

Radioamator

i KRÓTKOFALOWIEC



PAŹDZIERNIK 1961

NR 10

Treść numeru:

UWAGA CZYTELNICY!

Ze względu na konieczność zamieszczenia w tym numerze zapowiadanego, obszernego artykułu na temat tranzystorów produkcji krajowej, nie mogliśmy ze względów technicznych zamieścić „Kącika dla początkujących radioamatorów”. Wszystkich Czytelników, zainteresowanych tym działem, przepraszamy za tę zmianę.

Redakcja

Str.

317 Z KRAJU I ZAGRANICY

318 Tranzystory produkcji krajowej — mgr inż. F. Rutkowska, mgr inż. J. Lewkowiec

327 Obliczanie uzwojeń transformatorów akustycznych — inż. Zbigniew Kowalski

Z OPRACOWAŃ KONKURSOWYCH

330 Kleszonkowy odbiornik tranzystorowy „Mambo” — inż. Janusz Justat

331 Monitor do kontroli nadawania znaków Morse’a — Franciszek Grabowski

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

334 Radioodbiornik turystyczny „Czar” — mgr inż. Zbigniew Błaszczak

336 Nadajnik SSB z filtrową metodą formowania sygnału jednowstęgowego — Andrzej Gamczyk — SP5PO

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

342 Proste metody badania niektórych parametrów pracy modulatorów — mgr Stanisław Workiewicz SP7GU

343 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

348 Nowe gatunki taśmy magnetofonowej — inż. Franciszek Krupski

351 Z PRASY ZAGRANICZNEJ

352 PORADY

352 CZY WIECIE, ZE...

III okł. PRZEGLĄD WYDAWNICTW

Okladkę projektował Wiktor Górka

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY
Sekretarz Redakcji E. PODSIADŁO
Sekretarz Techn. 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, Hostonoszy 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.

Egzemplarze zdezaktualizowane z lat 1959/60 można nabywać w sklepie „Ruchu” przy ul. Wiejskiej 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 okładkowych w wymiarach do 240 cm² lub ogłoszenia drobne do 30 wyrazów — osobiste w cenie 3 zł, a handlowe 4 zł za wyraz. przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictwo Komunikacji i Łączności w Warszawie, ul. Kazimierzowska 52.

Nakład 40 000 egz. Ark. 4 1/2. Papier druk. sat. V kl. 60 g. A0. Podpisano do druku 5.X.61 r. Druk ukończono 9.X.61 r.

Radioamator

i KRÓTKOFALOWIEC

Rok II

Październik 1961 r.

Nr 10

Z kraju i zagranicy

Rozbudowa polskiej telewizji

Polska telewizja rozwija się żywiolowo. W ciągu najbliższych dwóch lat odbiór programów telewizyjnych będzie praktycznie możliwy już w całym kraju. W końcu roku bieżącego przewiduje się oddanie do eksploatacji największego pod względem mocy nadajnika telewizyjnego (30 kW, efektywna moc promieniowana 100 kW) w Trzeciecu pod Bydgoszczą. Budowa ośrodka jest już na ukończeniu; montaż nadajnika rozpocznie się w październiku. Stacja ta będzie pracowała w kanale 1.

Zakończony będzie również pod koniec roku montaż nadajnika 5 kW w Gdańsku-Chwaszczyno (efektywna moc promieniowana 200 kW, kanał 10) oraz nadajnika 10 kW w Lublinie (efektywna moc promieniowana 120 kW, kanał 9). W październiku zostanie oddany również do eksploatacji nadajnik 300 W w Zgorzelsku (efektywna moc promieniowana 1 kW, kanał 6).

Równocześnie prowadzi się budowę obiektów w Zielonej Górze, Białymstoku, Rzeszowie, Poznaniu i Krakowie; zostaną tam zainstalowane nadajniki 10 kW (efekt. moc promieniowana ok. 100÷200 kW). Oddanie do eksploatacji tych obiektów nastąpi w końcu przyszłego roku. Poza tym w bieżącym roku rozpoczyna się budowę obiektu w Koszalinie.

Tak więc w r. 1962/63 w każdym województwie będzie umożliwiony odbiór telewizji. Należy podkreślić, że większość nadajników i wszystkie systemy antenowe wyprodukowane będą w kraju. Budowa tych

stacji finansowana jest w 50% ze środków społecznych i terenowych.

Obok sieci stacji telewizyjnych rozszerza się również baza odbiorcza; stan zarejestrowanych telewi-

zorów na dzień 31 lipca 1961 r. wynosił 522 000, zaś w końcu roku wzrosło do 640 000. W roku 1962 liczba ta powinna wzrosnąć do 900 000 odbiorników telewizyjnych.

Poniżej podajemy zestawienie stacji telewizyjnych już pracujących oraz przewidywanych do uruchomienia w r. 1961/62.

STACJE PRACUJĄCE

Miejscowość	Kanał	Moc nadajnika kW efekt. moc promieniow. kW	U w a g i
Warszawa	2	6/7	
Katowice	8	15/225	
Wrocław	12	10/120	
Łódź	6	0,5/2,5	
Poznań	7	0,5/8	do czasu uruchomienia nowego nadajnika
Gdańsk	3	1,2/4	do czasu uruchomienia nowego nadajnika
Olsztyn	6	0,2/1,2	
Szczecin	12	1,0/8	

Stacje uruchamiane w 1961/62 roku

Zgorzelec	6	0,3/1	
Bydgoszcz	1	30/100	
Lublin	9	10/120	
Gdańsk	10	5/200	
Zielona Góra	3	30/200	
Poznań	9	10/150	
Białystok	8	10/100	
Rzeszów	12	10/100	
Kraków	10	10/200	
Kielce	3	1,2/4	nadajnik przeniesiony z Gdańska

PRACUJĄCE PRZEMIENNIKI

Miejscowość	Kanał	Miejscowość	Kanał
Kielce	1	Kłodzko	8
Kalisz	2	Wrocław	8
Krynica	3	Lubań	10
Bydgoszcz	6	Jelenia Góra	10
Zakopane	6	Radom	11
Nowy Sącz	6	Tarnów	11
Nowa Ruda	7		

Telefon na promieniach podczerwonych

W USA rozpowszechnione są w sprzedaży przenośne telefony (cena ok. 20 dol.) pracujące na zasadzie modulacji promieni podczerwonych. Ten system łączności rozwinięty w czasie ostatniej wojny jest dzisiaj dostępny dla każdego. Zasięg urządzenia wynosi około 500 m.

Urządzenie przedstawione jest na rys. 1 i 2. Rys. 1 przedstawia widok od strony mikrofonu; odbiór sygnałów odbywa się za pomocą małej słuchawki; łączność może odbywać się zarówno systemem duplex jak i normalnej telefonii. Rys. 2 przedstawia widok od strony nadajnika



Rys. 1.

(reflektora z lampą) oraz odbiornika. Urządzenie to zwane „Infraphone” posiada dwa wzmacniacze tranzystorowe, dwa systemy optyczne (dla nadajnika i odbiornika), lampę pod-



Rys. 2.

czerwieni oraz fototranzystor (odbiornik). Całość zasilana jest z normalnej baterii płaskiej (od latarki).

(„Funkschau” 15/61).

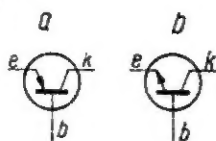
mgr inż. Rutkowska
mgr inż. J. Lewkowicz

Tranzystory produkcji krajowej

C z ę ś ć I

PARAMETRY I CHARAKTERYSTYKI

JAK wiadomo tranzystor trój-elektrodowy (rys. 1) posiada następujące elektrody: *e* — emiter, *k* — kolektor, *b* — baza.



Rys. 1. Tranzystor trój-elektrodowy
a — symbol tranzystora typu P-N-P,
b — symbol tranzystora typu N-P-N

Ponieważ tranzystory zostały wynalezione przez Amerykanów, w literaturze zagranicznej i katalogach spotyka się zwykle skróty oznaczające elektrody według oznaczeń języka angielskiego, a więc *E* — emiter, *C* — collector, *B* — base. Ze względu na łatwość porównania z danymi zagranicznymi tranzystorów proponujemy przy oznaczeniach stosować symbolikę międzynarodową oraz spotykaną w naszej literaturze (cykl — „Układy tranzystorowe”) i tak np. *U_{CBmax}* — oznacza napięcie pomiędzy kolektorem a bazą itp.

Zgodnie z zapowiedzią rozpoczynamy cykl artykułów, omawiających dane techniczne, charakterystyki i przykłady zastosowania tranzystorów, produkowanych w kraju przez fabrykę „TEWA”. Dane te posłużą naszym czytelnikom nie tylko dla zapoznania się z krajową produkcją tranzystorów, ale również pomogą w opracowaniu własnych konstrukcji. Cykl artykułów podzielony jest na kilka części. Pierwsza część omawia parametry i charakterystyki tranzystorów.

Objaśnienia stosowanych oznaczeń znajdzie Czytelnik w nr 1/61 naszego pisma.

Wszystkie tranzystory produkowane obecnie przez Fabrykę Tranzystorów „TEWA” są tranzystorami germanowymi warstwowymi PNP typu stopowego, wykonane w hermetycznej obudowie metalowej. Jeżeli nie zaznaczono inaczej, wartości wszystkich parametrów podano dla $t_a = 25^\circ\text{C}$.

TRANZYSTORY MAŁEJ MOCY, MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI TG1÷TG6

Dane typowe tej grupy tranzystorów podane są w nr 1 rocznika 1960 i nr 1/1961 RADIOAMATORA. W numerze 1/61 podano dokładne charakterystyki tranzystorów TG5 i TG6. W tym numerze uzupełnimy charakterystykami tranzystory TG2 i TG4.

Ogólnie biorąc tranzystory tej grupy przeznaczone są do pracy w układach:

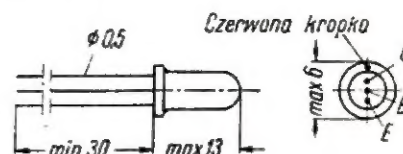
- wzmacniających m. częstotliwości (TG2, TG3, TG4)

- generacyjnych (TG1, TG2)
- przełączających (multiwibrator) (TG1).

TRANZYSTOR TG2

Wymiary zewnętrzne podano na rys. 2. Maksymalny ciężar wynosi 0,9 g.

Układ połączeń przedstawiony jest na rys. 2.



Rys. 2. Wymiary tranzystorów TG1÷TG6

Charakterystyki podane są w kolejnych rysunkach 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

Dane maksymalne (wartości graniczne)

- $U_{CBmax} = 15\text{ V}$
- $U_{CBMmax} = 15\text{ V}$
- U_{CEmax} — patrz rys. 7.
- U_{CEMmax} — patrz rys. 7.

$-U_{EB0max} = 10 \text{ V}$
 $-I_{Cmax} = 10 \text{ mA}$
 $-I_{CMmax} = 50 \text{ mA}$
 $-I_{Emax} = 11 \text{ mA}$
 $-I_{EMmax} = 55 \text{ mA}$
 $-I_{BMmax} = 5 \text{ mA}$
 P_{max} — patrz rys. 8 i 9
 $t_{jmax} = 65^\circ\text{C}$
 $t_a = -40^\circ \div +60^\circ\text{C}$

Dane statyczne

($t_a = 25^\circ\text{C}$)

$-I_{CBO} \leq 15 \mu\text{A}$ przy $-U_{CB} = 5 \text{ V}$
 $-I_{CEO} \leq 400 \mu\text{A}$ przy $-U_{CE} = 5 \text{ V}$
 $-I_{EBO} \leq 20 \mu\text{A}$ przy $-U_{EBO} = 5 \text{ V}$

Dane dynamiczne

($t_a = 25^\circ\text{C}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

Układ OE ($-U_{CE} = 5 \text{ V}$, $-I_C = 1 \text{ mA}$)

$h_{11e} = 700 \div 2800 \ \Omega$

$h_{12e} \leq 25 \cdot 10^{-4}$

$h_{21e} = 20 \div 80$

$h_{22e} \leq 100 \ \mu\text{S}$

Układ OE ($-U_{CE} = 1 \text{ V}$, $-I_C = 0,5 \text{ mA}$, $R_g = 600 \ \Omega$)

$F \leq 30 \text{ dB}$

Układ OB ($-U_{CB} = 5 \text{ V}$, $-I_C = 1 \text{ mA}$)

$f_a = 300 \text{ kHz}$

TRANZYSTOR TG4

Wymiary zewnętrzne jak na rys. 2, ciężar ok. 0,9 g.

Jest to tranzystor małej mocy, do układów małej częstotliwości, charakteryzujący się małym współczynnikiem szumów. Może on być stosowany w układach wzmacniających, w których wymagany jest mały poziom szumów, np. w aparatach dla słabosłyszących.

Charakterystyki przedstawiono na rys. 10 ÷ 20.

Dane maksymalne

(wartości graniczne)

$-U_{CBmax} = 15 \text{ V}$
 $-U_{CBMmax} = 15 \text{ V}$
 $-U_{CEmax}$ — patrz rys. 18.
 $-U_{CEMmax}$ — patrz rys. 18.
 $-U_{EB0Mmax} = 10 \text{ V}$
 $-I_{Cmax} = 10 \text{ mA}$
 $-I_{CMmax} = 50 \text{ mA}$
 $I_{Emax} = 11 \text{ mA}$
 $I_{EMmax} = 55 \text{ mA}$
 $-I_{BMmax} = 5 \text{ mA}$
 P_{max} — patrz rys. 19 i 20.
 $t_{jmax} = 65^\circ\text{C}$
 $t_a = -40^\circ\text{C} \div +60^\circ\text{C}$

Dane statyczne

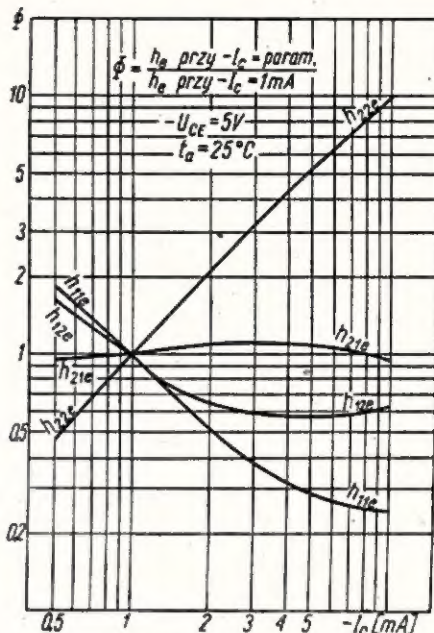
($t_a = 25^\circ\text{C}$)

$-I_{CBO} \leq 10 \mu\text{A}$ przy $-U_{CB} = 5 \text{ V}$
 $-I_{CEO} \leq 250 \mu\text{A}$ przy $-U_{CE} = 5 \text{ V}$
 $-I_{EBO} \leq 20 \mu\text{A}$ przy $-U_{EBO} = 5 \text{ V}$

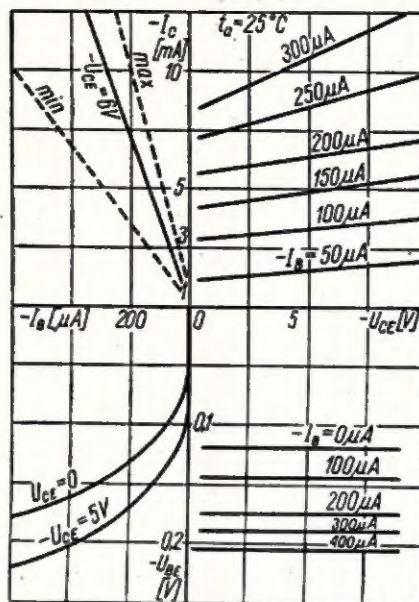
Dane dynamiczne

($t_a = 25^\circ\text{C}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

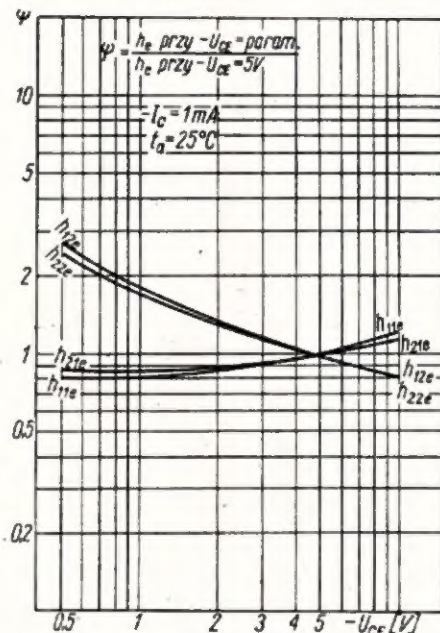
Układ OE ($-U_{CE} = 2 \text{ V}$, $-I_C = 0,5 \text{ mA}$)



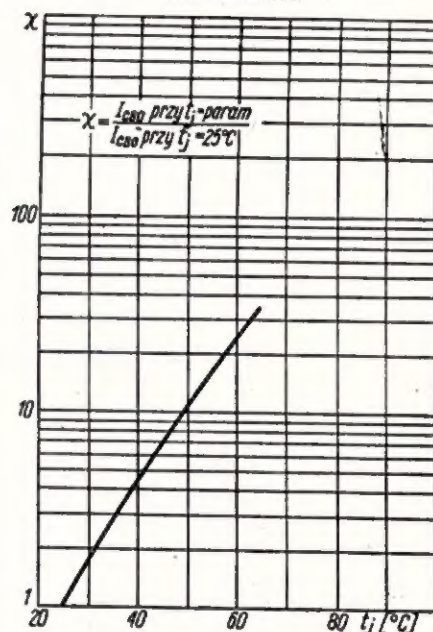
Rys. 5. Zależność parametrów h_n od prądu kolektora



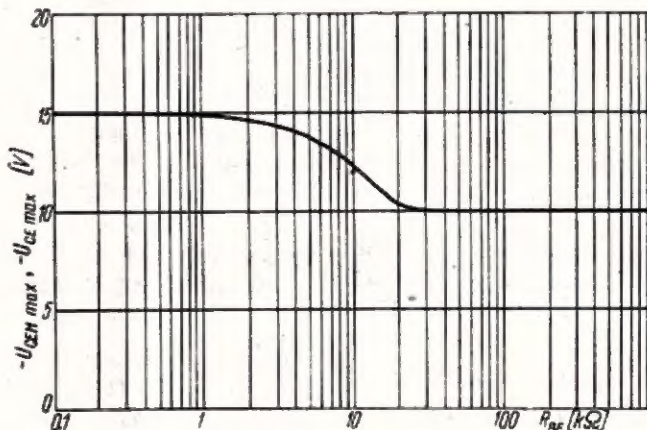
Rys. 3. Charakterystyki statyczne TG2



Rys. 4. Zależność parametrów h_n od napięcia kolektora



Rys. 6. Zależność prądu zerowego kolektora od temperatury złącza



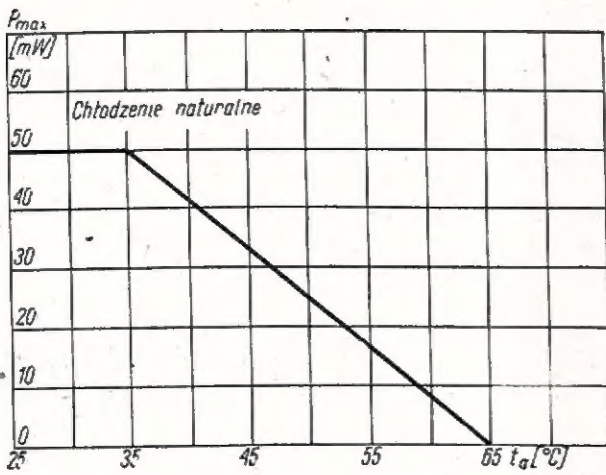
Rys. 7. Zależność maksymalnych napięć kolektora od oporności zewnętrznej między emitorem a bazą

$h_{11e} = 700 \div 3500 \ \Omega$

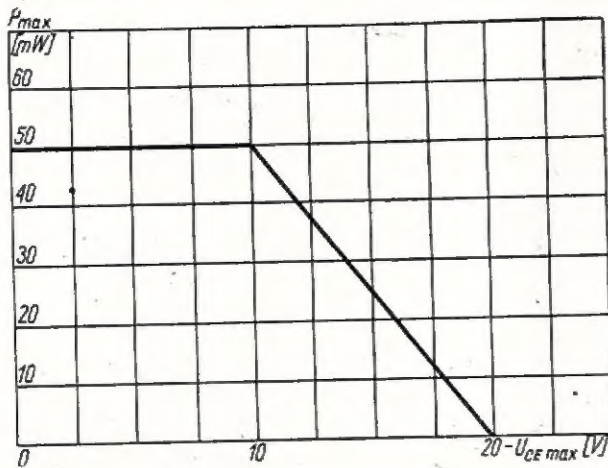
$h_{12e} \leq 30 \cdot 10^{-4}$

$h_{21e} = 20 \div 50$

$h_{22e} \leq 60 \ \mu\text{S}$



Rys. 8. Zależność maksymalnej mocy strat od temperatury otoczenia



Rys. 9. Zależność maksymalnej mocy strat od maksymalnego napięcia kolektora

Układ OE ($-U_{CE} = 1 \text{ V}$,
 $-I_C = 0,5 \text{ mA}$, $R_g = 600 \Omega$)
 $F \leq 10 \text{ dB}$
 Układ OB ($-U_{CB} = 2 \text{ V}$,
 $-I_C = 0,5 \text{ mA}$), $f_a = 300 \text{ kHz}$

$-U_{EBMmax} = 6 \text{ V}$
 $-I_{CMmax} = 10 \text{ mA}$
 $-I_{Cmax} = 5 \text{ mA}$
 $I_{EMmax} = 10 \text{ mA}$
 $I_{Emax} = 5 \text{ mA}$

P_{max} — patrz wykresy na rys. 26 i 27
 $t_{jmax} = 65^\circ\text{C}$
 $R_t = 0,6^\circ\text{C/mW}$
 $t_a = -40^\circ\text{C} \div +65^\circ\text{C}$

TRANZYSTORY MAŁEJ MOCY, ŚREDNIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI TG10, TG20

Tranzystory TG10 o mniejszej częstotliwości granicznej są przeznaczone zasadniczo do pracy w układach wzmacniaczy pośredniej częstotliwości, a tranzystory TG20 — do układów mieszających i generacyjnych (heterodyna). Ciężar tych tranzystorów nie przekracza 0,9 grama. Główne ich wymiary podane są na rys. 21. Dopuszczalne wartości graniczne dla obu typów są identyczne.

Dane maksymalne (wartości graniczne)

$-U_{CBMmax} = 15 \text{ V}$
 $-U_{CBmax} = 15 \text{ V}$
 $-U_{CEMmax}$ — patrz wykresy na rys. 25 i 26
 $-U_{CEmax}$ — patrz wykresy na rys. 25 i 26

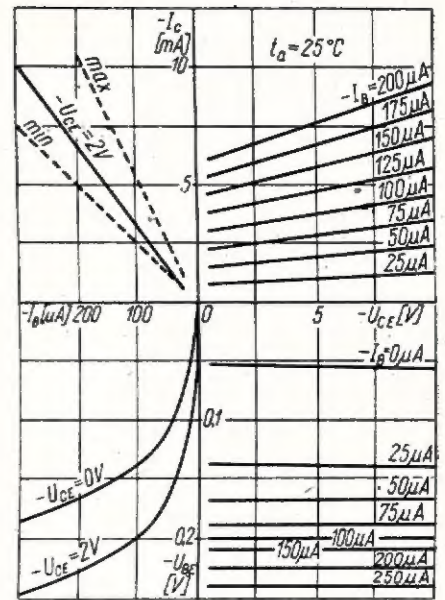
Wartości pozostałych parametrów charakteryzujących tranzystory TG10, TG20 są na ogół różne. Zestawiono je w tablicy 1.

Przeciętne charakterystyki dla tranzystorów obu typów — przedstawiają rysunki 22÷38.

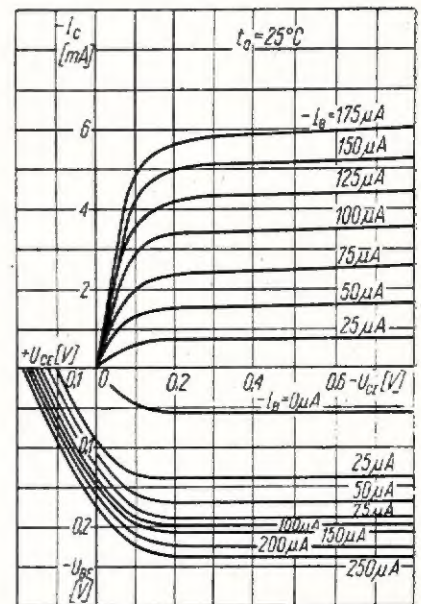
TRANZYSTORY ŚREDNIEJ MOCY, MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI TG50÷TG53

Do tej grupy tranzystorów zalicza się trzy typy: TG50, TG52 i TG53. Tranzystory TG50 i TG53 są zasadniczo przeznaczone do pracy w układach wzmacniających średniej

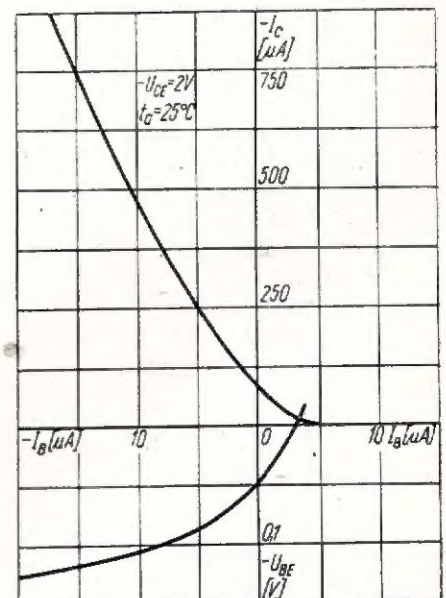
Rys. 12. Charakterystyki $I_C = f(I_B)$ i $U_{BE} = f(I_B)$ przy $U_{CE} = \text{const}$ — dla małych wartości I_B

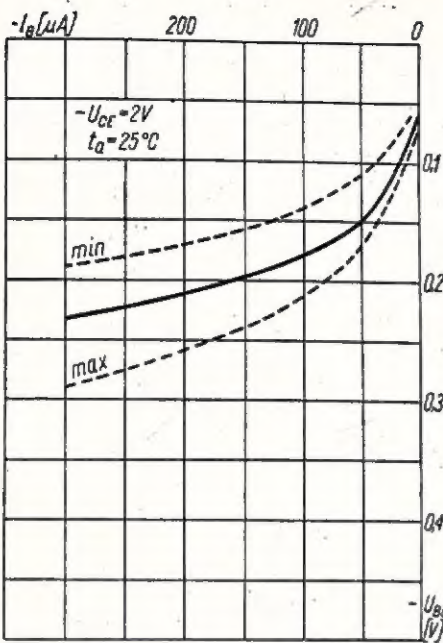


Rys. 10. Charakterystyki statyczne TG4



Rys. 11. Charakterystyki: $I_C = f(U_{CE})$ i $U_{BE} = f(U_{CE})$ przy $I_B = \text{const}$ — dla małych wartości U_{CE}

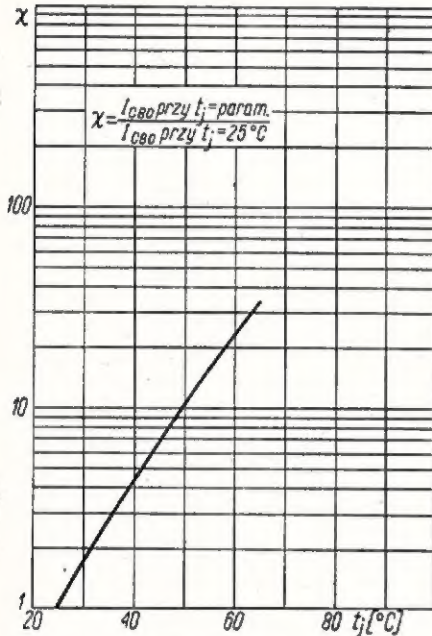




Rys. 13. Rozrzut charakterystyki $U_{RE} = f(I_R)$ przy $U_{CE} = \text{const}$

Parametr	Jedn.	Wartość		Warunki pomiaru
		TG10	TG20	
$-I_{CBO}$	μA	≤ 15	≤ 15	$-U_{CB} = 6 V$ $-U_{CE} = 6 V$ $-U_{EB} = 6 V$ $f = 1 \text{ kHz}$ $-U_{CB} = 6 V, -I_C = 1 \text{ mA}$ $f = 0,5 \text{ MHz}$
$-I_{CEO}$	μA	≤ 600	≤ 800	
$-I_{EBO}$	μA	≤ 30	≤ 30	
f_{α}	MHz	> 3	> 7	
h_{21e}	—	≥ 20	≥ 20	
$r_{bb'}$	Ω	≤ 200	≤ 250	
(ψ_{21e})	mA/V	≥ 13	≥ 11	
$1/g_{11e}$	k Ω	0,5–3,5	$\geq 0,3$	
$1/g_{12e}$	k Ω	≥ 75	≥ 15	
$1/g_{22e}$	k Ω	≥ 25	≥ 5	
C_{11e}	pF	≤ 1000	≤ 400	$-U_{CE} = 6 V, I_C = 0,5 \text{ mA}$ $f = 0,5 \text{ MHz}$ dla TG10 $f = 2 \text{ MHz}$ dla TG20
C_{12e}	pF	≤ 15	≤ 15	
C_{22e}	pF	≤ 40	≤ 40	
t_{jmax}	$^{\circ}C$	65	65	
R_t	$^{\circ}C/mW$	0,6	0,6	

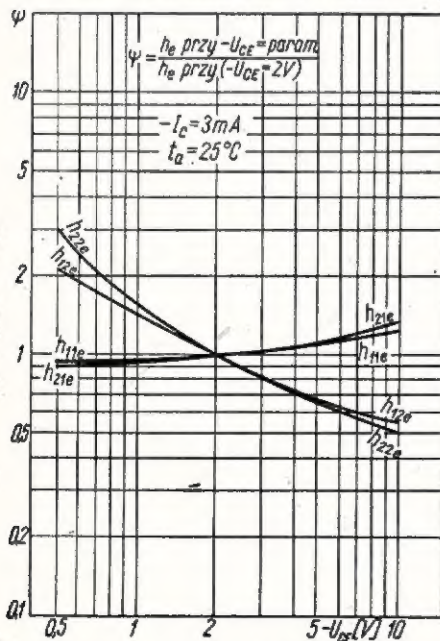
TABLICA 2



Rys. 14. Zależność prądu zerowego kolektora od temperatury złącza

Parametr	Jedn.	Wartość			Warunki pomiaru
		TG50	TG52	TG53	
$-U_{CEMmax}$	V	patrz wykresy na rys. 45 i 46			$-U_{CB} = 12 V$ $-U_{CE} = 6 V$ $-U_{CE} = 6 V, -I_C = 10 \text{ mA}$ $-U_{CE} = 1 V, -I_C = 125 \text{ mA}$ $-U_{CE} = 0,7 V, -I_C = 250 \text{ mA}$ $-U_{CB} = 6 V, I_C = 10 \text{ mA}$ $-I_C = 125 \text{ mA}$
$-U_{CEmax}$	V	10	10	10	
$-U_{EBmax}$	V	250	250	250	
$-I_{CMmax}$	mA	125	125	150	
$-I_{Cmax}$	mA	patrz wykresy na rys. 46 i 47			
P_{max}	mW	75	75	75	
t_{jmax}	$^{\circ}C$	0,3	0,3	0,33	
R_t	$^{\circ}C/mW$	≤ 20	≤ 20	≤ 20	
I_{CBO}	μA	≤ 400	≤ 600	≤ 400	
I_{CEO}	μA	30–120	—	—	
β_1	—	≥ 20	—	—	
β_2	—	—	≥ 15	≥ 15	
β_3	—	—	≥ 15	≥ 15	
f_{α}	kHz	300	300	300	
U_{CE3}	V	$\leq 0,4$	$\leq 0,4$	$\leq 0,4$	

$t_a = -40^{\circ}C \div +50^{\circ}C$



mocy (wzmacniacze m. cz., stopnie końcowe). Tranzystory te są dobrane parami, aby je można było stosować w układach przeciwobnych. Tranzystory TG52 są przeznaczone do pracy w układach przełączających i przetwornicach. Ciężar wszystkich wymienionych wyżej tranzystorów nie przekracza 1,8 g, a ich obudowa jest jednakowa, przy czym jedna z elektrod — baza jest galwanicznie połączona z obudową.

Główne wymiary tranzystorów TG50 — TG53 są podane na rys. 39. Dane typowe tych tranzystorów zestawiono w tabelicy 2.

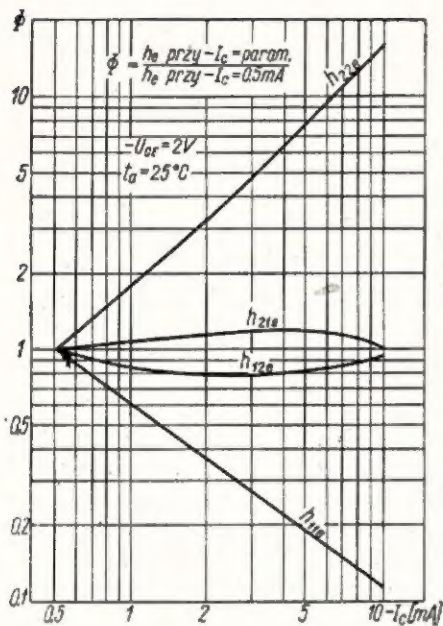
Rys. 15. Zależność parametrów h_n od napięcia kolektora

Przeciętne charakterystyki dla tranzystorów TG50, TG52 i TG53 są przedstawione na rys. 40÷47.

Radioamatorom poleca się stosowanie do wzmacniaczy tranzystorów TG53, dla których dopuszczalna moc strat jest większa, niż w przypadku tranzystorów TG50, TG52, a cena znacznie niższa.

TRANZYSTORY DUŻEJ MOCY, MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI TG70

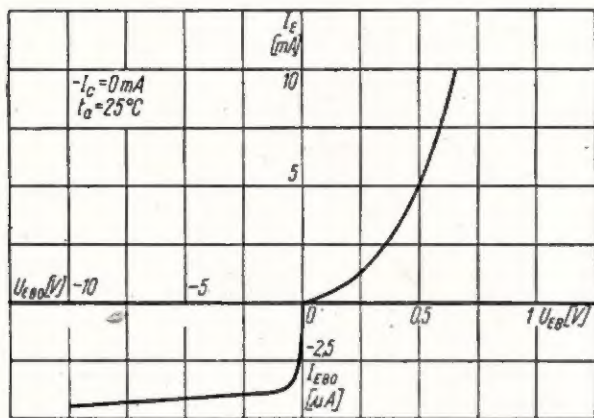
Tranzystory TG70 są przeznaczone do pracy we wzmacniaczach mocy (stopnie końcowe w odbiornikach samochodowych) oraz w przetwornic-



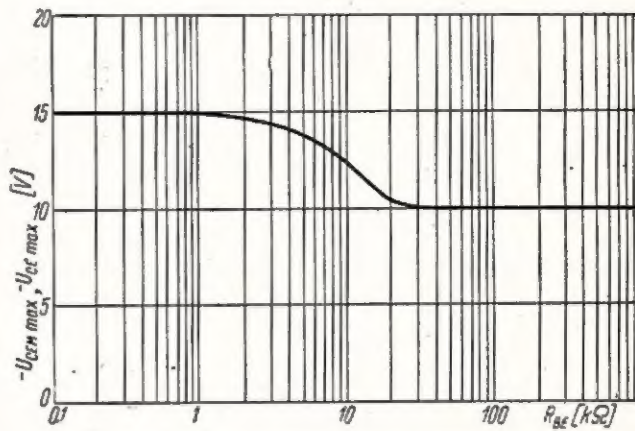
Rys. 16. Zależność parametrów h_n od prądu kolektora

Parametr	Jedn.	Wartość	Warunki pomiaru
$-U_{CEmax}$	V	patrz wykresy na rys. 51 i 52	
$-U_{CEmax}$	V		
$-U_{EBmax}$	V		
$-I_{CMmax}$	A		
$-I_{Cmax}$	A		
I_{EMmax}	A	3,3	patrz wykresy na rys. 52 i 53
I_{Emax}	A	1,6	
$-I_{BMmax}$	A	0,5	
P_{max}	W		
t_{jmax}	°C	75	
$-I_{CBO}$	µA	≤ 100	$-U_{CB} = 14 V$
$-I_{CEO}$	mA	≤ 2,5	$-U_{CE} = 14 V$
$-I_{EBO}$	µA	≤ 50	$-U_{EB} = 7 V$
$-U_{CEO}$	V	≤ 0,8	$-I_C = 3 A$
\bar{P}_1	—	16—90	$-U_{CE} = 7 V, -I_C = 0,3 A$
\bar{P}_2	—	≥ 6,5	$-U_{CE} = 1 V, -I_C = 3 A$
f_α	kHz	100	$-U_{CB} = 7 V, -I_C = 0,3 A$

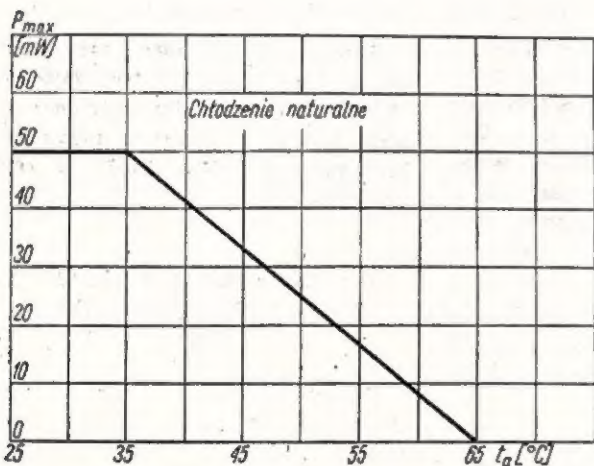
$t_a = -40^\circ C \div +75^\circ C$



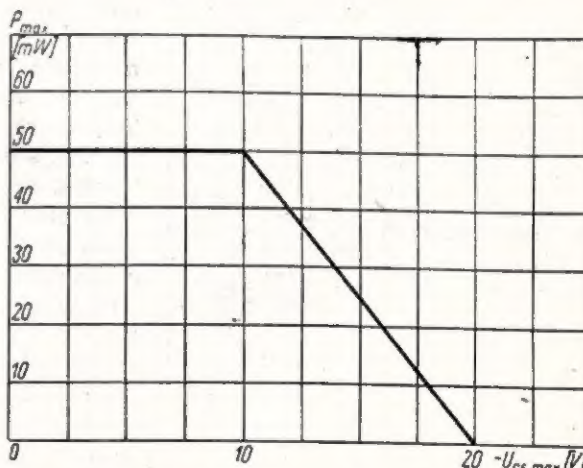
Rys. 17. Charakterystyka diody emiterowej



Rys. 18. Zależność maksymalnych napięć kolektora od oporności zewnętrznej między emiterem a bazą



Rys. 19. Zależność maksymalnej mocy strat od temperatury otoczenia



Rys. 20. Zależność maksymalnej mocy strat od maksymalnego napięcia kolektora

cach. Są one dobierane parami do układów przeciwobnych. Ciężar tych tranzystorów wynosi max 20 g. Kolektor tranzystorów TG70 jest połączony z obudową. Główne wymiary są podane na rys. 48.

Dane typowe tych tranzystorów zestawiono w tabelicy 3, a przeciętne charakterystyki przedstawiono na rys. 49 ÷ 53.

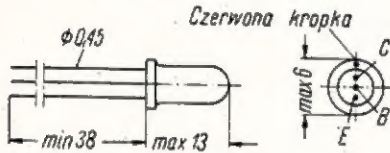
NAJBARDZIEJ ZBLIŻONE ODPOWIEDNIKI TRANZYSTORÓW FIRM ZAGRANICZNYCH

Są one zestawione w tabelicy 4.

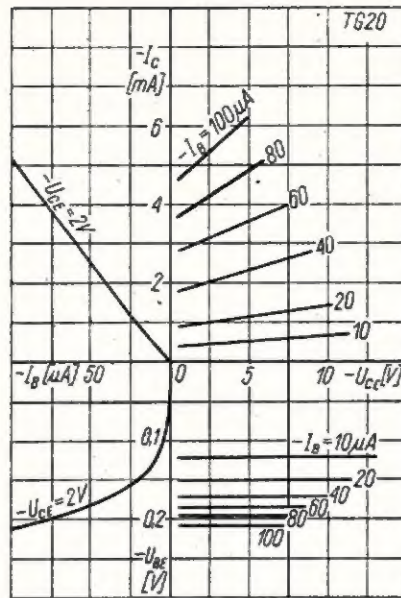
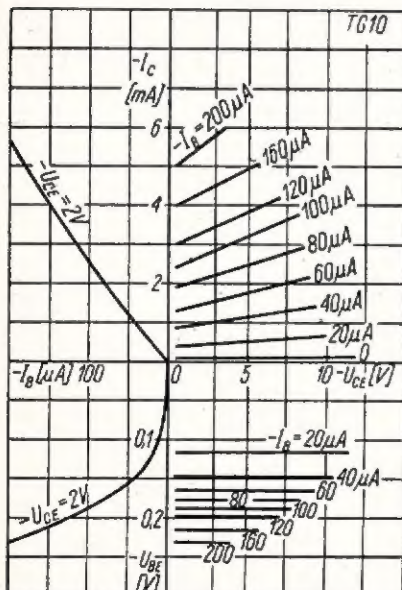
TABLICA 4

Typ tranzystora f-my „Tewa”	Najbliższy odpowiednik zagraniczny	
	f-my Philips	f-my Telefunken
TG 2, TG 4	OC 70	OC 602
TG 5, TG 6	OC 71	OC 603
TG 10	OC 45	OC 612
TG 20	OC 44	OC 613
TG 50	OC 72	—
TG 52	OC 76	—
TG 53	—	—
TG 55 *)	OC 74	OD 602 spec.
TG 60 *)	OC 30	—
TG 70	OC 16	OD 603

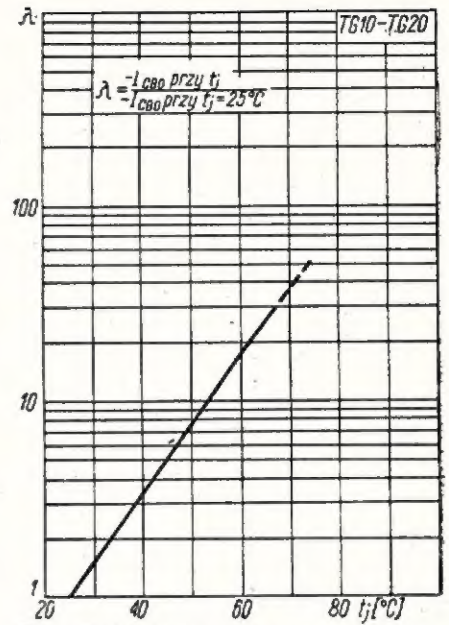
*) Tranzystory w opracowaniu. W opracowaniu znajduje się fotodioda FG2, której najbliższym odpowiednikiem zagranicznym jest fotodioda OAP12 firmy Philips.



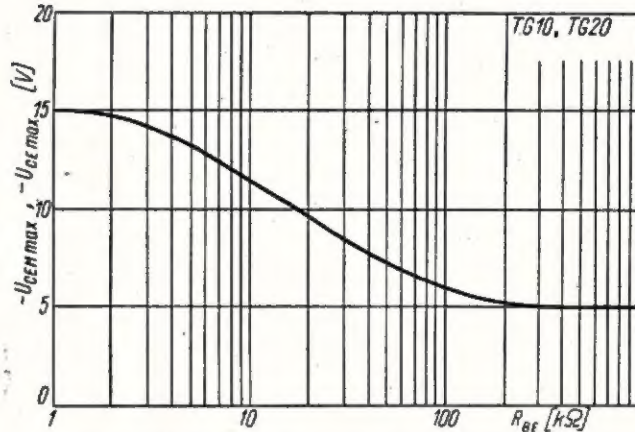
Rys. 21. Główne wymiary tranzystorów TG10 i TG20



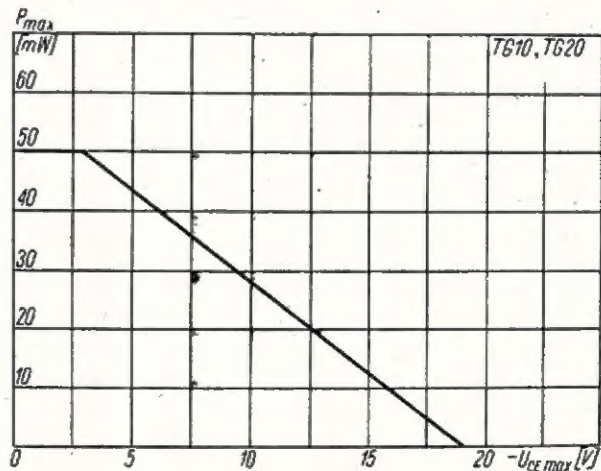
Rys. 23. Charakterystyki statyczne tranzystora TG20



Rys. 24. Zależność prądu zerowego kolektora tranzystorów TG10 i TG20 od temperatury złącza

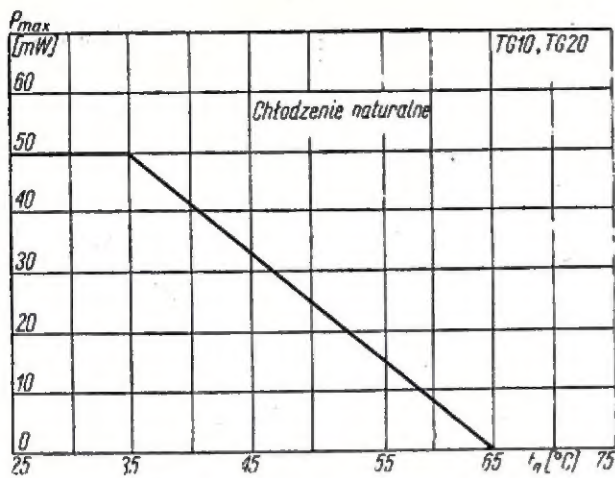


Rys. 25. Zależność maksymalnego napięcia kolektora tranzystorów TG10 i TG20 od oporności między bazą a emiterem

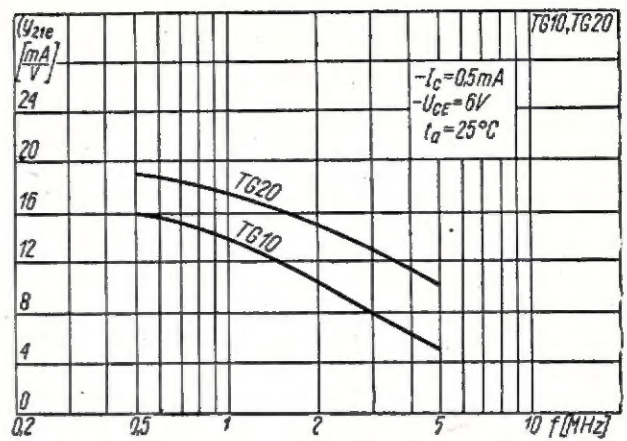


Rys. 26. Zależność maksymalnego napięcia kolektora tranzystorów TG10 i TG20 od mocy strat

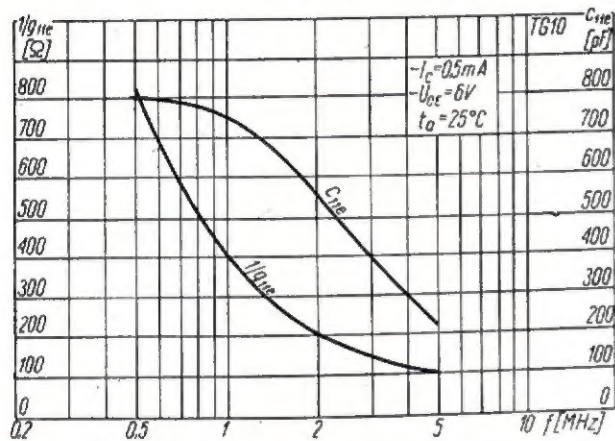
Rys. 22. Charakterystyki statyczne tranzystora TG10



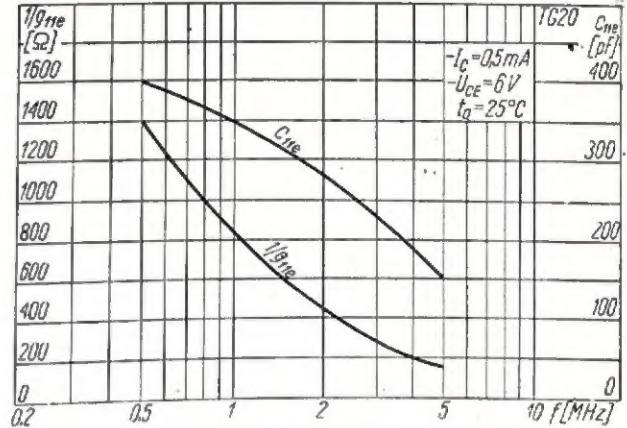
Rys. 27. Zależność maksymalnej mocy strat tranzystorów TG10 i TG20 od temperatury otoczenia



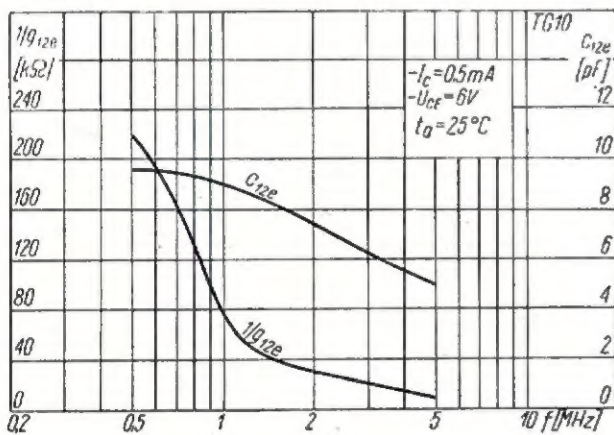
Rys. 28. Zależność parametru Y_{21e} tranzystorów TG10 i TG20 od częstotliwości



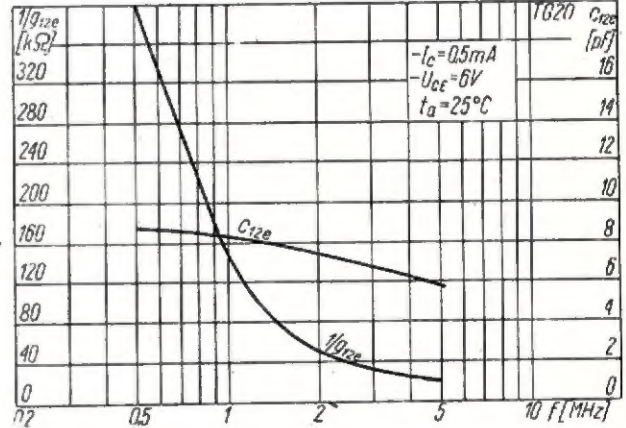
Rys. 29. Zależność parametru $1/g_{11e}$ tranzystora TG10 o-1 częstotliwości



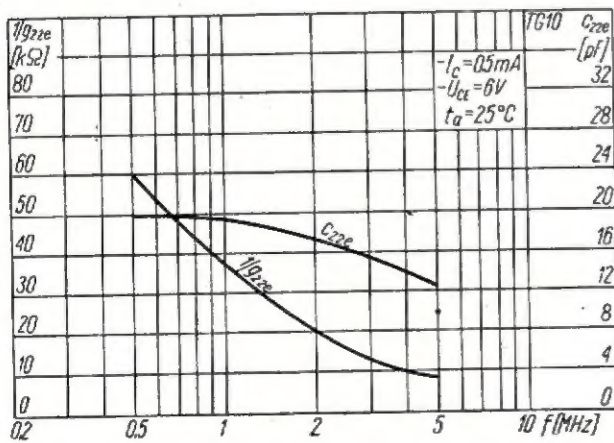
Rys. 30. Zależność parametru $1/g_{11e}$ tranzystora TG20 od częstotliwości



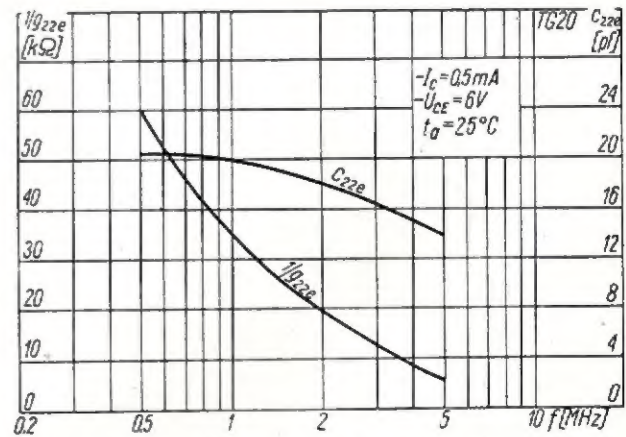
Rys. 31. Zależność parametru $1/g_{12e}$ tranzystora TG10 od częstotliwości



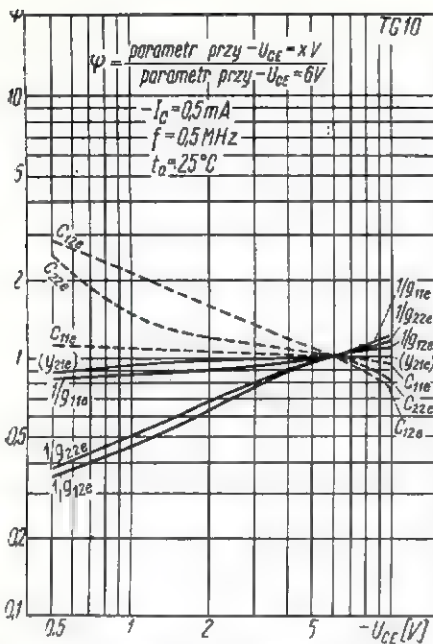
Rys. 32. Zależność parametru $1/g_{12e}$ tranzystora TG20 od częstotliwości



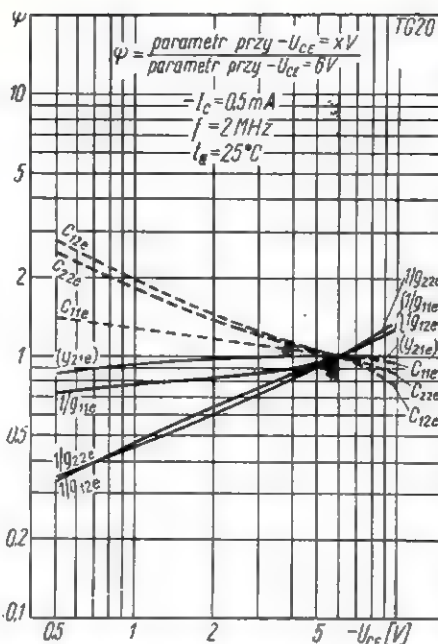
Rys. 33. Zależność parametru $1/g_{22e}$ tranzystora TG10 od częstotliwości



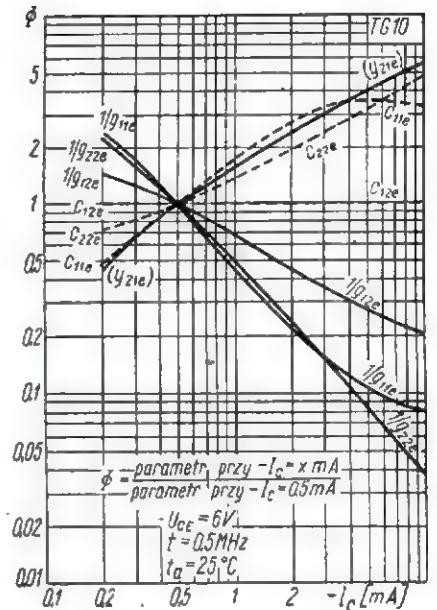
Rys. 34. Zależność parametru $1/g_{22e}$ tranzystora TG20 od częstotliwości



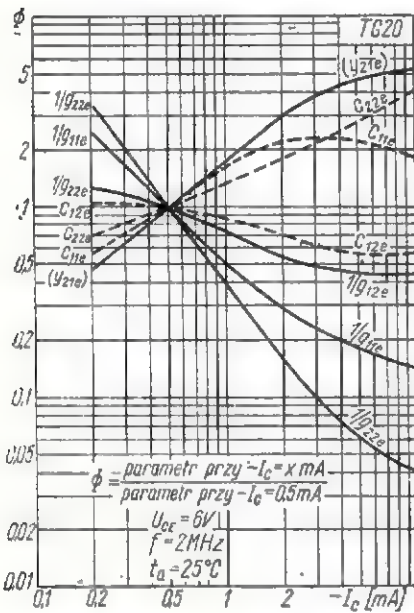
Rys. 35. Zależność parametrów charakterystycznych tranzystora TG10 od napięcia kolektora



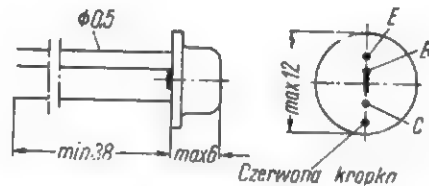
Rys. 36. Zależność parametrów charakterystycznych tranzystora TG20 od napięcia kolektora



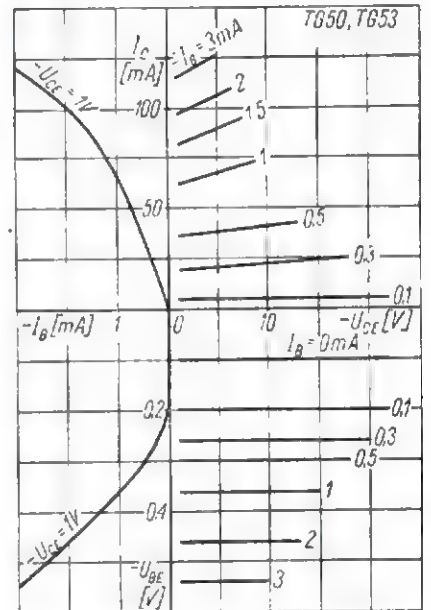
Rys. 37. Zależność parametrów charakterystycznych tranzystora TG10 od prądu kolektora



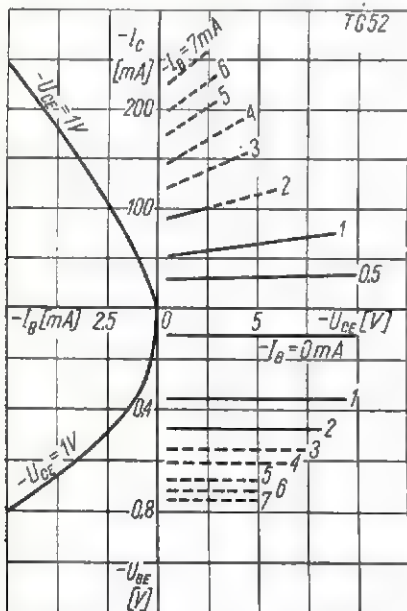
Rys. 38. Zależność parametrów charakterystycznych tranzystora TG20 od prądu kolektora



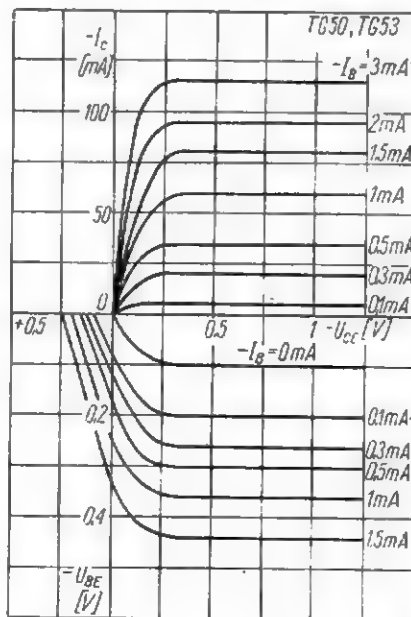
Rys. 39. Główne wymiary tranzystorów TG50-TG53



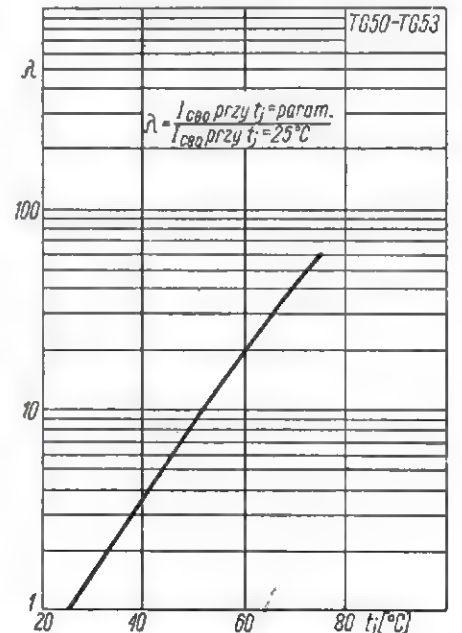
Rys. 40. Charakterystyki statyczne tranzystorów TG50, TG53



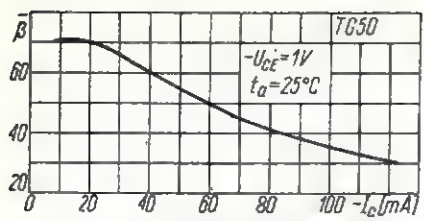
Rys. 41. Charakterystyki statyczne tranzystora TG52



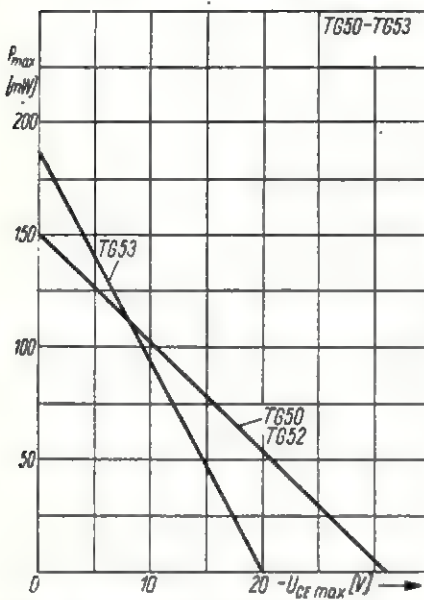
Rys. 42. Charakterystyki statyczne tranzystorów TG50, TG53 dla małych napięć kolektora



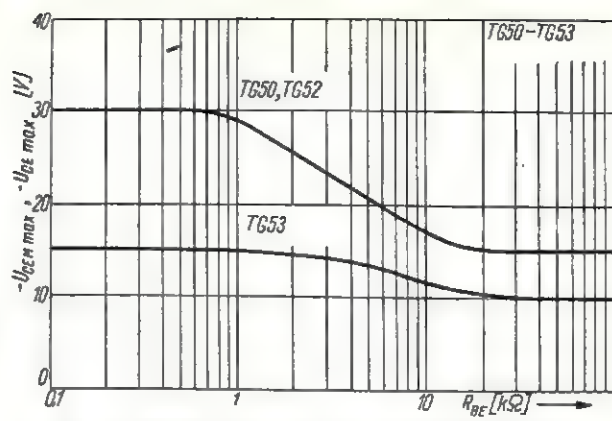
Rys. 43. Zależność prądu zerowego kolektora tranzystorów TG50-TG53 od temperatury złącza



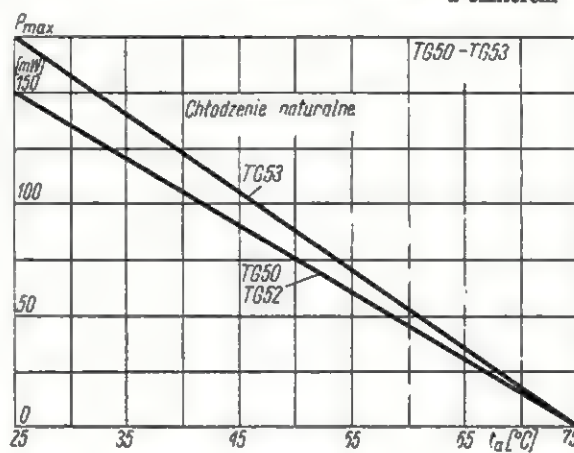
Rys. 44. Zależność współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora TG50 od prądu kolektora



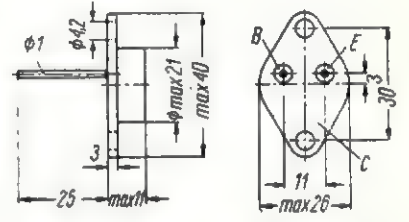
Rys. 46. Zależność maksymalnego napięcia kolektora tranzystorów TG50-TG53 od mocy strat



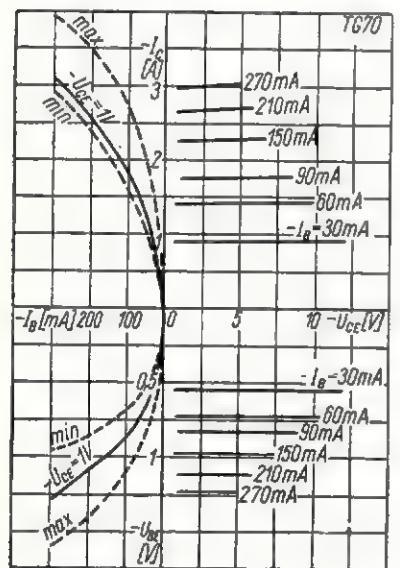
Rys. 45. Zależność maksymalnego napięcia kolektora tranzystorów TG50-TG53 od oporności między bazą a emiterem



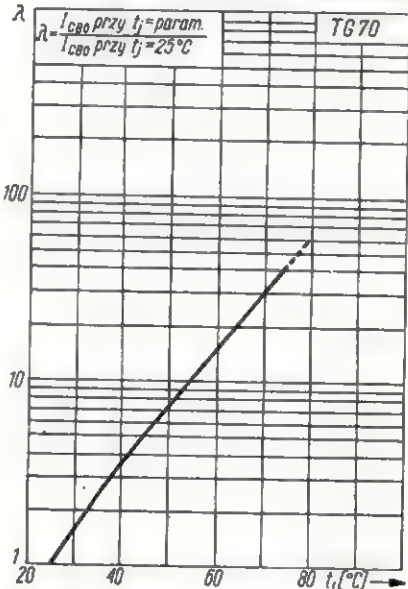
Rys. 47. Zależność maksymalnej mocy strat tranzystorów TG50-TG53 od temperatury otoczenia



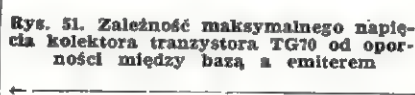
Rys. 48. Główne wymiary tranzystora TG70



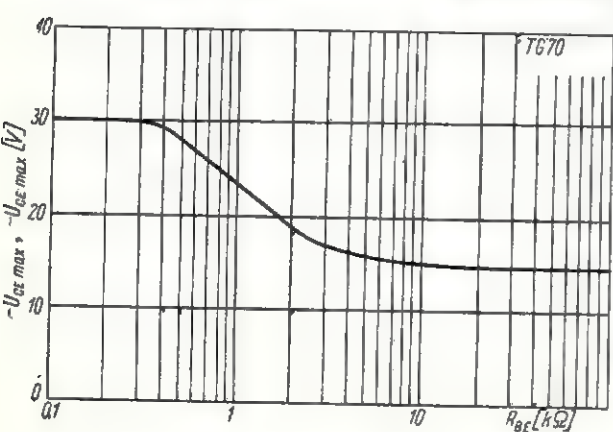
Rys. 49. Charakterystyki statyczne tranzystora TG70



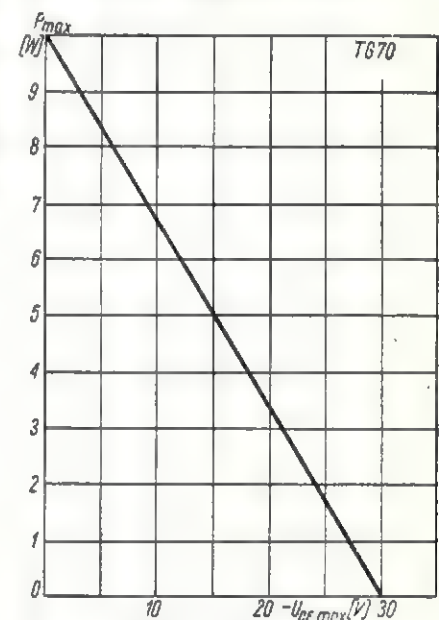
Rys. 50. Zależność prądu zerowego kolektora tranzystora TG70 od temperatury złącza



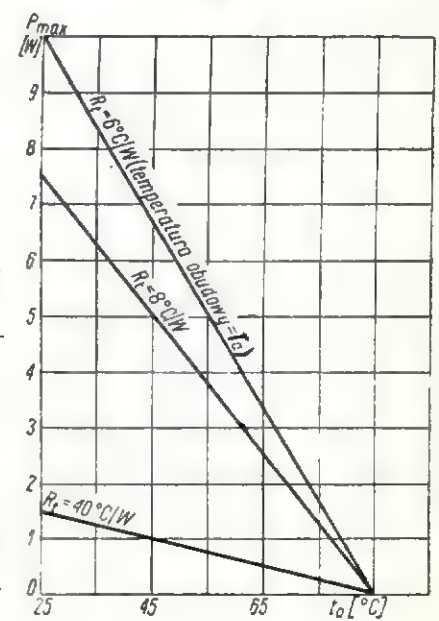
Rys. 51. Zależność maksymalnego napięcia kolektora tranzystora TG70 od oporności między bazą a emiterem



Rys. 52. Zależność maksymalnej mocy strat tranzystora TG70 od temperatury otoczenia



Rys. 53. Zależność maksymalnego napięcia kolektora tranzystora TG70 od mocy strat

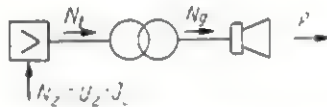


OBLICZANIE UZWOJEŃ

transformatorów akustycznych

Obliczanie transformatorów może być dokonane przy różnych założeniach, np. uzyskanie najmniejszego ciężaru, najniższych kosztów itd. Opisany poniżej sposób obliczania dotyczy uzyskania największej sprawności układu (rys. 1) zawierającego wzmacniacz, transformator i głośnik.

Dla wytworzenia niezbędnego ciśnienia dźwięku p konieczne jest doprowadzenie określonej mocy N_g do głośnika. Ze względu na straty w transformatorze, wzmacniacz powinien dostarczać do transformatora moc $N_t > N_g$. Dla oddawania mocy N_t musi on być zasilany mocą $N_z > N_t$, przy czym $N_z = U_z \cdot I_z$, gdzie U_z i I_z oznaczają odpowiednio napięcie i natężenie prądu zasilania wzmacniacza.



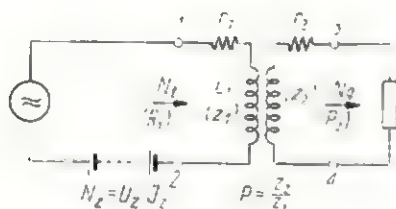
Rys. 1. Schemat blokowy układu wyjściowego

Poruszam tu zagadnienie takiego zaprojektowania transformatora, przy którym uzyska się największą sprawność energetyczną części elektrycznej układu, a więc — maksymalny stosunek $N_g : N_z$, a nie największą sprawność samego transformatora dla prądów zmiennych. Ma to duże znaczenie szczególnie w układach tranzystorowych małej mocy, zasilanych z baterii o małej pojemności.

Niniejszy artykuł dotyczy transformatorów dwuuzwojeniowych, współpracujących ze wzmacniaczami klasy A. Ponieważ w akustycznych transformatorach małej mocy straty w rdzeniu są nieznaczące w stosunku do strat w uzwojeniach, dlatego też pominięto obliczanie rdzenia, które zainteresowani mogą znaleźć w ogólnie dostępnej literaturze. Innymi słowy, podana niżej metoda wyjaśnia, jak należy zaprojektować uzwojenia transformatora, gdy mamy już wybrany określony rdzeń.

PODSTAWY OGÓLNE

Rysunek 2 przedstawia uproszczony schemat elektryczny rozważanego układu dla średniego zakresu częstotliwości akustycznych. Uzwojenie pierwotne trans-



Rys. 2. Uproszczony schemat elektryczny stopnia wyjściowego i transformatora

formatora z_1 ma indukcyjność L_1 i oporność rzeczywistą r_1 zaś uzwojenie wtórne z_2 — oporność rzeczywistą r_2 . Przekładnia zwojowa transformatora $p_z = z_2 : z_1$. Przy należytych nawinięciu uzwojeń ich indukcyjności rozproszenia można pominąć i przekładnia elektryczna p transformatora (decydująca o współczynniku przenoszenia oporności z wtórnej na pierwotną stronę transformatora) jest z dostateczną dokładnością równa przekładni zwojowej p_z . Do uzwojenia wtórnego jest włączona oporność obciążenia R_2 ; wówczas oporność „widziana przez źródło prądu” od zacisków 1—2 uzwojenia pierwotnego wynosi:

$$R_1 = r_1 + \frac{R_2 + r_2}{p^2} \quad (1)$$

Dla doprowadzenia maksymalnej mocy do obciążenia — oporność R_1 powinna być równa optymalnej, wybranej oporności pracy wzmacniacza, która w warunkach pełnego wystereowania wynosi $R_{1 \text{ opt}}$. Jednak nawet w przypadku dopasowania, tj. gdy:

$$r_1 + \frac{R_2 + r_2}{p^2} = R_{1 \text{ opt}} \quad (2)$$

moc N_g dostarczana do głośnika przy niezmiennym napięciu zasilania N_z i przy niezmiennym wystereowaniu zależy od wykonania uzwojeń transformatora. Jak wynika ze szczegółowych rozważań, maksimum tej mocy otrzymamy wówczas, gdy:

1 Okno uzwojeniowe transformatora zostanie maksymalnie wykorzystane. Wynika stąd konieczność stosowania korpusu o możliwie cienkich ściankach, którego zewnętrzne brzożki będą jak najlepiej pasowały do okna wykroju blachy transformatorowej. Korpus ten powinien być całkowicie wypełniony drutem w cienkiej izolacji (emalii). Oczywiście, dla uzyskania możliwie dużego współczynnika wypełnienia miedzią, należy korpus uważać starannie, zwój przy zwoju, równymi warstwami.

2 Okno uzwojeniowe transformatora zostanie optymalnie rozdzielone między uzwojenie pierwotne i wtórne.

Przy podanych wyżej warunkach optymalny rozdział przestrzeni uzwojeniowej wyraża się zależnością:

$$\text{opt } \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{k - \sqrt{k}}{\sqrt{k} - 1} \quad (3)$$

gdzie Q oznacza pole przekroju okna uzwojeniowego zajmowane przez odpowiednie uzwojenia, zaś k — współczynnik określony zależnością:

$$k = 2 \frac{L_1 \cdot w_2}{L_2 \cdot w_1} \quad (4)$$

Dane obliczeniowe dla miedzianych drutów nawojowych

d [mm]	r ₀ [Ω/m]	w _{max} [%]	d [mm]	r ₀ [Ω/m]	w _{max} [%]
0,08	3,445	55,4	0,26	0,325	67,8
0,09	2,691	57,2	0,27	0,301	68,1
0,10	2,196	59,1	0,28	0,280	64,0
0,11	1,815	56,2	0,29	0,261	64,3
0,12	1,524	57,3	0,30	0,244	64,8
0,13	1,299	59,1	0,35	0,179	63,1
0,14	1,120	60,2	0,40	0,127	64,8
0,15	0,976	61,3	0,45	0,108	63,6
0,16	0,857	61,9	0,50	0,0878	64,8
0,17	0,760	62,5	0,55	0,0726	66,0
0,18	0,677	63,6	0,60	0,0610	64,8
0,19	0,608	64,2	0,65	0,0520	64,0
0,20	0,549	64,8	0,70	0,0448	64,8
0,21	0,498	65,5	0,75	0,0390	64,1
0,22	0,454	66,0	0,80	0,0343	66,2
0,23	0,415	66,7	0,85	0,0304	67,0
0,24	0,381	67,0	0,90	0,0271	67,6
0,25	0,351	67,2	0,95	0,0243	68,0

Oznaczenia: d — średnica drutu gołego; r₀ — oporność rzeczywista 1 m drutu w temp. 20°C; w_{max} — maksymalny współczynnik wypełnienia rzeczywistej przestrzeni uzwojeniowej drutem w emalii

w której l oznacza średnią długość zwoju odpowiedniego uzwojenia, zaś w — współczynnik wypełnienia miedzią przestrzeni uzwojeniowej.

Jak to później wykaże, optymalny rozdział przestrzeni uzwojeniowej może dość znacznie odbiegać od ogólnie przyjętej zasady: po połowie pozostającego do dyspozycji miejsca na każde z uzwojeń.

Uzwojenia oblicza się metodą kolejnych przybliżeń. Gdy po raz pierwszy projektuje się transformator danego rzędu wielkości, to zazwyczaj konieczne jest obliczanie dwukrotne, a niekiedy nawet trzykrotne.

OBLICZANIE W PIERWSZYM PRZYBLIŻENIU

Niezbędnymi danymi wyjściowymi są tu następujące parametry:

- optymalna oporność pracy wzmacniacza R_{1 opt} [Ω]
- znamionowa oporność obciążenia R₂ [Ω]
- dolna częstotliwość f_d [Hz] pasma użytecznie przenieszonego przez transformator
- przekrój okna uzwojeniowego Q [mm²]
- średnia długość zwoju l [m]
- wskaźnik indukcyjności rdzenia wyrażony wzorem:

$$t = \frac{z}{\sqrt{L}} \left[\frac{zw}{\sqrt{H}} \right] \tag{5}$$

(ustalony doświadczalnie dla danego typu rdzenia przez pomiar indukcyjności uzwojenia o określonej liczbie zwojów), lub odpowiadające parametry, jak: skuteczna przenikalność rdzenia μ, czynny przekrój rdzenia F [cm²] oraz średnia długość drogi magnetycznej m [cm]; wówczas:

$$t = \sqrt{\frac{m}{0,4 \pi \cdot 10^{-8} \mu F}} \left[\frac{zw}{H} \right] \tag{6}$$

Dla stalowo-krzemowych blach transformatorowych μ ≈ 350 i wówczas dla rdzenia bez szczeliny mamy:

$$t \approx 476 \sqrt{\frac{m}{F}} \left[\frac{zw}{\sqrt{H}} \right] \tag{7}$$

Przebieg obliczeń jest następujący:

1. Określamy wymaganą indukcyjność uzwojenia pierwotnego

$$L_1 = \frac{R_{1opt}}{2 \pi f_d} \text{ [H]} \tag{8}$$

2. Określamy wymaganą liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego

$$z_1 = t \sqrt{L_1} \text{ [zw]} \tag{9}$$

3. Przyjmując w pierwszym przybliżeniu dla obu uzwojeń równe współczynniki wypełnienia miedzią: w₁ = w₂ = w oraz równe średnie długości zwojów l₁ = l₂ = l, mamy z równania (4)

$$k = 2 \tag{10}$$

zaś z równania (3):

$$\text{opt} \frac{Q_1}{Q_2} \approx \frac{0,59 Q}{0,41 Q} \tag{11}$$

4. Przyjmując w pierwszym przybliżeniu wartość wyrażonego w procentach współczynnika wypełnienia miedzią w (dla dobrze nawiniętych uzwojeń bez przekładania warstw papierem, w odniesieniu do całego okna uzwojeniowego wartość ta dla małych transformatorów wynosi 30 ÷ 40%), obliczamy optymalną średnicę drutu uzwojenia pierwotnego:

$$d_{1opt} \approx 0,2 \sqrt{\frac{0,59 w Q}{\pi z_1}} \text{ [mm]} \tag{12}$$

5. Z tablicy 1 wyznaczamy najbardziej zbliżoną średnicę drutu:

$$d_1 \leq d_{1opt} \text{ [mm]} \tag{13}$$

oraz odpowiadającą mu jednostkową oporność r₁₀ [Ω/m], a następnie obliczamy oporność uzwojenia pierwotnego:

$$r_1 = z_1 \cdot l_1 \cdot r_{10} \text{ [Ω]} \tag{14}$$

6. Obliczamy przekładnię projektowanego transformatora z zależności:

$$p = \sqrt{\frac{R_2}{R_{1opt} - 2,44 \cdot r_1}} \tag{15}$$

oraz liczbę zwojów uzwojenia wtórnego:

$$z_2 = p \cdot z_1 \text{ [zw]} \tag{16}$$

7. Obliczamy optymalną średnicę drutu uzwojenia wtórnego:

$$d_{2opt} = 0,2 \sqrt{\frac{0,41 w Q}{\pi z_2}} \text{ [mm]} \tag{17}$$

8. Z tablicy 1 wyznaczamy najbardziej zbliżoną średnicę drutu:

$$d_2 \leq d_{2opt} \text{ [mm]} \tag{18}$$

Przyjmując niezbyt duży współczynnik w można już zaprojektowane uzwojenia nawinać; trzeba się jednak liczyć z tym, że przestrzeń uzwojeniowa w wykonanym transformatorze będzie nie całkiem wykorzystana, jak również z tym, że przy zbyt dużym w uzwojenia mogą się nie zmieścić. Dlatego też celowe będzie przeprowadzenie obliczeń w drugim przybliżeniu.

OBLICZANIE W DRUGIM PRZYBLIŻENIU

Podana tu metoda oparta jest na odniesieniu współczynnika wypełnienia miedzią do rzeczywistego przekroju Q' uzwojenia. Konieczne jest zatem dokładne określenie wartości Q' (np. przez pomiar wewnętrznych wymiarów kanału uzwojeniowego korpusu $a \times b$ [mm²] a następnie odjęcie powierzchni przekroju dodatkowej izolacji zewnętrznej i ewentualnie międzyuzwojeniowej.

Mając dane średnice drutu uzwojeń, orientacyjnie obliczone z równań (13) i (18), można wyznaczyć z tablicy 1 maksymalne współczynniki wypełnienia miedzią w' rzeczywistej przestrzeni uzwojeniowej Q' .

Obliczenia w drugim przybliżeniu wymagają również określenia średnich długości zwojów l_1 i l_2 .

Przebieg obliczeń jest następujący:

1. Mając dane l_1 i l_2 oraz w'_1 i w'_2 obliczamy:

$$k = 2 \frac{l_1}{l_2} \cdot \frac{w'_2}{w'_1} \quad (4')$$

2. Obliczamy optymalny przekrój uzwojenia pierwotnego:

$$Q_{1 \text{ opt}} = \frac{k - \sqrt{k}}{k - 1} Q' \quad (19)$$

3. Mając dane z_1 z wzoru (9), obliczamy optymalną średnicę drutu uzwojenia pierwotnego:

$$d_{1 \text{ opt}} = 0,2 \sqrt{\frac{w'_1 \cdot Q_{1 \text{ opt}}}{\pi z_1}} \quad (20)$$

4. Z tablicy 1 wyznaczamy najbardziej zbliżoną średnicę drutu, spełniającą nierówność (13) oraz odpowiadającą mu jednostkową oporność r_{10} , a następnie obliczamy oporność uzwojenia pierwotnego z równania (14).

5. Po wyznaczeniu z równania (3) optymalnego rozdziału przestrzeni uzwojeniowej, obliczamy sprowadzoną (do pierwotnego) oporność uzwojenia wtórnego z zależności:

$$r'_2 = \frac{l_2}{l_1} \cdot \frac{w'_1}{w'_2} \cdot \text{opt} \frac{Q_2}{Q_1} r_2 \quad (21)$$

6. Obliczamy przekładnię projektowanego transformatora

$$p = \sqrt{\frac{R_2}{R_{1 \text{ opt}} - (r_1 + r'_2)}} \quad (22)$$

a następnie liczbę zwojów uzwojenia wtórnego z równania (16).

7. Obliczamy optymalny przekrój uzwojenia wtórnego:

$$Q_{2 \text{ opt}} = \frac{\sqrt{k} - 1}{k - 1} Q' \quad (23)$$

8. Obliczamy optymalną średnicę drutu uzwojenia wtórnego:

$$d_{2 \text{ opt}} = 0,2 \sqrt{\frac{w'_2 \cdot Q_{2 \text{ opt}}}{\pi z_2}} \quad (24)$$

9. Z tablicy 1 wyznaczamy najbardziej zbliżoną średnicę drutu spełniającą nierówność (18) oraz odpowiadającą mu jednostkową oporność r_{20} , a następnie obliczamy oporność uzwojenia wtórnego:

$$r_2 = z_2 \cdot l_2 \cdot r_{20} \quad (25)$$

Przy obliczeniach w trzecim przybliżeniu sprawdzamy przekładnię transformatora ze wzoru:

$$p = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{1 \text{ opt}} - r_1}} \quad (26)$$

Jeżeli otrzymana wartość jest identyczna z wartością obliczoną wg równania (22), to wynik uznajemy za ostateczny. W przeciwnym razie powtarzamy obliczenia wg wytycznych podanych dla obliczeń w drugim przybliżeniu. Zazwyczaj ponowne przeliczanie uzwojeń okazuje się zbędne.

PRZYKŁADY OBLICZEŃ

Zadanie: zaprojektować transformator głośnikowy dopasowujący obwód wyjściowy tranzystora OC72 pracującego w klasie A do głośnika typu GD26-18/3. Napięcie baterii zasilającej $U_z = 12$ V; natężenie składowej stałej prądu kolektora $I_z = 4$ mA. Oporność pracy głośnika $R_2 = 21 \Omega$. Dolna częstotliwość przenoszona $f_d = 300$ Hz. Transformator ma być wykonany na rdzeniu M42, którego wskaźnik indukcyjności $t = 1300$.

Obliczenie w pierwszym przybliżeniu:

$$R_{1 \text{ opt}} \approx \frac{12 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega$$

z równania (8):

$$L_1 = \frac{3000}{2 \pi \cdot 300} = 1,59 \text{ H}$$

z równania (9):

$$z_1 = 1300 \sqrt{1,59} = 1640 \text{ zw.}$$

Okno uzwojeniowe rdzenia M42 ma wymiary $Q = 9 \times 30 = 270 \text{ mm}^2$; średnia długość zwoju transformatora $l = 0,08 \text{ m}$. Zakładamy, że współczynnik wypełnienia $w = 35\%$. Wówczas:

z równania (12):

$$d_{1 \text{ opt}} = 0,2 \sqrt{\frac{0,59 \cdot 35 \cdot 270}{3,14 \cdot 1640}} = 0,208 \text{ mm}$$

(Dokończenie na str. 333)

Kieszonkowy odbiornik tranzystorowy

„M a m b o”

Niniejszy opis dotyczy modelu wyróżnionego III nagrodą w Ogólnopolskim Konkursie Twórczości Radioamatorskiej.

Kieszonkowy odbiornik tranzystorowy MAMBO przeznaczony jest do odbioru na głośnik jednej lub dwu stacji lokalnych. Dzięki małym wymiarom i ciężarowi (lżejszy niż odbiornik ELTRA) nadaje się do łatwego przenoszenia nawet w kieszeni. Nadaje się do użytku podczas podmiejskich wycieczek, spacerów lub jako pomocniczy odbiornik domowy, który można postawić w każdym niemal miejscu.

Biorąc pod uwagę zastosowanie odbiornika, przyjęto następujące założenia konstrukcyjne:

— odbiornik powinien być wykonany z materiałów dostępnych na rynku krajowym;

— układ elektryczny i konstrukcja powinny być możliwie nieskomplikowane tak, aby można go było zbudować najprostszymi przyrządami i narzędziami;

— należy zastosować najmniejszy dostępny głośnik i tak rozmieścić elementy, aby zachować małe wymiary obudowy;

— siła głosu powinna być możliwie duża, ponieważ odbiornik będzie używany także na otwartej przestrzeni;

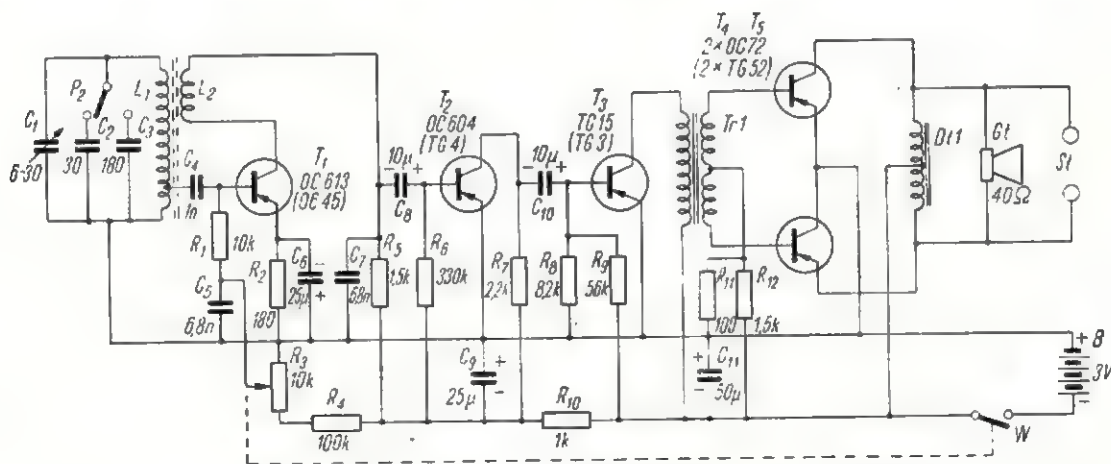
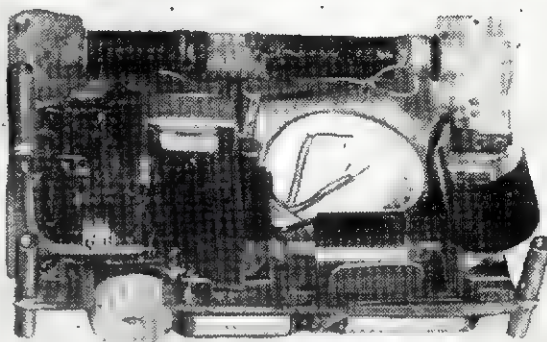
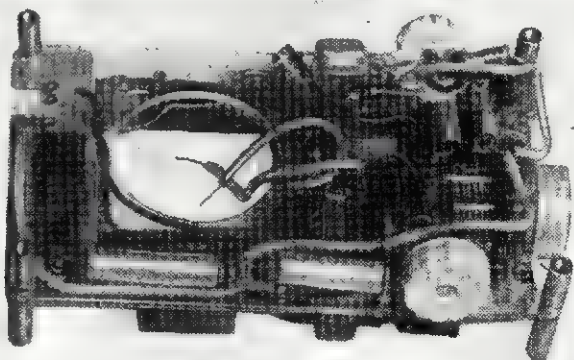
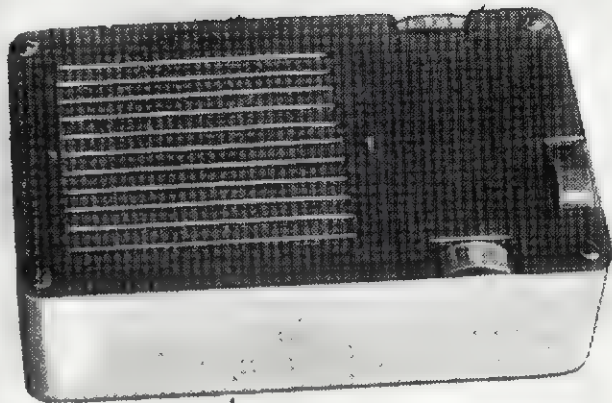
— koszt wykonania odbiornika oraz koszt jego eksploatacji powinny być jak najmniejsze;

— należy stosować tanie i łatwo dostępne baterie.

Dla zrealizowania przyjętych założeń przyjęto układ odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu z reakcją (łatwe wykonanie, niska cena tranzystorów m.cz.).

Jako źródło zasilania zastosowano jedną baterię okrągłą 3 V.

Odpowiednią siłę głosu przy małym napięciu zasilającym i dużej sprawności energetycznej zapewnia stopień mocy w układzie przeciwsobnym klasy B.



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika MAMBO

W odbiorniku przewidziano możliwość włączenia słuchawki od aparatu słuchowego dla umożliwienia odbioru w trudnych warunkach (tramwaj, hałaśliwa ulica).

Aby uniknąć kłopotów związanych z instalacją anteny zewnętrznej, zastosowano wbudowaną antenę ferrytową.

Opis działania

MAMBO wyposażony jest w 5 tranzystorów i ma 4 stopnie wzmocnienia (rys. 1). Cewka obwodu wejściowego L_1 nawinięta jest na rdzeniu anteny ferrytowej. Kondensator C_1 służy do precyzyjnego dostrojenia odbieranej stacji, natomiast kondensatory C_2 i C_3 włączane przełącznikiem P_1 , dostrajają wstępnie odbiornik do odbieranej stacji.

MAMBO posiada kondensatory dobrane dla rozgłośni w Łodzi i w Warszawie. Oczywiście można je dobrać dla dowolnej stacji średnio- lub długofalowej. Na cewce L_1 znajduje się odczep dopasowujący oporność obwodu rezonansowego do oporności wejściowej tranzystora.

Tranzystor T_1 spełnia 3 funkcje: wzmacniacza w.cz., detektora oraz wzmacniacza m.cz. W obwodzie kolektora znajduje się cewka reakcyjna L_2 nawinięta na antenie ferrytowej w pobliżu cewki L_1 . Kondensator C_7 zwiera prądy w.cz. nie dopuszczając ich do stopni wzmacniających m.cz. Punkt pracy tranzystora T_1 , a tym samym i wzmocnienie odbiornika, reguluje się potencjometrem R_3 . Ujemne przedpięcie dla bazy doprowadzone jest poprzez układ odsprzęgający R_1 C_5 . W obwodzie emitera T_1 znajduje się opornik R_2 zablokowany kondensatorem C_6 . Opornik R_2 poprawia jakość reakcji, sprawia że przebiega ona miękko i bez przeciągania drgań, zaś R_5 jest opornikiem pracy dla prądów m.cz.

Sygnały m.cz. poprzez kondensator C_8 przedostają się do bazy tranzystora T_2 . Tranzystory T_2 i T_3 sprzężone są pomiędzy sobą pojemnościowo kondensatorem C_{10} .

Stopień sterujący z tranzystorem T_3 sprzężony jest ze stopniem mocy transformatorowo. Transformator służy jednocześnie do odwracania fazy dla tranzystorów układu przeciwsobnego. Początkowy punkt pracy tranzystorów T_4 i T_5 ustala dzielnik oporowy R_{11} R_{12} . Głośnik włączony jest bez pośrednictwa transformatora, ponieważ posiada wystarczająco dużą oporność cewki. Dławik D_1 zapobiega zwieraniu (dla prądów zmiennych) tranzystorów wyjściowych, doprowadzając jednocześnie napięcie zasilające. Aby zapobiec wzbudzeniu się wzmacniacza wskutek sprzężeń przez źródło zasilające, równoległe do baterii B włączono kondensator elektrolityczny C_{11} . Dwa pierwsze stopnie wzmocnienia odsprzężono dodatkowo opornikiem R_{10} i kondensatorem C_9 .

Dane techniczne

Maksymalna moc wyjściowa przy współczynniku zawartości harmonicznych równych 10% — 100 mW, Zakresy częstotliwości — 1480 kHz (Łódź), 820 kHz (Warszawa),

Średni pobór prądu z baterii — 15 mA,

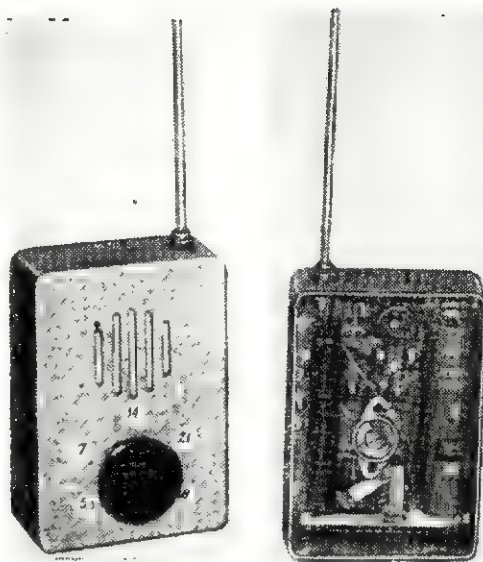
Zasilanie — bateria okrągła 3 V,

Przeciętna trwałość baterii — około 50 godzin pracy, Koszt eksploatacji w przeliczeniu na 1 godzinę — około 4 gr.,

Wymiary zewnętrzne — 80 × 120 × 40 mm,

Ciężar — 0,4 kg. inż. JANUSZ JUSTAT

MONITOR



do kontroli nadawania znaków MORSE' A

Niniejszy opis dotyczy modelu wyróżnionego IV nagrodą w Ogólnopolskim Konkursie Twórczości Radioamatorskiej.

Wykonany przeze mnie monitor służy do samokontroli nadawania znaków Morse'a na radiostacji amatorskiej.

Założenie. Urządzenie powinno być tranzystorowe (tylko jeden tranzystor produkcji krajowej). Manipulacja urządzeniem — jednogałkowa. Urządzenie powinno być zasilane łatwo dostępnymi bateriami o napięciu nie wyższym niż 3 V. Powinna istnieć możliwość kontroli na wszystkich pasmach amatorskich; przełączanie przełącznikiem, ewentualnie praca na harmonicznych. Konieczny jest głośnikowy odbiór kontrolny. Dopuszcza się jedynie indukcyjne sprzężenie urządzenia z nadajnikiem.

OPIS KONSTRUKCJI

Model urządzenia wykonano na amatorskim „drukowanym schemacie”. Jako przełącznik zakresów oraz włącznik zasilania wykorzystano przełącznik napięcia sieciowego transformatora od odbiornika MAZUR. Kołeczki kontaktowe przylutowano do schematu drukowanego. Włączenie zasilania następuje przez wciśnięcie gałki, po ustawieniu przełącznika na żądany zakres.

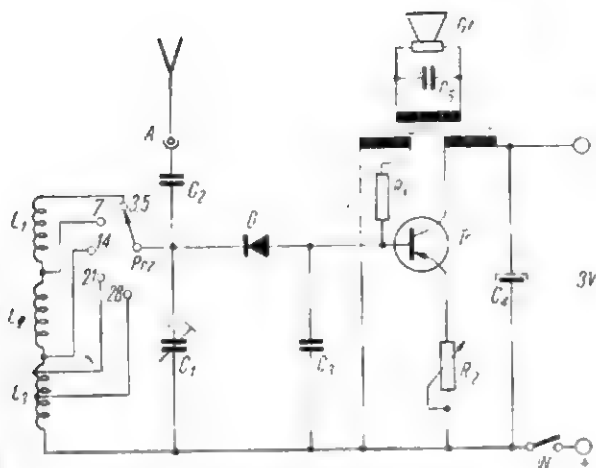
Jako głośnika użyto wkładki mikrofonowej piezoelektrycznej, typu EX1. Wymiana baterii następuje po zdjęciu ścianki tylnej oraz wysunięciu baterii z uchwyty.

W generatorze wykorzystano kubek ferroksydowy typu 1001, o wymiarach 14,5 × 8,5 mm. Antena teleskopowa z trzech elementów; przez jej zsuwanie można regulować siłę odbioru.

Całość zamknięta jest w obudowie z blachy aluminiowej, której boki pokryte są plastikiem.

DZIAŁANIE URZĄDZENIA

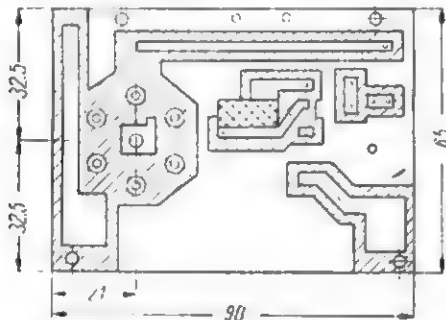
Przy naciśnięciu klucza radiostacji w antenie indukują się prądy zmienne o znanej częstotliwości, na któ-



Rys. 1. Schemat ideowy monitora

ra jest włączony monitor. Prądy te zostają wyprostowane diodą DOG 56 oraz doprowadzone do bazy tranzystora.

Generator pracuje w układzie ze sprzężeniem zwrotnym oraz ma osobne uzwojenie wyjściowe. W emiterze generatora jest włączony opornik zmienny 50 Ω , który należy tak ustawić, ażeby nie następowało samowzbudzenie się układu podczas jego pracy. Układ generatora jest (w razie braku sygnału) zatłumiony. Natomiast po pojawieniu się sygnału oraz wyprostowaniu przez diodę, następuje „odtękanie” bazy tranzystora i generator

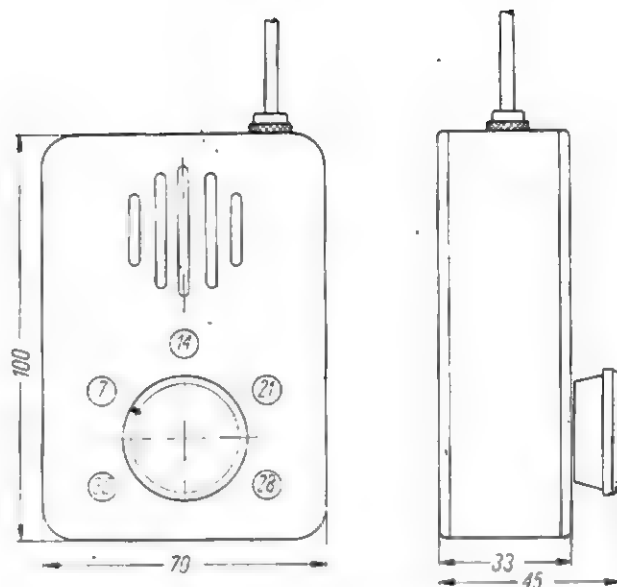


Rys. 2. Schemat „drukowany” monitora

wzbudza się. Siła sygnału zależy od napięcia wprowadzonego z obwodu LC na bazę.

Na wyjściu zastosowano wkładkę mikrofonową piezoelektryczną EX1 produkcji krajowej, co obniżyło znacznie wagę urządzenia. Częstotliwość tonu można zmieniać, włączając równoległe do głośniczka kondensator do 3 nF.

W monitorze można zastosować transformator z rdzeniem permalloyowym, produkowany przez Zakłady



Rys. 4. Obudowa monitora

„Omig” jako transformator wyjściowy do odbiorników. Jako głośnik można zastosować słuchawkę magnetyczną typową 2000 Ω , włączając ją jednak w szereg z odpowiednio dobranym kondensatorem o pojemności do 10 nF.

Pobór prądu w czasie spoczynku wynosi 5 μ A, a w czasie trwania sygnału — 20 mA.

Ciężar urządzenia razem z baterią wynosi 0,175 kg.

DANE TRANSFORMATORA

Ferroxyd 1001:

\varnothing 14,5 \times 8,5

25 zwojów \varnothing 0,1, Cu, em.

65 zwojów \varnothing 0,1 Cu, em.

1800 zwojów \varnothing 0,025, Cu, em.

Uzwojenie nawinięte na korpusie polistyrenowym; wszystkie końcówki wyprowadzone drutem \varnothing 0,1 w emalii.

Permalloy 40 mm²

25 zwojów \varnothing 0,1 Cu, em.

65 zwojów \varnothing 0,1 Cu, em.

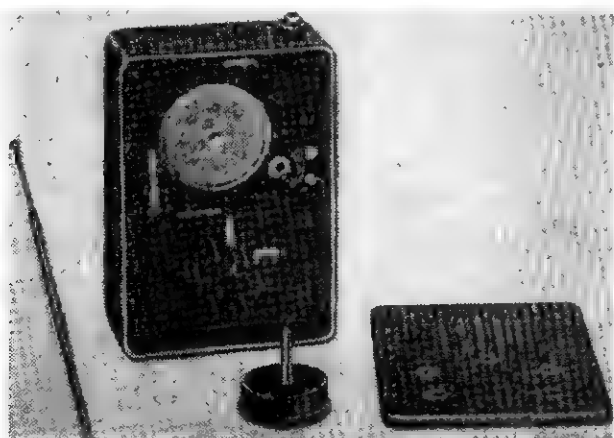
1500 zwojów \varnothing 0,08 Cu, em.

Końcówki uzwojeń wyprowadzone na odpowiednie końcówki kontaktowe korpusu.

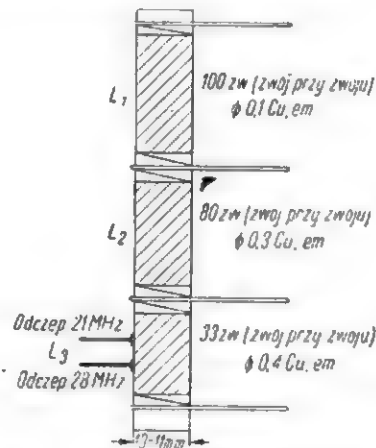
SPIS CZĘŚCI

C₁ — trymer

C₂ — 200 pF styrofleks lub ceramiczny



Rys. 3. Wnętrze monitora



Rys. 5. Cewka obwodu rezonansowego

(Dokończenie na str. 333)

Obliczanie uzwojeń transformatorów akustycznych

Przyjmując $d_1 = 0,2$, mamy z tablicy 1:

$$r_{10} = 0,549 \Omega/\text{m}$$

z równania (14):

$$r_1 = 1640 \cdot 0,08 \cdot 0,549 = 72 \Omega$$

z równania (15):

$$p = \sqrt{\frac{21}{3000 - 2,44 \cdot 72}} = 0,086$$

z równania (16):

$$z_2 = 0,086 \cdot 1.640 = 141 \text{ zw}$$

z równania (17):

$$d_{1 \text{ opt}} = 0,2 \sqrt{\frac{0,41 \cdot 35 \cdot 270}{3,14 \cdot 141}} = 0,59 \text{ mm}$$

przyjmujemy więc $d_2 = 0,55$ mm.

Nawinięte próbnie uzwojenia pozostawiły częściowo niewykorzystane miejsce na korpusie.

Obliczenie w drugim przybliżeniu:

Zakładając, że uzwojenie wtórne będzie nawinięte na spodzie, pierwotne zaś na wierzchu, mamy: $l_1 \approx 0,09$ m; $l_2 \approx 0,07$ m, a stąd:

$$\frac{l_1}{l_2} \approx 1,285$$

Z tablicy 1 mamy dla $d_1 = 0,2$; $w_1' = 64,8\%$, zaś dla $d_2 = 0,55$; $w_2' = 66\%$; wobec tego:

$$\frac{w_2'}{w_1'} \approx 1,018$$

z równania (4'): $k = 2 \cdot 1,285 \cdot 1,018 \approx 2,62$

Z dokładnych pomiarów przestrzeni uzwojeniowej wewnątrz typowego korpusu bakelitowego do rdzenia M42, po odliczeniu miejsca na izolację zewnętrzną uzwojeń oraz izolację międzyuzwojeniową, wynika wartość $Q' \approx 175 \text{ mm}^2$.

z równania (19):

$$Q_1 \text{ opt} = \frac{2,62 - \sqrt{2,62}}{2,62 - 1} \cdot 175 \approx 108 \text{ mm}^2$$

z równania (20):

$$d_{1 \text{ opt}} = 0,2 \sqrt{\frac{64,8 \cdot 108}{3,14 \cdot 1640}} \approx 0,233 \text{ mm}$$

Przyjmując z tabl. 1 $d_1 = 0,23$ mm, mamy $r_{10} = 0,415 \Omega/\text{m}$; wówczas:

z równania (14):

$$r_1 = 1640 \cdot 0,09 \cdot 0,415 \approx 61,2 \Omega$$

z równania (3):

$$\text{opt} \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{2,62 - \sqrt{2,62}}{\sqrt{2,62} - 1} = 1,614$$

z równania (21):

$$r_2' = \frac{1,614}{1,285 \cdot 1,018} \cdot 61,2 \approx 75,6 \Omega$$

z równania (22):

$$p = \sqrt{\frac{21}{3000 - (61,2 + 75,6)}} \approx 0,0856$$

z równania (16):

$$z_2 \approx 0,0856 \cdot 1640 \approx 140 \text{ zw}$$

z równania (23):

$$Q_2 \text{ opt} = \frac{\sqrt{2,62} - 1}{2,62 - 1} \cdot 175 \approx 67 \text{ mm}^2$$

z równania (24):

$$d_{2 \text{ opt}} = 0,2 \sqrt{\frac{66 \cdot 67}{3,14 \cdot 140}} = 0,634 \text{ mm}$$

Z tablicy 1 przyjmujemy $d_2 = 0,6$ mm, dla której $r_{20} = 0,061 \Omega/\text{m}$; wówczas;

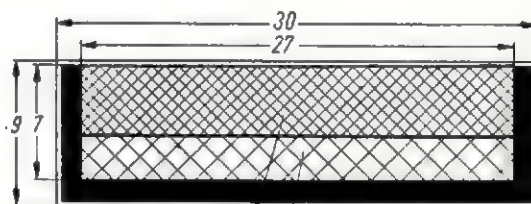
z równania (25):

$$r_2 = 140 \cdot 0,07 \cdot 0,061 \approx 0,6 \Omega$$

Sprawdzamy przekładnię:

z równania (26):

$$p = \sqrt{\frac{21 + 0,6}{3000 - 61,2}} \approx 0,0857$$



Rys. 3. Przekrój uzwojeń transformatora głośnikowego na bakelitowym korpusie do rdzenia M42 (na rysunku zaznaczono również okno uzwojeniowe blachy)

a więc ostatecznie nawiniemy (rys. 3): na spodzie 140 zwojów DNE 0,6 mm, a na wierzchu 1640 zwojów DNE 0,23 mm. Izolacja z papieru o grubości 0,2 mm między uzwojeniami oraz na wierzchu.

Przy starannym nawijaniu zaprojektowane uzwojenia zmieściły się na korpusie. Jeżeli przewiduje się niezbyt ściśle nawinięcie uzwojeń, należy przyjmować wartości w' mniejsze od podanych w tablicy 1.

Dokończenie ze str. 332

C_3 — 39 nF, styrofleks

C_4 — elektrolit 25 $\mu\text{F}/6 \text{ V}$

C_5 — 2100 pF styrofleks

R_1 — 800 $\Omega/0,1 \text{ W}$

R_2 — potencjometr 50 $\Omega/0,1 \text{ W}$

D — dioda DOG 56

Tr — tranzystor TG3

$Gł$ — wkładka mikrofonowa piezoelektryczna EX1

Prz. — gąłka przełącznika napięć sieci od odbiornika MAZUR lub PIONIER

antena — teleskopowa 3×100 mm; średnica zewnętrzna pierwszego elementu 4 mm.

L_{1-3} — wg danych na rysunku 5.

NADAJNIK SSB

z filtrową metodą formowania sygnału jednowstęgowego

Artykuł niniejszy stanowi zakończenie opisu konstrukcji nadajnika SSB. W poprzednim artykule (nr 8/1961 „Radioamatora i Krótkofalowca”) opisano wzbudnicę, w której odbywało się formowanie przebiegu jednowstęgowego.

Na wyjściu wzbudnicy dysponowaliśmy napięciem wielkiej częstotliwości (2601 kHz) zmodulowanym jednowstęgowo napięciem o częstotliwości akustycznej.

MIESZACZE CZĘSTOTLIWOŚCI

Napięcie wyjściowe wzbudnicy posiada stałą częstotliwość 2601 kHz. Aby umożliwić przestrajanie nadajnika w granicach wszystkich pasm amatorskich, należy częstotliwość $f_2 = 2601$ kHz mieszać (w lampie V7a — rys. 11) z częstotliwością generatora VFO (V10) o przestrojonej częstotliwości f_1 od 5601 kHz do 6601 kHz. Otrzymamy w efekcie mieszania przebieg napięcia SSB o płynnej regulacji częstotliwości w granicach od 3 MHz do 4 MHz.

W myśl wzoru $f_{wy} = f_1 - f_2$ dla naszego przypadku mieszania otrzymamy:

$$(5601 - 2601) \text{ kHz} = 3000 \text{ kHz}$$

$$(6601 - 2601) \text{ kHz} = 4000 \text{ kHz}$$

Taki zakres strojenia podyktowany jest dużą szerokością pasma 10-metrowego ($\Delta f = 1,9$ MHz), z tego też powodu rozłożonego tu na dwa podzakresy.

Zmiana częstotliwości (3 ÷ 4 MHz) pokrywa oczywiście z dużym zapasem pozostałe pasma znacznie węższe. Np. pasmo 80 m przestrajają się w granicach od 3,5 MHz do 3,65 MHz.

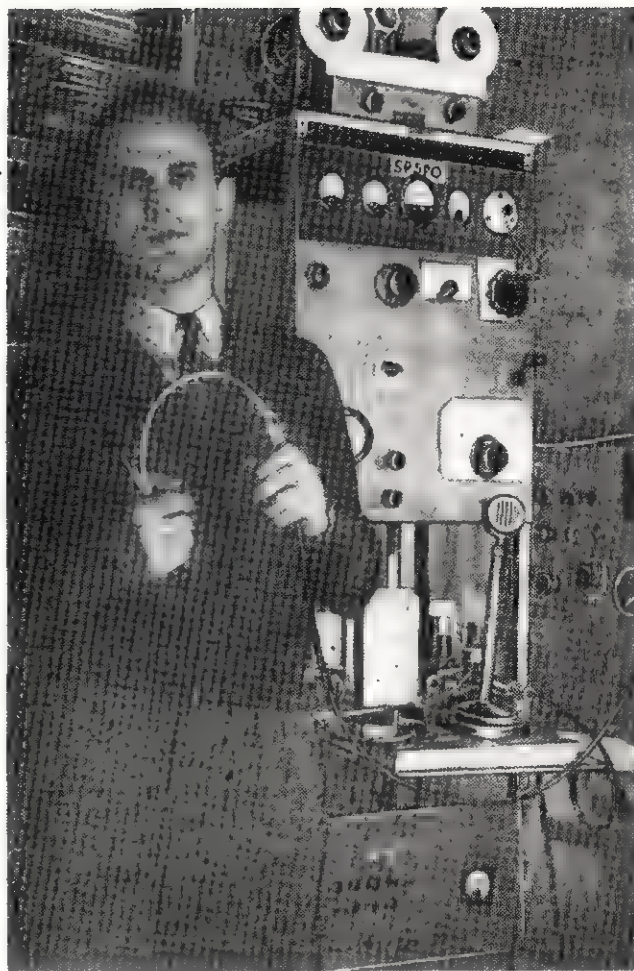
Jednak w pasmie tym (trzeba to z żalem stwierdzić) nie ma miejsca dla pracy na SSB. Pas ten ograniczono w Polsce, wobec czego kończy się on poniżej częstotliwości przeznaczonych konwencją na pracę SSB (patrz tablica 3).

Aby częstotliwość nadajnika umieścić w pasmie 7 MHz, należy częstotliwość 3 ÷ 4 MHz mieszać z częstotliwością przebiegu generatora nazwanego „pasmowym” (V11 — EF80).

TABLICA 3

Zestawienie częstotliwości dla pracy na SSB wg konwencji międzynarodowej

Częstotliwość w MHz	Wstęga modulowana
3,78 ÷ 3,80	dolna
7,065 ÷ 7,085	dolna
14,270 ÷ 14,350	górna
21,370 ÷ 21,450	górna
28,600 ÷ 29,650	górna



W generatorze tym pracują przełączane kwarcy o częstotliwościach, do których dodane częstotliwości 3 ÷ 4 MHz dadzą w efekcie częstotliwości poszczególnych pasm amatorskich od 3,5 MHz do 28 MHz. (Częstotliwości wyżej wspomnianych kwarców są również powielane).

W dalszym torze nadajnika przebiegi w.cz. podlegają wzmocnieniu w klasie A. W nadajnikach SSB większej mocy stosuje się przeważnie układy wzmacniające klasy AB, B a nawet C (specjalny układ) w celu zwiększenia sprawności energetycznej. Przebiegi te mogą również podlegać dalszym przemianom częstotliwości w przypadku pracy na UKF.

Modulacja A3a dla stacji UKF staje się coraz bardziej popularna z racji tych 9 dB zysku SSB w stosunku do modulacji amplitudy.

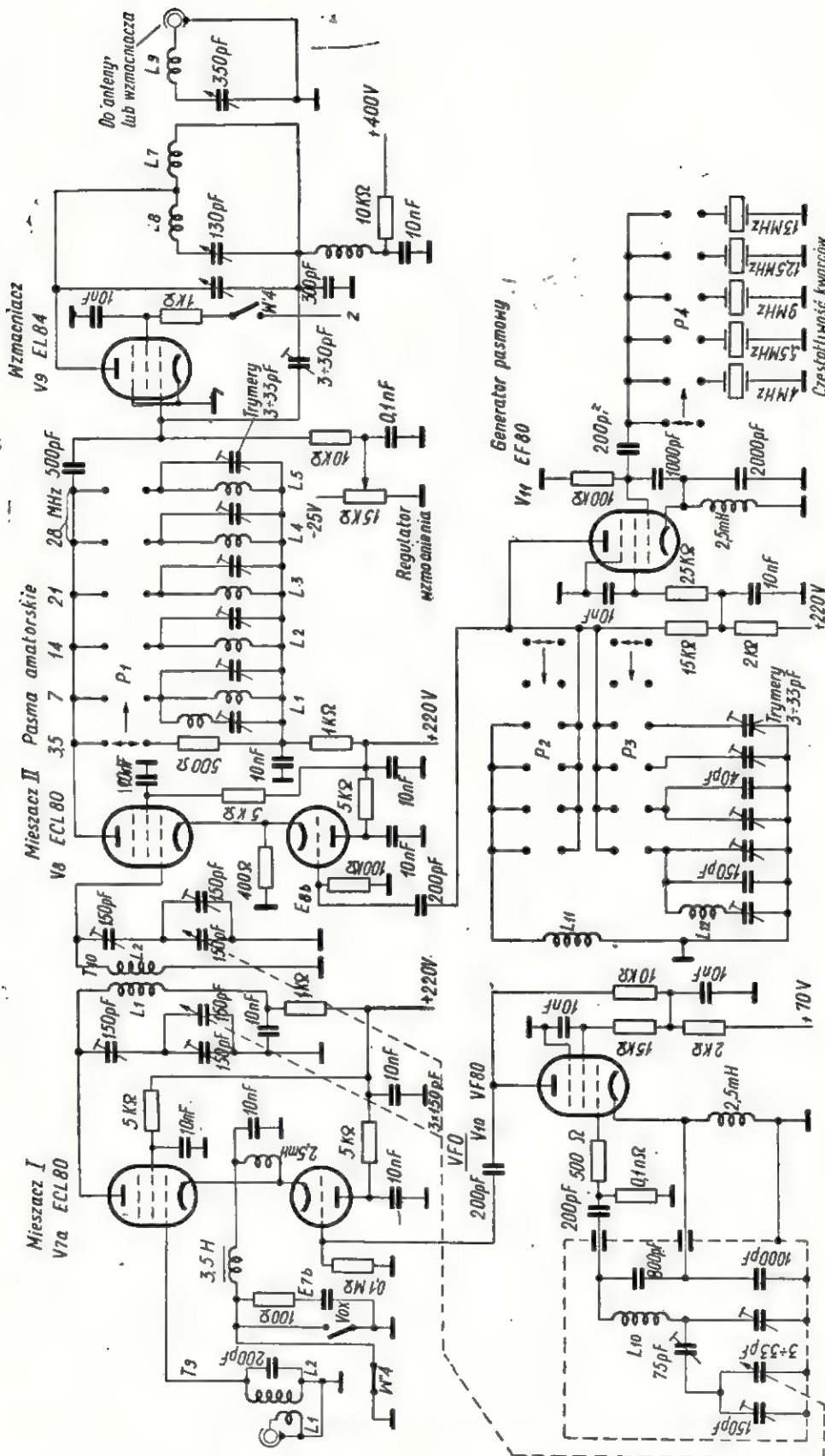
Po przedstawieniu kolejności przemian sygnału SSB rozpatrzmy sposób pracy poszczególnych stopni, w których sygnał ten ulega zmianom pod względem częstotliwości lub amplitudy.

Sygnał ze wzbudnicy (2601 kHz) mieszany jest z sygnałem VFO w detektorze anodowym na części pentodowej lampy ECL 80 — V7a.

Przebieg z VFO podawany jest na katodę tego mieszacza przez wtórnik katodowy spełniający tu rolę separatora i wzmacniacza mocy.

Rozwiązanie takie jest bardzo celowe, gdyż zapewnia dużą stabilność oscylatora pracującego w układzie przemiany częstotliwości.

VFO dzięki wtórnikowi ma stałe i bardzo małe obciążenie powodowane przez mieszacz, a przez separację



rys. 11. VFO, mieszacz I, generator, mieszacz II, wzmacniacz sterujący nadajnika SSB

układów unika się tzw. wzajemnego przeciągania częstotliwości sygnałów.

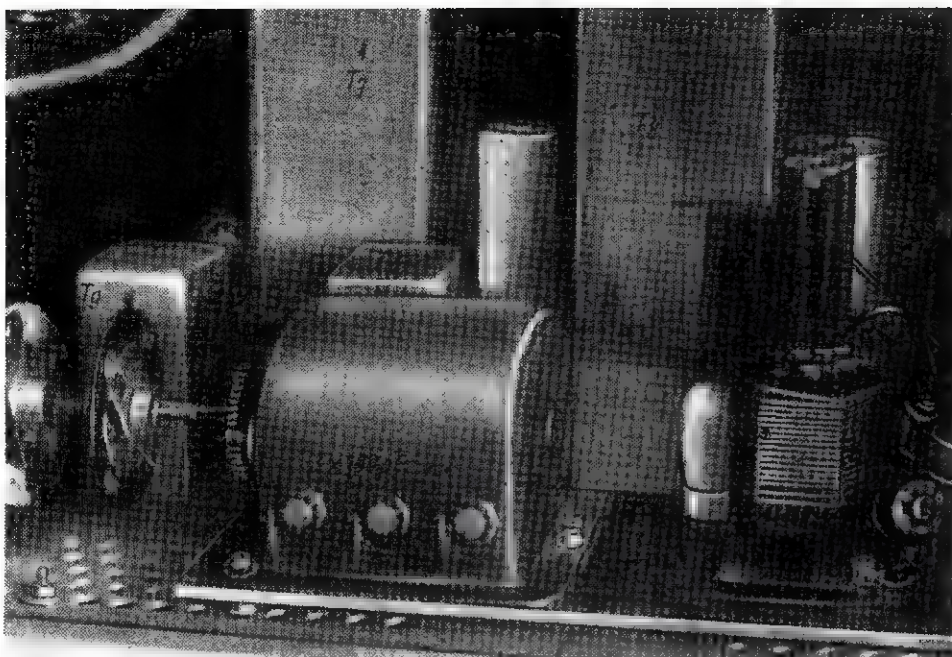
W celu uzyskania dobrej stabilności nadajnika, należy zwrócić uwagę na solidne wykonanie mechaniczne jego VFO.

Obudowa VFO powinna być sztywna i szczelnie zaskranowana.

W celu uniezależnienia VFO od nacisków i zmiennych naprężeń, os kondensatora obrotowego VFO po-

winna być wyprowadzona na płytę czołową nadajnika przez elastyczne sprzęgło (patrz rys. 12).

Obwód rezonansowy VFO powinien być jak najbardziej oddalony od elementów, które się grzeją i umieszczony w miejscu o najmniejszych wahaniami temperatury. Niestabilność VFO powodująca odstrojenie nadajnika o 100 Hz w dużym stopniu pogarsza czytelność transmisji zmuszając naszego korespondenta do ciągłego dostrajania odbiornika do błądzącego sygnału. Dla-



Rys. 12. Widok wnętrza VFO po zdjęciu osłony

tego też system SSB wymaga znacznie ostrzejszych warunków stabilności emitowanych sygnałów, niż ma to miejsce przy pracy z modulacją amplitudy.

Aby uzyskać doskonałą stabilność (dla naszych celów wystarczy ± 20 Hz odstrojenia na godzinę), należałoby VFO umieścić w termostacie, wykonanym np. w postaci ciepłnie izolowanego pudełka podgrzewanego od środka, z automatyczną regulacją temperatury za pomocą czujnika bimetalowego lub rtęciowego.

Wydatnie też poprawić można stabilność przez zastosowanie jednego ze znanych sposobów stabilizacji napięcia żarzenia lamp VFO.

W układzie modelowym dostateczną stałość wytwarzanych drgań VFO osiągnięto przez zastosowanie stosunkowo niskiego napięcia anodowego lampy V10, oraz przez stabilizowanie go stabilizatorem jonowym.

Dzięki małej wartości napięcia anodowego, lampa V10 nagrzewa się w bardzo małym stopniu, co ma decydujący wpływ na niewielką zmianę jej pojemności statycznych i dynamicznych powodowaną odkształcaniem się elektrod pod wpływem zmian temperatury.

Po zmieszaniu sygnałów w lampie V7a uzyskaliśmy napięcie o regulowanej częstotliwości 3 ÷ 4 MHz, która filtrowana jest przez filtr pasmowy T10.

Zastosowanie filtra pasmowego jest tutaj konieczne, gdyż jak wynika ze wzoru:

$$f_{wy} = f_1 \pm f_2; f_1; f_2; 2f_1; 2f_2 \dots$$

w wyniku mieszania, poza pasmem częstotliwości użytecznych: $f_{wy} = (3000 \div 4000)$ kHz, powstaje cały szereg innych częstotliwości. Do tych niepożądanych częstotliwości przede wszystkim należą:

$$f''_{wy} = (8202 \div 9202) \text{ kHz,}$$

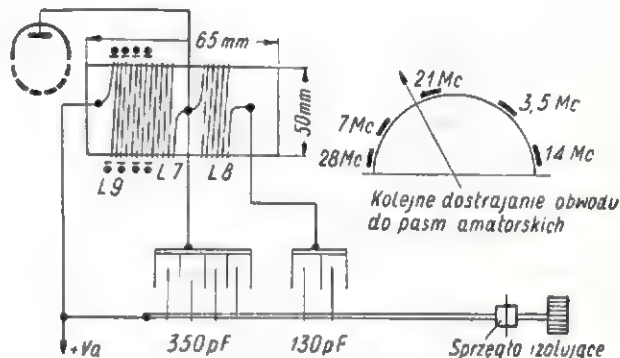
2601 kHz, (5601 ÷ 6601) kHz, (8202 ÷ 9202) kHz oraz dalsze ich wzajemne kombinacje, które w rozważaniach pomijamy, albowiem amplitudy ich napięć są stosunkowo małe w porównaniu z napięciem użytecznym.

Filtr pasmowy T10 jest płynnie przestrajany od 3 MHz do 4 MHz, przy czym przestrajanie to musi odbywać się współbieżnie z przestrajaniem VFO.

Przy zestrajaniu obwodów rezonansowych VFO i T10 stosuje się tu takie same kryteria współbieżności i metody strojenia jak dla odbiorników superheterodynowych. Następny mieszacz, który dla pasma 3,5 MHz pracuje jako wzmacniacz z obciążeniem oporowym (rys. 7—V8) dla pozostałych pasm obciążony jest przełączanymi obwodami rezonansowymi. Obwody te są dostrojone na stałe do poszczególnych pasm.

Do niektórych z tych obwodów równolegle podłączone są szeregowo obwody rezonansowe, tzw. „pułapki” na częstotliwości sygnałów pasożytniczych powstających w wyniku powielania i mieszania, które stosuje się w zależności od potrzeb dla danego pasma.

Lampa V9 — EL84 pracuje jako wzmacniacz zneutralizowany.



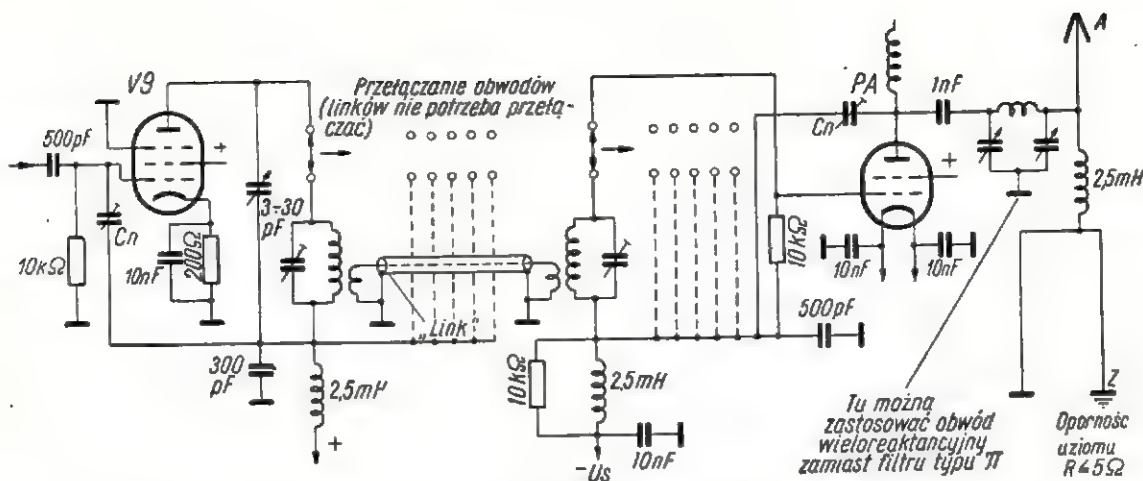
Rys. 13. Sposób wykonania obwodu wielopasmowego

Każdy wzmacniacz w.cz. klasy A lub B powinien być zbudowany z dbałością o dobre odekranowanie wzajemne wszystkich elementów siatkowych od anodowych lampy. Przewody w pętli neutralizacji (od anody do siatki) powinny być bardzo krótkie, zapewni to bowiem stabilną i jednakową neutralizację na wszystkich pasmach krótkofalowych.

Przeprowadzenie neutralizacji należy rozpocząć na najkrótszych falach, wtedy na wszystkich falach dłuższych (wzmacniacz neutralizuje się tu mniej krytycznie) neutralizacja będzie właściwa. Oczywiście będzie to miało miejsce wówczas, gdy montaż układu nie odbiega zbyt daleko od zasad stosowanych ogólnie przy budowie wzmacniaczy krótkofalowych.

W obwodzie anodowym V9 jest wieloreaktancyjny układ płynnie przestrajany na wszystkie pasma KF. Sposób wykonania takiego obwodu podany jest na rys. 13. Zamiast obwodu wielopasmowego można częstotliwości poszczególnych pasm wydzielać na niezależnych, przełączanych obwodach (podobnie jak to ma miejsce w anodowym obwodzie V8).

Obwód wielorezonansowy może być sprzężony przez L_9 (zastosowano tu w szereg z L_9 kondensator kompensujący indukcyjność sprzężenia) z kablem antenowym, mieszaczem dla UKF, lub następnym liniowym wzmacniaczem mocy. Przy zastosowaniu obwodów przełącza-



Rys. 14. Sprzężenie typu „link“ z końcowym wzmacniaczem w przypadku, gdy ten ostatni nie znajduje się na jednym chassis z V9

nych, każda cewka danego obwodu połączona jest z właściwą cewką obwodu siatkowego PA przez sprzężenie typu „link” — rys. 14.

Często używane jest także sterowanie końcowego stopnia przez filtr typu π . Istnieje wtedy dobre dopasowanie oporności, a ponadto między siatką PA a ziemią występuje duża pojemność (drugi kondensator π -filtru), ograniczająca w znacznym stopniu szkodliwe oddziaływanie pojemności anoda—siatka lampy końcowej, czyniąc zbędnym stosowanie neutralizacji.

Jak już wspominaliśmy, liniowy wzmacniacz zmodulowanego przebiegu wielkiej częstotliwości może pracować w klasie A, B, AB₁, AB₂.

Dla pełnego wysterowania takiego wzmacniacza, moc stopnia sterującego jest wielokrotnie mniejsza od mocy stopnia sterowanego. Np. dla lampy 813 przy pracy w klasie AB₂ moc sterująca wynosi tylko 0,2 W.

Charakterystyczne dla nadajnika SSB jest pojawienie się większych mocy dopiero w ostatniej lampie na samym końcu toru nadajnika. Ze względu na rozległość zagadnienia — układom liniowych wzmacniaczy mocy, poświęcony zostanie osobny artykuł w naszym piśmie.

Dane cewek mieszaczy oraz wzmacniacza sterującego wraz z szczegółami dotyczącymi ich wykonania zawarte są w tablicy 4, a na rys. 15 podano rozwiązanie konstrukcyjne układu dla ich przełączania.

Nadajnik SSB oddaje do anteny moc wielkiej częstotliwości tylko w czasie modulowania. Przy mowie — między słowami, antena nie promieniuje — nadajnik „odpoczywa”. Właściwości te w znacznym stopniu ułatwiają nawiązanie łączności systemem BK.

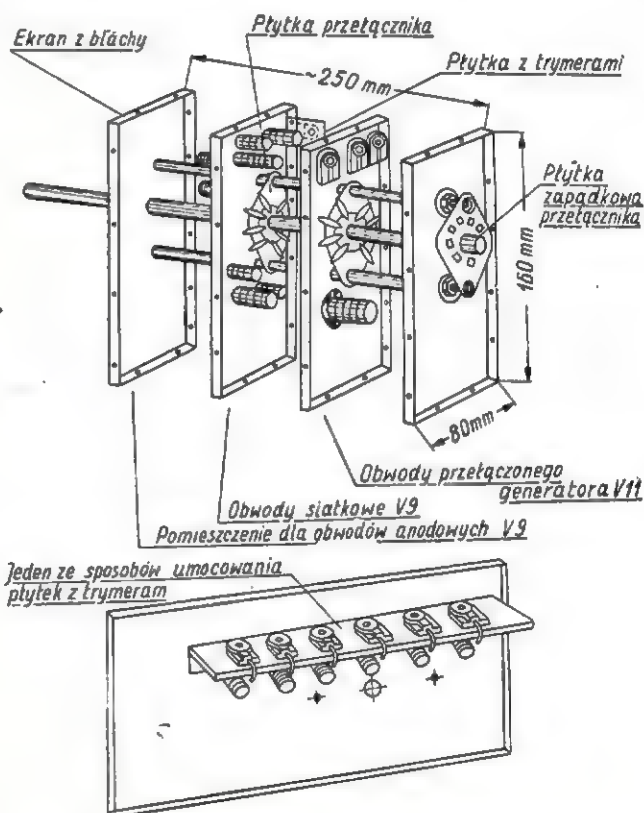
Praca BK wymaga bowiem natychmiastowego uruchamiania nadajnika (z jednoczesnym „zatykaniem” odbiornika). Warunki te spełnia opisywany nadajnik, przy czym jego uruchomienie odbywa się automatycznie. Osiągnięte to zostało przez specjalnie do tego celu przeznaczony układ działający pod wpływem fali głosowej, za pośrednictwem mikrofonu i dalszych urządzeń elektroakustycznych.

Układ automatycznego włączania (Vox — rys. 16) zawiera trzy lampy (V12, V13, V14) współpracujące ze wzmacniaczem akustycznym.

Przebiegi z mikrofonu są wzmacniane przez dwie triody do napięcia 0,3 V na 600 Ω , po czym doprowadzane do modulatora kołowego.

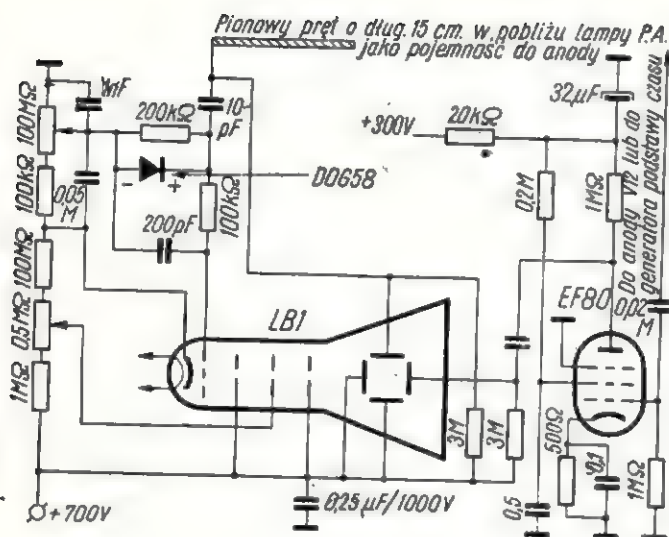
Z anody pierwszej z triod wzmacniacza mikrofonowego, napięcie akustyczne przykłada się do osobnego wzmacniacza, po czym doprowadzone ono zostaje do pentodowego detektora siatkowego — V16. Przy pojawianiu się napięcia zmiennego na siatce detektora, prąd siatki powoduje przesunięcie charakterystyki siatkowej lampy.

Podnoszące się na skutek tego napięcie anodowe pentody V16 zapala neonówkę pełniącą tu rolę elementu



Rys. 15. Sposób wykonania układu przełączanych cewek

sprzegającego okresowo anodę detektora z siatką następną lampy — V17, która ma w swym obwodzie anodowym czuły przełącznik uruchamiający styczniki „odtykające” i włączające lampy i podzespoły nadajnika przy jednoczesnym „zatykaniu” odbiornika.



Rys. 17. Oscyloskop

rozmiaru pola świecącego na ekranie. (Gdy rośnie obszar pola świecącego, ogólna jasność obrazu malałaby, gdyby nie wpływ rozjaśniający wspomnianego napięcia wyprostowanego na DOG58).

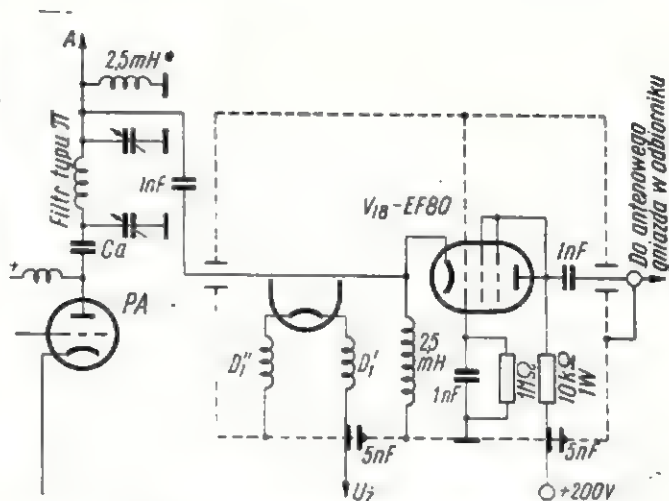
Następnym, bardzo użytecznym przy pomiarach układem, jest generator akustyczny (1000 Hz) — V14 rys. 16. Generator ten włącza się przy naciśnięciu gałki potencjometru regulującego wielkość wysterowania końcowego stopnia nadajnika. W potencjometrze tym wbudowano dodatkowy zwieracz P — rys. 16.

W celu uniknięcia promieniowania energii w.c.z. w „eter” podczas dostrajania się, wyłącza się napięcie zasilania siatki ekranowej lampy bliskiej końca nadajnika (w opisanym nadajniku EL84 — V9).

Przycisk (W'_4 i W''_4 umieszczony w pobliżu skali VFO — rys. 11) przerywa obwód w ekranie V9 i uziemia katodę V7a.

Do automatycznego przełączania anteny z nadajnika do odbiornika służy przełącznik elektronowy wykonany na lampie EF80 — rys. 18. Podczas odbioru lampka ta pracuje jako wzmacniacz triodowy z uziemioną siatką zaś przy nadawaniu odcina wejście odbiornika od anteny przez zatkanie się wysokim własnym minusem dynamicznym, powstałym na skutek przebiegów w.c.z. doprowadzonych z nadajnika. W celu zabezpieczenia nadajnika przed przesterowaniem, oraz niezależenie jego mocy wyjściowej od różnej głośności mówienia do mikrofonu, stosuje się proste układy ARW — (Automatyczna Regulacja Wzmocnienia).

Uwaga: w nr 8/61 na str. 264, lewa szpalta, 19 wiersz od dołu zamiast: „kwarc X czy Y” — powinno być: „kwarc X₁ czy X₂”.



Rys. 18. Elektronowy przełącznik anteny

Układy te omówione będą przy opisie wzmacniaczy mocy, jako że ich praca jest ściśle związana z chwilową wielkością mocy wyjściowej i dlatego też są one zwykle wbudowane w panel stopnia końcowego.



Rys. 19. Ogólny widok panela zawierającego układy: „VOX”, „Anty VOX” oraz wzmacniacz akustyczny i generator 1000 Hz.

LITERATURA:

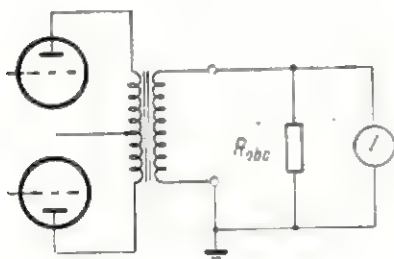
1. Single Sideband for the Radio Amateur — ARRL — 1958.
2. New Sideband Handbook W6TNS — ARRL.
3. B. Szamow — Odbiór radiowy na jednej wstędze — radz. „Radio” nr 6/1956.
4. Inż. Karel Marha, OK1VE — Przystawka do nadawania jednowstęgowego SSB — „Amatérské Radio” nr 4/1960.
5. Jerzy Deutsch, OK1FT — Mały nadajnik na SSB i CW — „Amatérské Radio” nr 11/1960.
6. Przystawka do odbioru SSB — radz. „Radio” nr 3/1958.
7. A. Semenow — Fazowo-kompensacyjne metody formowania sygnału jednowstęgowego — radz. „Radio” nr 6/1958.
8. H. Hoschke, DL1AU — Nadajnik SSB — „Funktechnik” nr 7, 8, 9/1960.
9. F. Smolik, OK1ASF — Wzbudnica SSB z filtrem elektromechanicznym — „Amatérské Radio” nr 8-9/1959.
10. Mgr inż. J. Bargiełski — Filtry elektromechaniczne — „Radioamator i Krótkofalowiec” nr 3/1961.
11. R. F. Stevens, G2BVN — Wzmacniacz linowy mocy na lampach TT21 — RSGB Biuletyn, June, 1960.
12. J. D. Heys, G3BDQ — Transceiver SSE na 20-metrowe pasmo — „The Short Wave Magazine”, February/March 1961.

Proste metody badania niektórych parametrów pracy modulatorów

Krótkofalowiec-konstruktor napotyka często na trudności w zbadaniu rzeczywistej mocy wyjściowej i poziomu zniekształceń wzmacniaczy i driverów transformatorowych stopni pracujących w klasie B.

Konstruując i wykonując modulatory posługiwałem się następującymi sposobami określenia ich mocy rzeczywistej i poziomu zniekształceń.

Modulator obciążałem opornością zastępczą (rys. 1), równą oporności obciążenia lampy końcowej wzmacniacza mocy w.cz. nadajnika pracującego w klasie C.



Rys. 1.

Oczywiście opornik powinien być zdolny do wytracenia mocy przewidzianej obliczeniowo w modulatorze.

Oporność obciążenia R_{obc} może stanowić pojedynczy opornik, lub kombinacja oporników łączonych szeregowo lub równolegle. Do zmierzenia potrzebnej oporności możemy użyć zwykłego omomierza.

W przypadku, gdyby wtórne uzwojenia transformatora modulatoryjnego miały więcej odczepów, należy badać te, które aktualnie przewidziane są do pracy przy modulowaniu obwodów lampy końcowej nadajnika. Wiadomo, że w czasie prób wtórne uzwojenia transformatora odłączamy od źródła prądu stałego, a jeden z końców uziemiamy (rys. 1).

Sam pomiar wykonujemy metodą pośrednią przy użyciu woltomierza. Może nim być zarówno woltomierz lampowy jak i każdy inny przyrząd dla pomiaru prądu zmiennego, o

oporności nie mniejszej jednak niż 1000 omów/wolt i o dobrej kalibracji skali.

Moc wyjściową obliczamy wg wzoru:

$$M = \frac{U^2}{R_{obc}}$$

gdzie:

M — moc w watach,

U — napięcie w woltach,

R_{obc} — oporność obciążenia w omach.

Jeśli moc obliczona z pomiarów U i R_{obc} jest równa mocy, na którą obliczony był modulator, świadczy to o prawidłowości pracy modulatora. Tożsamość obu stron równania daje gwarancję pełnego wykorzystania mocy.

W przypadku sprawdzania, za pomocą tej metody, drivera modulatora pracującego w klasie B, oporność R_{obc} wyliczamy ze wzoru:

$$R_{obc} = \frac{R_a}{\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2} = \frac{R_a}{n^2}$$

gdzie:

R_a — oporność anodowa lampy lub dwóch lamp,

n — przekładnia transformatora,

z_1 — ilość zwojów po stronie pierwotnej.

z_2 — ilość zwojów po stronie wtórnej.

Dla dokładniejszego zbadania obecności i poziomu zniekształceń w modulatorze, rozbudujemy poprzedni układ połączeń wg schematu podanego na rysunku 2.

W szereg z opornikiem R_{obc} włączamy opornik regulowany R_{pot} (potencjometr drutowy) o oporności 10÷20 omów. Między środek potencjometru i „masę” podłączamy słuchawki niskoomowe. Podłączanie tej tak małej oporności w szereg z R_{obc} nie zmieni warunków pracy i wskazań przyrządu.

Urządzenia takie są nazywane monitorami, czyli urządzeniami do kontroli i podsłuchu własnej pracy.

Badanie zaczniemy od stwierdzenia obecności przydźwięku popularnie zwanego przez amatorów „brumem”.

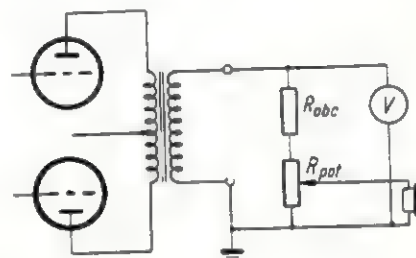
W tym celu wyciągamy wtyczkę mikrofonu i ekranujemy wolne gniazdko mikrofonowe. Przy zupełnym „wykręconym” potencjometrze wzmacniacza mikrofonowego przydźwięk powinien być bardzo słaby, prawie niesłyszalny. Przez pokręcenie potencjometru (zwiększenie oporności „na masę”) przydźwięk powinien oczywiście wzrastać, jednakże nie ponad miarę.

Jeśli dysponujemy ton-generatorem wówczas podłączamy go na wejście wzmacniacza i poczynając od najniższego sygnału zwiększamy napięcie wyjściowe z generatora, aż do chwili wskazania przez woltomierz pełnej mocy „wyjścia”.

Napięcie na przyrządzie powinno wynosić:

$$U = \sqrt{M \cdot R_{obc}}$$

Zwiększając imput podsłuchujemy ton i jego zmiany. Jeśli zaczyna on przybierać charakter muzycznej oktawy zamiast pojedynczego tonu,



Rys. 2.

mamy wówczas dowód powstawania zniekształceń.

Oczywiście próby są słuszne tylko dla niezniekształconego sinusoidalnego sygnału podstawowego, otrzymanego z jakiegokolwiek źródła częstotliwości akustycznej.

(Dokończenie na str. 347)



MISTRZOSTWA EUROPY W ŁOWACH NA LISA

W dniu 5 sierpnia br. odbyły się w Sztokholmie „Europejskie Mistrzostwa w Łowach na lisa”, organizowane w ramach I Regionu IARU. Polska reprezentowana była przez dwóch zawodników, mianowicie SP9QZ i SP9XZ startujących w paśmie 144 MHz.

Wyniki tych zawodów przedstawiają się następująco:

1. UA3AHA A. Achimow	3 lisy w czasie	1.14.00
2. UA3AEF I. Chalimow	3 „ „	1.42.00
3. UA3TZ A. Grechikhin	3 „ „	1.42.30
4. YU3BA A. Brożić	3 „ „	2.04.30
5. SP9QZ A. Hadydoń	3 „ „	2.11.00
6. YU4GR S. Kulidzan	3 „ „	2.13.00

7. OK1KAX E. Kubes	3 lisy w czasie	2.14.00
8. YU1FC A. Tosic	3 „ „	2.26.00
9. OK1GV P. Urbanec	2 „ „	1.12.00
10. SM5CHH P. Gerstel	2 „ „	2.10.00
11. SP9XZ A. Jabłoński	1 „ „	1.27.30

W klasyfikacji drużynowej Polska zajęła 4 miejsce.

Nasi reprezentanci posiadali bardzo oryginalny sprzęt. SP9QZ posiadał odbiornik wyposażony w składaną antenę, a SP9XZ jedyny na mistrzostwach odbiornik tranzystorowy, zmontowany w rurce nośnej anteny.

SP9DR

Z KALENDARZA INFORMACYJNEGO IARU Nr 62

PLAN OSCAR

(Orbitalny satelita, przenoszący amatorskie sygnały radiowe)

Krótkofalowcy Stanów Zjednoczonych na czele z władzami ARRL czynią usilne starania o wystrzelenie i wprowadzenie na orbitę serii eksperymentalnych satelitów, wyposażonych w urządzenia nadawcze, przystosowane do pracy w pasmach amatorskich. Projekt ma być zrealizowany środkami społecznymi, z pominięciem pomocy wojska. Akcja ma na celu udostępnienie krótkofalowcom na całym świecie przeprowadzenia obserwacji związanych z propagacją fal elektromagnetycznych w przestrzeni kosmicznej.

Przed zrealizowaniem własnej koncepcji, która wymaga dłuższego okresu przygotowawczego i znacznej koncentracji środków, władze ARRL zwróciły się z prośbą do rządu Stanów Zjednoczonych, aby ten zezwolił na dodatkowe wyposażenie obecnie wystrzeliwanych satelitów (w planie państwowych badań kosmosu), w niewielkie urządzenia nadawcze pracujące w amatorskich pasmach ultrakrótkofalowych. Wstępne negocjacje w tej sprawie pozwalają przypuszczać, że postulat ARRL'u zostanie zrealizowany już przy końcu bieżącego roku.

Pierwszy zasobnik zawierać będzie nadajnik pracujący w paśmie 145 MHz z mocą 0,1 W, emisją A₁,

nadając automatycznie litery „Hi”. UKF-owcy całego świata proszeni są o nasłuchiwanie sygnałów oraz o nadsyłanie raportów nasłuchowych. W miesięczniku QST podawane są na bieżąco artykuły omawiające różne fazy programu OSCAR. ARRL przypuszcza, że ogół krótkofalowców na całym świecie w dużym stopniu zainteresuje się tymi ciekawymi eksperymentami, a nadesłane przez nich nasłuchy i spostrzeżenia, poczynione w różnych miejscach na świecie, przyczynią się w znacznej mierze do wzbogacenia wiedzy z zakresu propagacji fal, pochodzących z przestrzeni kosmicznej.

Pomimo, że realizacja planu zasadniczego uzależniona jest od pomyślnych wyników pierwszych wystrzeleni, prace nad przygotowaniem własnego satelity, nadającego sygnały w międzynarodowym paśmie UKF 144 ÷ 146 MHz, postępują stale naprzód.

FSK na pasmach amatorskich

Władze pocztowo-telekomunikacyjne Australii udzieliły amatorom tego kraju, na okres próbny, do dnia 31 marca 1963 r. zezwolenia używania na wszystkich pasmach amatorskich emisji F₁ (Frequency Shift Keying — kluczkowanie za pomocą przesunięcia częstotliwości) z maksymalną dewiacją (przesunięciem częstotliwości), wynoszącą 850 Hz.

Amatorzy posługujący się tego rodzaju kluczkowaniem są zobowiązani do nadawania sygnałów wywoławczych swoich stacji telegrafią o ręcznym kluczkowaniu. Australijski Instytut Telekomunikacyjny (Wireless Institute of Australia) z góry dziękuje wszystkim nadawcom i nasłuchowcom za nadsyłanie uwag i spostrzeżeń dotyczących normalnego użytkowania pasm amatorskich oraz ew. zakłóceń w sąsiednich kanałach łączności przy użyciu tego rodzaju emisji.

Ograniczamy QRM na 20-ce

Władze ARRL zwróciły się z prośbą do krótkofalowców Stanów Zjednoczonych, aby unikali nadawania na częstotliwościach 14,335 ÷ 14,350 kHz dla zapewnienia radiostacjom DX-owym (pozaamerykańskim), pracującym z emisją SSB, lepszych warunków dla nawiązywania łączności między sobą oraz między stacjami W i K.

Ponadto, władze ARRL zwróciły się z apelem do wszystkich krótkofalowców świata, aby nawiązując łączności z amatorami amerykańskimi wyżej wspomnianą emisją zapowiadali, że nasłuchiwać ich będą tylko poniżej 14,335 kHz. Apel zaleca również nieodpowiadanie radiostacjom amerykańskim podającym CQ fonią (A₃ i SSB) w przedziale 14,335 ÷ 14,350 kHz.

Akcja ARRL'u została powzięta wskutek licznych zażaleń, tak indywidualnych krótkofalowców jak i różnych stowarzyszeń kierowanych do Sekretariatu Regionu II IARU, po rozszerzeniu w Stanach Zjednoczonych pasma fonicznego 14 MHz (marzec 1960 r.), co spowodowało znaczne pogorszenie warunków pracy w tym paśmie, a szczególnie w jego końcowej części (dużę QRM od stacji amerykańskich).

Do 250 watów!

Malajskie Stowarzyszenie Amatorów Radionadawców nadesłało do Sekretariatu IARU wniosek zmierzający do ograniczenia mocy wejściowej (imput) końcowego stopnia nadajników amatorskich pracujących w pasmach 10, 15 i 20 m do max. 250 W. Koledzy malajscy uważają poza tym, że przy końcu każdego pasma powinny być wydzielone wstęgi częstotliwości, przeznaczone wyłącznie dla pracy grafia, zaś emisja A₃ (fonia AM) powinna być na tych pasmach stosowana jedynie w przypadku „narodowych akcji pogotowia”.

Powyższy wniosek został poddany pod głosowanie wśród stowarzyszeń — członków IARU. Wyniki głosowania zostaną opublikowane prawdopodobnie w pierwszym kwartale 1962 r.

SP5WŴ

Odstąpię rocznik „Krótkofalowca Polskiego” od pierwszego numeru.

mgr Wójtowicz Alfred,
Kraków, ul. Smoleńsk 30/8

- U · K · F -

WYNIKI SUBREGIONALNYCH PRÓB UKF W POLSCE

I PRÓBY PRZEPROWADZONE W DNIACH 4 — 5 MARCA BR.

Pasmo 144 MHz

nr	stacja	punktów	QRB	340 km
1.	SP6EG	5369	QRB	340 km
2.	SP9DI	4460	„	355 „
3.	SP9AGV	3085	„	375 „
4.	SP3GZ	2795	„	365 „
5.	SP3QZ	1917	„	325 „
6.	SP9PNB	1510	„	275 „
7.	SP9AFI	1183	„	306 „
8.	SP9DR	1148	„	275 „
9.	SP9XZ	1010	„	275 „
10.	SP9VX	555	„	190 „
11.	SP9PSB	490	„	150 „
12.	SP6XA	468	„	140 „
13.	SP9IQ	185	„	110 „

SP9DI i SP9AGV hrd HG5KBP z raportem 579.
SP3GZ hrd DL3UZ z raportem 559.

II PRÓBY PRZEPROWADZONE W DNIACH 5 — 7 MAJA BR.

Pasmo 144 MHz

nr	stacja	punktów	ODX	330 km	z
1.	SP5PRG	2180	ODX	330 km	z SP3GZ
2.	SP6EG	1760	„	325 „	z SP5PRG
			„	202 „	z OE3SE
3.	SP9DI	1440	„	300 „	z RG5KBP/p
4.	SP9AFI	1315	„	300 „	z SP5PRG
5.	SP9AGV	910	„	275 „	z SP5PRG
6.	SP3GZ	690	„	330 „	z SP5PRG
7.	SP9QZ	682	„	190 „	z CK1HG/p
8.	SP9DR	575	„	170 „	z OK3VCI/p
9.	SP9RA	540	„	150 „	z OK3VCI/p
10.	SP7HF	330	„	170 „	z SP5PRG
11.	SP9PSB	300	„	95 „	z SP6AG
12.	SP9AGY	270	„	150 „	z OK3VCI/p

Na 455 MHz czynny był na Śląsku SP9DW, nie słyszał jednak żadnej stacji.

III PRÓBY PRZEPROWADZONE W DNIACH 1 — 2 LIPCA BR.

Pasmo 144 MHz

nr	stacja	QSO 55 punktów	9087	ODX	430 km
1.	SP9AFI/p				
2.	SP5PRG	28	8123	„	440 „
3.	SP9DR/P	56	6858	„	360 „
4.	SP9QZ	43	6166	„	425 „
5.	SP6EG	48	5776	„	340 „
6.	SP9AGV	50	5250	„	265 „
7.	SP3GZ	19	4610	„	385 „
8.	SP9AHB	47	4066	„	180 „
9.	SP9AGY	26	3068	„	260 „
10.	SP9KDE	22	3050	„	255 „
11.	SP9AIP	20	2475	„	265 „
12.	SP9AKW	31	2447	„	265 „
13.	SP7JQ/P	14	2070	„	370 „
14.	SP5SM	7	1888	„	400 „
15.	SP9DI	13	1758	„	250 „
16.	SP7AAU	12	1650	„	300 „
17.	SP9PSB	19	1640	„	270 „

18. SP9EH	QSO	16	punktów	1462	ODX	200	„	26. SP9DL	QSO	10	punktów	485	ODX	140	„
19. SP9IQ	„	19	„	1412	„	325	„	27. SP9GO	„	5	„	200	„	„	„
20. SP9EU/p	„	4	„	1310	„	360	„	28. SP7AGF	„	1	„	60	„	„	„
21. SP9ADQ	„	17	„	1040	„	320	„	Pasmo 435 MHz							
22. SP7AHF	„	9	„	776	„	180	„	1. SP6XU/p	„	18	„	1585	„	290	„
23. SP9ABD	„	15	„	770	„	145	„	2. SP6FL	„	3	„	408	„	204	„
24. SP6XA	„	5	„	701	„	262	„								
25. SP6PC	„	7	„	564	„	120	„								

III SUBREGIONALNE PRÓBY UKF ZA GRANICĄ

NRD

UKF-Manager NRD Kol. Karl Rothammel DM2ABK przesłał nam wyniki III subregionalnych prób stacji NRD. Podajemy wyniki pierwszych trzech stacji każdej sekcji:

stacje stałe 145 MHz

DM2ADJ	8440	punktów
DM2ABK	4622	„
DM2BGB	4395	„

stacje terenowe 145 MHz

DM3UFI/p	12304	punktów
DM2AXL/p	7780	„
DM2ATK/p	6557	„

stacje stałe 432 MHz

DM2ADJ	2119	punktów
DM4SH	990	„
DM3SM	707	„

stacje terenowe 432 MHz

DM2AXL/p	1469	punktów
DM3YN/p	447	„
DM4ZCN	388	„

Porównanie wyników uzyskanych przez NRD z wynikami naszych stacji wykazuje przewagę Polski, tak pod względem ilości punktów, jak i ilości stacji biorących udział w próbach.

AUSTRIA

UKF-Manager Austrii OE6AP Alois Pendl przesłał nam wyniki uzyskane przez stacje austriackie. Wyniki dotyczą tylko

stacji terenowych, pracujących z wysoko położonych alpejskich QTH.

OESHE/p	31700	punktów
OE2JG/p	15613	„
OE9IM/p	12360	„
OE3XA/p	5094	„
OE7FX/p	3734	„

Wynik OESHE/p przedstawia największą ilość punktów, jaką kiedykolwiek uzyskano w Europie w czasie subregionalnych prób. Wydaje się, że stacja ta będzie zwycięzcą w klasyfikacji międzynarodowej. OESHE/p brał także udział jednocześnie w Czeskim Polnym Dniu, gdzie uzyskał 42652 punkty. W klasyfikacji Polnego Dnia pozostałe stacje austriackie miały następujące wyniki:

Pasmo 145 MHz

OESHE/p	42652	punkty
OE2JG/p	23772	„
OE3XA/p	8496	„
OE3PL/p	5843	„

stacje stałe, pasmo 145 MHz

OE1LV	3961	punktów
OE3IP	1638	„
OE3MC	790	„

Jak z zestawienia widać, austriackie stacje pracujące w domowych QTH uzyskują na ogół małą ilość punktów, ponieważ w większości zasłonięte są wysokimi górami.

Stacja OE9IM/p pracująca ze szczytu Schafberg po raz pierwszy w historii austriackich UKF uzyskała łączność ze wszystkimi okręgami Austrii. Warto wspomnieć, że w Polsce nie posiadamy jeszcze stacji, która miałaby łączność ze wszystkimi okręgami SP.

ZSRR

W czasie prób pracowało ok. 10 radiostacji w rejonie Lwowa. Miały one łączności ze stacjami HC, OK2, OK3 i SP9. Bliższych danych brak.

SP9DR

Praca radiostacji doświadczalnej na Skrzycznem

Do dnia 20 sierpnia br. na radiostacji doświadczalnej PZK na Skrzycznem pracowało 13 radiooperatorów z okręgów SP3, SP5, SP8 i SP9. Przeprowadzili oni około 700 QSO, a suma uzyskanych odległości wynosi ponad 110 tys. km. W zasięgu radiostacji doświadczalnej znalazły się takie kraje, jak Czechosłowacja, Węgry, Austria, ZSRR, NRD.

Pod adresem radiostacji doświadczalnej wpłynęło podziękowanie Komitetu Organizacyjnego XIX Międ-

zynarodowego Raidu Tatrzańskiego następującej treści:

„W imieniu Komitetu Organizacyjnego składamy podziękowanie za udzielenie cennej pomocy przy obśłudze XIX Międzynarodowego Raidu Tatrzańskiego. Życzymy dalszej owocnej pracy w dziedzinie Waszych zainteresowań”.

Kierownik Zawodów
mgr Jan Jeziorkowski
Kierownik Łączności
Andrzej Openchowski

Nowe stacje UKF w NRD

DM2ABK donosi, że stacje UKF w rejonie Drezna otrzymały pozwo-

lenie na pracę w pasmie 145 MHz z zastrzeżeniem, że mogą one nadawać dopiero po zakończeniu programu telewizyjnego przez radiostację Drezno. W ten sposób powstają nowe możliwości nawiązania QSO z dalszymi stacjami NRD.

Polski dyplom UKF

Prezydium Zarządu Głównego PZK przedyskutowało projekt Polskiego Dyplomu UKF. SP-VHF AWARD ma być wydawany w trzech klasach. Prezydium ZG PZK zaleciło rozesłać projekt dyplomu do znanych polskich UKF-owców dla zebrania ich opinii i uwag.

● Kol. SP9RF z Krakowa jest trzecim nadawcą polskim (obok SP7hx i SP8ck) posiadającym obecnie dyplom DXCC za „fonię”. Congrats.

● Log stacyjny KC6PE z Wschodnich Karolin, obejmujący QSOs w okresie od 28 października 1959 do 4 sierpnia 1960, jest obecnie w posiadaniu W9SFR, który po otrzymaniu zgłoszeń będzie rozsyłał karty QSL. SP7HX

KĄCIK QTH

VP3BL — Karty za łączności nawiązane po 1 maja 1961 r. należy przysyłać wyłącznie via **W3AYD**, Michael Salomon, P. O. BOX 731, Rockville, Maryland, USA.

EA8DO — P.O.Box 215, Tenerife, Canary Is

EA9AP — Adolfo Peres Real, P.O.Box 213, Melilla-Spain, North Africa

FL8ZA — L.M. Rundlet, P.O. Box 5043, Beirut, Lebanon

EP3HS — Heinz Schmidt, c/o QSL Manag, APO 205 New York, USA (adres aktualny dla większości stacji perskich)

FG7HX — P.O. Box 335, Points-a-Bitre, Guadelupe, W. Indies

HH2JV — P.O. Box 671, Port-au-prince, Haiti

HI1GA — P.O. Box 99, Ciudad Trujille, Dominican Rep.

KG6IG — Ivo Jima Agrbase, APO 815, San Francisco, USA

KG1FD — Bud. — Greenland, APO 121, New York, USA

PZ1BE — P.O. Box 981, Paramaribo, Suriname

PZ1AP — Arnold J. Pelsbrock, P.O. Box 347, Paramaribo, Suriname

SU1IM — Ibrahim Ibn Mohd, 7 El Roda, Caire, Egypt

TI2WA — Joaquin Hangen, P.O. Box 45, San Jose, Costa Rica

VO1AW — Clarence H. Mitchel, 49 Gambier St., St. Johns. NFLD, Canada

VK9XK — S. R., Colestron, Port Moresby, Papua Terit. c/o Dept of Civil Aviation

VP2KD — David J. Fergus, St. Kitts West Indies (QSL via K4 LRA)

VP9BO — Ken Simmons, Pearsona Rd. Pembroke, Bermuda

ZP5AY — P.O. Box 312, Asuncion, Paraguay

ZP5CF — Dr. Federice Donna, P.O. Box 512, Asuncion, Paraguay

HS1R — via **W5OZI**

Dokończenie ze str. 342

Proste metody badania...

Następnie kolejn włączamy mikrofon w miejsce ton-generatora i mówiąc do niego obserwujemy przyrząd. Zmniejszamy wzmocnienie tak, aby pełne wychylenie wskazówki przyrządu następowało tylko przy szczytach wzmocnienia, przy pełnymysterowaniu wzmacniacza. Przy brakuysterowania dopuszczalne napięcie nie powinno przekraczać $1 \pm 2\%$ napięcia, jakie jest przy pełnymysterowaniu. Wyższe napięcie będzie dowodem istnienia przydźwięku. Jeśli poziom jego jest zbyt wysoki, źródło powstania jego umiejscowiamy w znany sposób (zwieranie siatek lamp poszczególnych stopni do masy), poczynając od wzmacniacza końcowego kolejnie, aż do mikrofonowego. Jeśli przy tym zauważymy znaczne zmniejszenie „brumu”, to prawdopodobnie pochodzi on z jakiegoś z poprzednich stopni lub ze stopnia badanego. Jeśli nie ma zmiany w sensie zmniejszania siły przydźwięku, przyczyna leżeć może w montażu lub pracy obwodów anodowych, żarzeniowych, w złej jakości lamp lub w złym filtrowaniu napięcia wyprostowanego. Przeważnie „brum” powstaje w pierwszym stopniu wzmacniacza.

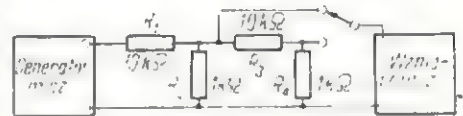
Jeśli zniekształcenia powstają w stopniach (końcowych), doysterowania których potrzebne są większe moce, odłączamy stopnie poprzednie i podłączamy ton-generator odpowiednio wzmacniając napięcie wyjściowe jego sygnału.

Gdy mamy do czynienia z układami przeciwsobnymi, sygnał sterujący może być doprowadzany do

pierwotnego uzwojenia transformatora międzylampowego, ale po uprzednim odłączeniu go od źródła prądu stałego.

Potencjometr R_{pot} służy do utrzymania odpowiedniego poziomu sygnału w słuchawkach lub gdybyśmy chcieli go np. nagrać na taśmę magnetofonową — do ochrony jego stopni wstępnych przed przesterowaniem.

Jeśli ton-generator, którym dysponujemy, nie ma regulowanej kontroli wyjścia, lub jeśli maksymalne napięcie jego sygnału przekracza 1 V, warunki sterowania zazwyczaj czułych wzmacniaczy mocy mogą być raczej krytyczne. Z tych względów zalecane jest stosowanie urzą-



Rys. 3.

dzenia w układzie z rys. 3, zwanego attenuatorem.

Składa się on z dwóch dzielników napięć, z których każdy zmniejsza napięcie o około 10 razy tak, że całkowite zredukowanie napięcia sygnału uzyskuje się około 100-krotnie.

Stosunkowo niska wartość oporności opornika R_4 , zwierającego końcówki wejściowe wzmacniacza, ma też na celu zmniejszenie wpływu indukowania przydźwięku na przewody wejściowe.

mgr S. Workiewicz
SP7GV



Kącik FILATELISTYCZNY

W 1937 roku odbyła się w Rio de Janeiro w Brazylii II Międzynarodowa Konferencja Amerykańska poświęcona radiokomunikacji. Z tej okazji wydano dwa znaczki o jednakowym rysunku a przedstawiającym słynną zatokę Rio de Janeiro wraz z niemniej słynną „głową cukru” oraz panoramą ówczesnej stolicy państwa. Na drugim znaczku wydanym w Islandii widać symboliczne fale radiowe oraz datę 1906—1956. Wydany on został dla upamiętnienia 50-lecia telegrafu i telefonu.

NOWE GATUNKI

taśmy magnefotonowej

Rozwój w dziedzinie produkcji tworzyw sztucznych wywarł swój wpływ m. in. również na produkcję taśmy magnetofonowej. Nowe gatunki taśm, wykonane na nośnikach z tworzywa sztucznego, odznaczają się coraz lepszymi właściwościami fizycznymi. Jedną z nich jest grubość taśmy, na którą składa się grubość nośnika i grubość warstwy czynnej magnetycznie, tj. warstwy tlenku żelaza, a następnie wytrzymałość na zerwanie i rozciąganie. Właściwości te odgrywają coraz większą rolę w związku z miniaturyzacją magnetofonów.

W małych magnetofonach przenośnych, typu reportażowego, mieszczą się szpulki do taśm o małych średnicach. Oczywiście ogranicza to ciągłość nagrania tylko do takiego odcinka czasu, na jaki przy danej prędkości przesuwu taśmy pozwala jej długość. Wiadomo, że na szpulce zmieści się więcej lub mniej taśmy, zależnie od tego, jaka będzie jej grubość. Zmniejszenie grubości taśmy w celu uzyskania dłuższego czasu nagrań na tej samej szpuli byłoby z punktu widzenia użytkownika taśmy bardzo pożądane pod warunkiem jednak, że taśma nie będzie słabsza, to jest nie będzie zrywać się podczas pracy lub ulegać odkształceniu przez plastyczne rozciągnięcie nośnika, bowiem taśma wyciągnięta źle przylega do głowicy, wskutek czego występują zniekształcenia zapisu na taśmie, a w odtworzeniach oprócz zniekształceń — zachodzą zmiany poziomu.

Wskaźnik wytrzymałości taśmy na zerwanie zależy od materiału, z jakiego wykonany jest nośnik oraz od powierzchni przekroju taśmy. Również wyciąganie się materiału taśmowego uzależnione jest od tych samych czynników. Przy założeniu stałych warunków pomiaru wskaźnika wytrzymałości i wyciągania, a więc stałej wilgotności i temperatury, można porównywać ze sobą wskaźniki odnoszące się do różnych taśm.

Taśmy dotychczas produkowane mają nośnik z acetocelulozy (AC) albo z polichlorku winylu (PVC). Do grupy taśm o nośniku AC należą np. taśmy niemieckie

wszystkich typów, produkowane przez fabrykę AGFA-Wolfen w NRD, taśmy typu FS i FR fabryki AGFA-Leverkusen w NRF. Nośnik PVC mają np. taśmy angielskie firmy EMI (Electric-Musical Industries), taśmy francuskie Westinghouse oraz niemieckie BASF (Badische Anilin- u. Soda-Fabrik) typu LGH i LGS.

Przeciętna grubość taśm na podkładzie z acetocelulozy i z polichlorku winylu jest nie mniejsza niż 50 mikronów, czyli 0,05 mm. Czas nagrania lub odtworzenia taśmy o tej grubości na szpulce o średnicy 150 mm wynosi około 20 minut, przy prędkości przesuwu 19 cm/s.

W tabelicy 1 zestawione są dane, dotyczące kilku typów taśm różnych firm. Z danych tych widać, że średnia grubość taśm jest rzędu 55 mikronów, a średnia wytrzymałość na zerwanie 10 kg/mm². Oznacza to, że taśma o szerokości 6,35 mm (1/4 cala) ulega zerwaniu przy obciążeniu siłą naciągu równą około 3 kg.

W 1960 roku ukazały się w czasopiśmie notatki o wykorzystaniu tworzywa sztucznego do produkcji wysokogatunkowej taśmy, zwanego poliestere. Taśmy z tego tworzywa odznaczają się małą grubością przy równocześnie dużej wytrzymałości na zerwanie.

W tabelicy 2 wyszczególniono taśmy o podkładzie z tworzywa sztucznego, w tym również z poliesteru, odznaczające się małą grubością. Wynosi ona średnio 33 mikrony. Jest to grubość mniejsza od poprzedniej o ok. 40%. Pozwala to w tym samym stosunku przedłużyć czas pracy bez zwiększania średnicy szpulki. Taśmy poliestrowe wyróżniają się dużą wytrzymałością mechaniczną. Wytrzymują one obciążenie rzędu 5 kilogramów, a więc większe niż taśmy starych typów. Jeżeli chodzi o odkształcenia plastyczne, powodujące wydłużanie się taśmy, to na ogół wszystkie typy podane w tabelicy 1 i 2 nie przekraczają dopuszczalnej granicy tolerancji, wynoszącej 0,2% przy obciążeniu 1 kg.

TABLICA 1

Producent	Kraj	Typ taśmy	Materiał podkładu	Grubość w mikronach	Wytrzymałość na zerwanie (kg/mm ²)	Elastyczne wyciąganie przy obciążeniu 1 kg po 1 minucie (%)	Czas pracy szpuli Ø 150 mm przy prędkości 19 cm/sek (min)
AGFA-Wolfen	NRD	C, CH CR, CG	AC	52—59	10	1,2	22
AGFA-Leverkusen	NRF	FS, FR FSP	AC PVC	54—57	8—15	1	22
BASF	NRF	LGH LGS	PVC	50—55	17	0,8÷1,2	21
Westinghouse	Francja	Sonocolor	PVC	50	17	1,2	22
EMI	Anglia	77, 88	PVC	52	17	1	21

Producent	Kraj	Typ taśmy	Materiał podkładu	Grubość w mikronach	Wytrzymałość na zerwanie (kg/mm ²)	Elastyczne wyciąganie przy obciążeniu 1 kg po 1 minucie (%)	Czas psacy szpuli Ø 150 mm przy prędkości 19 cm/s (min)
AGFA-Leverkusen	NRF	PE31 PE41	poliester	35 26	28	1,4 2,2	30 45
Scotch	Anglia	150— —36H	poliester	34	28		31
Gevaert	Holandia	LR	tworzywo sztuczne	32	9	1,5	32
Philips	Holandia	EL3882	„	37			30
EMI	Anglia	99	PVC	37,5	1,7	1	27

Dla porównania właściwości mechanicznych taśm różnych gatunków, trzeba przede wszystkim wziąć pod uwagę materiał, z jakiego wykonany jest nośnik. Praktycznie chodzi tu o trzy rodzaje materiału, a mianowicie: acetocelulozę, polichlorek winylu i poliester (PE).

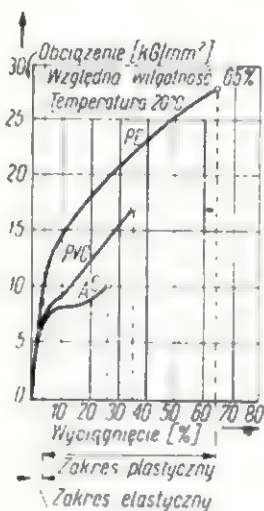
Na rysunku 1 pokazane są krzywe wytrzymałości tych trzech materiałów, stosowanych w produkcji taśmy magnetofonowej, odnoszące się do określonych warunków wilgotności i temperatury powietrza. Jak widać, obciążenie w zakresie elastycznego wyciągania się taśmy jest dla poliesteru około 1,5 razy większe niż dla pozostałych materiałów. Jeszcze większe różnice wykazują wskaźniki wytrzymałości na zerwanie; poliester ulega zerwaniu przy obciążeniu około 1,6 razy większym niż polichlorek winylu i prawie trzykrotnie większym niż acetoceluloza.

Te zalety nowego tworzywa umożliwiły wyprodukowanie najnowszych gatunków taśmy magnetofonowej o grubości około 1,5 razy mniejszej niż dotychczasowe gatunki, bez pogorszenia właściwości mechanicznych. Zmniejszenie grubości przez zastosowanie nowych materiałów dotyczy przede wszystkim warstwy nośnej. Grubość warstwy magnetycznie czynnej jest w różnych gatunkach taśm zarówno starszych typów jak i nowszych — podobna. Przeciętnie wynosi ona około 13 mikronów. Dla porównania zestawione są w tabl. 3 grubości warstw nośnych i warstw czynnych niektórych gatunków taśm. Małą grubością warstwy czynnej wyróżnia się tylko taśma „Scotch”.

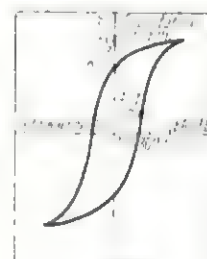
Taśmy cienkie ściśle przylegają do głowic, co jest warunkiem koniecznym dla otrzymania nagrań i odtworzeń o wysokiej jakości. Niezależnie od znaczenia taśmy ogólnej, ważną rolę odgrywa grubość samej warstwy magnetycznej, ze względu na zniekształcenia nieliniowe. Wynika to stąd, że warstwy głębsze są magnesowane z coraz większymi zniekształceniami, ponieważ znajdują się dalej od głowicy, gdzie spadek pola podkładu jest większy od spadku pola sygnału. Dlatego w taśmach o dużej grubości warstwy czynnej występują większe zniekształcenia niż w taśmach

z cienką warstwą. Jest to główna przyczyna nie stosowania do nagrań o wysokiej jakości taśm jednorodnych, które są obustronnie czynne, chociaż byłoby to wygodne w eksploatacji.

Ze względu na zastosowanie, taśmy dzieli się na dwie kategorie. Do kategorii pierwszej należą taśmy przeznaczone do celów studyjnych w radiofonii, telewizji, filmie itd. Drugą kategorię stanowią taśmy do celów amatorskich. O tego rodzaju podziale decydują oprócz właściwości mechanicznych także właściwości magnetyczne i elektroakustyczne taśm.



Rys. 1.



Rys. 2.

Podstawowymi wskaźnikami właściwości magnetycznych (tabl. 4) są: siła koercji i pozostałość magnetyczna, zwana też remanentem magnetycznym. Jest to, jak wiadomo, siła magnetyczna, która drogą indukcji magnetycznej pozostaje w taśmie po wyjściu jej z pola magnetycznego głowicy rejestrującej. Zależność między tymi wielkościami wskazuje krzywa magnesowania materiału magnetycznego na rysunku 2.

Siła koercji i pozostałość magnetyczna zależą od drogi warstwy czynnej i od wielkości pojedynczych cząsteczek w warstwie.

Właściwości magnetyczne mają znaczny wpływ na charakterystykę zapisu oraz na odmagnesowanie taśmy. Uzyskanie dobrej charakterystyki w zakresie większych częstotliwości zależy od wielkości stosunku siły koercji do pozostałości magnetycznej. Stosunek ten określa wartość magnetycznej oporności właściwej materiału. Poprawa charakterystyki zapisu następuje ze wzrostem tej oporności.

KUPIĘ pilnie dowolny
ODBIORNIK NA PASMA AMATORSKIE
S. Kozyra, Katowice 6, ul. Przędowników 124

KUPIĘ 4 LAMPY DL94
Henryk Maciejewski, Wyszogród, ul. Okólna 2 m. 1

TABLICA 3

Taśma		AGFA-Wolfen	EMI		AGFA-Leverkusen			Gevaert	Scotch
			77,88	99	AC/PVC	PE	PE22*)		
Grubości w mikronach	nośnika	40÷47	40÷41	25	39÷44	15÷20	25	20÷34	24÷25
	warstwy czynnej	12÷15	11÷12,5	12,5	13÷15	11÷15	25	12	9÷10

*) Taśma specjalna (o dużej pozostałości magnetycznej).

TABLICA 4

	AGFA-Wolfen		AGFA-Leverkusen			EMI	Gevaert	Scotch	Westinghouse
	C	CR/CH/CG	FR	PE 31/41	PF 22				
Siła koercji (w Oerstedach)	100	250	285	300	285	270	280	240±250	325
Pozostałość magnetyczna nasycenia (w Gaussach)	260	600	700÷1420	620÷850	1420	600	1050	700	—

Na dobroć warstwy czynnej wpływają takie czynniki, jak wymiary cząsteczek proszku magnetycznego, wymiary dzielących je odstępów, równomierność tych wymiarów, związku pomiędzy cząsteczkami magnetycznymi a wiążącymi, rodzaj i ilość materiału wiążącego.

Im drobniejsze są cząsteczki proszku, tym łatwiej jest uzyskać właściwy ich rozkład w warstwie, a im bardziej jednakowe wymiary cząsteczek, tym równomierniejsze będzie pokrycie i gładza powierzchnia. Jednorodność ośrodka i wymiary cząsteczek oraz dzielących je odstępów są bardzo istotne przy rejestrowaniu najkrótszych fal sygnału (wysokich tonów). Rodzaj materiału wiążącego wpływa na trwałość warstwy czynnej. Związek pomiędzy cząsteczkami musi być na tyle mocny, aby po wielokrotnym użyciu taśmy nie występowało ścieranie materiału.

Warstwa czynna posiada w swojej objętości 60 do 75% materiału wiążącego.

Do celów radiofonicznych wybiera się taśmy o dużej oporności magnetycznej i o możliwie dużej koercji. Siła koercji ma decydujący wpływ na odmagnesowanie taśmy, przy czym taśmy o dużej sile koercji są mniej podatne na samorzutne rozmagnesowanie. W radiofonii jest to ważny czynnik ze względu na trwałość zapisu na taśmach, przechowywanych w archiwach, jak również ze względu na wymianę taśm między radiofoniami, ponieważ podczas transportu taśmy ulegają wstrząsom i uderzeniom, a mimo to nie odmagnesowują się, jeśli siła koercji jest duża.

Dla amatorów sprawa ta ma może mniejsze znaczenie, natomiast istotne jest, aby prywatne archiwum taśmowe nie zajmowało zbyt dużo miejsca i aby jakość na-

grań była jak najlepsza. Te dwa wymagania oznaczają, że taśma powinna być cienka, prędkość przesuwu mała, np. 9,5 cm/s, wzgl. 4,5 cm/s, a jakość nagrania mała zależna od warunków pracy i jakości mikrofonu. Z tego powodu taśma do nagrań amatorskich musi być mało wrażliwa na przesterowania nawet przy dużej rozpiętości dynamicznej dźwięków. Dlatego do takich nagrań wybiera się taśmę o dużej pozostałości magnetycznej i możliwie cienką.

Jeżeli chodzi o właściwości elektroakustyczne, takie jak przebieg charakterystyki częstotliwości oraz szumy, nie można byłoby wyróżnić żadnego gatunku taśmy, ponieważ wszystkie są pod tym względem podobne.

Wyniki pomiarów wskaźników, podawane w tablicach i danych fabrycznych, nie zawsze zresztą mogą być ze sobą bezpośrednio porównywalne, ponieważ stosuje się różne prędkości przesuwu taśm, różne rodzaje głowic, wreszcie niejednakowe warunki pracy, odnośnie prądu podkładu w.c.z.

Warto jednak podkreślić, że nowe gatunki taśm, dzięki korzystniejszym właściwościom mechanicznym, wykazują mniejsze różnice wskaźników między poszczególnymi partiami, a także poszczególnymi taśmami niż przedtem. Tak np. różnica czułości pomiędzy różnymi krążkami taśm nie przekracza obecnie ± 1 dB, a w tym samym krążku $\pm 0,5$ dB w porównaniu z różnicami, sięgającymi 4 dB w taśmach starszych typów. Jest to wynikiem lepszego przylegania taśm do głowicy dzięki ich większej elastyczności oraz dzięki doskonałej gładkości powierzchni warstwy czynnej. Grubość ziarna w tej warstwie jest mniejsza od jednego mikrona.

Nie ulega wątpliwości, że firmy produkujące taśmę magnetofonową starają się iść z postępem technicznym i ulepszają swoje produkty. Zaopatrzenie się w dobrą taśmę będzie więc możliwe po zaznajomieniu się ze wskaźnikami taśm znajdujących się w sprzedaży. Amator będzie szukał taśmy cienkiej o wysokiej dobroci warstwy czynnej, zapewniającej dużą czułość, małe szumy, małe zniekształcenia, łatwość kasowania nagrań. Ale jak odróżnić taśmy, skoro sprzedawcy nie dysponują żadnymi ich charakterystykami, nie znajduje się ich także w firmowych pudełkach z taśmą. A szkoda, bo samo obejrzenie taśmy nie wystarcza do oceny jej jakości.

SPROSTOWANIE

W tekście opisu radioodbiornika „Malwa”, nr 8/61, str. 283, w lewej kolumnie wiersz 29 od góry, zamiast: „użyty w obwodzie bez stopnia...” powinno być: „użyty w obwodzie baz stopnia...”, a w prawej kolumnie, wiersz 27 od góry, zamiast „300 mV” powinno być „300 mW”. Na schemacie odbiornika, str. 262, kolektor i emiter w dolnym tranzystorze OC72 zamieniono; powinno być odwrotnie — strzałka u góry zamiast w dół.

Generator wysokiego napięcia dla satelity

Sztuczny satelita angielsko-amerykański UK Scout 1, przeznaczony do badań kosmicznych jest wyposażony w generator bardzo wysokiego napięcia, wykonany przez firmę Bristol-Aircraft Ltd. Napięcie to jest potrzebne do zasilania liczników stosowanych do detekcji promieniowania X przy badaniach górnych warstw atmosfery.

Omawiany generator wytwarza napięcie 1600 V, stabilizowane

lampą gazową w granicach $\pm 1,5$ V przy zmianach napięcia zasilającego pierwotnego (6 V) o $\pm 15\%$. Napięcie wyjściowe z generatora tranzystorowego, pracującego na częstotliwości około 8 kHz, jest prostowane i filtrowane, przy czym amplituda tętnień na wyjściu jest mniejsza od 0,005%. Pobór mocy z baterii wynosi 80 mW.

Generator jest umieszczony na płytce o średnicy 14 cm, a poszczególne

elementy — w powłoce gumowej, pokrytej warstwą masy piankowej (aby zapobiec wyładowaniom, które mogłyby wystąpić w miejscach o wysokim potencjale podczas wznoszenia się satelity, kiedy ciśnienie obniża się aż do próżni kosmicznej). Urządzenie, umieszczone w szczelnej osłonie miedzianej, zostało wypróbowane z dobrym wynikiem przy ciśnieniach zmieniających się od 1 atmosfery do 0,3 mikrona słupa rtęci.

Tranzystorowe systemy radiowe pracujące na bardzo wielkich częstotliwościach

Firma General Electric Co wyprodukowała nowe tranzystorowe urządzenie dla telekomunikacyjnych linii radiowych typu RF-7.

Urządzenie będzie pracowało w zakresie częstotliwości 5925÷8400 MHz.

Zasilanie urządzenia może się odbywać z akumulatorów, bądź z

sieci prądu zmiennego. Dzięki zwiększeniu mocy nadawanej i czułości urządzenia odbiorczego otrzymuje się lepszy stosunek sygnału do szumu i oszczędza się na materiałach dzięki możliwości stosowania anten parabolicznych o mniejszych wymiarach. Urządzenie

RF-7 może być stosowane w systemach zawierających do 600 kanałów telefonicznych, przy czym każdy z tych kanałów może być w razie potrzeby wykorzystany do utworzenia 20 łączy, przeznaczonych dla celów telekontroli lub telemetrii.

Nowy satelita telekomunikacyjny

W Stanach Zjednoczonych A.P. są prowadzone prace, zmierzające do umieszczenia w 1962 roku na orbicie okołoziemskiej w płaszczyźnie równikowej na wysokości 35 800 km, nowego satelity telekomunikacyjnego, umożliwiającego

nadawanie programów telewizyjnych lub realizowanie wielu setek połączeń telefonicznych jednocześnie. Satelita będzie miał średnicę 74 cm, ciężar — 14,5 kg, koszt budowy ok. 15 milionów dolarów,

włączając w to koszty wystrzelenia satelity, koszty badań i instalacji naziemnych. Do tych ostatnich należą koszty budowy dwóch stacji telewizyjnych: jednej w Ameryce, drugiej — w Europie.

T u n e l t r o n

Jest to nazwa nowego elementu półprzewodnikowego, opracowanego prawie w tym samym czasie, lecz zupełnie niezależnie przez dwie firmy amerykańskie. Na podłożu szklanym jest umieszczona bardzo cienka warstwa aluminium,

na niej kilkuatomowa warstwa tlenku, a na wierzchu bardzo cienka warstwa ołowiu. Warstwa tlenku odgrywa rolę warstwy zaporowej między dwiema warstwami metalicznymi. Powierzchnia czyn-

na wynosi ok. 1 mm². Element jest ochładzany do temperatury 7,5÷-1,2°K; w tych warunkach całość może być wykorzystana jako przełącznik, dioda, trioda, kondensator, opornik i jako dioda o oporności ujemnej.

Nowa trioda płaska

Na rynku amerykańskim ukazała się nowa ceramiczna trioda płaska ML-7698, która może pracować w zakresie częstotliwości do 3000 MHz jako generator,

powielacz częstotliwości lub wzmacniacz mocy. Konstrukcja mechaniczna triody jest mocna. Trioda nadaje się do pracy w układach o

stałych skupionych oraz z rezonatorami wnękowymi.

(Wg *Journal des Télécommunications*, Nr 3 i 6 1961).

Ob. Aleksander Jagła, Siemianowice Sl. — W odbiorniku turystycznym, którego schemat podany był w nr 1/60 Radioamatora zamiast tranzystorów C1E i C2T można zastosować OC170 ewentualnie OC169 oraz zamiast C1 — TG2 i C1A — TG50.

W sprawie cen prosimy zwrócić się do sklepu BZST w Warszawie, ul. Mazowiecka 6 lub do sklepu CZZPM w Katowicach, ul. 15 Grudnia 13.

Ob. Franciszek Patyk, Wrocław — Do odbiornika telewizyjnego „Turkus” można bez przeróbki układu elektrycznego zastosować kineskop o ekranie 17” typu MW 43—69. Na-

leży jedynie zmienić umocowanie kineskopu oraz uregulować ustawienie zespołu cewek odchylających. Poza tym trzeba zmienić maskownicę oraz dostosować skrzynkę.

Ob. Kazimierz Piątek, Dębica — Pierwotne uzwojenie transformatora sprzęgającego m. cz. oznaczonego na schemacie Tr1 nawijamy drutem o średnicy 0,1 mm a uzwojenie wtórne — drutem 0,2 mm w emalii.

Ob. Jan Hojczyk, Chojnów. — Najbliższa od Pana stacja UKF jest w Katowicach. Nadaje ona na częstotliwości 97,6 MHz. Sądzymy, że z powodu zbyt dużej odległości od Katowic, stacja UKF jest poza zasięgiem miejsca Pańskiego zamiesz-

kania. Uważamy, że jej odbiór jest problematyczny.

Do odbioru ww stacji stosuje się antenę typu dipol o długości około 1490 mm.

Ob. Tadeusz Warchala, Ostrawy — Podajemy dane katalogowe radzieckiego gazotronu B5-129: $U_z = 2,5$ V, $I_z = 9$ A. Max napięcie zwrotne 500 V I_a max = 1,5 A. I_a pracy = 0,5 A. Max spadek napięcia 15 V. Napięcie zapłonu 20 V. Czas podgrzewania katody około 45 min.

Do głośnika GD 13,5/15 niezbędny jest transformator wyjściowy typu TG 1,5. Taki zestaw — powinien dobrze pracować z lampą końcową EBL 21.



Czy wiecie, że...

● We Francji i Szwecji przekątnikowe linie radiowe są dotychczas jedynym środkiem realizacji międzymiastowych łączy telewizyjnych. W innych krajach, jak np. w ZSRR, USA, Włoszech i NRF linie te stanowią uzupełnienie sieci kablowych linii współosiowych przy wykorzystaniu ich zarówno jako łączy telewizyjnych, jak i dużych wiązek międzymiastowych łączy telefonicznych. Według stanu z 1954 r. ogólna długość magistralnych przekątnikowych linii radiowych wynosiła: w USA — 12 500 km (w 1959 r. 88 000 km), w Wielkiej Brytanii — 1340 km, we Francji — 800 km,

w Japonii — 3000 km. Do 1956 r. długość tych linii w ZSRR wzrosła sześciokrotnie. Zwiążą one Moskwę z Uralem, rejonem nadbałtyckim, Białorusią itd., a ponadto zapewnią połączenia: Moskwa—Riazań, Moskwa—Stalinogorsk, Ałma Ata—Frunze, Frunce—Osz.

● Według lansowanych ostatnio wiadomości, ma być zbudowana przekątnikowa linia radiowa, wykorzystująca rozpraszanie fal radiowych w jonosferze i zapewniająca łączność między USA i Europą poprzez Grenlandię, Islandię i Wielką Brytanię. Moc nadajników na tej

linii ma sięgać 40 kW, zaś systemy antenowe mają mieć wymiary $48 \times 36 \times 27$ m. Przewiduje się wykorzystanie tej linii do łączności telegraficznej i fototelegraficznej oraz telefonicznej.

● Informacje dostarczone przez krążące wokół Ziemi i wyposażone w aparaturę radioelektroniczną sztuczne satelity, pozwoliły stwierdzić między innymi, że na telekomunikację nasilniej oddziałuje dolna warstwa jonosfery. Wyższe jej warstwy (480÷3200 km), jako bardziej jednorodne, obejmują mniej liczne rejonny zaburzeń.

Z okazji

„DNIA ŁĄCZNOŚCIOWCA“

Wszystkim Pracownikom resortu łączności, obchodzącym w dniu 18 października swoje Święto, życzenia dalszych sukcesów w realizowaniu zadań planowych i usprawnianiu usług świadczonych na rzecz społeczeństwa, składa

ZESPÓŁ REDAKCYJNY
mies. „Radioamator i Krótkofalowiec”

POMIARY W RADIOTECHNICE
— Bohumír Kleskeň. Z języka słowackiego tłumaczył inż. W. Scharf. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1961. Wyd. I. Nakład 4260 egz. Str. 391, cena 35 zł.

Książka, przeznaczona dla uczniów szkół technicznych, dla kursów radiotechnicznych, pracowników serwisu i radioamatorów, podaje w bardzo przystępny sposób podstawowe metody pomiarowe i opisuje przyrządy pomiarowe zwłaszcza elektronowe, znajdujące najczęstsze zastosowanie w praktyce radiotechnicznej. Dla ścisłości trzeba zaznaczyć, że treść tego opracowania nie obejmuje opisu przyrządów pomiarów w obwodach prądu stałego.

Materiał stanowiący treść książki ujął autor w szereg rozdziałów, z których trzy ostatnie poświęcone są: źródłom prądu, stosowanym w technice pomiarowej; pomiarom lamp elektronowych; pomiarom wzmacniaczy oraz odbiorników radiofonicznych. Pozostałe rozdziały zaznajamiają wyczerpująco, a jednocześnie przystępnie, z metodami pomiarów typowych wielkości elektrycznych (natężenie prądu, napięcie, moc, pojemność, indukcyjność, częstotliwość, zniekształcenia, modulacja, itd.) oraz z konstrukcją i działaniem samych przyrządów pomiarowych.

Książka, jak zaznaczył autor na wstępie, jest podręcznikiem pomocniczym dla szkół. Wbrew jednak stosowanemu dla tego typu wydawnictw zwyczajom — brak w niej rekapitulacyjnych zadań, zamieszczanych na końcu rozdziałów, zadań przeznaczonych do samodzielnego rozwiązywania przez czytelników. Jest to jednak uwaga natury czysto for-

malnej, bo sama wartość książki właściwie nic na tym nie traci.

Ogólna ocena pozycji, o której mowa, wypada jak najbardziej na jej korzyść. Zgodny wysiłek zarówno autora jak i tłumacza, a także naszego wydawcy sprawił, że do rąk czytelnika trafia bardzo przydatna i rozszerzająca zakres wiadomości z dziedziny miernictwa radiotechnicznego — publikacja. Zasluguje ona w pełni na życzliwe przyjęcie i wnikliwe przestudiowanie.

PRZEKAZNIKOWE LINIE RADIOWE — A. W. Prosin i A. N. Cwiętkow. Tłumaczył z jęz. rosyjskiego mgr inż. Z. Skarbiński. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1961, wyd. I, nakład 2760 egz., stron 90, cena 10,— zł.

Jak dotąd — problematyka przekaznikowych linii radiowych dzięki którym można realizować wymagające szerokiego pasma przenoszenia łącza telewizyjne, jak i setki a nawet tysiące łączy telefonicznych, telegraficznych i radiofonicznych, nie znajduje szerszego odbicia w naszej literaturze fachowej. Pod tym względem odczuwa się raczej pewien niedostatek informacji technicznej. Dlatego też książka, której wydanie sygnalizujemy, powinna się spotkać z uznaniem wszystkich zainteresowanych jej tematyką Czytelników.

W procesie stałego rozwoju ośrodków łączności, przekaznikowe linie radiowe zaczynają odgrywać coraz poważniejszą rolę. Do głosu dochodzą takie ich zalety, jak szybkość budowy tego rodzaju urządzeń i niższe koszty inwestycyjne niż dla kablowych linii współosiowych. W wielu krajach sieć ta jest intensywnie rozbudowywana i jeśli nie stanowi tam podstawowego środka realizowania łączy telewizyjnych (ja-

kim jest np. we Francji, Szwecji, Kanadzie), to przynajmniej w poważnym stopniu uzupełnia sieć kablowych linii współosiowych.

W opracowaniu swym rozpatrują autorzy charakterystyczne właściwości zakresu fal ultrakrótkich (zalety, wady, rozprzestrzenianie się), zasady budowy i strukturę przekaznikowych linii radiowych (zarówno pracujących w granicach bezpośredniej widoczności, jak i wykorzystujących dalekie troposferyczne i jonosferyczne rozchodzenie się fal ultrakrótkich), metody ich uwielokrotniania i wreszcie zagadnienie pewności ruchu i skuteczności łączności. Teoretyczną stronę opisu uzupełniają przykłady konkretnych urządzeń, czy stosowanych metod, a ponadto niezbędne schematy (przeważnie blokowe), wykresy i fotografie.

Końcowy rozdział zapoznaje Czytelnika z możliwościami uzyskania w niedalekiej już przyszłości, nowych, rewelacyjnych w tym kierunku osiągnięć i wymiany programów telewizyjnych z pomocą sztucznych satelitów, wprowadzenia systemu łączności meteorowej na falach krótkich, dalszych przemian i udoskonalień w urządzeniach teletransmisyjnych przekaznikowych linii radiowych (dzięki zastosowaniu automatyki, półprzewodników, baterii słonecznych, nowych typów anten, przyrządów b.w.cz. o dużej mocy).

Książka, aczkolwiek o stosunkowo niedużej objętości, zawiera sporo interesującego materiału, podanego w sposób dla wszystkich zrozumiały. Tłumaczenie na język polski jest bardzo poprawne, samo zaś wydanie — staranne.

Pozostaje więc tylko jak najbardziej zalecić tę pozycję wszystkim radioamatorom.

W.

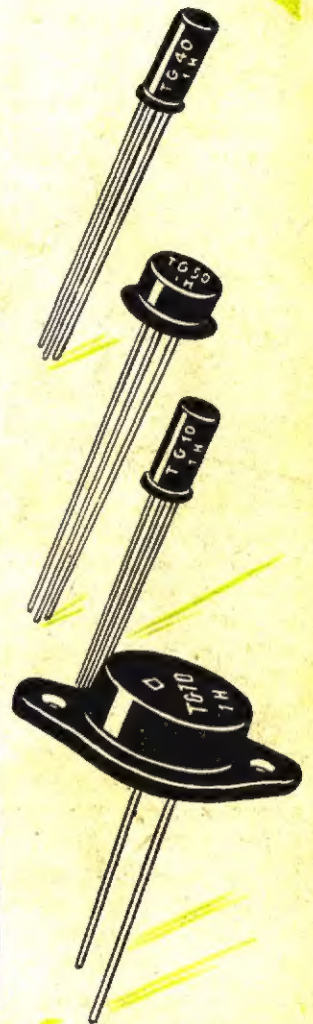


TEWA

TRANZYSTORY PNP

GERMANOWE WARSTWOWE

Tranzystory małej mocy małej częstotliwości					
Typ tranzystora	$-U_{CE\ max}$ V	$-I_{CM\ max}$ mA	P_{max} mW	h_{21e}	F db
TG1	15	50	50	9-20	≤ 30
TG2	15	50	50	20-80	≤ 30
TG4	15	50	50	20-50	≤ 10
TG5	30	50	50	25-80	≤ 15
TG6	30	50	50	25-80	≤ 30
Tranzystory średniej mocy małej częstotliwości					
Typ tranzystora	$-U_{CE\ max}$ V	$-I_{CM\ max}$ mA	P_{max} mW	$\bar{\beta}$ $-U_{CE}=6V$ $-I_C=10mA$	$\bar{\beta}$ $-U_{CE}=0,7V$ $-I_C=250mA$
TG50	30	250	150	30-120	—
TG52	30	250	150	—	≥ 15
TG53	15	300	175	—	≥ 15
Tranzystory małej mocy średniej częstotliwości					
Typ tranzystora	$-U_{CE\ max}$ V	$-I_{CM\ max}$ mA	P_{max} mW	h_{21e}	f_{α} MHz
TG10	15	10	50	≥ 20	≥ 3
TG20	15	10	50	≥ 20	≥ 7
Tranzystory dużej mocy małej częstotliwości					
Typ tranzystora	$-U_{CE\ max}$ V	$-I_{CM\ max}$ A	P_{max} W	$\bar{\beta}$ $-U_{CE}=7V$ $-I_C=0,3A$	$\bar{\beta}$ $-U_{CE}=1V$ $-I_C=3A$
TG70	30	3	5	16-90	$\geq 6,5$



Cena	TG1	TG2	TG4	TG5	TG6	TG10	TG20
det. zł.	24.-	29.-	49.-	49.-	38.-	72.-	81.-

TG50	TG52	TG53	TG70
59.-	59.-	52.-	240.-



FABRYKA TRANZYSTORÓW

TEWA

Warszawa, ul. Nowowotowska 5, tel. 4-66-88