegłego roku. Brało w nich udział 8 polskich radiostacji UKF. Ogółem sklasyfikowano 66 radiostacji. W skrócie wyniki przedstawiają się następująco:

1. OK1-KKL/p	93 QSO	9831 pkt
30. SP9AGV	20 QSO	1783 pkt
37. SP9DI	14 QSO	1463 pkt
40. SP9ABE	14 QSO	1294 pkt
48. SP9PNB	12 QSO	778 pkt
50. SP9IQ	7 QSO	473 pkt
62. SP9XZ	7 QSO	170 pkt

Stacje SP6EG i SP3GZ nie zostały sklasyfikowane z powodu zbyt późnego nadesłania dzienników.

*

W okresie od 1 do 10 lipca br. pojawiały się kilkakrotnie dobre warunki propagacji w pasmie 144 MHz. Stacja SP5PRG odbierana była w Hannoverze przez DL3YBA z raportem 449. QRB wynosi około 800 km. Kol. SP5SM (Sekretarz Generalny PZK) odbierał przez kilka godzin w dniu 2 lipca br. stacje austriackie OE3XA/p z raportem 589 oraz OE1ASV. QRB wynosi tutaj około 600 km. Ponadto słyszał (w Warszawie) stacje: OK3KEE/p, OK2KV1/p, OK3KAR/p, OK2KJU/p, OK3KHE/p, OK2AE, OK2KNP/p, OK2KZM/p, OK2KTb/p, OK3KBM/p, OK2KVS/p, OK2AEO. Wiele z wymienionych stacji pracowało fonią.

PROGNOZY WARUNKÓW PROPAGACYJNYCH — PAŹDZIERNIK 1961 —

Oznaczenia

- sporadyczne możliwości słabego odbioru (QSA 1—2) tylko stacji dużej mocy
- prawdopodobieństwo dostatecznego odbioru (QSA 3) stacji dużej mocy i słabego odbioru (QSA 1—2) stacji małej mocy przez 27 dni w miesiącu

— prawdopodobieństwo dobrego odbioru (QSA 4—5) stacji dużej mocy i dostatecznego odbioru (QSA 3) stacji małej mocy przez 15—27 dni w miesiącu

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

Pasma 7MHz

GMT	00	02	04	06	08	10	12	14	16	18	20	22	24
VU													
UAΦ													
JA													
SU													
ZS1													
CO													
W1													
W6													
PY													
VKZL(p.Wschód)													
VKZL(p.Zachód)													

Pasma 14MHz

GMT	00	02	04	06	08	10	12	14	16	18	20	22	24
VU													
UAΦ													
JA													
SU													
ZS1													
CO													
W1													
W6													
PY													
VKZL(p.Wschód)													
VKZL(p.Zachód)													

Pasma 21MHz

GMT	00	02	04	06	08	10	12	14	16	18	20	22	24
VU													
UAΦ													
JA													
SU													
ZS1													
CO													
W1													
W6													
PY													
VKZL(p.Wschód)													
VKZL(p.Zachód)													

Pasma 28MHz

GMT	00	02	04	06	08	10	12	14	16	18	20	22	24
VU													
UAΦ													
JA													
SU													
ZS1													
CO													
W1													
W6													
PY													
VKZL(p.Wschód)													
VKZL(p.Zachód)													

mgr inż. W. Lisicki i K. Kociela

Radziecki „Polny Dzień” 1961 r.

W radzieckim Polnym Dniu UKF, który odbył się w dniach 8 — 9 lipca br. brały udział stacje SP9AFI/p na Szyndzielni i SP9DR/p na Skrzycznem. Obie stacje osiągnęły po dwie łączności ze stacjami UB5DD i UB5KMT. Tak więc SP9AFI jest trzecią okręgu SP9, która osiągnęła UB5.

Międzynarodowy Motocyklowy Rajd Tatrzański

W dniach 13 — 15 lipca br. amatorskie radiostacje UKF okręgu SP7 pełniły służbę łączności na rzecz Międzynarodowego Raidu Tatrzańskiego. Stacja SP7GW zainstalowana była w Zakopanem przy siedzibie kierownictwa raidu i przejmowała meldunki od stacji SP7AHF umieszczonej na Gubałówce oraz od SP7HF, umieszczonej na

*
Śląski Oddział PZK, współpracując ze Śląską Chorągią Harcerzy, udzielił pomocy w obsłudze radiowej harcerskiej służbie łączności podczas akcji obozów letnich. SP9GO i SP9EU pracowali w obozie na Podzamczu koło Zawiercia, zaś SP9ADR w miejscowości Koszowice koło Lublińca.

*
Dzierżoniowski Klub Krótkofalowców przy Komitecie Powiatowym ZMS, posiadający radiostację SP6PZB, po raz pierwszy wziął udział w P.D. Członkowie klubu zamierzają zbudować wkrótce wielostopniowy nadajnik z GU32 w stopniu mocy oraz nowoczesny odbiornik UKF. Wierzymy, że pod sprężystym kierownictwem kol. SP6AFY cel ten będzie osiągnięty.

*
W dniach 1 — 7 sierpnia br. odbyły się w Szwecji europejskie mistrzostwa w „Łowach na lisa”, organizowane przez Region IIARU (bezpośrednim organizatorem — wykonawcą był SSA), które zgromadziły reprezentantów kilkunastu krajów Europy. Polskę reprezentowała ekipa kolegów: SP9QZ i SP9XZ pod kierownictwem kolegi SP7HX. Zawodnicy polscy startowali w pasmie 144 MHz ze sprzętem własnej produkcji. Wyniki tej ciekawej imprezy oraz osiągnięcia naszych reprezentantów podane zostaną w październikowym numerze KP.

SP9DR

Odpowiedzi Redakcji

UWAGA: Jerzy Oremus, Warszawa. Uprzejmie donosimy, że Redakcja zamierza wydrukować opis magnetofonu, wykonanego przez Pana w ramach Konkursu. Prosimy o opracowanie opisu modelu, jego budowy oraz o rysunki. Fotografii posiadamy. Termin opracowania — do 10 października, a o ile możliwe to wcześniej. Honorarium według stawek autorskich. Adres podany przez Pana okazał się mylny i dlatego zawiadamiamy o tym tą drogą.

Z. Bojgier ze Szczecina i E. Szczeciński z Radlina. O aktualną informację na temat magnetofonu „Piosenka” i odbiornika z obwodami drukowanymi — zwróciliśmy się do Zakł. Radiowych im. Kasparka. Informację na ten temat przesyłamy listem.

Ryszard Stępień, Bilew, Marzenin. Dziękujemy za terminowy zwrot wypożyczonej broszury.

H. Pokrzywa z Łodzi i Ginter Staś z Chorzowa. Listy Wasze zostały przekazane do Polskiego Związku Krótkofalowców, który udzieli informacji bądź przez Redakcję, bądź bezpośrednio do Was.

W związku ze stale wzrastającym zainteresowaniem działalnością Polskiego Klubu DX-owego oraz warunkami przyjęcia na jego członków, co znajduje wyraz w napływie zapytań kierowanych do ZG PZK, Sekretariatu DXCC oraz Redakcji „R i K” przez nadawców polskich i zagranicznych, podajemy ponownie w pełnym brzmieniu treść Regulaminu tego Klubu. Jednocześnie przypominamy, że Regulamin był opublikowany w „Biuletynie Polskiego Związku Krótkofalowców — Nr 9/1959 r.

§ 1

Polski Klub DX-owy, używający w kontaktach międzynarodowych nazwy „SP-DX-Club” (w skrócie „SPDXC”), jest zespołem krótkofalowców, DX-owców, powołanym do życia przez Polski Związek Krótkofalowców.

§ 2

Celem istnienia SPDXC jest między innymi:

a) zgrupowanie w jednej komórce organizacyjnej krótkofalowców polskich szczególnie interesujących się łącznościami o dalekim zasięgu (DX) i umożliwienie im przez to rozwinięcia działalności propagującej i usprawniającej ten typ działalności krótkofalarskiej,

b) stworzenie jak najlepszych warunków do wzmocnienia szlachetnej rywalizacji wewnątrz krajowej i stałego podnoszenia pozycji krótkofalarstwa polskiego na arenie międzynarodowej sportu DX-owego, którego wyniki są powszechnie uznawane za miernik poziomu krótkofalarstwa w danym kraju,

c) pomoc doradcza i opiniotwórcza w dziedzinie sportu DX-owego dla ogółu krótkofalowców polskich oraz zrzeszających ich jednostek z Zarządem Głównym PZK włącznie.

§ 3

Członkami SPDXC mogą być krótkofalowcy polscy, spełniający określone w niniejszym regulaminie warunki, niezależnie od swej przynależności organizacyjnej oraz krótkofalowcy zagraniczni jako członkowie honorowi.

§ 4

W SPDXC istnieją następujące rodzaje członkostwa:

- a) kandydat,
- b) członek rzeczywisty,
- c) członek honorowy (tylko krótkofalowcy zagraniczni).

§ 5

Kandydatem w SPDXC może być każdy indywidualnie licencjonowany nadawca polski, który Zarządowi SPDXC, względnie osobom przezeń upoważnionym, przedstawi dowody (karty QSL) potwierdzające, iż uzyskał obustronne kontakty radiowe z co najmniej 75 krajami (wg aktualnej listy DXCC) na sześciu kontynentach. Osiągnięcia te muszą być jego indywidualnymi osiągnięciami, dokonanymi na własnej stacji. QSO's

przy pomocy innych operatorów oraz osiągnięcia na obcych stacjach nie będą zaliczane.

§ 6

Członkiem rzeczywistym SPDXC może zostać dotychczasowy kandydat, który:

a) przedstawi wymienionej wyżej instancji dowody (karty QSL) potwierdzające, iż uzyskał obustronne kontakty radiowe z co najmniej 101 krajami (wg aktualnej listy DXCC),

b) uzyska pozytywną opinię wyznaczonych doraźnie przez Zarząd SPDXC dwu „mężów zaufania” będących członkami rzeczywistymi SPDXC. Jeden z nich winien — o ile możliwości — wywodzić się z tego samego okręgu co ubiegający się. Opinia „mężów zaufania”, oparta na dłuższej obserwacji pracy krótkofalarskiej ubiegającego się, powinna ocenić jego styl pracy, „hams spirit” etc.

§ 7

Członkiem honorowym SPDXC może zostać każdy nadawca europejski, który udowodni kartami QSL, iż po dniu powstania SPDXC uzyskał dwustronną łączność z co najmniej piętnastoma rzeczywistymi członkami SPDXC, oraz nadawca pozaeuropejski, legitymujący się co najmniej dziesięcioma takimi kartami QSL.

Lista rzeczywistych członków SPDXC będzie stale publikowana i aktualizowana w krótkofalarskiej prasie krajowej i zagranicznej.

Członkostwo honorowe będzie potwierdzane dyplomem po otrzymaniu ustalonej opłaty w IRC. Jej wysokość określi zarząd SPDXC.

§ 8

W centralnym organie krótkofalarstwa polskiego „Krótkofalowiec Polski”, będzie stale publikowana i aktualizowana lista kandydatów SPDXC i ich osiągnięć.

§ 9

Członkostwo rzeczywiste SPDXC jest równoznaczne z uzyskaniem w skali krajowej najwyższego, zaszczytnego wyróżnienia w dziedzinie DX-owej.

§ 10

W celu zapewnienia realnych możliwości uzyskania honorowego członkostwa przez krótkofalowców zagranicznych nakłada się na członków rzeczywistych

SPDXC obowiązek pracy DX-owej, której ramy ilościowe ustali i opublikuje Zarząd SPDXC.

§ 11

Zarówno członkowie rzeczywiści jak i kandydaci obowiązani są do stałej obserwacji pracy swych kolegów na pasmach amatorskich. Da to w odpowiedniej chwili (patrz § 6 punkt. b) możliwość należytej oceny pracy każdego z nich w przypadku kandydowania do SPDXC.

§ 12

SPDXC bierze na siebie obowiązek współpracy w redagowaniu odpowiednich działów „Krótkofalowca Polskiego” jak i redagowaniu bądź własnego biuletynu, bądź też „Kącika SPDXC w „Krótkofalowcu Polskim”.

§ 13

Nadzór nad działalnością SPDXC sprawuje wyłącznie Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców, który też zapewni mu odpowiednią bazę materialną.

§ 14

Komisja Organizacyjna SPDXC przedstawi Zarządowi Głównemu PZK listę proponowanego przezeń Tymczasowego Zarządu SPDXC. Członkowie TZ-SPDXC muszą odpowiadać warunkom zawartym w § 6 punkt a, i uzyskać pozytywną opinię Prezydium Zarządu Głównego PZK. Po okresie wstępnych prac organizacyjnych, lecz najdalej po roku od chwili powołania, TZ-SPDXC zwoła walne zebranie członków rzeczywistych, na którym dokona się wyboru 5-osobowego Zarządu stałego, którego kadencja trwać będzie dwa lata.

§ 15

Członkostwo rzeczywiste SPDXC wygasa z chwilą trwałej utraty licencji lub na zasadzie uchwały Zarządu SPDXC, zatwierdzonej przez Zarząd Główny PZK. Decyzja Zarządu SPDXC o skreśleniu z listy kandydatów nie wymaga zatwierdzenia przez ZG PZK. Ta ostatnia instancja ma prawo merytorycznego rozpatrzenia odwołania określonego kandydata.

§ 16

Rozwiązanie SPDXC może nastąpić na żądanie co najmniej trzech czwartych ogółu członków rzeczywistych SPDXC lub w wyniku uchwały Plenum Zarządu Głównego PZK.

Równocześnie z regulaminem SPDXC, został zatwierdzony skład Tymczasowego Zarządu SPDXC.

Przedstawia się on następująco:

Roman Iżykowski SP7HX,
Julian Jarzombek SP3PL,
Edward Kawczyński SP8CK,
Krzysztof Słomczyński SP5HS,
Alfons Strzelecki SP5HS,

Zgłoszenia i wszelką korespondencję do SPDXC należy kierować na adres sekretariatu SPDXC: Łódź 1, skrytka pocztowa 424 kol. Roman Iżykowski SP7HX.

Na pasmach

● Trudna do niedawna 23 strefa przestała już być przedmiotem westchnień wielu krótkofalowców. Nie tylko z Mongolii nadaje szereg dobrze u nas słyszalnych stacji z JT1KAA na czele, ale również z Tannu Tuwa nadaje szereg stacji radzieckich, używających litery „Y” w znaku np. UA0YA, UA0YB, UA0KYA, UA0KYB, itd.

● W najbliższym czasie spodziewane jest uregulowanie prawnej sytuacji krótkofalowców albańskich, w związku z czym mają się ukazać nowe licencje. Nadająca z Tirany stacja ZA2BAK nie jest, jak się okazało, stacją nielicencjonowaną i karty QSL za przeprowadzone z tą stacją łączności można wysyłać pod adresem: Major Muhedin Bakiri, K. K. Perpjitheshem — SHNUM, Tirana, Albania.

● Podczas tegorocznych Targów Poznańskich czynna była amatorska radiostacja W2LNP/SP3. Operatorem jej był J. Raymond Popkin, przedstawiciel amerykańskiej firmy radiowej „Hammarlund”, wystawiającej swe eksponaty na Targach. Bardzo miły i koleżeński „Ray” cieszył się dużą popularnością w „eterze”. Pracując przez kilka końcowych dni trwania Targów, w czasie bardzo ograniczonym w ciągu dnia, nawiązał ponad 100 łączności, potwierdzając je efektywnymi kartami QSL, drukowanymi bezpośrednio na Targach. Szkoda, że nasi poznańscy Om's swymi informacjami przyczynili się do przedłużenia okresu wydania licencji, uniemożliwiając koledze „Ray'owi” pracę w czasie pobytu w Polsce.

W skład wyposażenia stacji W2LNP/SP3 wchodził nadajnik typu HQ 180 (150 W), odbiornik HX 500 oraz 3-elementowa antena obrotowa. Urządzenie przystosowane było do pracy na wszystkich pasmach amatorskich emisji A₁ i A₃ (AM, FM i SSB).

● W miesiącach lipcu i sierpniu br. słyszany był w „eterze” drugi zagraniczny nadawca pracujący z terenu Polski, a mianowicie LZ1UF/SP. Znany szerokiemu ogółowi polskich krótkofalowców po-

pułarny Radelin korzystał ze sprzętu i wyposażenia stacji SP5PZP. Miłemu koledze w związku z powrotem do Bułgarii życzymy dalszych osiągnięć na polu krótkofalarstwa z własnego QTH w Sofii.

● W czasie miesięcy letnich dobrze słyszana u nas była stacja W8CLJ/PK (Indonezja). Wszystkim „szczęśliwym” kolegom, którzy nawiązali łączność z tą stacją, zwracamy uwagę, że nie liczy się ona do DXCC, gdyż pracowała z pokładu statku, a jak wiadomo, jedynie potwierdzenie łączności ze stałą stacją jest zaliczane do DXCC.

● Do niedawna stacje posiadające w swym znaku prefiksy EA9, CM2, i CM8 zaliczane były jako oddzielne kraje. Obecnie reprezentują one jeden kraj: Królestwo Maroko. Wyjątek stanowią stacje, których QTH mieści się na terenie miast garnizonowych Cełta i Mellila pozostających pod kontrolą hiszpańską. Łączności z tymi stacjami zaliczane są nadal jako oddzielne kraje do DXCC.

● Od lipca br. w Tiimahi (Jawa) rozpoczęła pracę radiostacja PK1SX wyposażona w nadajnik typu HT 37 oraz odbiornik SX 111. Operator tej stacji Bob Burgess zawiadamia, że pracować tam będzie przez 14 miesięcy. Karty QSL prosi kierować via South California DXClub.

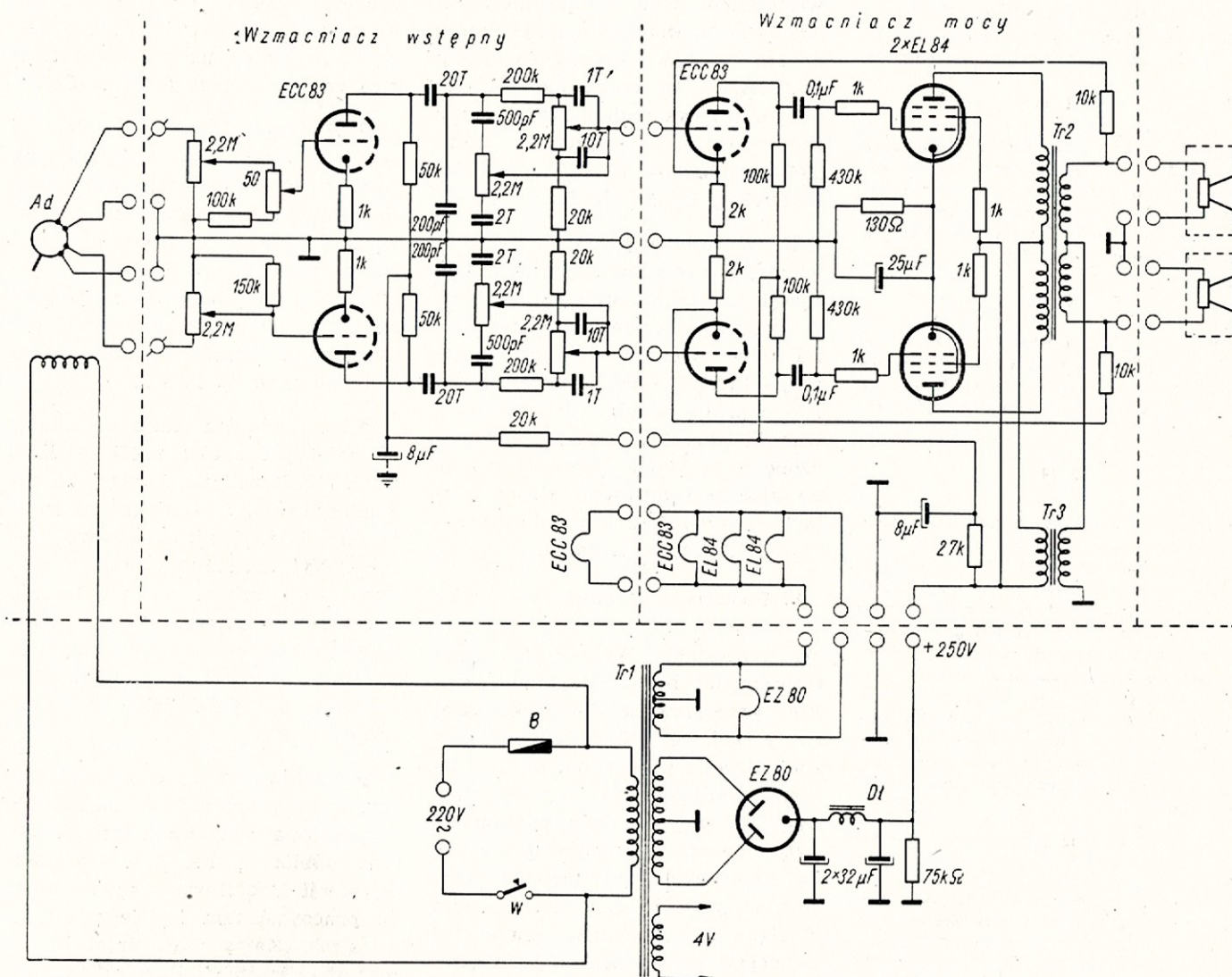
● Nowe uporządkowane znaki państw afrykańskich z grupy FQ8 przedstawiają się następująco:

TL8 — Central African Republic
TN8 — Congo Republic
TT8 — Tchad Republic
TU2 — Ivory Coast Republic

● W paśmie 160 m, dostępnym u nas jedynie dla nasłuchowców, pracuje wiele stacji amatorskich. Są tu licznie reprezentowane stacje G, GD, OK, a także można usłyszeć VE: W, K i wiele innych stacji tak europejskich jak i DX-owych.

● Znany dobrze w „eterze” XW8AK powrócił na stałe do Francji. Obecnie pracuje pod znakiem F2XW. Twierdzi, że wyrówna w b. krótkim czasie wszystkie zaległości w wysyłce kart QSL.

Zestaw stereofoniczny



Rys. 1. Ideowy schemat zestawu stereofonicznego

Wzmacniacz dwukanałowy

Wzmacniacz taki może być wykonany w różnych wariantach, poczynawszy od najprostszego układu z dwiema lampami typu ECL 82. Jednakże stosowanie dwóch identycznych wzmacniaczy niesymetrycznych, aczkolwiek najprostsze, nie jest najlepszym rozwiązaniem problemu. Wiadomo, że wzmacniacz w układzie przeciwobnym posiada wiele zalet szczególnie cenionych w odniesieniu do wymagań Hi-Fi. Dlatego w opracowaniach profesjonalnych bardzo często spotykane są zestawy dwóch bogato rozbudowanych wzmacniaczy z symetrycznymi stopniami końcowymi. Rozwiązanie takie cechuje wysoka jakość, okupiona znacznym kosztem wielolampowej aparatury. Takie rozwiązanie jest jednak nie do przyjęcia tam, gdzie ekonomika i prostota układu ma istotne znaczenie. Dlatego też dwukanałowy wzmacniacz aparatury modelowej został wykonany w specjalnym, ekonomicznym układzie. Jest to wysokiej jakości wzmacniacz przeciwobny o mocy wyjściowej około 10 W, w którym

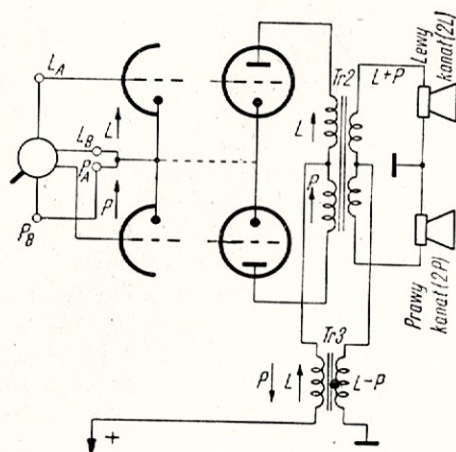
dokonano niewielkich zmian układu w celu uzyskania niezależnego wzmocnienia obu kanałów stereofonicznych. Wzmacniacz ten odznacza się wszystkimi zaletami układu przeciwobnego przy zredukowanej do koniecznego minimum ilości lamp i elementów.

Schemat ideowy wzmacniacza dwukanałowego oraz całego zestawu przedstawiony jest na rysunku 1. Dokładniejszego omówienia wymaga zasada działania tego układu.

Rysunek 2 przedstawia uproszczony schemat wzmacniacza. Jak widać, jest to wzmacniacz dwukanałowy, pracujący w ostatnim stopniu w układzie przeciwobnym na szeregowo połączone głośniki. Przy biegunowości sygnałów wejściowych *L* (lewy) i *P* (prawy) takiej, jak pokazano na rysunku, w obwodzie wtórnym transformatora *Tr2* działa suma sygnałów *L + P*.

Transformator *Tr3* włączony jest swoim uzwojeniem pierwotnym w przewód zasilający obie anody lamp końcowych, wskutek czego działa on na różnicę sygnałów czyli *L - P*. Wtórne uzwojenie transformatora *Tr3*

pracuje na oba głośniki połączone równolegle. W rezultacie przy odpowiednio dobranej przekładni transformatora $Tr3$ przez głośnik górny przepływa prąd od-



Rys. 2. Uproszczony schemat ideowy wzmacniacza

powiadający sumie obu sygnałów wyjściowych transformatorów $Tr2$ i $Tr3$, czyli

$$(L + P) + (L - P) = 2L$$

natomiast przez dolny głośnik przepływa prąd odpowiadający różnicy obu sygnałów, czyli:

$$(L + P) - (L - P) = 2P$$

Jak widać, każdy z głośników otrzymuje tylko jeden z sygnałów wejściowych L i P .

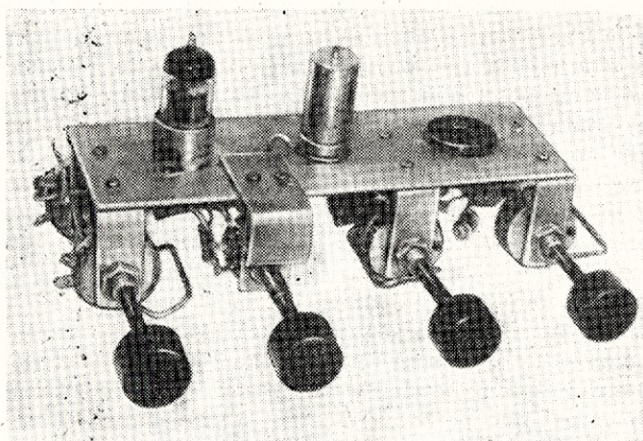
Zaletą takiego układu jest to, że sygnał $L + P$, który mieści w sobie największą część energii, zasila głośniki w układzie przeciwsobnym za pomocą transformatora $Tr2$, natomiast sygnał różnicowy o mniejszej energii, zawierający przeważnie tony wysokie, zasila głośniki poprzez transformator $Tr3$, który z tego powodu może być mniejszy od transformatora $Tr2$ i pracować ze składową stałą prądu anodowego lamp końcowych.

Konstrukcja wzmacniacza dwukanałowego

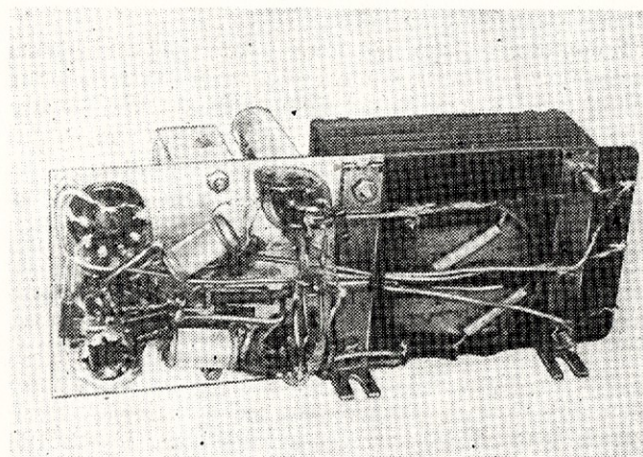
Wzmacniacz został wykonany w trzech podzespołach przedstawionych na rysunkach 3÷7, co bardzo upraszcza konstrukcję. W ten sposób nie tylko zmniejszono do minimum prace mechaniczne przy budowie wzmacniacza, lecz również uniknięto kłopotów ze zdobyciem odpowiednio dużych ilości blachy.

Konstrukcję podwójnych potencjometrów przedstawiono na rysunku 8. Jak widać, zostały one sprzężone mechanicznie w bardzo prosty sposób.

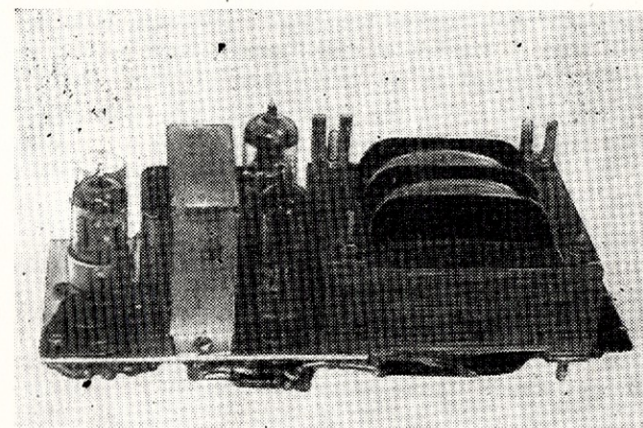
Dodatkowo należy omówić działanie podwójnego regulatora siły głosu: element ten posiada zasadnicze



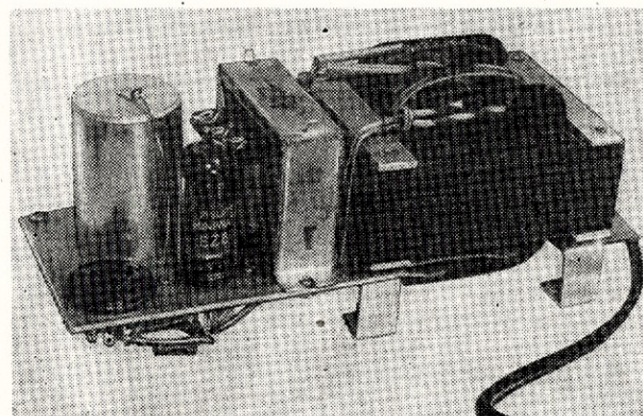
Rys. 4. Wzmacniacz wstępny (wierzch)



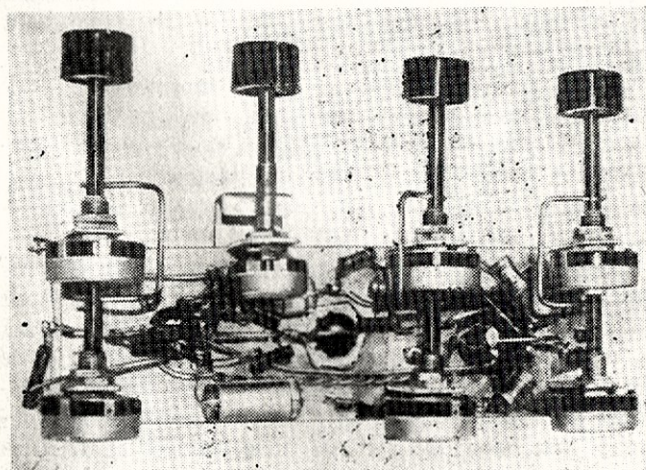
Rys. 5. Wzmacniacz końcowy (spód)



Rys. 6. Wzmacniacz końcowy (wierzch)



Rys. 7. Zasilacz sieciowy

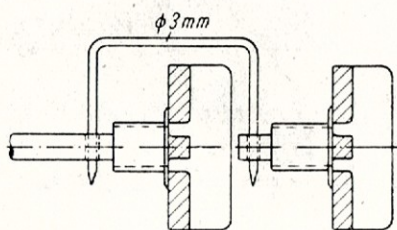


Rys. 3. Wzmacniacz wstępny (spód)

znaczenie dla właściwej pracy układu. W aparaturze fabrycznej stosowane są oczywiście potencjometry o charakterystyce wykładniczej, przy czym warunki współbieżności obu regulatorów są dość ostre (2 dB). Dobranie takiej pary potencjometrów logarytmicznych jest w naszych warunkach praktycznie niemożliwe ze względu na bardzo duży rozrzut parametrów poszczególnych egzemplarzy (do 50%). W aparaturze modelowej zastosowano dwa potencjometry liniowe 2,2 MΩ zmodyfikowane przez załączenie opornika 150 kΩ pomiędzy suwak i ziemię. W jednym z kanałów, w miejsce wspomnianego opornika 150 kΩ, zastosowano szeregowe połączenie opornika 100 kΩ i potencjometru 50 kΩ, uzyskując w ten prosty sposób możliwość balansowania całego układu (tzn. wyrównania wzmocnienia obu kanałów). Oczywiście ten dodatkowy człon regulujący wzmocnienie (w niewielkim zakresie) powinien być umieszczony w kanale o większym wzmocnieniu ogólnym.

Zmontowany jako oddzielny podzespół wzmacniacz wstępny (rys. 3 i 4) zawiera wszystkie organy regulacyjne (siła głosu, balans, regulacja barwy tonów niskich i wysokich). W stopniu tym pracuje podwójna trioda ECC83, przy czym oporniki katodowe tych lamp nie są zablokowane pojemnościami w celu poprawienia jakości pracy układu.

Drugi podzespół (rys. 5 i 6) zawiera stopień napędzający (lampa ECC83) oraz stopień wyjściowy z dwiema lampami EL84. Układ ten jest raczej konwencjonalny i nie wymaga bliższego omówienia. Należy tylko podkreślić, że całość jest objęta silnym sprzężeniem zwrotnym. Jest to w danym układzie jeden z niewielu możliwych wariantów sprzężenia zwrotnego, trzeba bowiem pamiętać, że pobieranie napięcia w tym celu z innego miejsca układu (np. z anod stopnia mocy) jest niemożliwe. Nie wolno również w układzie wzmacniacza dwukanałowego tego typu stosować układu tzw. „ultralinear” (zasilanie siatek ekranujących z odczepów na transformatorze wyjściowym), bowiem w uzwojeniach transformatora sygnały obu kanałów są ze sobą zmieszane.



Rys. 8. Konstrukcja sprzężonych potencjometrów

Dane transformatorów wyjściowych

Transformator przeciwsobny Tr2 wykonano w najprostszym układzie sekcjonowanych uzwojeń, przedstawionym na rys. 9. Uzwojenie pierwotne składa się z 4 sekcji po 650 zwojów drutu w emalii, o średnicy 0,16 mm; uzwojenie wtórne: dwie sekcje po 60 zwojów drutu 0,55 mm.

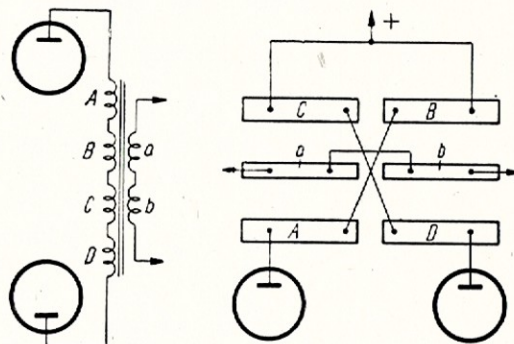
Rdzeń transformatora sieciowego typu „Aga” o przekroju około 10 cm². Fabryczny korpus uzupełniono symetryczną przegrodą z tektury. Rdzeń złożony bez szczeliny.

Transformator niesymetryczny Tr3 nawinięto na rdzeniu o przekroju około 5 cm². Uzwojenie pierwotne wykonano z drutu 0,22 mm w ilości 2200 zwojów,

wtórne — 90 zwojów z drutu 0,55 mm. Uzwojenie wtórne jest wykonane ze stosunkowo cienkiego drutu ponieważ moc przenoszona przez ten transformator jest niewielka.

Rdzeń transformatora złożono ze szczeliną powietrzną, dobraną eksperymentalnie w taki sposób, aby indukcyjność uzwojenia pierwotnego tego transformatora była równa indukcyjności połowy uzwojenia pierwotnego transformatora symetrycznego. Dokładność tej pracy powinna być duża, ponieważ decyduje ona o właściwym rozdzielaniu kanałów. Jednak jakakolwiek przesada w tym kierunku nie jest wskazana, ponieważ ewentualne drobne niewyważenie układu jest likwidowane przez zastosowane głębokie sprzężenie zwrotne.

Zasilacz (rys. 7) jest jak najbardziej konwencjonalny: zastosowano w nim typowy transformator sieciowy od odbiornika STOLICA.



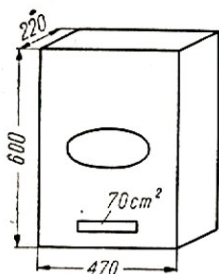
Rys. 9. Sekcjonowanie uzwojeń transformatora wyjściowego symetrycznego Tr2

Zespół głośników

Przy projektowaniu zespołu głośników dla zestawu stereofonicznego również decydowały przede wszystkim względy ekonomiczne. Wydawać by się mogło, że najbardziej oszczędny jest układ złożony z jednego głośnika niskotonowego, wspólnego dla obu kanałów oraz dwóch odpowiednio rozstawionych głośników średnio-wysokotonowych. Rozwiązanie takie jest może nieco tańsze od dwóch niezależnych zestawów odtwarzających pełne pasmo akustyczne, jednakże zespół taki nie może mieć żadnego innego praktycznego zastosowania. Aparaturę modelową wyposażono przeto w dwa identyczne układy odtwarzające pasmo częstotliwości w zakresie 50÷12000 Hz. Uzyskano w ten sposób dwa pełnowartościowe, niezależne głośniki, które mogą być wykorzystywane w razie potrzeby również do innych celów.

W aparaturze zastosowano dwa głośniki typu GD 26-15,5/3. Głośniki te normalnie odtwarzają zakres częstotliwości od około 60÷70 Hz do 9÷10 kHz. Zakres ten poszerzono w dół przez zastosowanie obudowy korygującej typu „Bas-reflex” oraz w górę przez niewielką modyfikację konstrukcji membrany.

Zasada działania obudowy typu „Bas-reflex” oraz sposób jej wykonania zostały wyczerpująco omówione w nrze 12/60. Wymiary skrzynki podane są na rys. 10, a wygląd zewnętrzny na rys. 11. Należy zaznaczyć, że obydwa zakupione głośniki typu GD 29-15,5/3 posiadały częstotliwość rezonansu własnego niezgodną z danymi katalogowymi, a mianowicie 73 Hz i 90 Hz. Dlatego trzeba było dokonać modyfikacji zawieszenia



Rys. 10 Wymiary obudowy głośnikowej

membran w celu obniżenia ich częstotliwości rezonansowej do około 70 Hz.

Poszerzenie pasma w zakresie wysokich tonów uzyskano przez uzupełnienie membrany głośnika małym, lekkim stożkiem. Stożki wycięto z lekkiego twardego kartonu nasyczonego klejem uniwersalnym. Tym samym klejem połączono stożek „na styk” z membraną.

Odtwarzanie wysokich tonów za pomocą tak zmodyfikowanego głośnika nie zostało zbadane jakimkolwiek pomiarem, jednakże stwierdzono, że po modyfikacji głośnik dobrze odtwarza charakterystyczny szum płyty, niesłyszalny za pomocą nie przerobionego głośnika. Świadczy to o rozszerzeniu pasma do około 12 kHz.

Obudowy korygujące wyposażono w małe, skośne nóżki, widoczne na zdjęciu (rys. 11). Przód obudowy pokryto barwnym, bardzo cienkim kretonem, zaś boki obłożono plastikową imitacją czarnego zamszu. Wolnostojące obudowy głośnikowe są połączone ze wzmacniaczem, zmontowanym we wspólnej obudowie z adapterem za pomocą czarnego sznura oświetleniowego o długości 4 metrów.

Uruchomienie zestawu

Aparatura jest w zasadzie prosta i nie wymaga specjalnych zabiegów przy jej uruchomieniu. Należy jedynie zwrócić uwagę na:

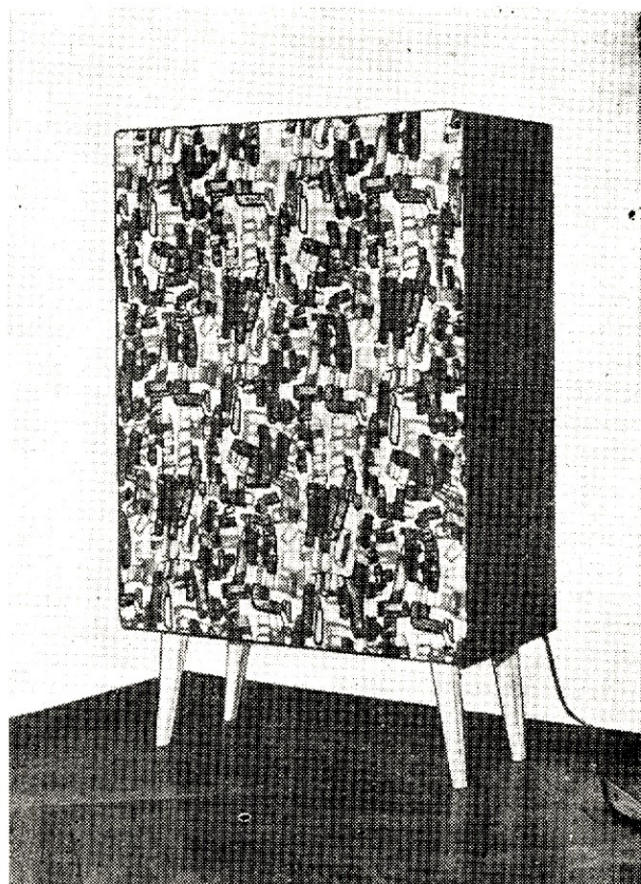
a odwrócenie fazy jednego z kanałów w główce adapterowej.

Pomiędzy wieloma typami stereofonicznych ramion adapterowych znaczną część stanowią ramiona wyposażone we wkładki z wyprowadzonymi czterema końcówkami. W tym przypadku zmiana fazy jednego (dowolnego) kanału nie nastręcza żadnych trudności tym bardziej, że przewody biegnące wewnątrz ramienia są przeważnie do tych końców łączone za pomocą małych gniazdek wtykowych o średnicy około 1 mm. Istnieją jednak również główki adapterowe, z których wprowadzone są tylko trzy przewody: lewy kanał, prawy kanał i wspólna ziemia (np. Philips, typ AG 3063, AG 3304 itd.). W tym przypadku odwrócenie fazy jednego z kanałów należy wykonać wewnątrz główki — przy użyciu kolby. Oczywiście podczas tej czynności, nawet przeprowadzonej bardzo delikatnie, zawsze istnieje groźba uszkodzenia precyzyjnej konstrukcji przetwornika.

b Montaż transformatorów wyjściowych.

Istnieją tutaj trudności związane z samowzbudzeniem się układu przy niewłaściwym podłączeniu końcówek obu transformatorów (symetrycznego i niesymetrycznego). Najprościej jest tę część pracy wykonać w następującej kolejności:

1. Podłączyć transformator symetryczny (prowizorycznie) oraz obydwa obwody sprzężenia zwrotnego. Jeśli układ się wzbudzi, należy odwrócić końcówki uzwojenia wtórnego.



Rys. 11. Wygląd zewnętrzny obudowy głośnika

2. Podłączyć transformator niesymetryczny; wówczas najprawdopodobniej układ wzbudzi się ponownie. Należy wtedy zmienić miejscami końcówki uzwojenia wtórnego, a jeśli to nie pomoże, należy odwrócić końce uzwojenia pierwotnego tego transformatora oraz ewentualnie ponownie wtórnego.

3. Jeśli układ wzbudza się niezależnie od sposobu podłączenia transformatora niesymetrycznego, wówczas należy zamienić miejscami wszystkie końcówki (uzwojenia pierwotnego i wtórnego) transformatora symetrycznego. Znalezienie właściwego sposobu podłączenia dla transformatora niesymetrycznego nie powinno już wówczas nastręczać trudności.

c Oporniki w obu gałęziach sprzężenia zwrotnego dobieramy eksperymentalnie w taki sposób, aby przy doprowadzeniu do wejścia układu prawie pełnego sygnału z adaptera (2/3 zakresu regulacji siły głosu) uzyskać mniej więcej pełną moc aparatury. Pozostawienie pewnego „zapasu regulacji” jest tutaj konieczne z uwagi na bardzo różnorodne poziomy nagrania. W układzie modelowym wartość oporników w gałęziach sprzężenia zwrotnego wynosi 10 kΩ).

d Fazowanie głośników.

Głośniki powinny być podłączone do wyjścia dwukanałowego wzmacniacza z taką biegunowością, aby pod wpływem sygnału L+P pracowały synfazowo. Odwrócenie fazy jednego głośnika objawia się brakiem niskich tonów przy odtwarzaniu płyty monofonicznej.

e Wybalansowanie układu.

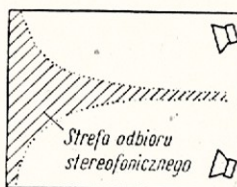
^a Ogólne wzmocnienie układu jest dostosowane do współpracy ze stereofonicznymi adapterami krystalicznymi, których napięcie wyjściowe jest rzędu 0,5 V. Spotykane znacznie rzadziej adaptery magnetyczne dają napięcie około 10-krotnie mniejsze i wymagają dodatkowego stopnia wzmocnienia wstępnego.

Dla przeprowadzenia tego zabiegu najwygodniej jest w powyższym układzie odtwarzać dowolną płytę monofoniczną (normalne nagranie drobnorowkowe). Słuchając reprodukcji z odległości około 4 metrów (na geometrycznej osi symetrii układu), powinno się mieć wrażenie, że istnieje jedno pozorne źródło dźwięku położone dokładnie w środku pomiędzy głośnikami. Układ balansujemy za pomocą pojedynczego potencjometru 50 k Ω w przedwzmacniaczu. Jeśli zakres regulacji jest nieodpowiedni, można próbować odwrócić podłączenie adaptera lub zamienić podłączenie głośników. Jako ostateczność pozostaje jeszcze wymiana opornika w gałęzi sprzężenia zwrotnego odpowiedniego kanału. W każdym jednak przypadku przesunięcie pozornego dźwięku w kierunku jednego z głośników świadczy, że właśnie ten kanał ma zbyt silne wzmocnienie.

Ostateczną regulację należy wykonać w ten sposób, aby akustyczna symetria układu wypadła mniej więcej na środku zakresu regulacji potencjometru 50 k Ω . Należy podkreślić, że właściwe wybalansowanie układu wyrównuje nie tylko elektryczne parametry obu kanałów wzmacniacza, lecz również eliminuje ewentualne różnice sprawności obu głośników oraz zawsze istniejącą niejednorodność właściwości akustycznych pomieszczenia.

Uzyskane wyniki

Wyniki uzyskane za pomocą tak nieskomplikowanej i taniej aparatury można uznać za jak najbardziej zadowalające. Wykonany zestaw nie był badany na drodze jakichkolwiek pomiarów, przede wszystkim z braku przyrządów. Jedynie przy konstruowaniu obudów korygujących dla głośników posługiwano się prowizorycznie zmontowanym generatorem akustycznym (typu RC, na lampach UCH81, UL41) na zakres



Rys. 12. Przestrzeń w pomieszczeniu, w której występuje efekt stereofoniczny

40÷400 Hz. Tym niemniej parametry techniczne zestawu wydają się zbliżone do wymagań „Hi-Fi” przy czym stwierdzić trzeba, że jakością reprodukcji znacznie przewyższa on nawet najlepsze aparatury monofoniczne. Oczywiście jest to w pierwszym rzędzie zasługa samej techniki stereofonicznej której szczególne zalety, jak pełna naturalność brzmienia, perspektywa i plastyczność transmisji są dla prawdziwych melomanów niemal szokujące, przynajmniej przy pierwszym zetknięciu się z tą techniką.

Należy podkreślić, że pełny efekt stereofoniczny może być uzyskany jedynie w pewnych częściach pomieszczenia, jak to przykładowo przedstawiono na rys. 12. Bardzo duże zalety również od właściwości akustycznych samego pomieszczenia, w którym pracuje aparatura.

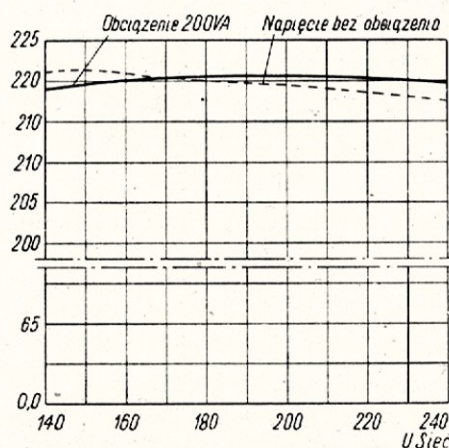
Na zakończenie należy dodać, że omówiony zestaw stereofoniczny bez jakichkolwiek zmian może służyć również do odgrywania normalnych płyt mikrorowkowych. Dwukanałowy wzmacniacz pracuje wówczas jako wysokiej klasy układ przeciwsoalny. Jakość takiej reprodukcji jest bardzo dobra, a to dzięki równoległej pracy dwóch szerokopasmowych głośników oraz dobrym parametrom wkładki adapterowej.³⁾

³⁾ Odtwarzanie zwykłych płyt drobnorowkowych za pomocą adapteru stereofonicznego jest normalnie praktykowane; natomiast trzeba pamiętać, że absolutnie niedopuszczalne jest odtwarzanie płyty stereofonicznej przy użyciu zwykłego adaptera — pod groźbą bardzo szybkiego zniszczenia płyty.

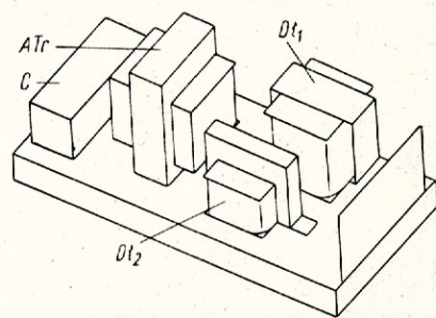
Porady

Ob. R. Rutkowski z Warszawy oraz wielu innych Czytelników zapytuje o dane dotyczące samodzielnego wykonania stabilizatora napięcia dla zasilania telewizora o poborze mocy z sieci około 200 VA.

Znamionowe napięcie wyjściowe stabilizatora 220 V. Współczynnik

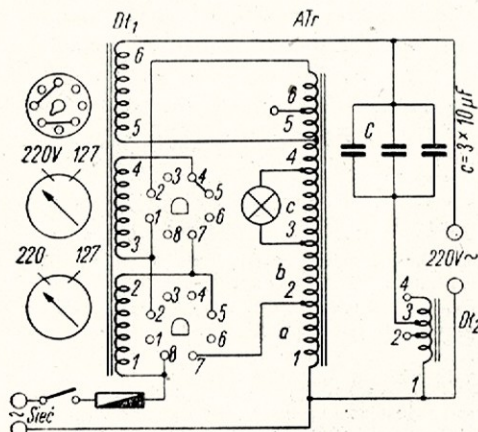


Rys. 2.



Rys. 3.

(rys. 1) znajduje się filtr polepszający znacznie warunki stabilizacji.



Rys. 1.

stabilizacji nie gorszy niż 4% przy dopuszczalnych wahanach napięcia sieci zasilającej 80÷140 V dla sieci 127 V oraz 140÷240 V dla sieci 220 V. Obciążenie znamionowe 200 VA. W obwodzie wyjściowym stabilizatora ferreorezonansowego

Wykonanie detali

Uzwojenie autotransformatora ATr nawijamy na rdzeniu o wymiarach środkowego słupa 25×40 mm. Uzwojenie a ma 300 zwojów, zaś b — 180 zwojów. Pozostałe uzwojenia mają po 10 zwojów każde. Cał-

kowitz uzwojenie autotransformatora zawiera więc 300 + 180 + 10 + 10 + 10 + 10, tj. 520 zwojów nawiniętych drutem w emalii o średnicy 1,35 mm.

Dławik wejściowy D_1 nawijamy na rdzeniu o przekroju środkowego słupa 20×40 mm. Uzwojenie I oznaczone cyframi 1÷2 ma 300 zwojów nawiniętych drutem o średnicy 0,86 mm w emalii. Uzwojenie II oznaczone cyframi 3÷4 ma również 300 zwojów nawiniętych takim sa-

mym drutem. Uzwojenie III oznaczone cyframi 5÷6 ma 100 zwojów nawiniętych drutem 1,0 mm.

Dławik filtru D_2 nawijamy na rdzeniu o przekroju środkowego słupa 16×25 mm. Sekcja uzwojenia 1÷2 ma 270 zwojów, sekcja 2÷3 ma 30 zwojów oraz sekcja 3÷4 ma 50 zwojów. Wszystkie uzwojenia nawijamy drutem 1,0 mm.

Zarówno autotransformator jak i dławiki uzważamy w jednym kie-

runku, przy czym koniec uzwojenia jednej sekcji łączymy z początkiem uzwojenia następnej.

Kondensatory C mają pojemności po 10 μ F przy napięciu pracy 350 V. Cdczepy na dławiku D_2 służą do wyregulowania stabilizatora pod obciążeniem.

Stabilizator przełączamy za pomocą dwóch wtyczek, wykonanych z cokołów zużytych lamp. Stabilizator montujemy w metalowej skrzyni, którą należy uziemić.

PRZEGŁĄD WYDAWNICTW

FALE I DRGANIA ELEKTROMAGNETYCZNE — S. Chajkin. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1961. Tłumaczył z jęz. rosyjskiego inż. S. Dziemianowicz. Wyd. I, nakład 5180 egz., str. 239, cena 18 zł.

Celem książki, jaki sobie autor postawił (a niewątpliwie osiągnął) jest przyjście z pomocą początkującym radioamatorom w poznaniu istoty tych zjawisk fizycznych, z którymi zaczynają się oni stykać w swej praktycznej działalności. Zjawiska te stanowią podstawę procesów promieniowania, rozprzestrzeniania się i odbioru fal radiowych, a tym samym są przedmiotem, na którym bazuje treść książki.

Druga część łańcucha zjawisk fizycznych, obejmującego proces przekazywania i odbioru sygnałów radiowych, a więc zjawisk towarzyszących wzbudzeniu drgań elektrycznych, ich wzmacnianiu, modulacji i detekcji, poruszona jest w książce tylko fragmentarycznie i tylko tam, gdzie istniała konieczność. Tego rodzaju segregację materiału uzasadnia autor po pierwsze — ograniczoną objętością książki, po drugie — okolicznością, że w celu poznania pierwszej grupy zjawisk nie jest konieczna szczegółowa znajomość drugiej. W rezultacie Czytelnik ma możliwość szczegółowego poznania zagadnienia powstawania i rozprzestrzeniania się fal elektromagnetycznych w wolnej przestrzeni oraz drgań elektrycznych w obwodach i liniach, mających praktyczne zastosowanie w tych warunkach, w których zjawiska te występują w łączności radiowej. W sumie — książka może służyć jako wstęp do poznania fizycznych podstaw radiotechniki.

Treść — poza przedmową i wstępem — podzielona jest na 4 rozdziały. Pierwszy rozdział zaznajamia z istotą rozprzestrzeniania się energii elektromagnetycznej, drugi — z pojemnością i indukcyjnością, trzeci — z drganiami elektrycznymi, ostatni zaś — z nadawaniem i odbiorem fal radiowych, przy czym uwzględniono tu niektóre specyficzne warunki, w jakich opisywane zjawiska zachodzą.

Warto podkreślić trud autora, starającego się opisać podjęty przez siebie temat w sposób jasny i zrozumiały, unikając nadmiaru matematycznych zależności i wykresów. Nie rozprasza to uwagi i toku śledzenia zjawisk przez czytelnika, a tym samym ułatwia ich zrozumienie.

Poprawne tłumaczenie, staranne wydanie i przystępna cena — to dodatkowe walory tej naprawdę pożytecznej pozycji, która powinna trafić do rąk każdego początkującego radioamatora.

WZMACNIACZE SZEROKOPASMOWE — mgr inż. K. Lewiński. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1961. Wyd. I. Nakład 4000 egz., str. 118, cena 12 zł.

Wzmacniacze przystawane do przenoszenia bardzo szerokiego pasma częstotliwości i charakteryzujące się wiernym odtwarzaniem kształtu krzywej doprowadzonego napięcia o charakterze najczęściej impulsowym, znajdują zastosowanie w urządzeniach telewizyjnych, radiolokacyjnych, pomiarowych itp. Cechą znamioną dla konstrukcji tych wzmacniaczy jest: montaż małopojemnościowy; niestosowanie ekranowania przewodów (ze względu na

pojemności wprowadzane do układu), jak również transformatorów zarówno wejściowych jak i wyjściowych; użycie specjalnych lamp, pentod o znacznym nachyleniu charakterystyki przy stosunkowo małych pojemnościach międzyelektrodowych; daleko posunięta staranność montażu; trudność osiągnięcia należytego stosunku sygnału do szumów, tętnień i zakłóceń. Natomiast od wzmacniaczy małej i wielkiej częstotliwości nie różnią się one pod względem poziomu napięć oraz użytych do budowy części składowych.

To tylko uwaga ogólna w nawiązaniu do samego tytułu nowo wydanej książki, którą autor (znany już ze swych prac poprzednich) poświęcił radiotechnikom i radioamatorom. Wyczerpująco rozwinięte szczegóły znajdzie czytelnik w skompensowanej treści, podzielonej na 12 rozdziałów. Są w nich zawarte — po wiadomościach ogólnych — opisy wzmacniaczy: oporowych, szerokopasmowych skompensowanych w zakresie w.cz. końcowych, szerokopasmowych wielostopniowych, łańcuchowych, a ponadto opis wtórника katodowego lamp dla stopni napięciowych i końcowych regulacji wzmocnienia, stabilności pracy wzmacniaczy oraz metod ich badania.

Ujętą w bardzo przystępny sposób treść uzupełniają starannie dobrane i przejrzyste wykresy i schematy oraz niezbędne wyrażenia matematyczne.

Książka stanowi zwartą i zamkniętą całość, która wprowadza czytelnika w tematykę reprezentowaną w innych pokrewnych publikacjach

Cena zł 5.—

raczej tylko marginesowo. Zasluguje więc na uwagę praktykujących radioamatorów, jak również konstruktorów i personelu serwisu ra-

diowo-telewizyjnego. Ogólną zaś ocenę recenzowanej pozycji można sprowadzić do określenia: książka bardzo przydatna dla ogółu czytel-

ników, starannie napisana i wydana, a przy tym dostępna w cenie. Powinna się znaleźć w każdej bibliotece radioamatorskiej.

CZY UZUPEŁNIŁEŚ JUŻ SWOJĄ BIBLIOTEKĘ NOWOŚCIAMI WKŁ?

	Cena
ATLAS LAMP ELEKTRONOWYCH — Część I	75 zł
S. Chajkin — DRGANIA I FALE ELEKTROMAGNETYCZNE	18 zł
L. A. Dudnik — BADANIE LAMP ELEKTRONOWYCH	18 zł
J. Hołownia — ODBIORNIKI RADIOFONICZNE STROJONE INDUKCYJNIE	15 zł
B. Klesken — POMARY W RADIOTECHNICE	35 zł
C. Klimczewski — ABC TELEWIZJI	30 zł
K. Lewiński — WZMACNIACZE SZEROPASMOWE	12 zł
W. Majewski — TECHNIKA SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO	15 zł
M. Maruszewska — PRZYRZĄDY POMIAROWE RADIOAMATORA	10 zł
Z. Olszewski — OBSŁUGA WŁASNEGO TELEWIZORA	12 zł
Prosin, Cwietkow — PRZEKAŹNIKOWE LINIE RADIOWE	10 zł
J. Sawicki — RADIOKOMUNIKACYJNE URZĄDZENIA NADAWCZE	22 zł
S. Sypniewski — PORADNIK RADIOOPERATORA	40 zł
M. Szczurek — URZĄDZENIA RADIOLOKACYJNE I ICH EKSPLOATACJA	55 zł
B. Wątróbski — OBLICZANIE I KONSTRUKCJA MINIATUROWYCH I SUBMINIATUROWYCH TRANSFORMATORÓW MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI	12 zł
S. Weinfeld — TAJEMNICE SZKLANEGO EKRANU	15 zł

Wszystkie te książki można nabyć w księgarniach „Domu Książki”

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

K O M U N I K A T

W dniach 2—14 października 1961 r. czynna będzie w Muzeum Techniki w Warszawie

WYSTAWA OSZCZĘDNOŚCI I ZAMIANY METALI NIEŻELAZNYCH

zorganizowana w ramach współpracy gospodarczej Rady Wzajemnej Pomocy Gospodarczej przez Ministerstwo Przemysłu Ciężkiego przy współudziale innych resortów gospodarczych oraz stowarzyszeń zrzeszonych w Naczelnej Organizacji Technicznej.

Wystawa przedstawi osiągnięcia krajów demokracji ludowych w zakresie oszczędności metali nieżelaznych oraz za-

miłany ich na inne tworzywa. Celem wystawy jest przekazanie inżynierom i technikom możliwości wprowadzania zamierzeń oszczędnościowych w naszych krajach. Wystawa, która ma charakter objazdowy, była dotychczas ekspozowana w CSRS, WRL, ZSRR i NRD.

W okresie trwania wystawy zostanie zorganizowana w dniach 12 i 13 października konferencja, z udziałem konstruktorów technologów i zaopatrzeniowców instytutów naukowo-badawczych i zakładów przemysłowych w celu wysłuchania referatów oraz przeprowadzenia dyskusji na temat oszczędności metali nieżelaznych w poszczególnych dziedzinach przemysłu, transportu i budownictwa.