

FRONTIER

i krótkofalowiec



1974

W dniu 8 października 1974 roku
zginął śmiercią tragiczną w wieku 44 lat

ppłk mgr inż. PIOTR MROZIŃSKI

z-ca kierownika działu łączności Zarządu Głównego
Ligi Obrony Kraju

Odszedł od nas Człowiek o wielkiej szlachetności
serca, gorący patriota, szeroko znany i niestrudzony
działacz środowiska łącznościowego Ligi, zasłużony
aktywista ruchu radioamatorskiego i krótkofalarstwa,
popularyzator radioelektroniki, od wielu lat społecz-
nie współpracujący z naszą redakcją.

Z głębokim i serdecznym żalem żegnamy ubylego z
naszego grona oddanego Kolegę, który na zawsze
pozostanie w naszej i licznych przyjaciół pamięci.

ZESPÓŁ REDAKCYJNY

Okladkę projektowała M. Turbaczevska

Na okładce: harcerki przy obsłudze radiostacji polowej
Fot. J. Ziółkowski



Wydawca:
**WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI
I ŁĄCZNOŚCI**

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY
w składzie: mgr inż. Mieczysław
Flisak, inż. Janusz Justat, mgr inż.
Czesław Klimczewski, doc. dr inż.
Andrzej Sowiński (z-ca red. naczej.),
inż. Mieczysław Wargalla (red.
naczej.), inż. Jerzy Węglewski, mgr
inż. Aleksander Witart,
Sekretarz redakcji i redaktor tech-
niczny – Eugenia Grudzińska,
St. korektor – Elżbieta Malon.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

WARUNKI PRENUMERATY: roczna – 60 zł, półroczna 30 zł,
kwartalna 15 zł. Prenumeratcy indywidualni w terminie do
10 dnia miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty mogą
opłacać prenumeratę w urzędach pocztowych i u Ilstonoszy,
lub dokonywać wpłat na konto PKO nr 1-6-100020 – RSW
„Prasa-Książka-Ruch” – Centrala Kolportażu Prasy i Wydaw-
nictw – ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, tel. 20-12-71.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę (droższa od
krajowej o 40%) przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch”,
ul. Wronia 23, 00-958 Warszawa, konto PKO nr 1-6-100024.

Reklamacje dotyczące prenumeraty załatwia Dział Skarg i
Reklamacji „Ruch”, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, tel.
20-12-71.

OGŁOSZENIA: drobne, do 30 wyrazów, w cenie 4 zł za wy-
raz, lub 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładkowych, w wy-
miarach do 240 cm² przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw
Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 War-
szawa tel. 45-00-61 w. 61. Za treść ogłoszeń redakcja nie
odpowiada.

RADIOAMATOR i Krótkofalowiec Polski

Rok 24 • LISTOPAD 1974 R. • NR 11

TREŚĆ NUMERU

	Str.
Z KRAJU I ZAGRANICY	
Najwyższa na świecie wieża telewizyjna	253
Nowy modulator promieni laserowych	253
Nowe opracowania dla telewizji kolorowej	253
Telemat A.	254
RÓŻNE	
Harcerskie manewry techniczno-obronne – P.M.	255
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE	
Statyczne metody pomiaru tyrystorów – inż. Franciszek Rajchert	255
MIERNICTWO ELEKTRONICZNE	
Oscyloskop tranzystorowy – mgr inż. Wiesław Hammer	258
ELEKTROAKUSTYKA	
Przystawka „wah-wah” do gitary – Ryszard Muńko	262
TECHNIKA RITV	
Aperiodyczny detektor częstotliwości – mgr inż. Krzysz- tof Andrzej Dąbrowski-SP5GBK	263
RADIOKOMUNIKACJA AMATORSKA	
Optymalizacja liniowych wzmacniaczy mocy – inż. Woj- ciech Stępniewski-SP6ARE	266
KĄCIK DLA ZMOTORYZOWANYCH	
Wskaźnik obrotów silnika spalinowego – Bogusław Teich- man	269
RADIOAMATORSTWO W LOK	
Wyniki zawodów krótkofalarskich „Dni zwycięstwa” – W.S.	270
Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ	
Uproszczony układ podwójnej sygnalizacji – Adam B. Myśliński.	270
Elektroniczny przełącznik czasowy – Henryk Pękalski	275
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI	271
PRZEGLĄD WYDAWNICTW	276

ADRES REDAKCJI

ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Tel. 25-29-85

NAJWYŻSZA NA ŚWIECIE WIEŻA TELEWIZYJNA

Zostanie ona zbudowana w Toronto (Kanada). Na rysunku 1 uwi-
doczniono model tej wolnostojącej wieży, której wysokość wyniesie
550 m. Znajdą w niej pomieszczenie nadajniki telewizyjne i radiowe,
będzie też udostępniona dla publiczności.

W górnej części wieży będzie osadzona stalowa konstrukcja o cięża-
rze 220 ton i wysokości 90 metrów, a na niej systemy antenowe FM
i TV opracowane przez znaną angielską firmę EMI.



Rys. 1

Anteny oraz urządzenia radiowe będą osłonięte konstrukcją z tworzy-
wa sztucznego, która ma wytrzymać napór wiatru o szybkości do
225 km/h oraz temperatury do -40°C .

Obiekt ma być oddany do eksploatacji w ciągu najbliższych lat, a
rozpoczęcie budowy nastąpi w jesieni br.

NOWY MODULATOR PROMIENI LASEROWYCH

Umożliwia on przekazywanie rozmów telefonicznych w 25 000 kanałów
telefonicznych lub 20 programów telewizyjnych w pojedynczym świat-
łowodzie.

Jak wiadomo, od dłuższego już czasu w laboratoriach wielu firm ra-
dio-telekomunikacyjnych prowadzi się prace nad zwiększeniem krotno-
ści przekazywanych rozmów telefonicznych i transmisji danych. W
szczególności zasadniczy przełom wprowadziła tu technika laserów, za
pomocą których można przesyłać na falach świetlnych wielokrotnie
sygnały elektryczne.

Podstawowym wynalazkiem, który umożliwił przesyłanie promieni lase-
rowych, są światłowody wykonane z włókna szklanego. Światłowody
te zastąpią już w niedalekiej przyszłości kable współosiowe miedzi-
ane, których deficyt staje się coraz bardziej dotkliwy. Zasadniczym tu
problemem jest opracowanie modulatora, który będzie mógł modu-
lować natężenie promienia laserowego w pasmie częstotliwości od kil-
ku herców do kilku gigaherców.

Opracowany ostatnio w laboratorium firmy RCA w Princeton N.J. mo-
dulator oparty jest na związku tantalu lub niobu z litem. Materiały
te odznaczają się silnym efektem elektrooptycznym polegającym na
tym, że przelatujące przez siatkę krystaliczną fotony podlegają du-
żym zmianom szybkości pod wpływem przyłożonego pola elektrycz-
nego.



Rys. 2

Stworzenie takiego elementu zostało umożliwione dzięki opracowaniu
techniki dyfuzyjnej nakładania cienkiej warstwy związku niobu i litu
na podłoże związku tantalu i litu. Warstwa ta służy jako falowód
dla promienia laserowego, a przez zmianę doprowadzonego napięcia
zmienia się kierunek i natężenie promienia (na przykład, przy
czerwonym promieniu laserowym modulację 80% uzyskuje się przy na-
pięciu 6 V).

Modulator ten (rys. 2) jest prosty i tani w produkcji, a jego wiel-
kość nie przekracza kilku milimetrów sześciennych.

NOWE OPRACOWANIA DLA TELEWIZJI KOLOROWEJ

Na dorocznym zjeździe producentów i użytkowników telewizyjnych
urządzeń NAB-CONVENTION w Houston, firma RCA demonstrowała
m.in. najnowsze opracowania w dziedzinie kamer dla telewizji kolo-
rowej oraz aparaturę dla kompleksowego systemu automatyzacji emi-
sji programów telewizyjnych.

■ Przenośna kamera typu TKP-45 o jakości równej kamerze studyjnej
(rys. 3).

Jak widać z przekroju tej kamery (rys. 4) zawiera ona trzy lampy
analizujące i elektroniczny wizjer, którego kineskop ma przekątną



Rys. 3

W układzie elektronicznym kamery przewidziano automatykę zapewniającą równoważenie bieli i czerni przy niezależnym ustawianiu wartości koloru i nasycenia dla każdej podstawowej barwy. Wbudowana jest również automatyka sterująca zależnie od oświetlenia przesłoną obiektywu. Kamerę cechuje poza tym automatyczna kompresja kontrastu, pozwalająca w cieniach obrazu uzyskać dobrą rozdzielczość szczegółów. Ciężar kamery: 9 kg.

■ Instalacja kompleksowej automatyzacji emisji programów telewizyjnych.

W jej skład wchodzi: urządzenie programujące (komputer), które może sterować i według ustalonej kolejności automatycznie włączać 80 odcinków programowych, źródło programu, to jest magnetowid, wyposażony w ponad 30 kaset, telekino typu TCR-100 wyposażone w 24 kasyety z filmem TCP-1624, projektor diapozytywów.

Komputer steruje i automatycznie włącza jedno z tych trzech źródeł programu.

TELEMAT A

Telemat A — elektroniczna pamięć obrazu z układem wyszukującym zmiany jego treści — to nowe opracowanie firmy SIEMENS znajdujące zastosowanie nie tylko w sygnalizacji alarmowej w muzeach, galeriach obrazów, skarbcach, ale również w ciągłym nadzorowaniu i ochronie środowiska przed zadymieniem, zanieczyszczeniem wód itp. Zasada działania urządzenia jako przystawki do instalacji telewizyjnej przemysłowej (w zamkniętym obwodzie) polega na tym, że obraz otrzymywany z kamery zostaje „rozłożony” i zapamiętany cyfrowo, a następnie stale porównywany z treścią obrazu zdejmovanego na bieżąco kamerą. Przy jakiegokolwiek szybko występującej zmianie w treści obrazu telewizyjnego, zostaje natychmiast wyzwolony alarm optyczny lub akustyczny.

Uchwycony kamerą obraz strzeżonego obiektu zostaje w urządzeniu Telemat A rozłożony na 3200 punktów i zapamiętany cyfrowo w kodzie czterobitowym dla 16 stopni szarości. Jeżeli w treści obrazu nastąpi nawet niewielka zmiana w dowolnym jego punkcie, przez porównanie z poprzednio zapamiętaną treścią, w układzie elektronicznym powstanie sygnał różnicowy wywołujący alarm.

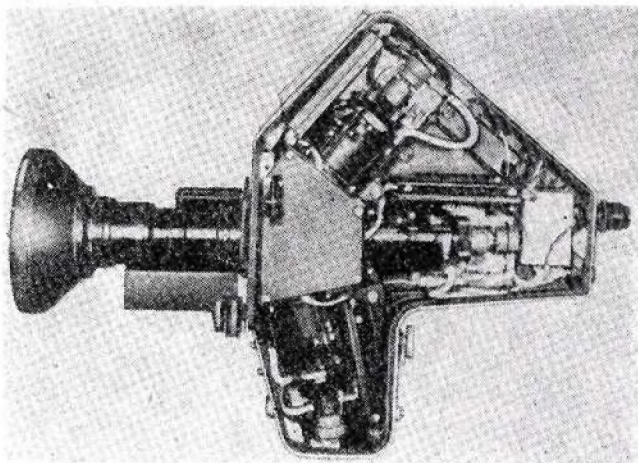
Układ elektroniczny może być optymalnie dostosowany do warunków ochrony przez dobór trzech regulowanych parametrów, jak: czułość, blokada zakłóceń krótkotrwałych lub długodziałających.

Aby zapobiec powstawaniu alarmów przy np. wolno zmieniających się warunkach oświetlenia, „zapamiętany obraz” może być cyklicznie odnawiany w zakresie od dwóch do dwudziestu sekund.

Jednorazowy proces zapamiętania treści obrazu trwa około 1 sekundę. O ile w tym czasie nastąpi zmiana treści obrazu, powstanie

w tym fragmencie obraz zamazany, co również spowoduje ciągły alarm. Czułość układu jest tak duża, że zmiana poziomu sygnału o 30% w części obrazu równoważnej 0,1% jego całkowitej powierzchni powoduje już powstanie alarmu.

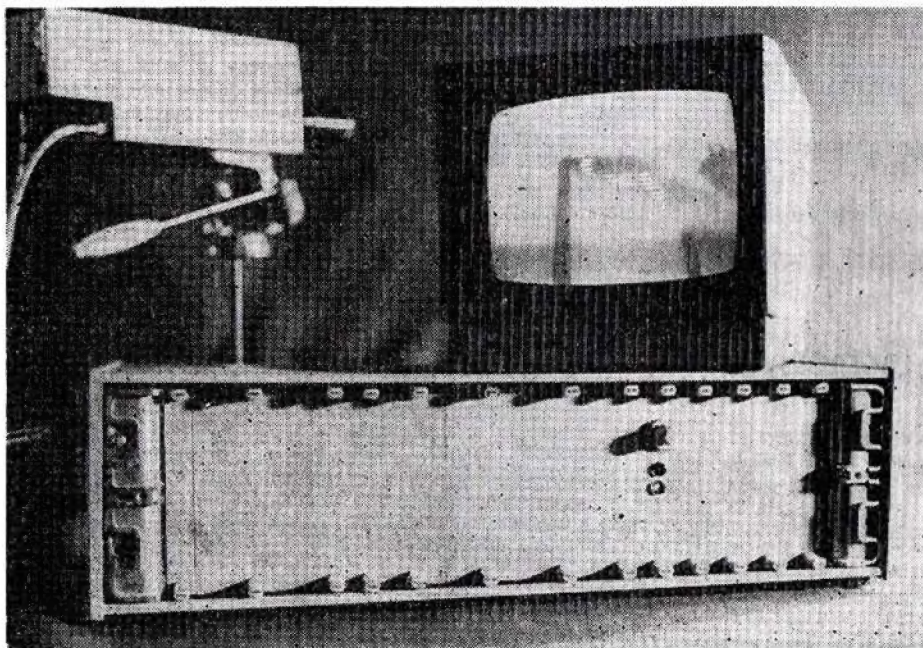
Obraz z kamery telewizyjnej podzielony jest na 256 pól, z których część można elektronicznie zablokować, przy czym ich zmiany nie powodują alarmu; tak jest w przypadkach, gdy obserwowane są tylko jakieś fragmenty wystawy, np. gabloty z kosztownościami itp. Jak wspomniano, urządzenie Telemat A może służyć również do stałego nadzoru stopnia zadymienia z kominów fabrycznych, obserwacji zanieczyszczenia wód, kontroli ścieków itp. Rysunek 5 przedstawia widok urządzenia; białe prążki na ekranie monitora wskazują miejsca, w których nastąpiły zmiany treści obrazu.



Rys. 4

160 mm. Obiektyw wyposażony jest w transfokator (ZOOM) o stosunku ogniskowych jak 1:6.

Bardzo ważną własnością tej kamery jest duża mobilność dzięki temu, że kabel kamerowy jest stosunkowo cienki (ϕ 13 mm) i pozwala na oddalenie się od pulpitu sterowniczego na odległość do 300 m.



Rys. 5

HARCERSKIE MANEWRY TECHNICZNO-OBROŃNE

W dniach od 26 lipca do 5 sierpnia 1974 r. odbyły się w okolicy wsi Białka i Rudki Starościańskie k/Parczewa IV Centralne Manewry Techniczno-Obrońne zorganizowane przez Kwaterę Główną Związku Harcerstwa Polskiego. Na program tej imprezy złożyło się 12 rozegranych konkurencji w następujących specjalnościach: ratownictwo wodne, samoobrona, zawody strzeleckie, marsz na azymut, radiopelengacja amatorska, łączność radiowa, skoki spadochronowe (konkurencja wprowadzona po raz pierwszy), zawody modeli latających, akcja gaśnicza, udzielanie pierwszej pomocy sanitarnej, samochodowy oraz motocyklowy tor przeszkód. 750 młodych uczestników IV CMTO, zwycięzców eliminacji na szczeblu powiatów i województw, zgromadzonych w trzech podobozach, reprezentowało wszystkie województwa i miasta wydzielone.

W konkurencjach łączności startowało 120 zawodników.

Konkurencja łączności radiowej polegała na jak najszybszym uruchomieniu polowej radiostacji małej mocy i wymianie radiogramów. Pierwsze trzy miejsca zdobyły reprezentacje horągwi ZHP: Wrocław, Warszawa, Bydgoszcz.

W radiopelengacji amatorskiej startowało 52 zawodników i 2 zawodniczki. W ramach ściśle utrzymywanej współpracy — pomocy sprzętowej i kadrowej (sędziowie) udzielił ZG LOK. Pierwsze trzy miejsca zdobyły reprezentacje horągwi ZHP: Bydgoszcz, Zielona Góra, Lublin. Indywidualnie w pasmie 80 m pierwsze miejsce zajęła Małgorzata Leska z Bydgoszczy, drugie — Adam Szewczyk z Bydgoszczy, trzecie — Jan Wiereszko z Zielonej Góry. Natomiast w pasmie 2 m pierwsze miejsce zajął Stanisław Grzęda z Bydgoszczy, drugie — Jan Wiereszko z Zielonej Góry, trzecie — Bogusław Choiński z Białegostoku.

W radiopelengacji amatorskiej wprowadzono po raz pierwszy dodatkową punktację za wykreślenie na mapie miejsc ukrytych w terenie nadajników; zmuszało to zawodników do bardziej wnikliwego studiowania mapy.

Wolne od programowej rywalizacji chwile wypełniała brać harcerska rozrywkami kulturalnymi, gawędami, spotkaniami z zasłużonymi działaczami, pisarzami, przedstawicielami wojska itp. Na pokreślenie zasługuje jej aktywny udział

w pracy społecznej, której wyrazem było wykonanie poboczny drogowych na odcinku 4 kilometrów oraz zasadzenie kwiatów w miejscach pamięci narodowej. A tych ostatnich nie brak na partyzanckich szlakach w powiecie parczewskim, zwłaszcza na terenie obydwu wsi wybranych na miejsce harcerskiego zgromadzenia, wsi odznaczonych Krzyżem Grunwaldu II klasy.

Uroczyste, połączone z okolicznościowym koncertem zakończenie imprezy odbyło się w Lublinie — przy udziale wiceministra Oświaty i Wychowania gen. dyw. Zygmunta Huszczy oraz Naczelnika ZHP mgr inż. Jerzego Wojciechowskiego. Zwycięzcom zespołowym i indywidualnym w poszczególnych konkurencjach wręczono puchary przechodnie, nagrody, dyplomy i proporzyczki.

Dni życia obozowego w pięknej scenerii leśnej, ambitnej rywalizacji sportowej i koleżeńskiej atmosferze oraz bogatych w osiągnięte sukcesy pozostaną na długo w pamięci uczestników — młodych radioamatorów spod harcerskiego znaku.

P.M.

inż. FRANCISZEK RAJCHERT

Statyczne metody pomiaru tyrystorów

Wprowadzanie tyrystorów do eksploatacji spowodowało, że stały się one jednymi z ważniejszych części składowych nowoczesnych urządzeń sterowania i regulacji. Tyrystor utworzył elektronicznie drogę do techniki energetycznej zastępując takie urządzenia jak tyratrony i ignitrony. Z powodzeniem spełnia funkcje, które do tej pory były domeną diawików nasyconych i wzmacniaczy magnetycznych, nie ustępując im trwałością, a w przypadku tyratronów i ignitronów znacznie je przewyższa. Jednocześnie tyrystor odznacza się bardzo dużą sprawnością energetyczną.

Zastosowanie tyrystora jest wszechstronne, poczynając od elektrycznych urządzeń gospodarstwa domowego, a kończąc na takich dziedzi-

nach jak przetwornice tyrystorowe do bezstykowej regulacji układów napędowych wielkiej mocy.

ZASADA DZIAŁANIA I CHARAKTERYSTYKA TYRYSTORÓW

Właściwości tyrystora

Tyrystor jest elementem o strukturze czterowarstwowej p-n-p-n (rys. 1). Cztery warstwy tworzą trzy złącza J_1 , J_2 , J_3 . Tyrystor zawiera trzy elektrody: A — anodę, K — katodę, B — bramkę (elektroda sterująca). Po przyłączeniu do tyrystora napięcia wstępnego (katoda „+”, anoda „-”), środkowe złącze J_2 będzie spolaryzowane przepustowo, a dwa złącza zewnętrzne J_1 i J_3 w kierunku wstępnym, co praktycznie unie-

możliwi przepływ prądu. Po przyłączeniu do tyrystora napięcia o biegunowości anoda „+” katoda „-”, zewnętrzne złącza J_1 i J_3 będą spolaryzowane przepustowo, a środkowe złącze w kierunku wstępnym, co wyrazi się stanem blokowania tyrystora. Ze stanu blokowania tyrystor można przełączyć w stan przewodzenia dwoma sposobami:

- zwiększając napięcie anodowe,
- zwiększając prąd bramki.

Dla wyjaśnienia obu sposobów przedstawiono charakterystyki prądowo-napięciowe tyrystora zdjęte w układzie statycznym (rys. 2a). Przełączenie tyrystora pierwszym sposobem ilustruje charakterystyka prądowo-napięciowa przy prądzie $I_G = 0$. Podczas zmian napięcia od

0 do U_{DSM} tyristor jest praktycznie zablokowany, ponieważ jego prąd anodowy I_F nie osiągnął jeszcze wartości prądu włączania. Gdy napięcie przekroczy wartość U_{DSM} następuje lawinowe przełączenie tyristora w stan przewodzenia. Przy zmniejszaniu prądu anodowego do wartości I_H tyristor ponownie przełączy w stan blokowania.

rys. 3, umożliwia w prosty sposób pomiar wartości prądu i napięcia w obu kierunkach polaryzacji. Należy pamiętać, aby przycisk K1 włączać tylko w chwili dokonywania pomiaru, dzięki temu straty mocy pochodzące od prądu upływu zostaną zmniejszone. Pomiar przeprowadzamy w następujący sposób: włączamy tyristor jak

na rys. 3 (kierunek blokowania), następnie zwiększamy napięcie wejściowe i odczytujemy wskazania mierników. Pomiar przerywamy w momencie, gdy przyrostom napięcia wejściowego nie towarzyszą przyrosty wskazań woltomierza, a prąd upływu zaczyna szybko wzrastać.

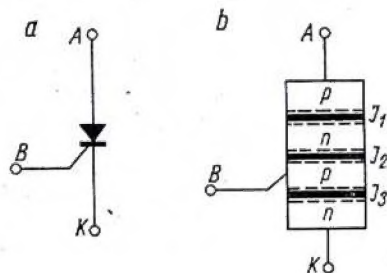
Charakterystykę w kierunku wstecznym zdejmujemy identycznie, zmieniając polaryzację napięcia zasilania tyristora. Aby dokonać pomiaru w podwyższonej temperaturze, należy badany tyristor umieścić w termostacie.

Opis układu

Rezystory R_1 i R_2 zabezpieczają zasilacz przed uszkodzeniem w przypadku włączenia tyristora. Pojemność C_1 z rezystancją R_4 obniżają stromość narastania napięcia na badanym tyristorze. Dioda D1 zabezpiecza miernik prądu przed przeciążeniem. Mierniki M1-M2 służą do pomiaru prądu i napięcia tyristora. Rezystor R_5 zwiera złącze bramkowe przeciwdziałając powstaniu napięcia mogącego wcześniej włączyć badany tyristor.

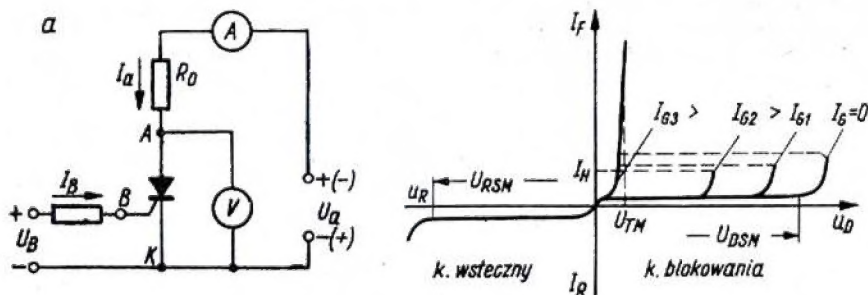
Wyzwalanie tyristora

Aby zaprojektować i właściwie eksploatować układy z tyristorami należy przede wszystkim znać ich wejściowe (bramkowe) charakterystyki prądowo-napięciowe (rys. 4a).



Rys. 1. Tyristor

a - symbol graficzny, b - czterowarstwowa struktura tyristora, c - przekrój tyristora



Rys. 2. Charakterystyka tyristora

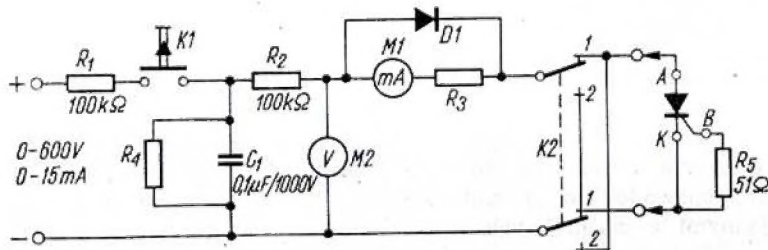
a - układ do pomiaru charakterystyki, b - charakterystyki prądowo-napięciowe tyristora

Przełączanie tyristora drugim sposobem ilustrują statyczne charakterystyki prądowo-napięciowe, odpowiadające prądom bramkowym I_{G1} , I_{G2} , I_{G3} . Przy prądzie I_{G3} charakterystyka prądowo-napięciowa tyristora jest analogiczna do charakterystyki diody półprzewodnikowej. Wsteczne napięcie anodowe w przedziale od 0 do U_{RSM} wywołuje w tyristorze nieznaczny prąd wsteczny. Przekroczenie wyż. wym. napięcia powoduje przebicie tyristora i uszkodzenie go.

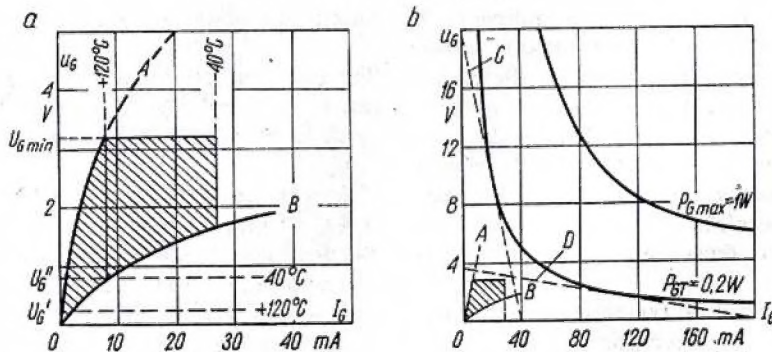
Charakterystyki prądowo-napięciowe tyristora zależą od temperatury jego płytki krzemowej. Wraz ze wzrostem tej temperatury zmniejsza się napięcie przełączania tyristora. Zmniejszają się także wartości prądów przełączania.

Pomiar charakterystyki blokowania oraz charakterystyki wstecznej tyristora

Układ do statycznego zdejmowania charakterystyk prądowo-napięciowych tyristora, przedstawiony na

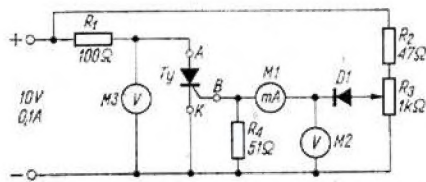


Rys. 3. Układ do statycznego zdejmowania charakterystyk w kierunku wstecznym i blokowania



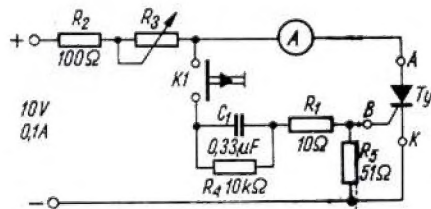
Rys. 4. Charakterystyki statyczne wyzwalania bramkowego tyristora
a - charakterystyki wejściowe bramki, b - charakterystyki mocy strat

Krzywe A i B to charakterystyki graniczne. Krzywa A odpowiada najlepszemu, krzywa B — najgorszemu modelowi tyrystora danego typu. Dla pozostałych tyrystorów charakterystyki rozkładają się wewnątrz obszaru ograniczonego krzywymi A i B.



Rys. 5. Układ do pomiaru prądu i napięcia przelączenia bramki I_{GT} , U_{GT}

Na jakość charakterystyki wejściowej ma wpływ temperatura pracy. W zakresie temperatur -40°C do $+120^{\circ}\text{C}$ obserwuje się następującą prawidłowość: wraz ze wzrostem temperatury roboczej tyrystora wartość prądu sterowania (niezbędnego do włączenia) zmniejsza się. W ten sposób obszar zakreskowany, ograniczony krzywymi A i B oraz liniami pionowymi -40°C i $+120^{\circ}\text{C}$ jest strefą możliwości włączania dowolnego tyrystora danego typu.



Rys. 6. Układ do pomiaru prądu podtrzymania tyrystora „IH”

Amplituda napięcia impulsu włączającego ma także określone minimalne przedziały, poniżej których tyrystor nie włącza się. Poziome kreskowane linie $U_{G'}$ i $U_{G''}$ odpowiadają tym przedziałom dla temperatur $+120^{\circ}\text{C}$ i -40°C . Pozioma $U_{G\text{ min}}$ odpowiada minimalnemu napięciu, przy którym następuje włączenie każdego tyrystora danego typu. W niektórych układach pracy tyrystora przy odłączonym sterowaniu możliwe jest pojawienie się napięcia bramkowego w wyniku przepływu prądu blokowania I_{DM} , napięcie to może być wyższe od $U_{G'}$ powodując włączenie tyrystora. W celu uniknięcia tego zjawiska należy obwód wejściowy bocznikować rezystancją upływu, którą oblicza się następująco:

$$R_u = \frac{U_{G'}}{I_{DM}} \quad U_{G'} = 0,25 \text{ V}$$

Niezawodne włączanie tyrystorów (niezależnie od rozrzutu charakterystyk sterowania) zachodzi w sytuacji, gdy prąd i napięcie sterowania przekraczają wartości znajdujące się w obszarze zakreskowanym. Dlatego zaleca się sterowanie tyrystora wąskimi impulsami napięcia o mocy chwilowej przewyższającej dopuszczalną średnią moc strat. Moc sterowania ograniczona jest przez maksymalną dopuszczalną moc strat złącza bramkowego. Na rys. 4b przedstawiono krzywą dopuszczalnej średniej mocy strat P_{GT} , która wydzieliła się na złączu bramkowym przy przepływie prądu stałego. Proste C i D ilustrują graniczne rozłożenie prostych obciążenia przy stałym prądzie bramki.

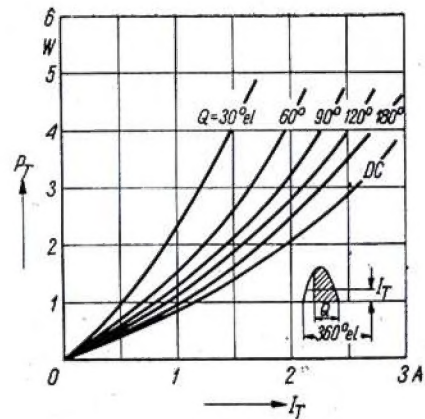
Do włączenia tyrystora wystarczą impulsy o czasie trwania kilkadziesiąt μs . Dlatego przy impulsach sterujących o wypełnieniu mniejszym od jedności (przy tej samej średniej mocy strat) dopuszczalna moc impulsu odpowiednio wzrasta — proporcjonalnie do zmniejszania czasu trwania impulsu. Zbyt wąskie impulsy tracą swą zdolność sterującą, co uwarunkowane jest czasem włączania tyrystora.

Pomiary parametrów bramki i prądu podtrzymania

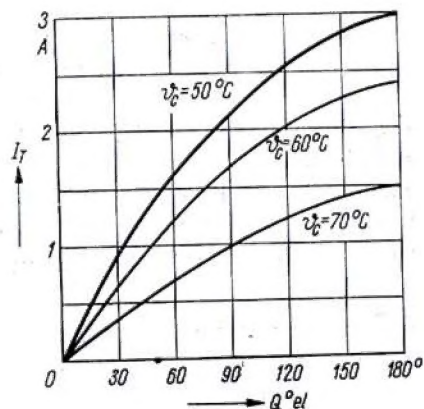
Pomiary prądu i napięcia włączania bramki dokonujemy w układzie przedstawionym na rys. 5. Rezystor R_1 pozwala określić moment włączenia tyrystora, potencjometr R_3 służy do regulacji prądu i napięcia bramki. Rezystor R_4 jest stosowany w układach, w których stromość narastania napięcia — przekracza $5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Zwiększając napięcie bramki od 0 obserwujemy wskazania miernika M3. Gwałtowne zmniejszenie napięcia na tyrystorze z 10 V do 1 V oznacza jego włączenie. Wartości wskazań mierników M1 i M2 tuż przed włączeniem wyznaczają prąd i napięcie włączania bramki. Wszystkie pomiary wcześniejsze pozwalają określić charakterystykę prądowo-napięciową obwodu bramki.

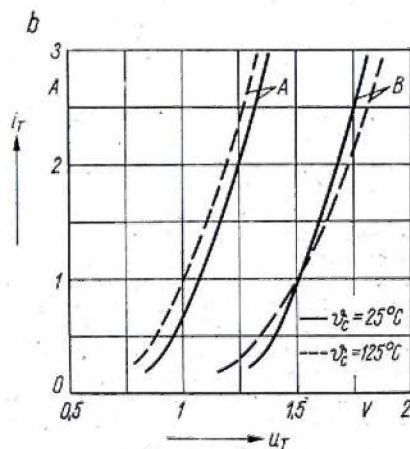
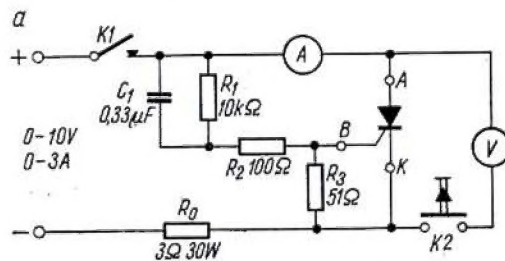
Prąd podtrzymania jest to najmniejsza wartość prądu przewodzenia, przy której tyrystor jeszcze nie wyłącza. Pomiar wykonujemy w układzie przedstawionym na rys. 6. Sposób postępowania jest następujący. Potencjometr R_3 ustawiamy na wartość zero. Wciskamy K1 powodując przepływ prądu ładowania konden-



Rys. 7. Zależność dopuszczalnych strat mocy P_T od kąta przewodzenia tyrystora



Rys. 8. Zależność dopuszczalnego prądu przewodzenia I_T od kąta przewodzenia tyrystora



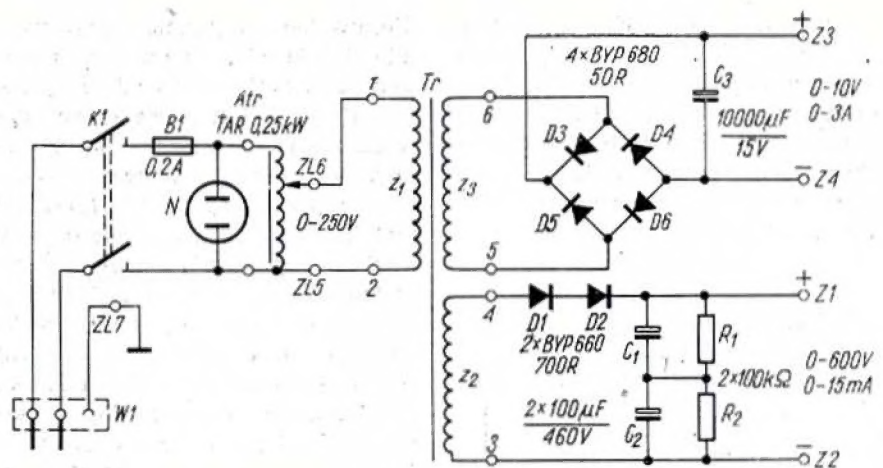
Rys. 9. Badanie charakterystyki przewodzenia tyrystora
a — układ pomiarowy, b — przebieg charakterystyk

satora C_1 przez obwód bramki. Następuje włączenie tyrystora. Zwalniamy przycisk $K1$ i zwiększając wartość rezystancji R_2 zmniejszamy prąd przewodzenia aż do wyłączenia tyrystora. Wartość prądu tuż przed wyłączeniem jest prądem podtrzymania I_H .

Warunki cieplne

Przy pracy tyrystora w warunkach znamionowych wydziela się ciepło, które jest wynikiem strat mocy na złączach tyrystora i doprowadzeniach. Zależność bezpośrednich strat mocy P_T od prądu anodowego przy różnych kątach przewodzenia przedstawiono na rys. 7. Wraz ze zmniejszaniem się kąta przepływu, przy tym samym prądzie znamionowym I_{TN} , straty mocy w tyrystorze zwiększają się. Aby nie dopuścić do zwiększania się strat mocy przy zmniejszaniu kąta przewodzenia należy zmniejszać dopuszczalny prąd anodowy. Zależność tę przedstawia rys. 8.

Pomiar charakterystyki przewodzenia tyrystora przy zasilaniu prądem stałym można wykonać w układzie przedstawionym na rys. 9a. Ustawiamy maksymalną wartość napięcia wejściowego (10 V). Wciskamy $K1$



Rys. 10. Schemat zasilacza napięcia stałego 40 W regulowanego

Transformator typu EI84 $S = 10 \text{ cm}^2$; $Z_1 = 1050 \text{ zw. DNE } \Phi 0,3 \text{ mm}$; $Z_2 = 2000 \text{ zw. DNE } \Phi 0,1 \text{ mm}$; $Z_3 = 42 \text{ zw. DNE } \Phi 1,2 \text{ mm}$

powodując przepływ prądu ładowania kondensatora przez obwód bramki. Następuje włączenie tyrystora. Odczytując wartości prądu i napięcia (przy wciśniętym $K2$) zmniejszamy napięcie wejściowe aż do wyłączenia tyrystora. Pomiar powinny być wykonywane w znamionowych warunkach chłodzenia, aby nie dopuścić do zbytowego nagrzania tyrystora, tzn. aby temperatura podstawy tyrystora nie przekroczyła wartości maksymalnej, określonej przez producenta.

Na rys. 9b zilustrowano przebieg charakterystyk mierzonych w róż-

nych temperaturach. W obszarze pomiędzy krzywymi A i B zawarte są charakterystyki przewodzenia typowych tyrystorów.

Do przedstawionych układów pomiarowych można użyć zasilacza z regulacją autotransformatorową (rys. 10). Regulując napięcie wyjściowe autotransformatora Atr w zakresie $0-250 \text{ V}$ uzyskujemy zmianę napięcia stałego na zaciskach Z_1, Z_2 w zakresie $0-600 \text{ V}$ oraz $0-10 \text{ V}$ na zaciskach Z_3, Z_4 . Dopuszczalny prąd obciążenia pobierany z wyjścia wynosi odpowiednio 15 mA i 3 A .

mgr inż. WIESŁAW HAMMER

OSCYLOSKOP TRANZYSTOROWY

Opisany tu oscyloskop, pomimo wysokich parametrów jakościowych, jest łatwy do uruchomienia, a większość zastosowanych w nim elementów półprzewodnikowych może być wymieniona na inne bez większych przeróbek. Ponadto wszystkie elementy (oprócz lampy oscyloskopowej) są produkcji krajowej lub mogą być wymienione na krajowe, a nabycie ich nie powinno stanowić większego problemu.

Wzmacniacz odchylenia pionowego (Y) przenosi pasmo od 0 do około $4-5 \text{ MHz}$ (można oglądać przebiegi do $6-7 \text{ MHz}$) przy oporze wejściowym $1 \text{ M}\Omega$, a jego maksymalna czułość wynosi około $200-300 \text{ mV/cm}$.

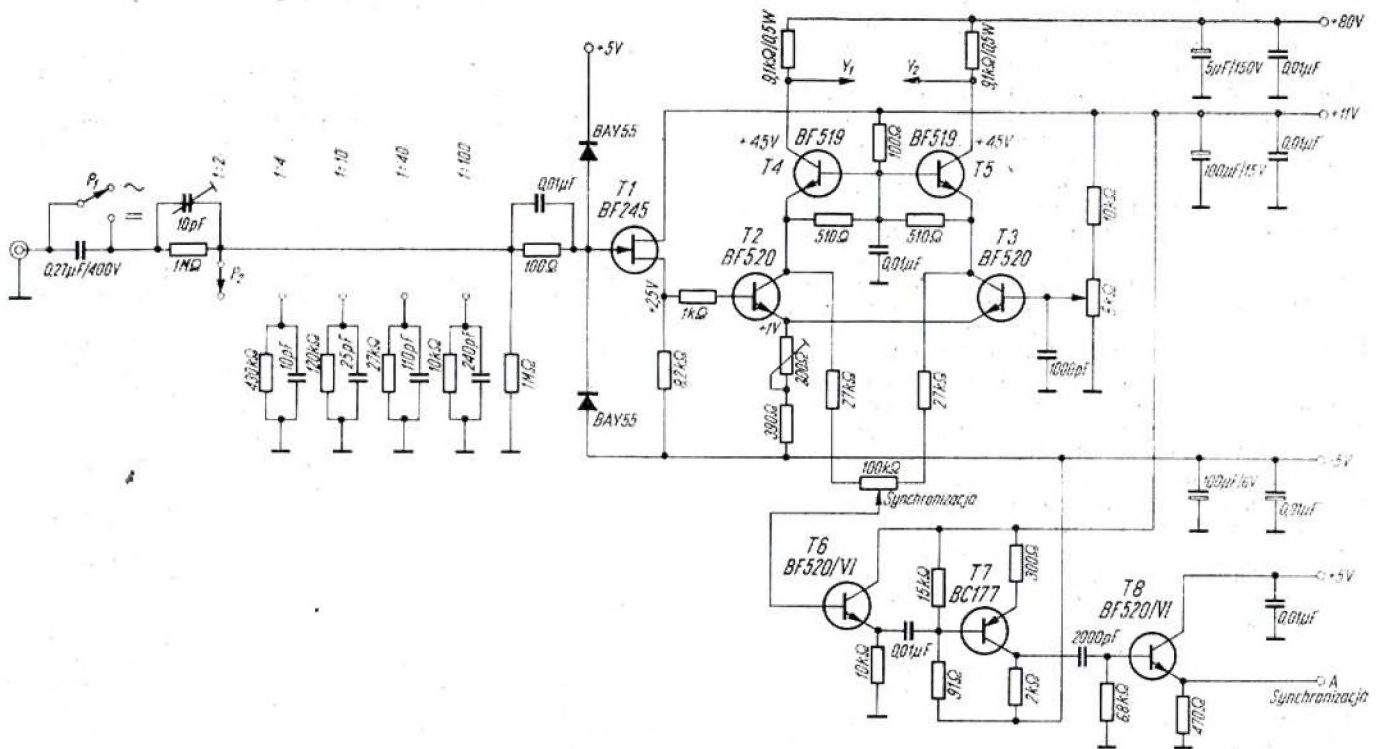
Generator podstawy czasu pracuje w układzie wyzwalanym, co zapewnia znacznie lepszą synchronizację oglądanych przebiegów. Ponieważ do budowy generatora wykorzystano scalony układ cyfrowy SN7400 (UCY7400), może on pracować w szerokim zakresie od $0,25-0,3 \mu\text{s/cm}$ do około $40-50 \text{ ms/cm}$, co umożliwia oglądanie przebiegów do około $7-8 \text{ MHz}$. Zarówno czułość wzmacniacza Y jak i czas narastania napięcia pilotkształtnego są regulowane skokowo (kalibrowane); ułatwia to pomiar amplitudy oglądanych przebiegów i ich częstotliwości. Wzmacniacz Y jest wyposażony w przełącznik „napięcie stałe — napięcie zmienne”, co umożliwia oddzielenie składowej stałej od składowej zmiennej i pomiar takich parametrów jak napięcie oraz prąd stały i zmienny.

Z powodu trudności nabycia nowoczesnych lamp oscyloskopowych o dużej czułości zastosowano w oscyloskopie lampę B6S1 produkcji NRD, o średnicy ekranu około 6 cm , zasilaną obniżonym napięciem anodowym w celu podwyższenia czułości płytek odchyłających. Dzięki elementom półprzewodnikowym i małemu poborowi mocy, wymiary oscyloskopu mogą być niewielkie.

OPIS BUDOWY

Wzmacniacz odchylenia pionowego

Na wejściu wzmacniacza pionowego (rys. 1) znajduje się skompensowany dzielnik napięciowy o stosunku podziału $1:2, 1:4, 1:10, 1:40$ i $1:100$. Kondensator $0,27 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ może być zwierany przez przełącznik P_1 i wtedy do wejścia oscyloskopu można doprowadzić sygnały stałoprądowe. Wszystkie nowoczesne oscyloskopy są wyposażone w wejście stałoprądowe, ponieważ obecnie wiele układów półprzewodnikowych pracuje właśnie stałoprądowo. Przykładem mogą być układy scalone, zwłaszcza cyfrowe z serii TTL. Wiele układów średniej skali integracji (MSI) i częściowo małej skali integracji (SSI) nie może pracować na obciążenie pojemnościowe, a sterowanie takich układów jak przerzutniki, multiwibratory, re-



Rys. 1. Schemat ideowy wzmacniacza odchylenia pionowego i wzmacniacza synchronizacji

jestry i dekady przez pojemności jest dość trudne ze względu na wymaganie bardzo krótkich czasów narastania, ewentualnie konieczność sterowania dwoma zbrociami. W przypadku konieczności wprowadzenia sygnału zmiennoprądowego przez kondensator, najprościej jest stosować bramki jako elementy pośredniczące.

W celu uzyskania dużego oporu wejściowego jako tranzystor T1 zastosowano tranzystor polowy pracujący w układzie ze wspólnym źródłem (odpowiednik układu WK). Bramka tranzystora jest zabezpieczona przed przeciążeniem napięciowym dwiema diodami BAY55, włączonymi w kierunku zaporowym. Dzięki temu napięcie na bramce nie może przekroczyć wartości -6 V lub $+6\text{ V}$ (napięcia poziomujące -5 V i $+5\text{ V}$). Tranzystor polowy pracuje w układzie triodowym, co zapewnia dobrą liniowość przenoszonego sygnału. Należy pamiętać, że źródło i dren tranzystora polowego mogą być włączone dowolnie i zamienione miejscami (stąd nazwa tranzystor unipolarny), istotne jest tylko włączenie bramki. W przypadku braku tranzystora BF245 (jest on bardzo wygodny ze względu na wysoką częstotliwość około 700 MHz) można zastosować dowolny tranzystor polowy o kanale typu n produkcji polskiej, radzieckiej, NRD lub innej (ale nie CSRS). Tranzystory polowe o kanale p są u nas rzadziej spotykane (w przypadku przyłączenia takiego tranzystora na wyjściu, a więc na bazie tranzystora T2, wystąpiłby potencjał ujemny i należałoby wtedy zmienić napięcia zasilające). Odradza się także stosowanie tranzystora typu MOS, ponieważ jego bramka musi mieć odpowiednie przedpięcie, a ponadto tranzystory MOS występują w wielu odmianach i dla poszczególnych typów należy stosować różne warunki pracy. Sygnał z tranzystora T1 steruje wzmacniacz wyjściowy różnicowy pracujący w układzie kaskadowym. Tranzystory T2 i T3 pracują w układzie WE, a tranzystory T4 i T5 w układzie WB. Ponieważ zakres przenoszonej częstotliwości jest dla układu WB największy, pasmo przenoszone przez wzmacniacz zależy głównie od częstotliwości granicznej tranzystorów T2 i T3. W celu uzyskania dostatecznej amplitudy doysterowania płytek odchylenia pionowego, tranzystory T4 i T5 są zasilane napięciem $+80\text{ V}$, a zatem napięcie U_{CE} tych tranzystorów może dochodzić do około 70 V . Tranzystory tego typu mają podane przez wytwórcę napięcie $U_{CB0} = 70\text{ V}$. Ze względu na to, że napięcie maksymalne kolektor-emiter jest prawie równe napięciu U_{CB0} (pod warunkiem, że opór R_{BE} jest dostatecznie mały) i że tranzystory krzemowe wykazują znacznie większą odporność na przeciążenia napięciowe niż tranzystory germanowe, można założyć, iż większość tranzystorów BF519 będzie pracować bezpiecznie w tym układzie.

Potencjometr $100\text{ k}\Omega$ w kolektorach tranzystorów T2 i T3 umożliwia eliminację przełącznika polaryzacji impulsu synchronizacji (impulsu wyzwalającego generator podstawy czasu).

Generator podstawy czasu

Generator podstawy czasu pracuje w układzie wyzwalanym, co zapewnia bardzo dobrą synchronizację oglądanych przebiegów w znacznie większym zakresie zmian częstotliwości i amplitudy niż w przypadku wolnobieżnego generatora podstawy czasu.

Wykorzystanie scalonego układu cyfrowego SN7400 (4×2 -wejściowe bramki NAND) umożliwiło uzyskanie krótkich czasów narastania napięcia пилоkształtnego.

Układ scalony SN7400 produkcji firmy TEXAS INSTRUMENTS można zastąpić analogicznym układem UCY7400 produkcji krajowej, MH7400 produkcji CSRS lub innym analogicznym. Bramki NAND 1 i NAND 2 tworzą przerzutnik R-S. Sygnały są doprowadzone do wejścia przerzutnika przez pozostałe bramki NAND, spełniające funkcję inwerterów (inwersja — odwrócenie). Dodatni impuls ze wzmacniacza synchronizacji jest doprowadzony do wejścia A bramki NAND 3, która odpowiada impulsem ujemnym (dla scalonych układów z serii TTL impuls ujemny odpowiada skokowi napięcia od wartości $+3$ do $+4\text{ V}$ do wartości bliskiej 0). Ujemny impuls powoduje zmianę przerzutnika, tak że na wyjściu bramki NAND 2 potencjał jest bliski 0. W rezultacie tranzystor T1 (BSY52) zostaje zatłaczony i jeden z kondensatorów C_1-C_5 wybranych przełącznikiem (skokowa regulacja podstawy czasu) zaczyna się ładować. Przebieg ładowania kondensatora (napięcie liniowo narastające) powinien być jak najbardziej zbliżony do linii prostej. W tym celu kondensator jest ładowany z regulowanego źródła prądowego z tranzystorem T2 (BC177). Potencjometr w emiterze tego tranzystora umożliwia płynną zmianę prądu ładowania (płynna regulacja szybkości generatora podstawy czasu). Tranzystor T3 jest tranzystorem polowym pracującym w układzie triodowym. Ponieważ opór wejściowy tranzystora polowego jest bardzo duży (rzędu $10^7-10^8\ \Omega$) prąd bramka-źródło nie obciąża przebiegu пилоkształtnego, dzięki czemu zwiększa się liniowość tego przebiegu. Napięcie пилоkształtne jest doprowadzane ze źródła tranzystora polowego do wejścia wzmacniacza odchylenia poziomego przez opornik $1\text{ k}\Omega$ (do bazy tranzystora T5).

W obwodzie źródła tranzystora polowego znajduje się potencjometr $5\text{ k}\Omega$, którego suwak jest zwarty z bazą tranzystora T4 (tranzystor BC527/VII), pracującego w układzie WK, który

zapewnia duży opór wejściowy i mały opór wyjściowy dopasowany do układów TTL. W efekcie na emiterze tranzystora T4 i jednocześnie na wejściu bramki NAND 4 narasta napięcie piłokształtne. W momencie kiedy osiągnie ono poziom logiczny 1 (potencjał $+2+3$ V), na wyjściu bramki NAND 4 pojawi się impuls ujemny, który spowoduje zmianę stanu przerzutnika. Na wyjściu bramki NAND 2 pojawi się potencjał dodatni, tranzystor T1 przejdzie w stan przewodzenia i rozładuje jeden z kondensatorów C_1+C_5 . Ponieważ czas narastania potencjału dodatniego na bazie tranzystora T1 jest bardzo krótki, rzędu 20÷30 ns (zależnie od wartości C_1+C_5), czas opadania napięcia piłokształtnego (powrót płamki) zależy głównie od szybkości działania tranzystora T1. Dlatego korzystne jest zastosowanie tranzystora o małym czasie magazynowania nośników. Do takich tranzystorów należy tranzystor impulsowy BSY52 produkcji krajowej.

Ponieważ generator podstawy czasu pracuje w układzie wyzwalanym, zastosowano układ rozjaśniania płamki w jej biegu roboczym (w podstawie wolnobieżnej stosuje się w zasadzie układ wygaszania płamki w jej biegu powrotnym). Ujemny impuls na wyjściu bramki NAND 2 o czasie trwania równym czasowi narastania napięcia piłokształtnego jest doprowadzany jednocześnie do bazy tranzystora T9 (tranzystor BF519), który ulega zatkaniu. Dodatni impuls o amplitudzie 80 V jest doprowadzany do siatki I lampy oscyloskopowej przez kondensator 0,1÷0,27 μ F/400 V. W układzie wyzwalanego generatora podstawy czasu i przy bardzo krótkich czasach opadania napięcia piłokształtnego, czas powrotu płamki jest bardzo krótki i powrót płamki mało widoczny (a niekiedy prawie wcale nie widoczny), tak że układ wygaszania nie jest elementem niezbędnym i można z niego zrezygnować.

Tranzystor T9 wymaga specjalnego dobierania pod względem maksymalnego napięcia U_{CE} , ponieważ występuje na nim pełne napięcie 80 V, a opór R_{BE} jest dla niego stosunkowo duży. Można tu zastosować tranzystor mający $U_{CB0} \geq 110$ V lub $U_{CER} \geq 80$ V albo tranzystor BF519, którego prąd kolektor-emiter z opornikiem 5,6 k Ω między bazą a emiterem będzie nie większy niż 0,5 μ A dla napięcia $U_{CE} \geq 85$ V.

Jako tranzystor T3 można zastosować dowolny tranzystor typu n — FET, analogicznie jak tranzystor T1 we wzmacniaczu odchylenia pionowego.

WZMACNIACZ ODCHYLENIA POZIOMEGO

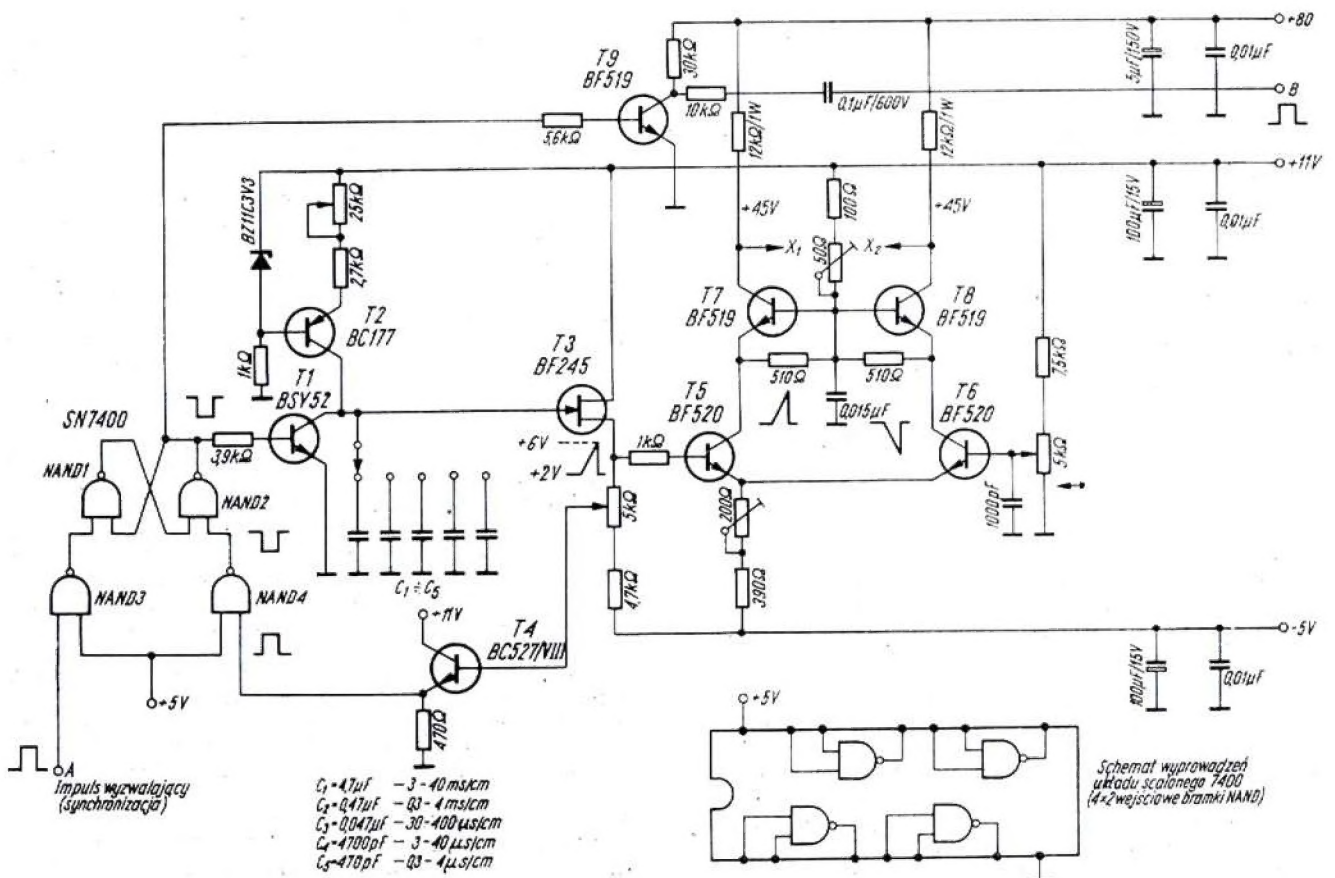
Jest on zbudowany analogicznie jak wzmacniacz odchylenia pionowego. Potencjometr 5 k Ω w bazie tranzystora T6 (rys. 2) służy do regulacji przesuwu poziomego. Tranzystory stopnia wyjściowego wzmacniacza X (T7 i T8), podobnie jak tranzystory T4 i T5 wzmacniacza Y, pracują przy napięciu około 70 V.

WZMACNIACZ SYNCHRONIZACJI

W układzie formującym i wzmacniającym sygnał do wyzwalania generatora podstawy czasu pracują tranzystory T6÷T8.

Generator podstawy czasu ma synchronizację wewnętrzną (do wyzwalania jest wykorzystywany badany przebieg pobierania ze wzmacniacza pionowego). W kolektorach tranzystorów T2 i T3 włączono potencjometr 100 k Ω oraz oporniki 27 k Ω , aby nie dopuścić do zwarcia jednego z kolektorów z bazą tranzystora T6. Sygnał synchronizujący (wyzwalający) jest doprowadzany z suwaka potencjometru 100 k Ω . Taki wariant umożliwia wyeliminowanie przełącznika polaryzacji sygnału wyzwalającego i wykorzystuje wzmocnienie tranzystorów T2 i T3 wzmacniacza Y. Tranzystor T6 pracuje w układzie wtórnika emiterowego (układ WK) i nie powoduje zniekształcenia oglądanych przebiegów ze względu na duży opór wejściowy.

Jako tranzystor T6 można wykorzystać dowolny tranzystor z serii BF519—BF520 lub BC527—BC528 o jak największym wzmocnieniu prądowym. Zmieniając ustawienie potencjometru 100 k Ω , zmienia się nie tylko napięcie synchronizacji, ale i polaryzacji tak, aby impuls na bazie i emiterze tranzystora T6 był zawsze ujemny. Tranzystor T7 (BC177—BC179) pracuje jako wzmacniacz napięciowy. Impuls dodatni z kolektora tranzystora T7 zostaje doprowadzony do bazy tranzystora T8 (BF519—BF520, BC527—BC528) pracującego w układzie WK, ponieważ tranzystor ten dopasowuje impuls do małego oporu wejściowego bramki NAND (układ WK charakteryzuje się małym oporem wyjściowym). Aby dopasować się do poziomów logicznych bramek z serii TTL (SN7400 lub UCY7400), kolektor tranzystora T8 jest zasilany napięciem +5 V.

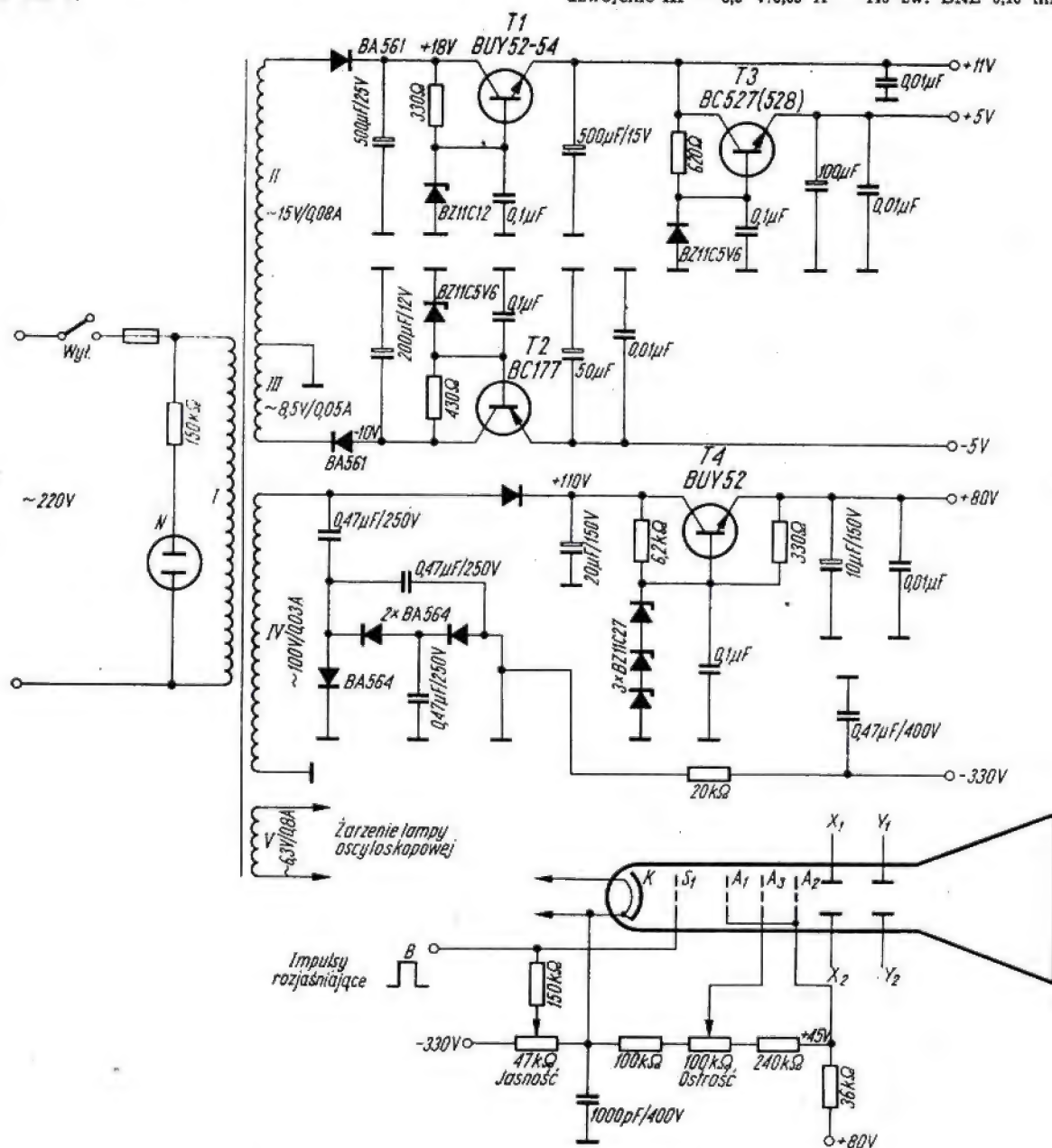


Rys. 2. Schemat ideowy generatora podstawy czasu i wzmacniacza odchylenia poziomego

UKŁAD ZASILANIA PRZYRZĄDU I LAMPY OSCYLOSKOPOWEJ

Na rysunku 3 przedstawiono schemat zasilacza oscyloskopu oraz sposób przyłączenia lampy oscyloskopowej. Wszystkie napięcia, oprócz napięcia anodowego kineskopu, są stabilizowane. Napięcie $+80\text{ V}$ jest także stabilizowane. Zmniejsza to znacznie ewentualne zakłócenia i zniekształcenia na płytkach odchylających ze względu na mały opór wyjściowy źródła napięcia $+80\text{ V}$.

Uzwojenie żarzenia lampy oscyloskopowej powinno mieć dobrą izolację względem pozostałych uzwojeń. Moc pobierana przez oscyloskop nie przekracza $11\div 12\text{ VA}$. Przekrój kolumny transformatora powinien być nie mniejszy niż 4 cm^2 . Dane poszczególnych uzwojeń transformatora o przekroju kolumny 4 cm^2 (dla transformatora o większej kolumnie, liczba zwojów będzie oczywiście mniejsza):
 uzwojenie I — $220\text{ V}/0,055\text{ A}$ — $3500\text{ zw. DNE } 0,17\text{ mm}$
 uzwojenie II — $15\text{ V}/0,08\text{ A}$ — $245\text{ zw. DNE } 0,20\text{ mm}$
 uzwojenie III — $8,5\text{ V}/0,05\text{ A}$ — $140\text{ zw. DNE } 0,16\text{ mm}$



Rys. 3. Schemat ideowy układu zasilania oscyloskopu i lampy oscyloskopowej

Napięcia anodowe kineskopu uzyskuje się z potrajacza napięcia (około -330 V) oraz z napięcia dodatniego zasilającego stopnie końcowe obu wzmacniaczy ($+80\text{ V}$). Dzielnik przy lampie oscyloskopowej jest tak dobrany, aby potencjał anody 2 był równy średniemu potencjałowi płytek odchylających. Jest to bardzo istotne ze względu na geometrię odchylanej wiązki i zmniejszanie zniekształceń. Impulsy rozjaśniające plamkę w czasie jej biegu roboczego są doprowadzane do siatki kineskopu (cylinder Wehnelta).

Tranzystory T1 i T2 są wyposażone w niewielkie radiatory, natomiast tranzystor T3 może pracować bez radiatora, ponieważ maksymalna moc tracona na tym tranzystorze nie przekracza 1 W . Jako źródło napięcia odniesienia dla tranzystora T3 wykorzystano trzy diody Zenera BZ11C27 ($3 \times 27\text{ V}$), ale w przypadku posiadania pojedynczej diody o napięciu Zenera $78\div 83\text{ V}$ można ją zastosować.

uzwojenie IV — $100\text{ V}/0,03\text{ A}$ — $1640\text{ zw. DNE } 0,14\text{ mm}$
 uzwojenie V — $6\text{ V}/0,8\text{ A}$ — $100\text{ zw. DNE } 0,66\text{ mm}$.
 Należy pamiętać, że transformator sieciowy należy tak umocować, aby jego kolumna stanowiła przedłużenie osi kineskopu, ponieważ w tym przypadku wpływ pola elektromagnetycznego transformatora na wiązkę elektronów w lampie oscyloskopowej jest najmniejszy. Jeżeli jest to niemożliwe, należy wykonać ekran magnetyczny z miękkiej blachy stalowej (grubość około $1\div 2\text{ mm}$) lub w ostateczności z blachy permalowej.
 Neonówka N może być w zasadzie dowolna (najlepiej mała, typ MN2-MN7). Sygnalizuje ona, że przyrząd jest pod napięciem.
 Wylłącznik sieciowy można wbudować osobno, lub zastosować potencjometr z wylłącznikiem. Najlepiej wykorzystać do tego celu potencjometr od regulacji jasności plamki ($47\text{ k}\Omega$).

URUCHOMIANIE OSCYLOSKOPU I MONTAŻ

Pierwszą czynnością jest uruchomienie zasilacza, a następnie dokonanie ewentualnej korekcji dzielnika przy lampie oscyloskopowej, tak aby uzyskać plamkę o dobrej ostrości i wystarczającej jasności. Jeżeli nie uda się ustawić ostrości plamki potencjometrem 100 k Ω , należy zmienić wartość opornika 100 k Ω lub 240 k Ω .

Następnie można przystąpić do uruchomienia generatora podstawy czasu i wzmacniacza pionowego.

Ponieważ generator podstawy czasu pracuje w układzie wyzwalanym, jeżeli nie doprowadza się żadnych przebiegów do wejścia wzmacniacza Y, na ekranie oscyloskopu widać tylko samą plamkę. Aby uzyskać linię prostą na ekranie, wystarczy dotknąć palcem suwak potencjometru 100 k Ω (dotykając palcem wprowadzamy do wzmacniacza synchronizacji zniekształcone przebiegi sieciowe). Pojawienie się linii prostej na ekranie świadczy o pracy generatora podstawy czasu. Napięcie na płytkach odchylających X i Y powinno być bliskie +45 V. Jeżeli potencjał różni się, należy przeprowadzić korekcję potencjometrem 200 Ω w emiterach tranzystorów T2 i T3 (wzmacniacz pionowy) oraz potencjometrami 200 Ω i 50 Ω (wzmacniacz poziomy). Regulacja jest prawidłowa, jeżeli za pomocą potencjometrów 5 k Ω (przesuw pionowy i poziomy) można przesunąć linię (podstawa czasu) lub plamkę po centralnej części ekranu.

Dla pełnej korekcji oscyloskopu należy doprowadzić do jego wejścia impulsy prostokątne o częstotliwości 10÷100 kHz, najlepiej o amplitudzie regulowanej w granicach 1÷10 V. Jeżeli przebiegi na ekranie są zniekształcone, świadczy to o źle skompensowanym dzielniku napięciowym. Odtwarzanie przebiegów jest wtedy prawidłowe, jeżeli stała czasowa $\tau = R \cdot C$ opornika 1 M Ω i trymera 10 pF jest równa stałej RC przełączanych elementów dzielnika. Wartości tych nie można jednak wyliczyć dokładnie, ponieważ należy się liczyć z pojemnością wejściową związaną z montażem, której wartość wynosi około 20÷40 pF. Zmieniając wartość trymerów powinno się uzyskać prawidłowy impuls (lub kilka impulsów) na ekranie.

Oprócz potencjometrów „jasność”, „ostrość”, „przesuw pionowy”, „przesuw poziomy”, „synchronizacja” i „płynna regulacja podstawy czasu”, warto na płycie czołowej umieścić potencjometr 5 k Ω , który umożliwi zmianę amplitudy napięcia pilotkształtnego (rozciąganie lub zwężanie podstawy czasu na ekranie).

Jako tranzystory wysokonapięciowe można zastosować tranzystory BF259 o napięciu $U_{CER} = 300$ V (mogą być także tranzystory BF179, BF257–BF258, BF114, BFY14). Jako pozostałe tranzystory najlepiej zastosować tranzystory z serii BSY (np. polskie BSY62) o krótkim czasie magazynowania nośników. Można także wykorzystać tranzystory z serii BFY o dostatecznie wysokiej częstotliwości granicznej (najlepiej 400÷800 MHz). Układ scalony SN7400 (UCY7400) można zastąpić układem 74H00 z tzw. serii szybkiej.

W tak wykonanym oscyloskopie można osiągnąć szybkość generatora podstawy czasu rzędu 30÷50 ns/cm oraz pasmo przenoszenia dla wzmacniacza pionowego około 8÷10 MHz. Ponieważ tranzystory BF259 mają wyższe napięcie U_{CER} , należy podwyższyć napięcie zasilające stopnie końcowe do 140÷180 V, napięcie anodowe kineskopu do 500÷600 V oraz zmniejszyć wartość oporników w kolektorach tranzystorów wyjściowych do 5,6÷7,2 k $\Omega/2$ W (tranzystory muszą być wtedy zaopatrzone w radiatory). Przy tak szerokim pasmie przenoszenia, ograniczenie częstotliwości oglądanych przebiegów będzie narzucone przez samą lampę oscyloskopową. Lampa B6S1 nadaje się do oglądania przebiegów o częstotliwości 5÷7 MHz, zależnie od egzemplarza. Lepsze pasmo mają nowsze lampy typu D6-100, D7-15, D7-150 lub D8-11 (niektóre z nich były swego czasu sprzedawane w sklepach w Warszawie jako części przeznaczone).

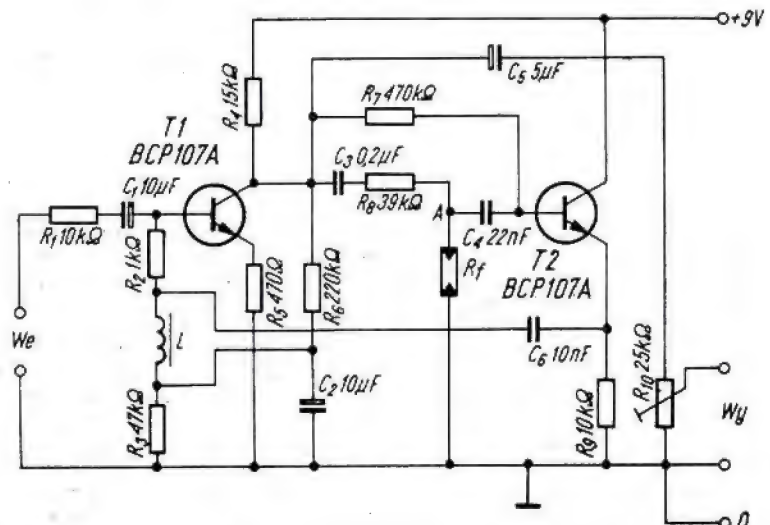
Na zakończenie należy zaznaczyć, że oscyloskop może być łatwo wykonany w wersji z zasilaniem autonomicznym. W tym celu należy zbudować przetwornicę tranzystorową o mocy 5÷6 W (wystarczy dwa tranzystory TG70), zasilaną z pięciu akumulatorów NiCd typu KN 0,5 lub KN 1,0 (lampa oscyloskopowa jest wtedy żarzona bezpośrednio z akumulatorów).

RYSZARD MUŃKO

Przystawka „wah-wah” do gitary

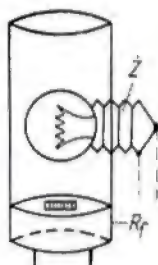
Przystawka, której schemat przedstawiono na rys. 1, składa się z trzech części: wzmacniacza (tranzystor T1), układu regulującego i wtórnika emiterowego (tranzystor T2).

Sygnal z gitary doprowadzany jest przez kondensator C_1 i opornik R_1 do bazy tranzystora T1, a po wzmocnieniu — poprzez kondensator C_5 do wyjścia układu oraz do bazy tranzystora T2. Tranzystor ten włączony jest w gałąź głębokiego ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmującego dwa stopnie (C_3 , R_8 , C_4 , T2, C_6 , R_2 , baza T1). Gdy punkt A oddzielony jest od masy (opornik R_7 ma dużą wartość), sygnały w.c.z. doprowadzane są poprzez kondensator C_6 z powrotem do bazy tranzystora T1. W wyniku tego na wyj-



Rys. 1. Schemat ideowy przystawki „wah-wah”

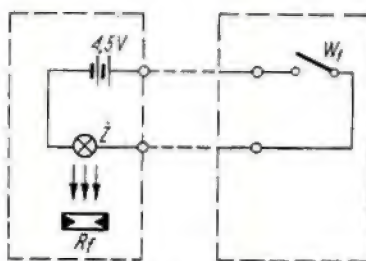
ściu układu sygnały o wielkich częstotliwościach (tony wysokie) są znacznie osłabione. Efekt ten potęguje jeszcze dławik L . W miarę zmniejszania wartości opornika R_f , pasmo przepustowe układu wobec osłabienia wpływu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego przesuwa się w kierunku wielkich częstotliwości.



Rys. 2. Osłona fotorezystora i żarówki

Poprawna praca przystawki zależy w znacznym stopniu od wykonania dławika L . Ma on około 1000 zwojów drutu DNE $\varnothing 0,1$ mm na rdzeniu typu EI złożonym ze szczeliny $0,1$ mm. Można z powodzeniem zastosować w miejsce dławika dowolny mały transformator o indukcyjności uzwojenia około 1 H.

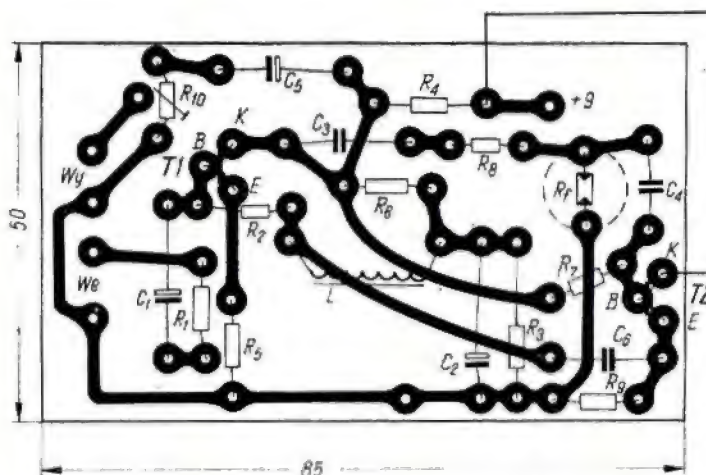
Jako element regulujący pasmo przepustowe układu zastosowany jest fotorezystor, co pozwala uniknąć trzasków podczas pracy urządzenia. Fotorezystor umieszczony jest we wspólnej obudowie z żarówką. Obudowę wykonuje się ze sztywnego papieru, np. preszpanu,



Rys. 3. Schemat przyłączenia wyłącznika nożowego

W momencie zaświecenia się żarówki oświetlającej fotorezystor, jego opór zmniejsza się do wartości rzędu setek omów. Żarówka zaświeci się po włączeniu W_1 , który najlepiej wykonać w postaci przycisku włączanego stopą. Układ połączeń przedstawiono na rys. 3.

Przystawka w zasadzie nie wymaga regulacji. Wszystkie zastosowane



Rys. 4. Płytkę montażową przystawki (widok od spodu)

sklejając ją klejem uniwersalnym. Gdy klej wyschnie, w obudowie umieszcza się żarówkę z przylutowanymi przewodami, a następnie zakłada się całość na fotorezystor. Szkic obudowy uwidocznił na rysunku 2.

części są standardowe, żarówka $3,5$ V/ $0,2$ A, fotorezystor dowolnego typu (np. RPP130, RPP131, RPP150). Montażowa płytkę („druk”) przystawki uwidoczniła jest na rys. 4. Przystawkę „wah—wah” należy ekranować i uziemić.

mgr inż. KRZYSZTOF ANDRZEJ DĄBROWSKI-SP5GBK

APERIODYCZNY DETEKTOR CZĘSTOTLIWOŚCI

Jedną z metod detekcji sygnału zmodulowanego częstotliwościowo jest przetworzenie go na ciąg standardowych impulsów o częstotliwości powtarzania zmiennej zgodnie z częstotliwością sygnału zmodulowanego. Składowa średnia takiego ciągu impulsów jest proporcjonalna do częstotliwości powtarzania:

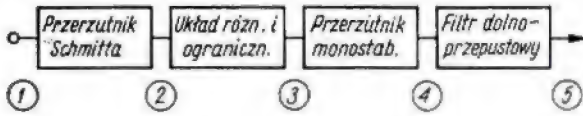
$$U_{sr} = U_i \frac{t_i}{T_i} = U_i t_i f_{pi}$$

przy czym:

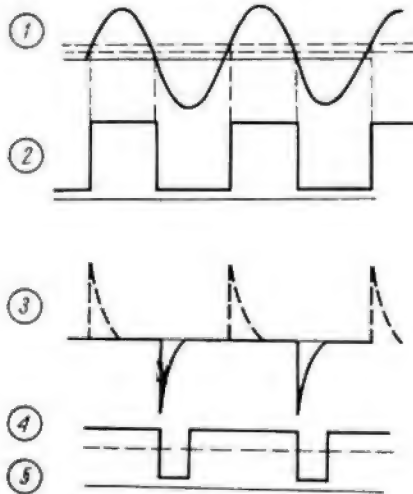
U_i — szczytowa wartość napięcia impulsu,
 t_i — czas trwania impulsu,
 T_i — okres powtarzania impulsów,
 $f_{pi} = 1/T_i$.

Jest to więc detekcja o charakterystyce z założenia liniowej. Najprostszym rozwiązaniem jest ograniczenie przebiegu sinusoidalnego, zróżniczkowanie i ograniczenie impulsów zróżniczkowanych. Uzyskana w ten sposób składowa średnia ciągu impulsów zróżniczkowanych zależy jednak w pewnym stopniu od amplitudy napięcia wejściowego, a także od zakłóceń. Lepszym sposobem jest przetworzenie przebiegu sinusoidalnego na ciąg impulsów prostokątnych, np. za pomocą przerzutnika Schmitt'a, zróżniczkowanie, obcięcie impulsów zróżniczkowanych i wyzwolenie ciągiem impulsów unipolarnych przerzutnika monostabilnego o stałej amplitudzie i szerokości impulsów. Włączenie na wyjściu uniwibratora filtra dolnoprzepustowego wydziela składową średnią. Ciąg impulsów prostokątnych na wyjściu przerzutnika Schmitt'a nie może być

wykorzystany bezpośrednio, ponieważ szerokość impulsu zależy od amplitudy napięcia wejściowego. Schemat blokowy aperiodycznego detektora częstotliwości przedstawiono na rys. 1, a przebiegi napięć w poszczególnych punktach na rys. 2.

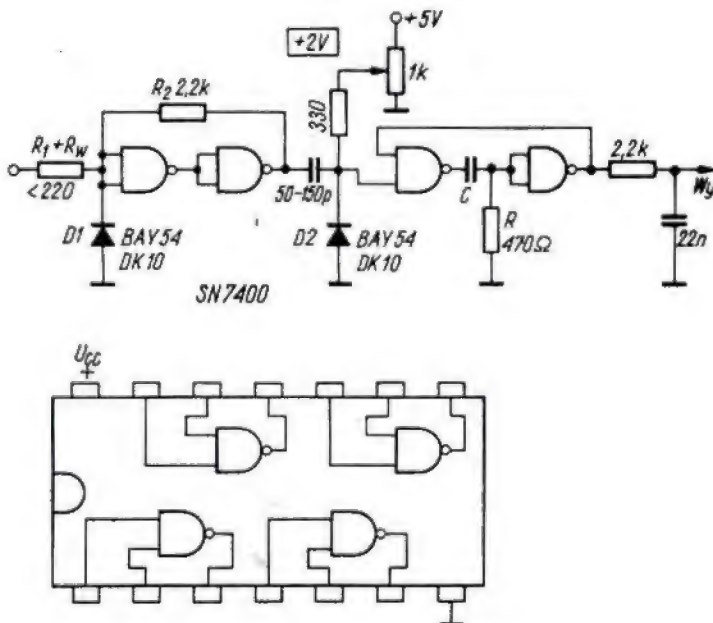


Rys. 1. Schemat blokowy detektora



Rys. 2. Przebiegi w układzie z rys. 1

Opisany powyżej układ w realizacji tranzystorowej jest dość rozbudowany i rzadko spotykany w praktyce, niekiedy tylko w postaci uproszczonej. Natomiast układy logiczne TTL, a konkretnie bramki NAND, umożliwiają prostą realizację pełnego układu (rys. 3). Pierwsze dwie bramki stanowią przerzutnik Schmitt'a o progu wyzwalania częściowo zależnym od wartości oporu R_2 (rys. 4). Wartość opornika R_1

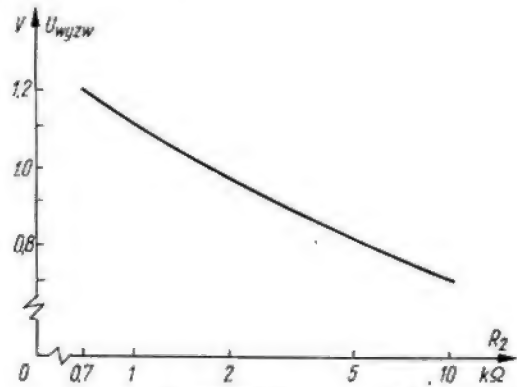


Rys. 3. Układ detektora

i rezystancji wyjściowej następnego stopnia nie powinna w zasadzie przekraczać $0,1 R_2$.

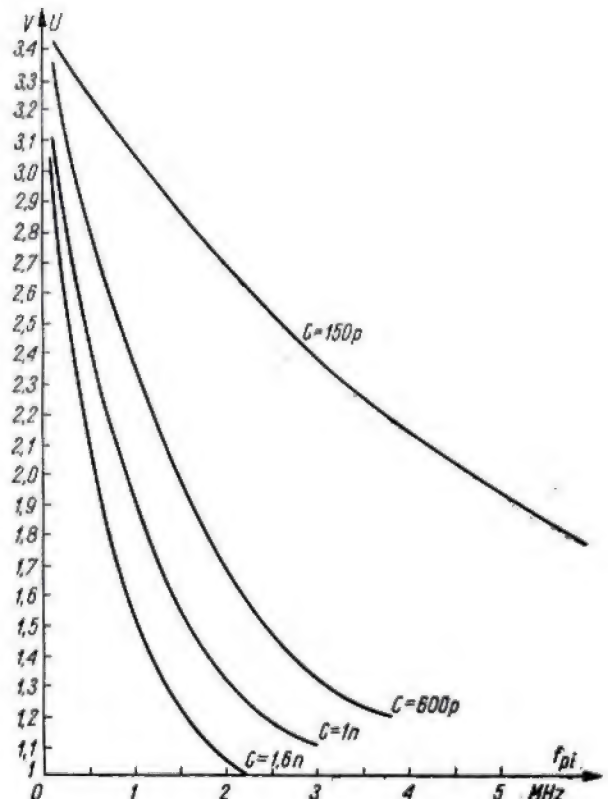
Diody $D1$ obcina ujemne połówki sinusoidy zabezpieczając układ scalony przed uszkodzeniem przez ujemne napięcia.

Jedną z podstawowych przyczyn zniszczenia układów scalonych TTL może być doprowadzenie ujemnego napięcia do wejścia lub odwrotne przyłączenie zasilania. Powoduje to przewodzenie pasożytniczych diod między samym układem a podłożem półprzewodnikowym, na którym został on wykonany. Ponieważ diody te są łatwo przeciążalne, przeto istnieje duża możliwość uszkodzenia układu.



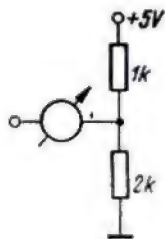
Rys. 4. Przebieg $U_{wy zw} = f(R_2)$

Następne dwie bramki stanowią przerzutnik monostabilny o długości impulsu proporcjonalnej do stałej czasowej RC. Przerzutnik ten w stanie nie wyzwolonym ma na wyjściu stan logiczny „1” (około 3,3 V). Wejście wyzwalające musi się również znajdować w stanie „1”. Doprowadzenie do wejścia wyzwalającego



Rys. 5. Charakterystyki statyczne detektora

jącego krótkiego impulsu logicznego „0” powoduje generację przez przerzutnik pojedynczego impulsu prostokątnego również o stanie „0”. Obwód różniczkujący włączony między przerzutniki Schmitt'a a monostabilny zapewnia utrzymanie stanu „1” na wejściu uniwibratora przy braku impulsów zróżniczkowanych i pojawienie się stanu „0” pod wpływem ujemnych impulsów. Za pomocą potencjometru P_1 dobieramy napięcie na oporniku obwodu różniczkującego, tak aby amplituda ujemnych impulsów wystarczyła do wyzwolenia uniwibratora. Uniwibrator nie reaguje na impulsy dodatnie, nie ma więc potrzeby ich oddziel-



Rys. 6. Wyjście detektora dla miernika częstotliwości

nego ograniczania, są one jedynie ograniczane przez napięcie zasilania. Dioda D2 zabezpiecza uniwibrator przed pojawieniem się impulsów ujemnych w stosunku do masy przy zbyt niskim napięciu na obwodzie różniczkującym i zbyt dużej amplitudzie impulsów zróżniczkowanych. Przy prawidłowym ustaleniu warunków pracy nie jest ona konieczna, przy próbach jednak lepiej ją tam zastosować. Zamiast diod BAY54 lub podobnych można zastosować diody AAY37.

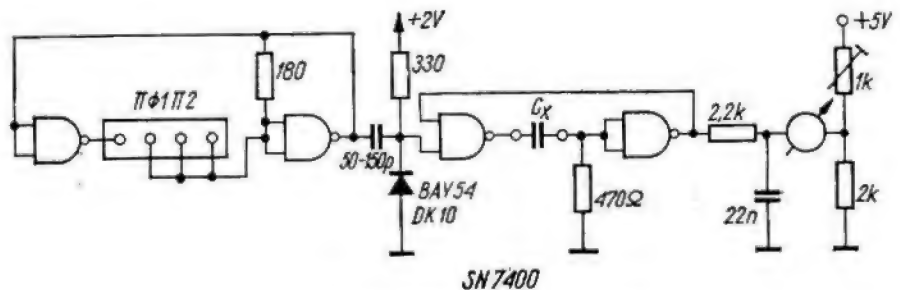
Charakterystyki statyczne detektora (stałe napięcie wyjściowe w funkcji częstotliwości) przedstawiono na rys. 5. Charakterystyki te, na znacznym odcinku liniowe, zakrzywiają się w zakresie większych częstotliwości. Spowodowane jest to pewnymi odkształceniami impulsów. Zasadniczym ograniczeniem częstotliwości pracy układu jest szybkość przełączania bramek. Przy użyciu standardowych bramek serii 74... i dostatecznie małej pojemności w układzie uniwibratora detektor pracował do około 8,5÷9 MHz. Przy pracy na wyższych częstotliwościach należy zastosować bramki serii 74H...

Należy też pamiętać o tym, że przy zbyt dużej pojemności C , a więc i zbyt dużej długości impulsu uniwibratora, będzie on wyzwalany nie każdym impulsem zróżniczkowanym, a co którymś. Może to być źródłem zniekształceń sygnału zdetektowanego i błędów przy użyciu detektora jako wychyłowego miernika częstotliwości. Dlatego też dobierając pojemność C należy zorientować się w stosunku czasu trwania impulsu $\tau_{imp} = RC$ do okresu powtarzania, lub korzystać z podanych wykresów charakterystyk.

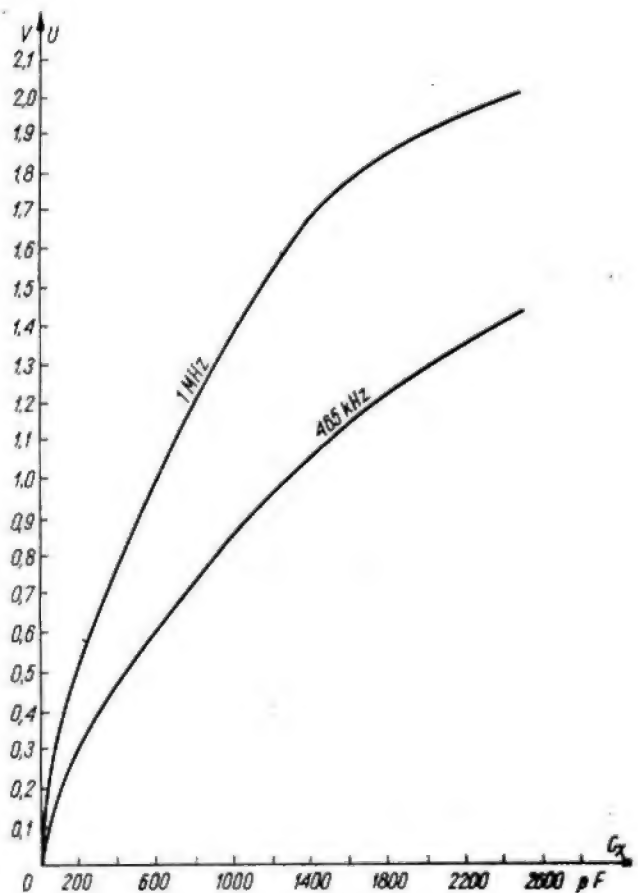
Przy zmianie napięcia wyjściowego powyżej progu wyzwolenia przerzutnika Schmitt'a napięcie wyjściowe pozostaje stałe. Przy napięciach poniżej progu wyzwolenia detektor oczywiście nie pracuje. Przy dostatecznie silnych sygnałach odbieranych stanowi to pewną ochronę przed słabszymi sygnałami zakłócającymi.

Przylączając do wyjścia detektora miernik wychyłowy (rys. 6) otrzymujemy miernik częstotliwości.

Zakres pracy i dokładność dobieramy pojemnością C . Zastępując przerzutnik Schmitt'a generatorem kwarcowym lub wykorzystując filtr piezoceramiczny (Generatory w.cz. z układami scalonymi TTL — nr 6/74), otrzymujemy prosty wychyłowy miernik pojemności, (rys. 7) z krzywą skalowania uwidocznioną na rys. 8. Jeszcze innym zastosowaniem aperiodycznego detektora częstotliwości jest obrotomierz samochodowy. Zmieniając wartość pojemności C w przerzutniku monostabilnym do kilku (np. 5) μF i doprowadzając



Rys. 7. Schemat miernika pojemności



Rys. 8. Krzywa skalowania miernika pojemności

do wejścia układu impulsy z przerywacza, uzyskujemy obrotomierz. Należy tylko pamiętać, aby napięcie impulsów nie przekroczyło 5 V i zastosować odpowiedni dzielnik.

Optymalizacja liniowych wzmacniaczy mocy

W każdym nadajniku SSB stopień mocy powinien pracować w układzie wzmacniacza liniowego, to jest takiego, w którym napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do napięcia wejściowego. Projektowanie i konstruowanie takiego wzmacniacza jest nieco trudniejsze, niż wzmacniaczy mocy pracujących w warunkach „telegraficznych”.

Brak przystępnie podanych metod obliczeniowych, jak również kłopoty z uzyskaniem odpowiednich lamp, utrudniają skonstruowanie takiego wzmacniacza. Dlatego też pragnę podać pewne uproszczone sposoby obliczania liniowego wzmacniacza mocy, kryteria jakimi należy się kierować przy doborze lamp i obliczaniu jego obwodu wyjściowego oraz wskazać na sposób strojenia takiego wzmacniacza.

Do rozważań przyjęto jako podstawowy — wzmacniacz mocy klasy B o podstawie katodowej, przy mocy wejściowej 250 W. Wzmacniacze takie są w miarę proste przy projektowaniu i uruchamianiu, a ich parametry wyjściowe są przy prawidłowej konstrukcji zadawalające.

Dla takiego wzmacniacza słuszne są zależności zestawione w tabelcy 1, przy czym moc średnia jest to moc mierzona w dostatecznie długim czasie w stosunku do najmniejszej częstotliwości modulującej (straty w anodach lamp wzmacniacza są proporcjonalne do mocy średniej). Szczytowa moc obwiedni (PEP) jest to moc średnia mierzona w okresie wielkiej częstotliwości, przy maksymalnej amplitudzie modulacji. Przy sinusoidalnym przebiegu modulującym i jednej częstotliwości modulującej, moc średnia jest równa mocy szczytowej obwiedni. Przy dwóch przebiegach sinusoidalnych o równych amplitudach (sygnal dwutonowy), moc średnia jest dwukrotnie mniejsza od mocy szczytowej. Przy stałej mocy szczytowej obwiedni moc średnia użyteczna, dostarczona przez źródło zasilania, oraz moc tracona w lampie są tym mniejsze, im więcej jest doprowadzonych składowych częstotliwości. Według zaleceń CCIR [2] jako moc średnią dla jednostajnie czytanego tekstu przyjmuje się 10% mocy szczytowej — tak więc nadajnik o mocy 250 W PEP w przypadku transmisji mowy ma moc średnią 25 W.

DOBÓR LAMP WZMACNIACZA

Brak na rynku krajowym odpowiednich lamp nadawczych powoduje, że coraz częściej stosowane są w stopniach wzmacniaczy liniowych lampy przeznaczone zasadniczo do pracy w telewizyjnych układach odchylenia poziomego (tablica 2). Lampy te w układach telewizyjnych pracują w odmiennych warunkach niż lampy nadawcze, dlatego też konstrukcja wzmacniacza liniowego wymaga dość starannych obliczeń.

Z wymienionych w tabelcy 2 lamp dostępne są praktycznie jedynie lampy PL500 i PL504. Mają one identyczne parametry elektryczne, a różnią się jedynie dopuszczalną mocą strat anody. Lampy PL505 i PL509 przeznaczone do pracy w układach odchyłających odbiorników telewizyj kolorowej, jeszcze nie są rozprowadzane przez nasz handel.

Stosunkowo niewielka moc średnia nadajnika emitującego sygnał mowy pozwala na pewne przeciążenie lamp wzmacniacza. Pewną poprawę warunków pracy lamp można uzyskać przez chłodzenie przy zastosowaniu wymuszonej konwekcji (nadmuch). Bardziej krytyczne jest tu ograniczenie wynikające z dopuszczalnego prądu katody niż niewielka moc admysyjna. Przyjmuje się [4], że przekroczenie dopuszczalnego prądu emisyjnego o 10% powoduje dwukrotnie zmniejszenie czasu użytkowania lampy.

W dalszym ciągu rozpatrywane będą wzmacniacze z lampą PL505 (PL509) lub z dwiema lampami PL500 (PL504) pracującymi w połączeniu równoległym.

OBLICZANIE WZMACNIACZA MOCY

Uproszczona procedura obliczania warunków pracy wzmacniacza liniowego klasy B, pracującego przy użyciu dwóch lamp PL500 w połączeniu równoległym, przedstawia się następująco.

Przy założeniu szczytowej mocy pobieranej z zasilacza $P_{a0} = 250$ W i maksymalnej wartości chwilowej impulsu prądu anodowego $i_{a \max} = 800$ mA, podstawowe parametry wzmacniacza wynoszą:

$$I_{a0} = \frac{i_{a \max}}{\pi} = 255 \text{ mA}$$

napięcie anodowe, konieczne dla uzyskania mocy 250 W przy obliczonej wartości I_{a0}

$$U_{a0} = \frac{P_{a0}}{I_{a0}} = 1000 \text{ V}$$

przy założonym [3] współczynniku napięcia anodowego $\xi_a = 0,9$, amplituda napięcia anodowego wyniesie

$$U_{a1} = \xi_a U_{a0} = 900 \text{ V}$$

składowa prądu anodowego przy częstotliwości podstawowej

$$I_{a1} = \frac{1}{2} i_{a \max} = 0,5 \cdot 800 = 400 \text{ mA}$$

moc użyteczna, określona jako moc średnia za okres w.c.z., analogicznie jak dla CW, wynosi

$$P_{a1} = \frac{1}{2} I_{a1} U_{a1} = 0,5 \cdot 0,4 \cdot 900 = 180 \text{ W}$$

moc tracona w lampach i sprawność anodowa odpowiednio

$$P_a = P_{a0} - P_{a1} = 70 \text{ W}$$

$$\eta_a = P_{a1}/P_{a0} = 72\%$$

Rezystancja dopasowania (rezystancja dopasowanego i obciążonego obwodu wyjściowego), „widziana” od strony lampy wynosi:

$$R_d = U_{a1}/I_{a1} = 900/0,4 = 2250 \Omega.$$

Obliczenia dla wzmacniacza z lampą PL505 (lub PL509) są analogiczne (tablica 3). Jak wynika z tabelcy 3, przy konstrukcji wzmacniacza liniowego z dwiema lampami PL500 konieczne jest jednak przyjęcie dość wysokiego napięcia anodowego dla uzyskania założonej mocy 250 W. Przeciążenie anod przy szczytowej mocy wyjściowej jest przy tym kilkakrotne. Wzmacniacz liniowy z lampą PL505 zapewni uzyskanie założonej mocy wyjściowej przy znacznie niższym napięciu anodowym. Umożliwia to wprowadzić użycie beztransformatorowego zasilacza z powielaniem napięcia, jednakże sprawność anodowa jest mniejsza. Używanie urządzenia zasilanego z sieci bez pośrednictwa transformatora oddzielającego wydaje się być poza tym rozwiązaniem niezbyt zgodnym z przepisami bezpieczeństwa pracy.

Zależności energetyczne we wzmacniaczu klasy B [2]

Parametry	Sygnal jednotonowy	Sygnal dwutonowy
Szczytowa moc obwiedni	$P_{a\text{ PEP}} = \frac{i_{a\text{ max}} \cdot U_{a1}}{4}$	$P_{a\text{ PEP}} = \frac{i_{a\text{ max}} \cdot U_{a1}}{4}$
Srednia moc użyteczna	$P_a = \frac{i_{a\text{ max}} \cdot U_{a1}}{4}$	$P_a = \frac{i_{a\text{ max}} \cdot U_{a1}}{8}$
Składowa stała prądu anodowego	$I_{a0} = i_{a\text{ max}}/\pi$	$I_{a0} = 2 i_{a\text{ max}}/\pi^2$
Moc pobierana z zasilacza	$P_{a0} = \frac{i_{a\text{ max}} \cdot U_{a0}}{\pi^2}$	$P_{a0} = \frac{2 i_{a\text{ max}} \cdot U_{a0}}{\pi^2}$
Sprawność anodowa	$\eta_a = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{a1}}{U_{a0}} = 78,5\%$	$\eta_a = \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \cdot \frac{U_{a1}}{U_{a0}} = 62\%$

Obliczonego w powyższy sposób wzmacniacza liniowego nie należy stosować do pracy w klasie C przy nadawaniu telegrafii. Odmienne warunki pracy takiego wzmacniacza powodują, że optymalna wartość rezystancji dopasowania będzie się różnić od wyznaczonej. W konsekwencji spowoduje to znaczny wzrost strat i dalsze pogorszenie warunków pracy lamp.

OBLICZANIE OBWODÓW WYJŚCIOWYCH

Ważną częścią wzmacniacza liniowego, umożliwiającą przesłanie mocy wytworzonej w lampie do anteny, jest obwód wyjściowy. Obwód taki powinien spełnić warunki dopasowania, rezonansu, dobroci i filtracji. Ponieważ prąd płynący przez lampę wzmacniacza mocy ma charakter impulsowy, konieczne jest odtworzenie sinusoidalnego kształtu napięcia wyjściowego. Zapewnia to doprowadzenie obwodu anodowego do rezonansu. Aby odtworzenie takie było dokładne, dobroć obwodu obciążonego powinna być dostatecznie duża. Dobroć ta nie może być jednak zbyt wysoka, gdyż wzrastają wtedy straty w obwodzie wyjściowym. Zazwyczaj przyjmuje się wypadkową dobroć obciążonego obwodu wyjściowego $Q_{w0} = 10$. Dobroć obwodu nie obciążonego powinna być możliwie duża. Sprawność η_o obwodu anodowego wyraża się zależnością

$$\eta_o = 1 - Q_w/Q_o.$$

Jeżeli więc dobroć $Q_o = 100$, to dla przyjętej dobroci wypadkowej $Q_{w0} = 10$, sprawność obwodu wynosi 90%. Oznacza to, że z każdych 100 W uzyskanych z lampy, tylko 90 W zostanie doprowadzonych do linii zasilającej antenę, a 10 W ulegnie stracie w obwodzie wyjściowym. Powiększenie dobroci Q_o do 200 zmniejszy te straty dwukrotnie.

Warunek dopasowania oznacza, że impedancja obwodu powinna być równa optymalnej rezystancji dopasowania lampy z jednej strony i anteny z drugiej.

Jako podstawę do obliczeń przyjęto najczęściej chyba spotykany obwód typu π . Szczegółowe omówienie takich obwodów, wraz z wykresami do ich obliczania, można znaleźć w pracy [2]. Podany tu sposób obliczania jest uproszczony, jednakże uzyskiwana dokładność obliczeń jest dla praktyki wystarczająca. Do obliczeń przyjęto wartość $Q_{w0} = 10$ i standartową wartość rezystancji obciążenia 50Ω .

Sposób obliczenia polega na przekształceniu obwodu typu π na równoważny obwód typu L. Słuszne są wtedy następujące zależności:

reaktancja pierwszego kondensatora filtra

$$X_{C1} = R_d/Q_w$$

równoważna rezystancja szeregowo zastępczego obwodu L

$$r_o = R_d/Q_w^2$$

reaktancja drugiego kondensatora filtra

Tablica 2

Dane lamp odchylenia poziomego

Typy lamp	I_{ap} [mA]	I_k [mA]	P_{a0} [W]
PL500	420	250	12
PL504	420	250	16
PL505	1400	500	25
PL509	1400	500	30

Tablica 3

Wyniki obliczeń liniowych wzmacniaczy mocy klasy B

Parametry	Lampy	
	$2 \times \text{PL500}$ ($2 \times \text{PL504}$)	PL505 (PL509)
$i_{a\text{ max}}$ [mA]	300	1400
I_{a0} [mA]	255	445
U_{a0} [V]	1000	550
U_{a1} [V]	900	495
I_{a1} [mA]	400	700
P_{a1} [W]	180	173
P_a [W]	70	77
η_a [%]	72	69
R_d [Ω]	2250	710

$$X_{C2} = \frac{R_A}{\sqrt{R_A/r_o} - 1}$$

reaktancja x'_3 zastępczego obwodu L

$$x'_3 = (r_o/R_A) \cdot X_{C2}$$

reaktancja cewki X_L

$$X_L = -X_{C1} - x'_3.$$

Znak (-) oznacza odmienny charakter reaktancji.

Po wyznaczeniu reaktancji elementów filtra (tablica 4) łatwo już można obliczyć ich wartość (tablica 5), korzystając z zależności

$$C = \frac{1}{X_C \cdot \omega}, \quad L = X_L/\omega.$$

W podanych wartościach nie uwzględniono rozproszonych pojemności wzmacniacza.

Po przekształceniu zamieszczonego w pracy [3] wyrażenia na indukcyjność cewek jednowarstwowych, otrzymuje się wzór na liczbę zwojów cewki o założonej indukcyjności:

$$N = 10 \sqrt{\frac{L/1 + 2,2 l/D}{2,2 D}}$$

w którym:

N — liczba zwojów,
 L — indukcyjność cewki w μH ,
 l — długość cewki w cm,
 D — średnica cewki w cm.

Jeżeli $l \geq 0,3 D$ i średnica drutu $d \leq D$, to błąd obliczeń nie przekracza 2%. Przyjęto średnicę drutu $d = 3 \text{ mm}$, a średnicę cewki $D = 5 \text{ cm}$. Dla zmniejszenia strat wskazane jest srebrzenie cewek.

Dane z tablicy 6 zostały określone dla pięciu przełączanych cewek. W przypadku cewek z odczepami wyniki będą nieco inne. Wszystkie obliczenia zostały przeprowadzone dla standardowej rezystancji obciążenia 50Ω . Dopasowanie do innych obciążeń można zapewnić przez zastosowanie odpowiednich obwodów dopasowujących. Obwody takie szczegółowo omówiono w pracy [2]. Przyjęcie stałej rezystancji obciążenia wygodne jest również przy obsłudze wzmacniacza. Ponieważ podczas strojenia wzmacniacza mocy klasy B minimum prądu anodowego nie występuje, bądź jest słabe i rozmyte, nie może ono służyć jako wskaźnik dostrojenia. Za wskaźnik taki przyjmuje się zazwyczaj stosunek napięcia U_{a1} do napięcia sterującego. Stosunek ten — w przypadku właściwego dostrojenia obwodu — pozostaje stały i niezależny od napięcia wejściowego. Jeżeli rezystancja obciążenia jest stała, to strojenie obwodu sprowadza się do ustawienia zera fazoczułego wskaźnika.

Państwowa Inspekcja Radiowa stawia dość ostre warunki dotyczące zapewnienia wystarczającego stosunku sygnał-zakłócenia w sygnale emitowanym przez nadajnik. Dopuszczalny poziom zakłóceń nie powinien przekraczać 40 dB i nie może przekraczać 50 mW. W przypadku wzmacniacza liniowego klasy B, w prądzie anodowym nie występuje składowa trzeciej harmonicznej sygnału użytecznego, natomiast zawartość drugiej harmonicznej wynosi 42% składowej podstawowej prądu anodowego. Obwód wyjściowy nadajnika powinien więc zapewnić wystarczające tłumienie drugiej harmonicznej. Wielkości tłumienia harmonicznych dla obwodu podano w formie wykresów w pracy [2]. Składowe prądu o częstotliwości drugiej harmonicznej na wyjściu obwodu π o dobroci $Q_{ob} = 10$, w stosunku do składowych na wejściu filtru wynoszą odpowiednio:

- dla wzmacniacza z dwiema lampami PL500 — 1,5%,
- dla wzmacniacza z lampą PL505 — 1,2%.

Całkowite tłumienie drugiej harmonicznej wynosi więc 44 dB i odpowiednio 46 dB. Są to wartości spełniające aktualne wymagania.

DOPASOWANIE WZMACNIACZA

Przyjęcie rezystancji obciążenia 50Ω wymaga podczas strojenia pracy na sztucznej antenie o zadanej rezystancji. W naszym przypadku będzie to rezystor 50Ω o obciążalności około 200 W.

Ponieważ nabycie takiego rezystora jest kłopotliwe, wydaje się celowe podanie prostego sposobu wykonania go we własnym zakresie.

Uszkodzenia rezystorów, poddanych działaniu przeciążenia mocowego polegają na zmianie ich rezystancji powyżej dopuszczalnych granic wskutek wydzielanego w nich ciepła, aż wreszcie dochodzi do zniszczenia wskutek przegrzania. Przez poprawę warunków chłodzenia można znacznie zwiększyć moc traconą w rezystorze (np. przez użycie ciekłego czynnika chłodzącego, jakim jest woda destylowana). Umieszczenie rezystora w miedzianym zbiorniku z wodą destylowaną, a następnie chłodzenie zbiornika wodą bieżącą, umożliwi kilkunastokrotne zwiększenie mocy traconej w rezystorze. Na przykład, rezystor $50 \Omega/4 \text{ W}$, uzyskany przez równoległe połączenie dwóch rezystorów $100 \Omega/2 \text{ W}$ typu MLT wytrzymał kilkugodzinne obciążenie mocą średnią 500 W. Pewien kłopot, wynikający z konieczności stosowania chłodzenia wodnego jest rekompensowany prostotą i łatwością wykonania.

Tablica 4

Obliczone wartości reaktancji filtru typu π

Element	Lampy	
	2 × PL500	PL505
$X_{C1} [\Omega]$	220	71
$X_{C2} [\Omega]$	44,5	19
$X_L [\Omega]$	240	88

Tablica 5

Wartości elementów filtru

$f_{dr} [\text{MHz}]$	Lampy					
	2 × PL500			PL505		
	$C_1 [\text{pF}]$	$C_2 [\text{pF}]$	$L [\mu\text{H}]$	$C_1 [\text{pF}]$	$C_2 [\text{pF}]$	$L [\mu\text{H}]$
3,65	198	980	10,5	615	2290	4,25
7,03	103	510	5,5	320	1170	2,2
4,20	50	250	2,7	160	590	1,1
21,20	33	170	1,8	105	400	0,75
28,90	25	125	1,3	80	290	0,53

Tablica 6

Wymiary geometryczne cewek filtru

Pasma	Lampy			
	2 × PL500		PL505	
	N	$l [\text{cm}]$	N	$l [\text{cm}]$
3,5	17,5	5	9,5	3
7	10,5	2,5	6	2
14	6,5	1,5	4	1,5
21	5	1,5	3,5	1,5
28	4,5	1,5	2,7	1,5

W przypadku niezbyt dużych mocy i niezbyt długich okresów obciążenia, może wystarczyć umieszczenie naczyń z wodą destylowaną w większym zbiorniku chłodzącym. Chłodzenie bezpośrednio wodą bieżącą nie jest wskazane ze względu na stosunkowo bardzo dużą jej przewodność i znaczną zawartość zanieczyszczeń. Powoduje to w efekcie bocznikowanie rezystora i pozorną zmianę jego rezystancji.

Podany sposób obliczania wzmacniaczy liniowych jest wystarczająco dokładny dla obliczeń wzmacniaczy o mocach spotykanych w praktyce krótkofalarskiej. Sposób ten, po pewnych adaptacjach wynikających z odmiennych właściwości elementów czynnych, nadaje się również do obliczeń wzmacniaczy tranzystorowych.

Przyjęcie standardowej rezystancji obciążenia 50Ω pozwala na przesyłanie energii dopasowanym, nie promieniującym kablem współosiowym do najczęściej spotykanych anten (dipol półfalowy, GSRV, GP, anteny Yagi).

Z obliczeń wynika, że możliwe jest uzyskiwanie mocy 250 W we wzmacniaczu z lampą PL505, z podwojeniem napięcia sieci w zasilaczu. Rozwiązania takie spotyka się coraz częściej w urządzeniach fabrycznych. W przypadku wzmacniacza z dwiema lampami PL500, uzyskanie mocy 250 W przy analogicznym zasilaczu nie jest możliwe. Przy maksymalnym wykorzystaniu prądowym lamp można uzyskać moc wejściową rzędu 150 W. Powiększenie mocy wejściowej przez przeciążenie prądowe katod prowadzi do szybkiego zniszczenia lamp, dlatego też dla uzyskania założonej mocy konieczne jest zwiększenie napięcia anodowego do 1000 V.

Wskaźnik obrotów silnika spalinowego

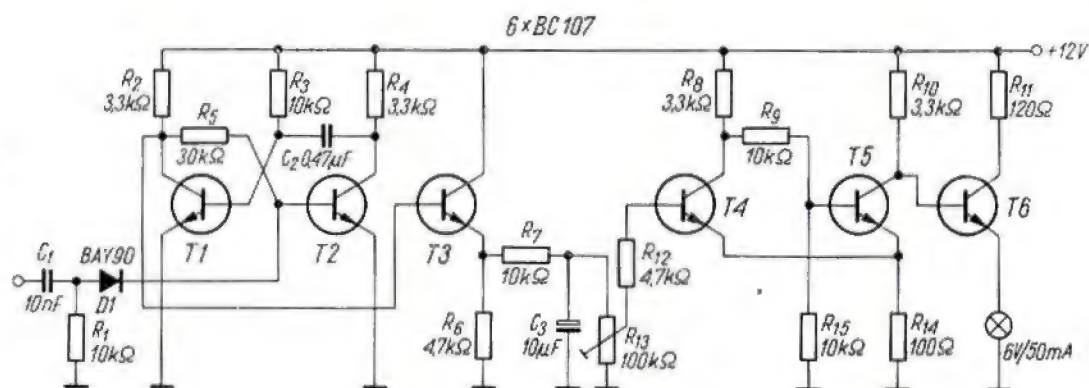
Niejednokrotnie już na łamach naszego miesięcznika były publikowane układy obrotomierzy samochodowych silników spalinowych, które wymagały zastosowania czułego miernika. Miernik taki, przystosowany do pracy w pozycji pionowej, musiał być odporny na wstrząsy. Niebagatelna jest też cena miernika. W czasie jazdy samochodem nie wydaje się konieczna informacja o aktualnej prędkości obrotowej silnika — użytkownik powinien dbać

z obwodu przerywacza są doprowadzane do układu różniczkującego R_1, C_1 . Dioda $D1$ zwiera ujemne impulsy. Multiwibrator wyposażony w tranzystory $T1, T2$ formuje zniekształcone impulsy wejściowe, wytwarzając impulsy o stałej szerokości. Tak uformowane impulsy są całkowane za pomocą układu R_7, C_3 i doprowadzane do przerywacza z tranzystorami $T4, T5$. Lampka kontrolna jest włączona w obwód emitera tranzystora $T6$ i zaczyna świe-

cić w chwili zadziałania przerywacza. Opornik R_{11} ogranicza prąd tranzystora $T6$.

Układ zmontowano na płycie drukowanej o wymiarach 90×50 mm (rys. 2), po czym całość umieszczono w pudełku z tworzywa sztucznego; pudełko to przykręcono pod pokrywą silnika w miejscu oddalonym od nagranych elementów. Żarówkę kontrolną umieszczono na desce rozdzielczej. Wejście układu połączone z młoteczką przerywacza.

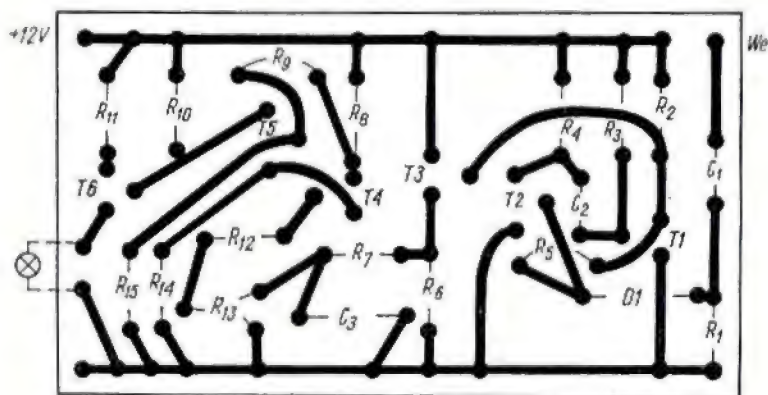
Poprawnie zmontowany układ działa od razu bez żadnych regulacji. Skalowanie najłatwiej przeprowadzić za pomocą generatora akustycznego.



Rys. 1. Schemat ideowy wskaźnika obrotów

o to, aby silnik pracował w zakresie pomiędzy obrotami maksymalnej mocy a maksymalnego momentu obrotowego na każdym biegu. Pozwoli to na optymalne wykorzystanie silnika, zmniejszy zużycie paliwa i zwiększy przebieg międzynaoprawy. Układ opisany poniżej powoduje zaświecenie żarówki kontrolnej umieszczonej na tablicy rozdzielczej samochodu wówczas, gdy silnik osiągnął określone obroty (oraz gdy je przekroczył).

Układ przedstawiony na rys. 1 składa się z multiwibratora i przerzutnika Schmitta. Impulsy napięciowe



Rys. 2. Płyta z drukowanymi połączeniami (skala 1:1)

Częstotliwości 50 Hz odpowiada w przypadku silnika 4-suwowego, 4-cylindrowego — 1500 obr/min, 250 Hz odpowiada 7500 obr/min itd. Silnik dwusuwowy ma zazwyczaj osobny przerywacz dla każdego cylindra. W samochodzie z takim silnikiem układ należy przyłączyć do jednego z przerywaczy pamiętając, że dla silnika 3-cylindrowego częstotliwości 75 Hz odpowiada 1500 obr/min, 150 Hz — 3000 obr/min itd.

LITERATURA

- [1] Katalog: Philips — Pocketbook, 1970.
- [2] Janulis R.: Jednowęstgowy system łączności, WKŁ, Warszawa 1970.
- [3] Ryżko S., Ebert J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy w.c.z., WNT, Warszawa 1971.
- [4] Hannel J.: Lampy elektronowe, WNT, Warszawa 1967.

Ponieważ zależność pomiędzy częstotliwością a prędkością obrotową jest liniowa, nietrudno obliczyć jakiej częstotliwości będzie odpowiadała pożądana prędkość obrotowa silnika. Moment zaświecenia żarów-

ki nastawia się potencjometrem R_{13} . Układ przystosowany jest do pracy w samochodach z „minusem na masie”. W przypadku gdy samochód ma „plus na masie” — najprościej będzie zmienić tranzystory na typ

p-n-p, oraz przełączyć końcówki elementów C_3 i $D1$.

Opornik R_{11} — 0,5 W, pozostałe 0,1 W.

Bogusław Teichman
Opracowano na podstawie „Funktechnik” nr 24/1971.



RADIOAMATORSTWO W LOK

Wyniki zawodów krótkofalarskich „Dni zwycięstwa”

W zorganizowanych przez ZW LOK Wrocław krajowych zawodach krótkofalarskich „Dni zwycięstwa”, które się odbyły 25 kwietnia br., uczestniczyło 148 amatorskich radiostacji klubowych oraz indywidualnych ze wszystkich okręgów SP, a ponadto 21 stacji nasłuchowych. Sklasyfikowano 129 radiostacji nadawczych. Do kontroli nadesłano dzienniki z 7 radiostacji, natomiast nie nadesłano ich z 13 radiostacji.

A oto wyniki.

Radiostacje o mocy powyżej 50 W

1. SP2KAE — Klub Łączności LOK Bydgoszcz — 1872 pkt

2. SP5ELX — Ryszard Hermanowicz, Warszawa — 1746 pkt

3. SP6IP — Edward Krzywda, Kłodzko — 1566 „

Radiostacje o mocy do 50 W

1. SP9KRT — Klub Łączności LOK Piekary Śląskie — 1530 pkt

2. SP4CPB — Anatol Urbanowicz, Białystok — 1422 „

3. SP7EWD — Jerzy Dorobczyński, Suchedniów — 1422 „

Stacje nasłuchowe

1. SP6-1180/k — Klub Łączności LOK, Wałbrzych — 1008 pkt

2. SP6-8514 — Jan Wystrychowski, Oleśno — 972 pkt

3. SP6-14007 — Dionizy Stuziński, Wrocław — 873 „

Za zajęcie miejsc od 1 do 3 w poszczególnych grupach zostały przyznane nagrody rzeczowe i dyplomy. Ponadto zdobywcy pierwszego miejsca otrzymali okolicznościowe proporzeczki. Za miejsca od 4 do 6 przyznano dyplomy.

Komisja zawodów tą drogą składa zdobywcom czołowych miejsc w zawodach serdeczne gratulacje, dziękuje wszystkim pozostałym uczestnikom za liczny udział w zawodach oraz zaprasza do przyszłych zawodów z okazji „Dni Zwycięstwa” w roku 1975.

W.S.

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Uproszczony układ podwójnej sygnalizacji

Wykonane przeze mnie urządzenie umożliwi jednoczesne oraz niezależne przesyłanie dwóch sygnałów w obwodzie utworzonym z jednej pary przewodów.

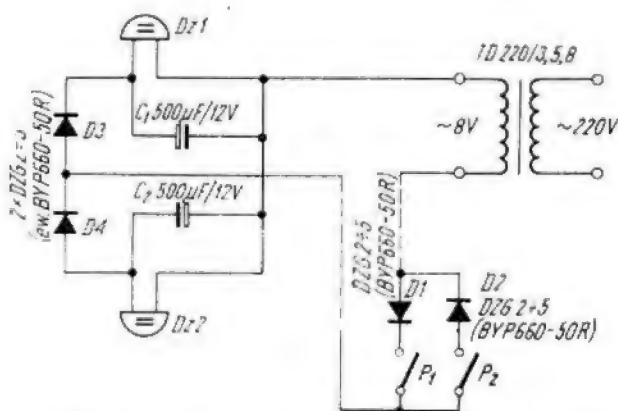
Zostało ono zastosowane do sygnalizacji przy drzwiach wejściowych domu zajmowanego przez dwóch lokatorów. Istniejąca sygnalizacja dzwonek została tak przerobiona, że bez konieczności wprowadzania dodatkowej pary przewodów możliwe jest niezależne włączanie dwóch dzwonek.

Urządzenie, którego schemat elektryczny przedstawiono na rysunku, składa się z transformatora dzwonekowego, przycisków, diod i kondensatorów. Linia przerywaną oznaczone są przewody łączące puszkę z przyciskami na zewnątrz domu z dzwonekami w korytarzu.

Po naciśnięciu przycisku P_1 w obwodzie płyną tylko „dodatnie po-

łówniki” sinusoidy prądu zmiennego. Dioda $D3$ spolaryzowana w kierunku przewodzenia kieruje je do dzwoneka $Dz1$, który reaguje dzwo-

nia. Kondensatory zastosowane w cja ulega odwróceniu — reaguje dzwonek $Dz2$. Jeśli naciśnie się jednocześnie przyciski P_1 i P_2 , to w obwodzie popłynie pełnokresowy prąd zmienny. Diody $D3$ i $D4$ rozdzielają dodatnie półokresy do dzwoneka $Dz1$, ujemne do dzwoneka $Dz2$. Wówczas oba dzwoneki dzwonią. Kondensatory zastosowane w



Rys. 1. Schemat elektryczny układu połączeń obwodów sygnalizacyjnych

nieniem, natomiast dioda $D4$ spolaryzowana zaporowo nie przewodzi prądu i dzwonek $Dz2$ nie działa. Po naciśnięciu przycisku P_2 sytu-

układzie zmniejszają pulsację prądu zasilającego dzwoneki. Jeżeli dzwoneki zamontowane są we wspól-

(Dc. na str. 275)



WIADOMOŚCI ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Na posiedzeniu plenarnym ZG PZK w dniu 26 maja br. przyjęto m.in. uchwałę wytyczającą dalszą działalność sportową:

„IV Plenum ZG PZK, realizując uchwałę VII Krajowego Zjazdu PZK w zakresie działalności sportowej, przyjmuje jako wytyczną dla dalszej działalności aktywu związkowego: „Zasady współzawodnictwa sportowego PZK” stanowiące załącznik do uchwały.

Jednocześnie, mając na uwadze społeczny charakter działalności aktywu PZK, dobrowolność przynależności i działania w ramach PZK, oraz założenie, że krótkofalarstwo ma być związane z przyjemnością wyższością się techniczno-sportowego, przy równoczesnym tworzeniu potencjału techniczno-obronnego, Plenum zaleca:

- liczne zwiększenie kadry aktywu społecznego przez uaktywnienie działalności klubów specjalistycznych,
- stworzenie sprzyjającego klimatu dla nowych inicjatyw, szczególnie dla klubów terenowych oraz młodzieży,
- unikanie zbiurokratyzowania działalności sportowej tworzeniem nadmiernej ilości form współzawodnictwa i zbytnim ich skomplikowaniem,
- skierowanie głównego wysiłku na podniesienie poziomu technicznego urzędów, sprawności operatorskiej i aktywności w „eterze”.

Współzawodnictwo sportowe powinno być elementem dopingującym w działalności amatorskiej, a nie jej celem. Kluby specjalistyczne powinny dbać o dobrą atmosferę w sprawach związanych ze współzawodnictwem.”

Załącznik do Uchwały IV Plenum ZG PZK z 26.5.1974 r.

ZASADY WSPÓLZAWODNICTWA SPORTOWEGO

1. Mając na uwadze potrzebę osobistego wyższość się sportowego członków w społecznie użytecznej działalności radioamatorskiej, prowadzone są w ramach PZK następujące formy oceny osiągnięć sportowych oraz współzawodnictwa:

- klasyfikacja sportowa członków,
- zawody sportowe,
- współzawodnictwo sportowe,
- dyplomy.

2. Dla utrzymania odpowiedniej rangi stosuje się podział ocen na trzy klasy:

- klasa międzynarodowa,
- klasa krajowa,
- klasa okolicznościowa.

Odpowiednio do klasy, regulaminy podlegają zatwierdzeniu przez Plenum, Prezydium lub prezesa PZK.

3. Zawody sportowe

Klasa międzynarodowa:

1. SP DX Contest - prowadzi SP DX Klub
2. SP9 UKF Contest - prowadzi ZOW Katowice
3. Mistrzostwa Europy ARP (w ramach kalendarza IARU). Zawody klasy międzynarodowej otwarte są dla wszystkich radioamatorów świata. Regulaminy zatwierdza Plenum ZG PZK.

Klasa krajowa:

1. SP9 Test KF - CW 4 tury
2. SP SSB Contest 1 tura
3. SP Junior Contest
4. Zawody Zielonogórskie - CW, AM, SSB
5. Zawody stacji klubowych SP-K
6. Mistrzostwa Polski w ARP
7. Subregionalne próby UKF 4 tury

Klasyfikacja w zawodach ograniczona jest jedynie do stacji polskich. W zawodach tych wyłonieni są mistrzowie Polski w danej konkurencji na dany rok. Zdobywcę mistrzostwa Zarząd Główny PZK potwierdza dyplomem. Regulaminy zawodów powinny przewidywać nagrody rzeczowe i dyplomy. Regulaminy zatwierdza Prezydium.

Klasa okolicznościowa

Zawody tej klasy mogą być organizowane przez szczeble wojewódzkie PZK, LOK i ZHP. Celem ich jest aktywizowanie grup terenowych w nawiązaniu do przejawów życia społeczno-politycznego regionu. Realizatorem zawodów może być upoważniony klub. Organizatorzy przyjmują na siebie obowiązki wynikające z „Zasad organizacji zawodów okolicznościowych” zatwierdzonych przez Prezydium ZG PZK.

Kalendarze imprez klasy międzynarodowej i ogólnokrajowej są akceptowane na Plenach ZG PZK. Pozostałe zawody, w miarę powstawania inicjatyw akceptuje Prezydium lub prezes w trybie roboczym.

4. Współzawodnictwa

Współzawodnictwa dzielą się na:

- krajowe
- klubów specjalistycznych
- okolicznościowe

Współzawodnictwa krajowe

- Sportowe współzawodnictwo oddziałów

Regulamin na wniosek Prezydium co roku akceptuje Plenum ZG PZK.

Regulamin powinien uwzględnić zmiany w aktualnej sytuacji organizacyjnej związku i preferować wybrane kierunki działalności.

Współzawodnictwo w ramach Klubów Specjalistycznych

- Maratony
- Intercontesty
- Rekordy Polski
- Inne

Współzawodnictwa te prowadzone są przez Kluby Specjalistyczne PZK.

Regulaminy tych współzawodnictw uchwalane są przez Zjazdy Klubów i podlegają zatwierdzeniu przez Prezydium PZK. Za czołowe osiągnięcia w tych współzawodnictwach, na wniosek Klubu, przyznawane mogą być zwyczajom nagrody rzeczowe, dyplomy i inne wyróżnienia.

Współzawodnictwo okolicznościowe

Współzawodnictwa te organizowane mogą być z inicjatywy Oddziałów Wojewódzkich lub Klubów w celu uaktywnienia terenu. Regulaminy zatwierdza ZOW PZK. Nagrody i dyplomy zapewnia ZOW we własnym zakresie.

5. Dyplomy

Klasa międzynarodowa

1. Polska
2. SPPA
3. W 21 M
4. AC 15 Z
5. VHF SP

Dyplomy te wydawane są przez ZG PZK. Regulaminy zatwierdza Plenum. Za dyplomy pobierana jest opłata IRC z wyjątkiem tych krajów, w stosunku do których obowiązują inne uzgodnienia. Rejestr wydanych dyplomów prowadzi ZG PZK.

Klasa krajowa

Dyplomy te wydawane są przez Kluby Specjalistyczne lub ZOW PZK (szczeble równorzędne w LOK i ZHP) lub upoważnione Kluby i są dostępne dla wszystkich krótkofalowców świata. Regulaminy zatwierdza Prezydium PZK. Dla odbiorców zagranicznych dopuszczalna jest odpłatność, dla krajowych są bezpłatne lub z odpłatnością do 15 zł.

Regulaminy dyplomów przewidują wygaśnięcie dyplomu z chwilą Braku zgłoszenia w ciągu jednego roku kalendarzowego. Koszty dyplomów oraz rejestr wydanych zapewnia wydawca. Wydawca raz w roku publikuje w Biuletynie ZG PZK informacje o wydanych dyplomach.

Klasa okolicznościowa

Wydawana jest przez Kluby dla uczczenia określonych okoliczności. Dyplomy te są dostępne dla wszystkich radioamatorów krajowych i zagranicznych bezpłatnie. Regulamin tych dyplomów, zatwierdzony przez prezesa ZG przewiduje określony okres wydawania dyplomu, nie dłuższy jednak niż 1 rok.

Dyplomy członkowskie

Radioamatorzy krajowi i zagraniczni, którzy spełnili warunki Klubu specjalistycznego otrzymują Dyplom Członkostwa danego Klubu. Dla członków krajowych dyplom wystawia Zarząd Klubu. Spełnienie dodatkowych wymagań może być potwierdzone specjalnym dyplomem. Dyplomy te są bezpłatne. Rejestr prowadzi Klub Specjalistyczny.

Wszystkie dyplomy dla odbiorców zagranicznych wysyłane są przez Zarząd Główny PZK, z podpisem członka ZG PZK.

WYNIKI KONKURSU „ŚLADAMI LENINA 1973”

Ubiegłoroczny konkurs krótkofalowy „Śladami Lenina”, w którym wzięli udział krótkofalowcy 16 krajów, zakończony został następującymi wynikami w klasyfikacji międzynarodowej:

1. Stacje z jednym operatorem

1. UA9CM, 2. SP9DTW, 3. SP8HR, 4. UP2BAS, 5. UJ8AR, 6. UA2FBC, 7. SP6BFK, 8. UC2AS, 9. UP2BAZ, 10. SP9AAB.

II. Stacje z wieloma operatorami

1. UK2ABC, 2. UK4AAI, 3. UK2GAE, 4. UK2FAS, 5. HA2KRL, 6. UK8HAA, 7. HA1KTB, 8. UK8HAO, 9. UK8AAK 10, OK1KOK.

III. Nasłuchowcy

1. UA4-133-302, 2. OK1-11861, 3. SP9-1322, 4. SP5-1554, 5. UA9-154-2, 6. OK1-13188, 7. UA3-127-1, 8. SP9-6430, 9. SP8-1324, 10. UP2-038-511. Ponadto Komisja Konkursu postanowiła wyróżnić następujących uczestników konkursu:

OK1KYJ – za pracę w pasmach UKF, UK8HAA, UP2BAZ, UA3AAR – za pracę w pasmie 28 MHz, UJ8AR, Wlodek M. Barbusow – za najciekawsze opracowanie graficzne,

UK2ABC – za największą ilość QSO, UA4-133-302 – za największą ilość nasłuchów oraz UP2-038-511 i UA9-154-2 za nasłuchy w pasmie 28 MHz.

SP5PA

KALNDARZ ZAWODÓW KF I UKF

ZAWODY MIĘDZYNARODOWE

TOPS CW Club Contest 1974

Od 7 grudnia godz. 18.00 GMT do 8 grudnia godz. 18.00 GMT. Łączności z całym światem tylko telegraficzne w pasmie 3,5 MHz. Wywołanie CQ TAC lub CQ QMF, raporty od RST 001. Kategorie: SOSB, MOSB.

Punktacja: SP – 1 pkt, EU – 2 pkt, Dx – 3 pkt. Mnożnik: prefiksy według WPX. Termin wysyłki logów do ZG PZK: przed 31 grudnia br.

EA CW Contest 1974

Od 7 grudnia godz. 20.00 GMT do 8 grudnia godz. 20.00 GMT. Łączności ze stacjami EA tylko telegraficzne na wszystkich pasmach KF. Wywołanie CQ EA, raporty od RST 001. Punktacja: 1 pkt za QSO. Mnożnik: okręgi wywoławcze EA (osobno na każdym pasmie). Wynik końcowy: suma punktów ze wszystkich pasm mnożona przez sumę mnożników. Termin wysyłki logów do ZG PZK: przed 31 grudnia br.

HA5 World Wide Contest 1974

Od 22 grudnia godz. 00.00 GMT do 22 grudnia godz. 24.00 GMT. Łączności z całym światem, wszystkie pasma KF, emisje CW i fonii. Kategorie: SOMB, MOMB i SWL. Wywołanie: WW TEST de... Raporty: RST (lub RS na fonii) plus strefa ITU (dla Polski – 28). Punktacja: Eu – 1 pkt, DX – 3 pkt, HA5 – 1 pkt, pozostałe stacje węgierskie po 4 pkt. Mnożnik: strefy ITU osobno na każdym pasmie. Wynik końcowy: suma punktów mnożona przez sumę mnożników. Dzienniki do Contest Committee, Post Box 2, Budapest 134, Węgry. Termin wysyłki do ZG PZK: przed 15 stycznia 1975 r.

ZAWODY KRAJOWE

SPK UKF: 5 grudnia br.

SPK KF: 12 grudnia br.

Szczegółowe regulaminy zawodów krajowych znajdują się w klubach.

SP8HR

NA PASMACH

● Wśród wielu depech gratulacyjnych, jakie z okazji 30-lecia PRL napłynęły z całego świata na ręce Przewodniczącego Rady Państwa prof. H. Jabłońskiego i zostały zamieszczone na łamach „Trybuny Ludu”, znajdowała się depesza gratulacyjna od emira Kuwejtu – Sabah Al-Salem Al-Sabah. Nie wszyscy jednak wiedzą, że jest on krótkofalowcem i posiada znak 9K2AK. Od czasu do czasu emira Kuwejtu usłyszeć możemy w tzw. „kółeczku arabskim”, w którym m.in. bierze też udział król Jordanii Husajn ze swoją amatorską stacją pracującą pod znakiem JY1. Ilość licencji wydanych w Kuwejcie dobiega już liczby 100, ale krótkofalarstwo jest tam niemal wyłącznie domeną miejscowej society. Przeglądając spis kuwejckich stacji amatorskich w „Call Booku” nie bez zdziwienia można stwierdzić, że co trzeci tamtejszy nadawca jest szejkiem. Egzotyczny pałac w Damsan wymieniany jest jako QTH przez 3 nadawców. Stacje z Kuwejtu możemy usłyszeć najczęściej w piątki, gdyż piątek – to muzułmańska niedziela.

● Wszystko wskazuje, że w dniu 22 lipca br. padł rekord frekwencji uczestników w zawodach krajowych. Oto w zawodach lubelskich,

zorganizowanych przez ZOW PZK w Lublinie, wzięło udział 300 stacji ze wszystkich okręgów wywoławczych Polski. Tak liczny udział stacji nie był notowany w historii zawodów krajowych. Komisja zawodów pracuje intensywnie i zopowiada rychło podanie do wiadomości wyników zawodów.

● Tegoroczny krótkofalarski tryptyk harcerski był nie tylko sposobnością do wzmożonej aktywności stacji harcerskich na pasmach amatorskich, ale i doskonałą okazją propagandy krótkofalarstwa wśród młodzieży. Do owych trzech wydarzeń ostatniego lata należały: Centralne Manewry Techniczno-Obronne, akcja „Bieszczady 40” oraz Harcerski Festiwal Kultury Młodzieży Szkolnej w Kielcach. Zorganizowane przez Kwartę Główną ZHP Centralne Manewry Techniczno-Obronne odbywały się w Białce k. Parczewa w woj. lubelskim, a spośród 12 konkurencji, krótkofalowców harcerzy interesowały dwie: radiopelengacja amatorska i łączność radiowa.

● Na Tahiti wydano już ponad 50 licencji. Tamtejsze stacje posługują się przeważnie emisją SSB i są u nas słyszane zazwyczaj w pasmie 14 MHz w godzinach rannych.

Do najbardziej aktywnych należą obecnie FO8DH, FO8DY, FO8DO i FO8EG.

● W afrykańskim kraju Malawi przebywa ostatnio angielski krótkofalowiec G4AKQ i nadaje na wyższych pasmach pod znakiem G4AKQ/7Q7, przeważnie na SSB.

● Warto zwrócić uwagę na dwie stacje amatorskie nadające z Brytyjskiego Hondurasu, gdyż kraj ten jest bardzo rzadko reprezentowany na pasmach amatorskich. Ostatnio nadają z niego VP1MT słyszany na wyższych pasmach emisją SSB oraz VP1MPW, którego najczęściej można usłyszeć w pasmie 7 MHz na telegrafii.

● Okres urlopowy był dla wielu naszych krótkofalowców okazją do odwiedzenia niektórych rzadziej na pasmach amatorskich reprezentowanych powiatów PRL. I tak dwaj znani nadawcy SP9FKP i SP9GMI odwiedzili Myszków, skąd nadawali pod znakami SP9FKP/9 i SP9GMI/9. Inicjatywa godna pochwały, gdyż – jak dotychczas – żaden polski nadawca nie zdobył nalepki do dyplomu SPPA za zrealizowanie łączności z 400 powiatami.

● Krótkofalarstwo trafia już u nas pod przysłowiową strzechę. Oto przy Zbiorczej Szkole Gminnej we Włoszakowicach działa Harcerski Radioklub, posiadający własną radiostację pracującą pod znakiem SP3ZEH. Wśród młodych członków klubu jest już sporo licencjonowanych nadawców, jak np. SP3CRS, SP3CUG, SP3DLH, SP3FNH i SP3FUK. Przykład godny naśladowania.

● Togo (5V) – mała republika w zachodniej Afryce – ma zaledwie kilka aktywnych stacji amatorskich, a wśród nich 5V7GE, czynną na SSB. Należy oczekiwać, że już wkrótce liczba krótkofalowców w Togo wzrośnie, gdyż jak podaje prasa zagraniczna do Togo przybyło ostatnio paru krótkofalowców, rekrutujących się spośród ekspertów do spraw wydobywania i zbytu fosfatów. Fosfaty są bowiem głównym bogactwem naturalnym Togo.

● Z wyspy Lord Howe czynny jest ostatnio VK2BKE/LH. Słyszalny w pobliżu 14 265 kHz, emisja SSB, a karty QSL najlepiej kierować bezpośrednio na adres: dr Ken Hicks, Lord Howe Island, 2898 Australia.

● Pasmak przygody miała ostatnia wyprawa grupy krótkofalowców kalifornijskich na wyspę Palmyra (KP6) oraz Kingman Reef. W końcu czerwca br. członkowie ekspedycji, finansowanej przez „California DX Foundation”, nadając z wyspy Palmyra pod znakiem KP6PA, zdążyli zrealizować około 10 000 łączności ze stacjami amatorskimi całego świata. Następnie jachtem „Caroline” udali się na Kingman Reef, skąd zamierzali przez okres tygodnia nadawać pod znakiem KP6KR i to tym bardziej, że Kingman Reef ma być wkrótce uznana jako nowy kraj do DXCC. Niezwykły silny sztorm spowodował, że praca pod znakiem KP6KR z Kingman Reef trwała niespełna dobę, a uczestnicy ekspedycji musieli w pośpiechu opuścić niegościnnie skały.

● Z Bangladeszu w dalszym ciągu czynny jest PAØIWH/S2, słyszany zazwyczaj na SSB w pobliżu 14 280 kHz w godzinach popołudniowych. Prosi on o karty QSL pod adresem Box 681 Dacca, gdyż normalną drogą poprzez biura karty QSL idą zbyt długo.

● Panama otrzymała nowy znak narodowościowy przyznany jej przez ITU. Stacje tego kraju będą się posługiwały znakiem H3.

● Wśród tysięcy stacji amatorskich słyszanych na pasmach znajdują się i takie, które ze względu na powszechniejszy prefiks uchodzą uwadze, chociaż nadają z interesujących zakątków świata. Do takich m.in. należą stacje nadające z Norilsku i pracujące pod znakami UAØBAC i UAØBAP. Norilsk położony jest za kołem polarnym i odcięty od reszty świata nieprzebytą tajgą. Nie łączą go z resztą kraju kolej czy szosa, a przez większą część roku komunikacja możliwa jest jedynie drogą lotniczą. Krótkofalarstwo stanowi tam szczególnie atrakcyjne hobby. Wprawdzie stacje UAØBAC i UAØBAP posługują się nadajnikami o mocy zaledwie 40 W, ale są doskonale u nas słyszalne, zwłaszcza w pasmie 14 MHz na telegrafii. Warto wiedzieć, że Norilsk ma już 200 000 mieszkańców, a dynamiczny jego rozwój wynika ze złoża unikalnych w świecie rud rzadkich metali. Samo miasto położone jest na wiecznej zmarzlinie.

● W chwili, kiedy nasi czytelnicy otrzymają niniejszy numer do rąk, uczestnicy wyprawy wysokogórskiej „Alaska 74” wrócą już do kraju. Niestety nie wszyscy. W czasie pobytu na północno-zachodnich terytoriach Kanady (VE8), lawina zasypała dwu uczestników wyprawy. Mimo natychmiastowej akcji ratunkowej nie udało się odnaleźć ciał zasypanych. Kol. Wojtek SP9PT/VE8 w okresie pobytu w Kanadzie utrzymywał na pasmach amatorskich łączność ze stacjami polskimi, jednak warunki słyszalności nie były jednakowe z jednej i drugiej strony. Spostrzeżenia kol. Wojtki SP9PT/VE8 sprawdzają się do stwierdzenia, że na terenie VE8 panują znacznie lepsze warunki słyszalności aniżeli w Europie.

● Na Południowych Szetlandach pracuje ostatnio bardzo aktywnie stacja CE9AT. Niekiedy słyszana jest nawet w pasmie 3,5 MHz fonia SSB po północy i w godzinach rannych. Prosi o karty QSL via CE2AD.

● Czynna ze Zjednoczonych Emiratów Arabskich stacja A6XF prosi o karty QSL bezpośrednio na adres: Box 1057, Sharjah.

● Nadawca australijski Henryk VK3AHQ, z pochodzenia Polak, poluje na polski dyplom SPPA. Prosi o zwracanie uwagi na jego wołania i potwierdzanie łączności kartami QSL. Jeżeli wysiłki Henryka VK3AHQ uwieńczone zostaną otrzymaniem upragnionego dyplomu, będzie to pierwszy SPPA na tamtejszym kontynencie.

● A oto kilka słyszanych ostatnio znaków stacji nadających ze Wschodnich Karolin: KC6VE na SSB w pobliżu 14 280 kHz (QSL via W7PHO), KC6CW również na SSB w pobliżu 14 240 kHz (QSL via JA10BY) i KC6MW czynny zazwyczaj na SSB na wyższych pasmach. Domowym znakiem KC6MW jest W5KXQ. Twierdzi on, że na Wschodnich Karolinach będzie przebywał jeszcze dłuższy czas.

SP6HR

WIADOMOŚCI UKF

● W październiku br. odbył się jubileuszowy XV Zjazd PK UKF w Lublinie. W związku z tym warto przypomnieć sobie, gdzie spotykaliśmy się na poprzednich Zjazdach.

I	1959 r.	Nowy Bytom	SP9
II	IX 1960 r.	Św. Katarzyna	SP7
III	IX 1961 r.	Szyndzielnia	SP9
IV	IX 1962 r.	Wisła Malinka	SP9
V	IX 1963 r.	Chorzów	SP9
VI	IX 1964 r.	Głodówka	SP9
VII	IX 1965 r.	Św. Katarzyna	SP7
VIII	IX 1966 r.	Hala Szrenicka	SP6
IX	X 1967 r.	Chorzów	SP9
X	IX 1968 r.	Chorzów	SP9
XI	IX 1969 r.	Sandomierz	SP7
XII	V 1971 r.	Opole	SP6
XIII	V 1972 r.	Łódź	SP7
XIV	V 1973 r.	Chęciny	SP7
XV	X 1974 r.	Lublin	SP8

Na V Zjeździe UKF PZK w Chorzowie w r. 1963 został powołany do życia Polski Klub UKF z przewodniczącym SP9DR. XI Zjazd wybrał na przewodniczącego PK UKF SP2DX, a XII Zjazd wybrał SP6LB. Obecnie przewodniczącym jest SP9MM.

Złanokostwa honorowe PK UKF uzyskali: UP2ON, SM5BSZ, DM2BYE, DM2ARE, OK3CDI, DM2AIO, DL7HG, DK2ZF, DK1KWA.

W Informatorze UKF wydanym w r. 1968, a opracowanym przez SP5XYL i SP5SM podane były rekordy UKF zarejestrowane przez PK UKF. Poniżej podajemy uaktualnienie tej listy wg stanu na 1.1.1974. W przypadku potrzeby uzupełnień lub sprostowań prosimy kierować je do PK UKF.

Pierwsze łączności na UKF z Polską

144 MHz – troposferyczne

1.	OK1KCB/p	SP3UAB	3.VII.54
2.	DL7FS	SP3PD	25.VII.54
3.	OE3AS/p	SP2KAC/p	5.VII.55
4.	HG5KBA/p	SP8AG/p	7.VII.56
5.	YU3EN/EU	SP5FM/EL/p	7.IX.56
6.	SM7ANB	SP5FM/1	7.IX.57
7.	OZ7BB	SP5FM/1	9.IX.57
8.	DM2AIO	SP3PD	7.VII.58
9.	RB5KMX	SP5AU	7.IX.58
10.	G5YV	SP6CT	28.X.58
11.	PAØAGJ	SP6CT	28.X.58
12.	ON4BZ	SP6CT	28.X.58
13.	LA8MC	SP6CT	29.X.58
14.	HB1LE	SP6CT	5.VII.59
15.	UP2ABA	SP5SM	18.III.61
16.	OHØRJ	SP5FM	8.X.62
17.	UA1DZ	SP5ADZ	9.X.62
18.	OH3RG	SP5SM	9.X.62
19.	UA2AAB	SP2AOZ	3.XII.62
20.	UC2AA	SP5SM	26.X.63
21.	UQ2KAA	SP2RO	11.VI.64
22.	F1EL/p	SP5KAB/8	5.VII.65
23.	YØSKAS	SP8KAG/8	2.VII.67
24.	OHØMA	SP1JX	29.X.71
25.	I4AGF	SP9FG	12.VII.72
26.	UR2	?	1972
27.	HBØ/DJ7HC	SP6LB	2.IX.73

144 MHz – meteorowe

1.	UR2BU	SP5SM	28.X.61
2.	LZ1DW	SP5SM	6.VI.63
3.	F8DO	SP5FM	1.VIII.64
4.	LX1SI	SP2RO	14.XI.65
5.	SV1AB	SP2RO	21.V.66
6.	UØ5KAA	SP2RO	3.I.67
7.	GW3HIY	SP2RO	29.V.67
8.	E16AS	SP2RO	24.III.69
9.	UA1	SP2EFO	17.X.70
10.	HB9RG	SP5FM	?
11.	G3 LTF	SP5FM ?	?
12.	ON4TQ	SP5SM	?
13.	PAØOKN	SP5SM	?

144 MHz – zorowe

1.	SM	SP5AU	?
2.	GM3EGW	SP3GZ	7.X.60
3.	UR2BU	SP5SM	28.X.61
4.	LA2AA	SP5PRG	?
5.	E16AS	SP2RO	24.III.69
6.	GW2HIY	SP1JX	23.III.69
7.	PAØFAS	SP2LU	24.III.69
8.	OHØ	SP9EU	29.X.69
9.	OH2AXZ	SP2LU	24.III.69
10.	UA1	SP2AOZ	?

432 MHz – troposferyczne

1.	OK2 KOZ/p	SP5KAB/p	4.VII.54
2.	DM3KML/p	SP6XU/p	4.VII.59
3.	UP2ON	SP5BR	14.IX.67
4.	DJ4YJ/p	SP6LB	3.VII.69
5.	RQ2GCR/RA2	SP2RO	1970
6.	OE3XUA/p	SP6LB	10.X.70
7.	HB9RG	SP6LB	11.X.70
8.	UR2HD	SP2RO	11.VII.71
9.	UA1	SP2DX	X.72
10.	OH2 BEW	SP2DX	8.X.72
11.	SM5LE	SP2RO	
12.	OZ1OZ	SP6LB	8.X.72

Rekordy odległości

Pasmo 144 MHz – troposferyczne

1.	SP5 KAB/p	?	4.VII.54	278 km
2.	SP2KAC/p	?	1956	279 km
3.	SP5FM/EL	YU3EN/EU	7.X.56	480 km
4.	SP3PD	DL3YBA	5.VII.58	486 km
5.	SP6CT/p	G3YV	28.X.58	1200 km
6.	SP3GZ	UA1DZ	1962	1230 km
7.	SP5KAB/8	F1EL	5.VII.65	1620 km

Pasma 144 MHz – zorzone

1. SP5AU	SM	1958	?
2. SP3GZ	GM3EGW	1958	1350 km
3. SP1JX	EI58H	24.III.69	1622 km
4. SP2RO	EI6AS	24.III.69	1660 km

Pasma 144 MHz – meteorowe

1. SP5SM	G3LTF	1962 r.	1410 km
2. SP6ANH	G5YV	1962 r.	1460 km
3. SP5FM	G5YV	1964 r.	1490 km
4. SP2RO	SV1AB	21.V.66	1870 km

Pasma 432 MHz – troposferyczne

1. SP5 KAB/p	OK3DG/p	5.VII.54	190 km
2. SP5KAB/P	OK1KRC	VI.55	285 km
3. SP6XU/p	OK1KSO	4.VII.59	290 km
4. SP5BR	UP2ON	?	360 km
5. SP9FG	OK1BMW/p	28.VI.70	416 km
6. SP9FG	SP2RO	11.X.70	587 km
6. SP2RO	SP9FG	11.X.70	587 km
7. SP6LB	HB9RG	11.X.70	655 km
8. SP9FG	DCØDK	20.IX.71	752 km
9. SP9FG	DBØAFZ	1971	881 km
10. SP6LB	OH2BEW	8.X.72	1206 km

Powyższe listy zostały zestawione na podstawie ankiet członków PK UKF z r. 1973, korespondencji oraz szczegółowego przestudiowania doniesień zawartych w numerach „Radioamatora” z lat ubiegłych, Biuletynach PZK i PK UKF. Szereg znaków zapytania świadczy o znalezieniu doniesienia o ustanowieniu rekordu jednak bez bliższych danych.

Dla utrwalenia osiągnięć polskich UKF-owców została przez Zarząd PK UKF założona KRONIKA PK UKF. Była ona wyłożona do wglądu na XIV i XV Zjeździe PK UKF. W kronice tej zanotowane są podane wyżej rekordy. W przypadku dysponowania dokładniejszym materiałem faktowym (QSL) mogącym wprowadzić zmiany lub uzupełnienia w listach rekordów, koleżdy proszeni są o zgłoszenie ich do 31.12.1974 r. do Managera Sportowego kol. SP6XA.

Równocześnie informujemy, że jest przygotowywana lista pierwszych łączności z poszczególnymi krajami za pośrednictwem OSCAR6. Zgłoszenia na tę listę należy kierować do SP6XA.

W ramach stałego współzawodnictwa członków PK UKF prowadzona jest lista uzyskanych dużych kwadratów QTH oraz lista zdobytych krajów osobno na każdym pasmie. Koleżdy proszeni są o zgłaszanie osiągnięć do SP6XA.

Opracował SP6LB

AMATORSKA RADIOKOMUNIKACJA SATELITARNA OSCAR 6 (AMSAT OSCAR 6)

Wprowadzony na orbitę w dniu 15 października 1972 r. OSCAR 6 przewidziany do pracy przez okres 1 roku nadal utrzymywany jest w stanie czynnym, funkcjonuje od wielu miesięcy, umożliwiając przeprowadzanie łączności emisjami CW, SSB, SSTV.

Grupa polskich nadawców (SP1JX, SP1CNV, SP2DX, SP2HV, SP2LU, SP2AOZ, SP5SM, SP9AI, SP9DH, SP9ANH i SP9DSM) przeprowadziła dotychczas tysiące seansów łącznościowych ze stacjami europejskimi, azjatyckimi, północnoamerykańskimi i afrykańskimi. Najdalszymi łącznościami wydają się być: SP2DX – JA3PL; SP2HV – KL7MF; ciekawymi DX-ami są: VU2UV, UJ8AG, OX3DL, TF3SF, UG6AD, CN8BO, 4X4MH, W1, W2, VE1, VE3, UA9, ODS, UL7 i inne.

Przeciętne urządzenie nadawcze – to TX np. z QOE 06/40, kilkulamentowa antena (ewentualnie dipol), po stronie odbiorczej odbiornik komunikacyjny uzupełniony ewentualnie wzmacniaczem 29,5 MHz i dipol (GP lub Cub. Quad).

Wiele stacji realizowało łączności via OSCAR 6 wykorzystując popularne anteny KF, jak: LW, G5RV, W3DZZ itp.

Do skutecznej pracy via OSCAR wskazane jest jednak śledzenie jego lotu przynajmniej po stronie nadawczej, czyli kierowanie anteny w obszar (przestrzeń), gdzie znajduje się w danej chwili satelita. Czynność tę ułatwia posługiwanie się pomocniczym diagramem w postaci np. mapy półkuli północnej Ziemi (wyd. PPWK 1970 r.) w skali 1 : 60 000 000 z przypiętą ruchomą (obrotową) przezroczystą krzywką umocowaną w punkcie Bieguna płn., z naniesioną na krzywkę podziałką minutową 0÷57,5 min (czas przelotu między przecięciem Równika w locie S-N i N-S), której początek ustawia się w punkcie przecięcia Równika. Dodawanie czasu od momentu przecięcia Równika pozwala „odczytać” położenie OSCARA w dowolnym momencie i odpowiednio kierunkować antenę. Naniesiona na mapę siatka zry-

mutalna oraz siatka dystansu ułatwia szybkie określenie stosowanego azymutu położenia anteny oraz ewentualnie kąta elewacji, o ile dysponujemy anteną sterowaną również w płaszczyźnie pionowej.

Tablica

Prognoza czasu i punktu przecięcia Równika dla pierwszego dziennego przelotu OSCARA 6 S-N, użytecznego w SP

(F_{in} – 145,9 – 146,0 F_{out} – 29,45 – 29,55 MHz Mod: A1, A3)

LISTOPAD

Data	Numer	Czas	Punkt
1.11	9336	05.38z	133,2°W
2.11	9348	04.38	118,2
3.11	9361	05.33	131,9
4.11	9373	04.33	116,9
5.11	9385	05.28	130,7
6.11	9398	04.28	115,5
7.11	9411	05.23	129,4
8.11	9423	04.23	114,4
9.11	9436	05.17	128,1
10.11	9448	04.17	113,1
11.11	9641	05.12	126,8
12.11	9473	04.12	111,8
13.11	9486	05.07	125,5
14.11	9499	04.07	110,5
15.11	9511	05.02	124,3
16.11	9523	04.02	109,2
17.11	9536	04.57	123,0
18.11	9548	03.57	108,0
19.11	9561	04.52	121,6
20.11	9573	03.52	106,7
21.11	9586	04.46	120,3
22.11	9598	03.46	105,4
23.11	9611	04.41	119,0
24.11	9624	05.36	132,0
25.11	9636	04.36	117,0
26.11	9649	05.31	130,8
27.11	9661	04.31	115,8
28.11	9673	05.26	129,6
29.11	9686	04.26	114,6
30.11	9699	05.21	128,3

GRUDZIEŃ

1.12	9711	04.21	114,1
2.12	9724	05.15	127,8
3.12	9736	04.15	112,8
4.12	9749	05.10	126,5
5.12	9761	04.10	111,5
6.12	9774	05.05	125,2
7.12	9787	04.05	110,2
8.12	9799	05.00	123,9
9.12	9812	04.00	108,8
10.12	9824	04.55	122,7
11.12	9836	03.55	107,7
12.12	9849	04.50	121,4
13.12	9861	03.50	106,4
14.12	9874	04.44	119,6
15.12	9887	05.39	132,9
16.12	9899	04.39	117,9
17.12	9912	05.34	131,6
18.12	9924	04.34	116,6
19.12	9937	05.29	130,3
20.12	9949	04.29	115,3
21.12	9962	05.24	129,1
22.12	9974	04.24	114,0
23.12	9987	05.19	127,8
24.12	9999	04.19	112,8
25.12	10012	05.13	126,5
26.12	10024	04.13	111,5
27.12	10037	05.08	125,2
28.12	10049	04.08	110,2
29.12	10062	05.03	124,0
30.12	10074	04.03	109,0
31.12	10087	04.58	122,7

Obok przedstawiona jest tablica prognozy czasu i punktu przecięcia Równika dla przelotów OSCARA 6 do 31 grudnia 1974 r., na podstawie której można sporządzić na każdy dzień prognozę dla każdego przelotu satelity, dodając czas jednego obiegu wokół Ziemi 114,99455 minuty oraz przesunięcie punktu przecięcia Równika 28,7487 stopnia na Zachód. Taka prognoza dzienna przedstawia się następująco.

Przykład

Data		Przecięcie Równika		Czas użyteczności w SP
1	2	T	λ	
1.11.74	9336	05.38z	133,2°W	06.10 ÷ 06.30z
	9337	07.33	162,0	08.03 ÷ 08.23
	9338	09.28	190,7	09.56 ÷ 10.17
	9339	11.23	219,5	11.49 ÷ 12.05
	9340	13.18	248,3	13.38 ÷ 13.53
	9341	15.13	277,1	15.27 ÷ 15.54
	9342	17.08	305,8	17.16 ÷ 17.36
	9343	19.03	334,6	19.08 ÷ 19.29
	9344	20.58	003,4	21.06 ÷ 21.22

1	2	3	4	5
2.11.74	9348	04.38	118,2	05.13 ÷ 05.23
	9349	06.33	146,9	07.04 ÷ 07.26
	9350	08.28	175,6	08.57 ÷ 09.17
	9351	10.23	204,3	10.50 ÷ 11.07
	9352	12.18	233,0	12.41 ÷ 12.56
	9353	14.13	261,7	14.30 ÷ 14.46
	9354	16.08	290,4	16.19 ÷ 16.38
	9355	18.03	319,2	18.08 ÷ 18.31
	9356	19.58	347,9	20.04 ÷ 20.24
	9357	21.53	016,6	22.07 ÷ 22.13

Wkrótce na orbitę o zbliżonych parametrach, lecz przesuniętą o 1/2 orbity, zostanie wystrzelony kolejny amatorski satelita radiokomunikacyjny będący w czerwcu 1974 r. w końcowej fazie prób, pn. AMSAT OSCAR B (OSCAR 7). Przewidziany jest do pracy na okres trzech lub więcej lat. Podzespoły OSCARA 7 zostały wykonane przez grupy amatorów W, VE, VK i DL pod kierownictwem AMSAT.

SP9DH

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

- dc, ze str. 270

nym korytarzu, należy wyposażyć je w czasie o różnych wysokościach wydawanego dźwięku, lub też zastosować różne ich rodzaje: np. dzwonek i gong.

Zamiast dzwonek mogą być użyte żarówki lub inne przetworniki akustyczne i optyczne. Należy jednak mieć na uwadze, że napięcia stałe (wyprostowane) są niższe od napięcia zasilania i zależą od wartości prądu pobieranego przez dzwonek lub żarówkę, oraz od pojemności kondensatora filtrującego. Diody

D1 i D2 umieściłem w puszcze przy-cisku instalacji, diody D3 i D4 oraz kondensatory C₁ i C₂ na płytce bakelitowej obok dzwonek.

Urządzenie to może mieć zastosowanie wszędzie tam, gdzie koszt użytych diod i kondensatorów (w przypadku sygnalizacji optycznej kondensatory można pominąć) nie przewyższa kosztów zamontowania dodatkowych przewodów, w tym również robocizny (prace murarskie, ziemne).

Adam B. Myśliński

przyłączenie kondensatora C do bramki T1 i tym samym wysterowanie tego tranzystora. Powstający wskutek przepływu prądu spadek napięcia na rezystorze R₁ wysterowuje T2, powodując zadziałanie przełącznika P. Od momentu przyłączenia kondensatora C do bramki, następuje jego powolne rozładowanie przez rezystory R₆ ÷ ÷ R₁₂. Napięcie na kondensatorze C maleje i z chwilą gdy osiągnie wartość o około 4 V niższą od napięcia ustalonego przez dzielnik R₂ ÷ R₃ na źródle (S) tranzystora T1, tranzystor ten przestaje przewodzić i przełącznik powraca do stanu wyjściowego. Dalsze rozładowanie kondensatora C nie ma już wówczas żadnego praktycznego znaczenia. Wspomniana wartość 4 V jest średnią wartością tzw. napięcia odcięcia dla tego typu tranzystorów polowych. Układ z tranzystorem MOS zachowuje więc pełną analogię do układu lampowego pod względem rezystancji wejściowej i wysterowania napięciowego.

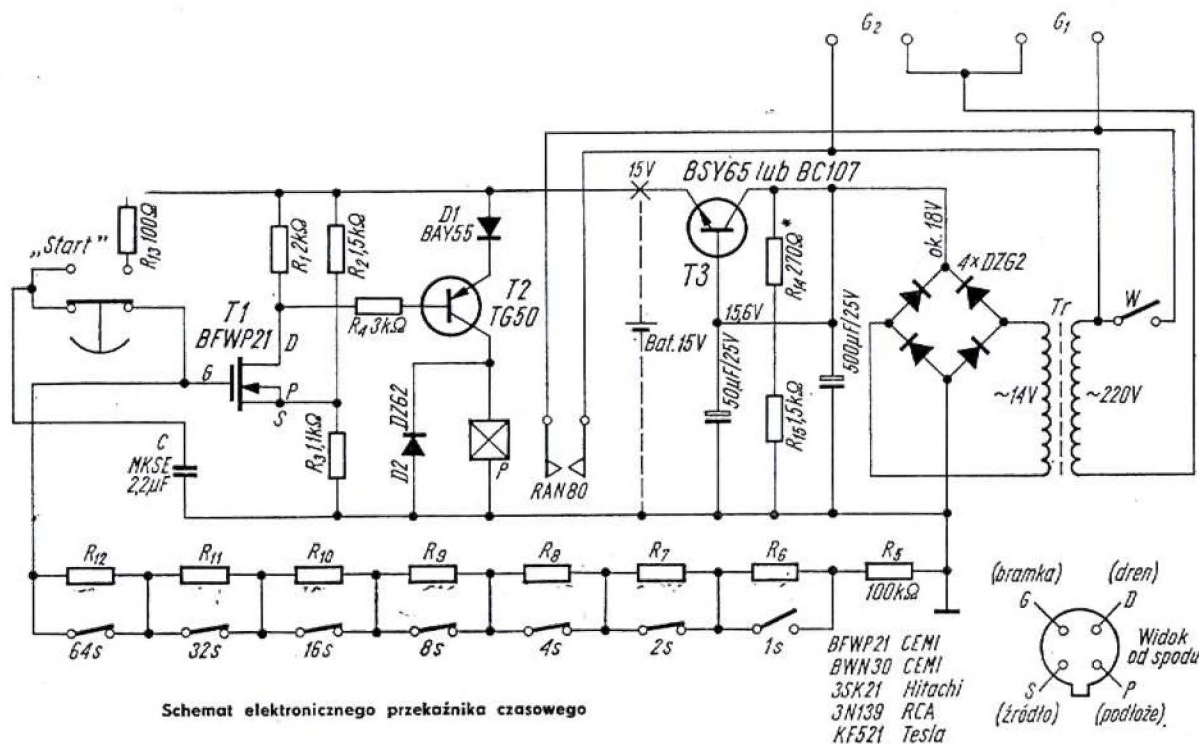
Rezystor R₄ ogranicza prąd bazy T2 do wartości katalogowo dopuszczalnej. Dioda D1 — koniecznie krzemowa — poprawia charakterystykę odcięcia germanowego T2, zwiększając dokładność przełącznika czasowego. Kosztem niewielkiego pogorszenia tej dokładności możemy tę diodę pominąć. Zastosowanie w miejsce T2 tranzystora krzemowego, np. BC177, czyni diodę zupełnie zbędną. Dioda D2 ma chronić T2 przed przepięciami po-

Elektroniczny przełącznik czasowy

Do szeregu konstrukcji przełączników czasowych opisanych na łamach miesięcznika pragnę dodać jeszcze jedną — bardziej nowoczesną. Wszystkie proste elektroniczne przełączniki czasowe opierają swoje działanie na elementach RC określających stałą czasu rozładowania kondensatora C przez rezystor R. Dokładność i powtarzalność czasu zależy więc tylko od dużej dobroci C i stabilności R. W praktyce zagadnienie to nieco się komplikuje. Przyczyną jest rezystancja wejściowa wzmacniacza sterującego, która powinna być znacznie większa od rezystancji rozładowującej. Budowa takiego wzmacniacza była dotychczas możliwa wyłącznie w oparciu o układy lampowe, gdyż

rezystancja wejściowa nawet bardzo skomplikowanych wzmacniaczy tranzystorowych nie przekracza 50 M Ω . Obecnie mamy do dyspozycji przyrząd półprzewodnikowy w postaci tranzystora polowego typu MOS. Rezystancja wejściowa bramki takiego tranzystora wynosi 10¹² ÷ 10¹⁴ Ω . Jest więc możliwa budowa prostego wzmacniacza, który łączy zalety wysokiej rezystancji wejściowej układu lampowego z zaletami układów tranzystorowych. Rozpatrzmy działanie przełącznika czasowego o układzie przedstawionym na schemacie.

Naciśnięcie przycisku „start” spowoduje naładowanie poprzez rezystor R₁₃ kondensatora C do pełnego napięcia zasilania, a zwolnienie —



wstającymi na indukcyjności uzwojenia przekaźnika P w chwili jego zwolnienia.

Rezystory $R_6 \div R_{12}$ połączone są według układu kodu binarnego. Układ taki pozwala uzyskać wiele kombinacji czasowych za pomocą niewielkiej liczby rezystorów. W naszym przypadku za pomocą siedmiu rezystorów możemy uzyskać każdy żądany czas określony w sekundach, zawarty w przedziale 1÷127 sekund. Dodanie jeszcze jednego rezystora pozwoli na wybranie każdego czasu w przedziale 1÷255 sekund.

Zwiększenie czasu wyłącznie za pomocą rezystorów, ograniczone jest dobrocią kondensatora C i traci sens w chwili, gdy jego prąd rozładowania jest o rząd wielkości większy od prądu upływu. Dalsze wydłużanie czasu można uzyskać wyłącznie przez zwiększanie pojemności C. Należy pamiętać, że zdecydowane wydłużenie czasu wymaga znacznych pojemności, a to zmusi nas ze względów konstrukcyjnych do zastosowania kondensatorów elektrolitycznych. Zwykle kondensatory elektrolityczne po dłuższej „bezczynności” mogą czasowo obniżyć swoją pojemność o 50%, oraz zwiększyć kilka razy prąd upływu. Jedynie kondensatory tantalowe są pozbawione tych wad, zachowując małe wymiary przy dużych pojemnościach.

Rezystory $R_6 \div R_{12}$ dobieramy według podanego niżej ciągu, dokonu-

jąc pomiaru czasu na stykach przekaźnika P.

$$R_6 = 1 \text{ s}; R_7 + R_6 = 3 \text{ s}; R_8 + (R_7 + R_6) = 7 \text{ s}; R_9 + (R_8 + R_7 + R_6) = 15 \text{ s}; R_{10} + (R_9 + R_8 + R_7 + R_6) = 31 \text{ s}; R_{11} + (R_{10} + R_9 + R_8 + R_7 + R_6) = 63 \text{ s}; R_{12} + (R_{11} + R_{10} + R_9 + R_8 + R_7 + R_6) = 127 \text{ s}.$$

Orientacyjna wartość rezystancji wynosi około 0,5 MΩ/s (dla $C = 2,2 \mu\text{F}$) X-krotne zwiększenie pojemności powoduje X-krotne zwiększenie czasu.

Przekaźnik czasowy może być zasilany z baterii lub z zasilacza sieciowego. Zastosowany w zasilaczu stabilizator napięcia z tranzystorem T3 ma na celu zwiększenie dokładności czasu. Układ połączeń gniazd G_1 i G_2 rozszerza funkcje zastosowań przekaźnika czasowego.

Jeżeli włączymy napięcie sieciowe do gniazda G_2 , a do gniazda G_1 np. powiększalnik fotograficzny, wówczas przekaźnik jest przygotowany do pracy i wystarczy po ustawieniu żadanego czasu nacisnąć przycisk „start”. Włączenie włącznika W powoduje ciągłe świecenie powiększalnika.

Nieco inną funkcję uzyskamy włączając napięcie sieciowe do gniazda G_1 , a do gniazda G_2 np. odbiornik radiowy.

Włączenie włącznika W spowoduje analogicznie jak uprzednio włączenie odbiornika na stałe. Jeżeli teraz

nacisniemy przycisk „start” i wyłączymy włącznik W, to odbiornik pozostanie włączony tylko na ustalony uprzednio czas, po którym wyłączy się samoczynnie z sieci.

Henryk Pękalski

PRZEGLĄD WYDAWNICTW

GALWANOTECHNIKA DOMOWA – Stefan Sekowski. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1974. Wyd. V, nakład 20 000 egz., stron 169, cena 12 zł.

O tym, że publikacja ta przypadła do gustu eksperymentującym „majsterkowiczom” świadczy ukazanie się w witrynach księgarskich jej piątego już z kolei wydania i to w masowym nakładzie. Udział w praktycznym korzystaniu z zawartych w niej wskazówek, mimo że poświęconych eksperymentom z dziedziny chemii, przypada niewątpliwie w jakimś stopniu radiomatorom i modelarzom, którzy angażują się przecież przy obróbce materiałów konstrukcyjnych w takie zabiegi chemiczne, jak wytrawianie, utlenianie, cynowanie i cynkowanie, srebrzenie, miedziowanie, oksydowanie, barwienie.

Powodzenie, jakim książka ta cieszy się w rozległym kręgu odbiorców, trzeba przypisać zarówno ciekawej tematyce, jak i fortunnie dobranej formie przekazu odbiegającej od najczęściej spotykanego stereotypu – konwencjonalnego i nie zawsze łatwo strawnego wywodu autorskiego. Jest nią styl przyjacielskiej pogawędki z młodym czytelnikiem, „przetkanej” zabawnym w swej koncepcji kolorowym obrazowaniem rysunkowym przebiegających procesów chemicznych oraz nawiązań sytuacyjnych. Dziełko to nie pretenduje więc do miana podręcznika czy poradnika dla zawodowych galwanotechników, dla tych bowiem wydawana jest od lat seria książek pod nazwą „Galwanotechnika dla praktyków”.

Opisane przez autora prace galwanotechniczne sprowadzają się do: miedziowania (z prądem: stali, mosiądzu, wosku, drewna i szkła, oraz bez prądu: żelaza i cynku), niklowania (z prądem i bez prądu), srebrzenia (z prądem i bez prądu), cynkowania (z prądem), cynowania (z prądem i bez prądu, wytwarzanie powłoki krystalicznej) oraz barwienia żelaza, miedzi, mosiądzu, brązu i aluminium. Oczywiście dla każdej z tych prac podana jest dokładna receptura (potrzebne wyposażenie w aparaturę, zestaw chemikaliów, czas trwania zabiegu, kolejność czynności i sposoby ich wykonywania, środki ostrożności, przeciwwskazania) zapobiegająca popełnieniu jakichkolwiek pomyłek czy nieprawidłowości.

Praktyczna przydatność, atrakcyjne ujęcie tematu, staranna szata edytorska, a jednocześnie przystępna cena to względy przemawiające za pozytywną oceną wzmiankowanej publikacji.

AMATORSKA PELENGACJA – „LOWY NA LISA” – I. Konwicki, W. Konwiński, Z. Lachowski. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1974. Wydanie II, nakład 5000 egz., stron 248, cena 25 zł.

Radiopelengacja amatorska – jedna z najbardziej atrakcyjnych konkurencji sportu technicznego o kilkunastoletniej już u nas tradycji – stanowi ważną pozycję programowej działalności klubów w LOK, PZK i ZHP, zajmujących się rozwojem krótkofalarstwa w środowisku radioamatorskim. Jej ranga i znaczenie wzrosły ostatnio, została bowiem zaliczona do kategorii sportów technicznych o charakterze obronny. Zasadność tej kwalifikacji wynika z faktu, że radiopelengacja ma charakter działalności technicznej w połączeniu z elementami sportu klasycznego (biegi terenowe, strzelectwo) oraz przygotowaniem ogólnowojskowym (terenoznawstwo, rzut granatem, obozowanie w polu).

Z roku na rok wzrasta popularność i zasięg imprezy pod nazwą „Lowy na lisa”, w ramach której rozgrywane są na różnych szczeblach organizacyjnych oraz eliminacyjnych zawody radiopelengacyjne. Jak każda działalność sportowa, tak i konkurencja radionamiarowa musi być oparta na ściśle określonych zasadach i przepisach wykonawstwa. Przyszłych zawodników trzeba planowo wyszkolić i regulaminowo przysposobić do udziału w rozgrywkach, a same zawody umiejętnie przygotować i przeprowadzić. Trzeba więc zapewnić sprawnie działające urządzenie nadawcze i odbiorcze oraz dokumentację (mapy wycinkowe terenu, formularze itp.), ustalić procedurę komisyjnej oceny wyników, zorganizować transport, wyżywienie, biwakowanie i opiekę sanitarną, odpowiednio oznaczyć miejsce zbiórki, startu i metę, zamaskować stanowiska „lisów”, uwzględnić oprawę propagandową, zgrać wszystko w czasie, no a jeżeli chodzi o samo szkolenie – stosować wypra-

bowane praktycznie metody i formy treningu. Jak wywiązać się z tych zadań, jak je zaprogramować i realizować, aby włożony wysiłek uwieńczyły owocne wyniki? Na pytanie to dają wyczerpującą odpowiedź autorzy drugiego, częściowo zmienionego wydania książki pod wyżej podanym tytułem. W zasadzie odbiega ona tylko nieznacznie od opracowania w poprzednim wydaniu. W rozdziale „Wybrane układy z prasy zagranicznej” – w miejsce opisu odbiornika na pasmo 144 MHz wprowadzono opis ciekawie rozwiązanej anteny o zmniejszonych rozmiarach i ciężarze, a ponadto wymieniono opis odbiornika na pasmo 3,5 MHz na opis innego urządzenia o ulepszonej konstrukcji i wyższych parametrach.

Całość zebranych w książce informacji, opisów, wskazówek instruktażowych i zaleceń, uzupełnionych schematami, wykresami, fotografiami i zestawieniami, stanowi materiał o dużej przydatności praktycznej, szczególnie dla klubów – tych podstawowych komórek szkolenia krótkofalarskiego. Jest to zresztą jedyna u nas pozycja bibliograficzna kompleksowo wyczerpująca podjęty przez autorów temat.

POMIARY, BADANIE I REGULACJA ANTEN AMATORSKICH – W.J. Biekietów, K.P. Charczenko. Przekład z jęz. ros. dr inż. Jerzy Czyż i mgr inż. Aleksy Pankow. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1974. Wyd. I, nakład 11 000 egz., stron 254, cena 38 zł.

Nowością wydawniczą jest tym razem przetłumaczona z języka rosyjskiego książka, której autorzy podjęli tematykę wprawdzie dość obszernie reprezentowaną już w literaturze fachowej, ale pod wieloma względami wciąż jeszcze aktualną, nie w pełni wyczerpaną. Dostrzegana przez nich luka w publicystyce poświęconej amatorskim instalacjom antenowym, zarówno nadawczym jak i odbiorczym, sprowadzała się do otwartego problemu, za jaki uznali brak opracowań informujących użytkowników radiostacji amatorskich czy telewizyjnych urządzeń odbiorczych, w jaki sposób i za pomocą jakich przyrządów należy wykonaną antenę wyregulować, dodatkowo dostroić, dopasować jej elementy, wykryć i usunąć usterki. Sprawa ta ma duże znaczenie praktyczne – po pierwsze ze względu na ścisłą zależność poprawnego funkcjonowania urządzeń nadawczo-odbiorczych od trafnego doboru systemu antenowego i optymalnego dopasowania go do danego urządzenia, a po drugie – ze względu na przejawianą w tym kierunku niewiedzę amatorów. I właśnie zlagodzeniu tego niedostatku służyć ma omawiana tu pozycja.

Co składa się na jej zamkniętą w ośmiu rozdziałach treść? Oto w dużym skrócie sformułowana próba odpowiedzi.

● Kryteria wyboru najbardziej odpowiedniego typu urządzenia antenowo-falderowego dla danego zakresu fal (warunki jakie powinno ono spełniać, ocena możliwości praktycznej realizacji, opracowanie konstrukcyjne, dopasowanie, regulacja, strojenie).

● Kształtowanie charakterystyk kierunkowości (parametry, pomiary charakterystyk, zwiększenie kierunkowości, wskaźniki natężenia pola).

● Pomiary w obwodach antenowych nadajników i odbiorników.

● Regulacja układów symetryzujących i ocena jakości symetryzacji.

● Wykonywanie i wykorzystanie linii pomiarowych (konstrukcje, układy, wykrywanie źródeł niedokładności i sposoby ich zmniejszania).

● Pomiar impedancji anten symetrycznych i niesymetrycznych w zakresach fal krótkich i fal metrowych metodami rezonansowymi i mostkowymi.

● Pomiary mocy dostarczanej do anteny, jakości dopasowania oraz impedancji za pomocą sprzęgaczy kierunkowych.

● Instalacja i kontrola profilaktyczna urządzeń antenowych w warunkach amatorskich.

Uzupełnienie całości opracowania stanowią dwa dodatki (zestawienie oporów falowych najbardziej rozpowszechnionych linii długich oraz zestawienie możliwych usterek w antenach, ich objawów, powodów i sposobów usunięcia). W wykazie literatury podano 46 pozycji wydanych w języku rosyjskim.

Książka – przeznaczona dla zaawansowanych radioamatorów – zyskuje na swej przydatności dzięki zilustrowaniu poszczególnych zagadnień konkretnymi przykładami i oparciem o praktyczne doświadczenia.

Materiał graficzny trafnie dobrany. Przekład na ogół poprawny (choć nie brak i potknięć trudnych do uniknięcia przy zbyt dosłownym tłumaczeniu, np. „W celu zwalczania zwiśu przewodów...” lub „Wobec radioamatorów... można zalecić...” albo dowolność stosowania terminu „opór” i „oporność”). Druk w niektórych miejscach mało czytelny (słabo odbity i nie wolny od kleksów). Sama oprawa (szywna okładka i obwoluta) bardzo efektowna. Omawiana pozycja spotka się niewątpliwie z pozytywną oceną czytelników.

M. W.

OGŁOSZENIA

Sprzedam tranzystorowy oscyloskop TEKTRONIX S54A do serwisu TV (36 000 zł) oraz tranzystorowy generator sygnałowy NOMREX 41 AM 147 kHz – 220 MHz, kalibracja $\pm 0,1\%$ (7000 zł) – K. Wiśniewski, Stoleczna 17B m 135, 01-595 Warszawa.

Wymienię lampę oscyloskopową 8L029 na B6S1. Marian Michno, ul. Harcerska 7/7, 84-200 Wejherowo.

Pilnie kupię lampę 6D7. Tadeusz Barski, ul. Puszkina 26/9, 10-295 Olsztyn.

Sprzedam generator sygnałowy „Eską 72”. Cena 2000 zł. Stanisław Ziętek, Lenina 10d/32, 32-510 Jaworzno.

Sprzedam tranzystory: 2N2369, 2N708, BC108, AC128, AC127, 2N2193, 1N4148, Zenera B2487. Wiadomość: Luczkiewicz, tel. 44-32-31 wewn. 36, Warszawa.

Kupię termistory. Skalmierski Narutowicza 25 m. 25. 90-117 Łódź.

Trzystory, układy scalone, tranzystory 2N3055 oraz inne elementy tanio odsprzedam. Piotrowski, skrytka 96, 00-987 Warszawa.

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 230 zł. Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 70 zł. Wysła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY – ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Odstąpię tranzystory 2N3055; oraz komplementarne 40 W i inne. Wojtówcz, skr. poczt. 449, 00-950 Warszawa.

Sprzedam tanio magnetofon Tonette. Warszawa, tel. 41-28-44 w godz. 17–21.

Cena zł 5.-

UŻYWANE JUŻ PRZEZ 7000 FACHOWCÓW I AMATORÓWI

FONO-TEST

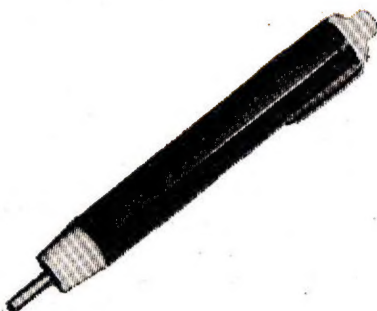
radiowy generator m.cz. i w.cz. w pasmie 800 Hz - 6 MHz.

Połączony z VIDEO-TESTEM zwiększa swój zakres działania do 250 MHz.

Cena: 300 zł.

FONO-TEST-LUX do 30 MHz

Cena: 300 zł.



VIDEO-TEST

televizyjny generator pasów pionowych. Umożliwia uzyskanie 7-9 pasów pionowych w całym torze wizji łącznie z w.cz. na wszystkich 12 kanałach.

Połączony z FONO-TESTEM daje obraz pseudokraty i fonię AM i FM do 250 MHz.

Cena: 290 zł.

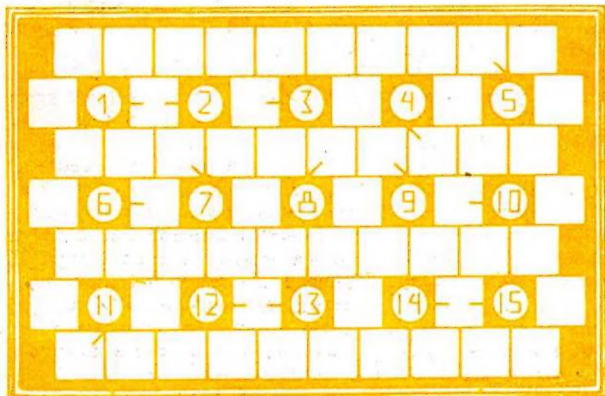
Zalecane w serwisie RTV przez ZBR-ZURIT, opisane w nrze 8/1970 „Radioamatora”. Dostawa pocztą w 3 dni. Platne przy odbiorze. Roczna gwarancja. Szczegółowa instrukcja obsługi. Ceny zatwierdzone przez WKC. Cena kompletu F + V: 520 zł, F-LUX + V: 580 zł + porto 12 zł. Na żądanie wysyłamy prospekty. Piszcie na kartkach pocztowych.

DOSTARCZA:

Osobom prywatnym - „ELTEST”, ul. Spacerowa 16c, 80-330 Gdańsk-Oliwa.

Instytucjom - Rzemieśnicza Spółdzielnia „Metal”, ul. 10 Lutego 33, 81-364 Gdynia.

WIRÓWKA



Dookoła liczb wpisać prawoskrętnie 15 wyrazów 6-literowych o podanych znaczeniach. Początek wpisywania w zaznaczonych polach. Pierwsze litery szukanych wyrazów w kolejności alfabetycznej; B,B,D,E,G,K,K,K,M,P,R,S,T,T.

1) Układ przełączający z lampami elektronowymi, przyrządami półprzewodnikowymi lub tyatronami. 2) Kondensator dostrojczy. 3) Tranzystorowy odbiornik przenośny, 3-zakresowy, wyposażony w rezonator ceramiczny.

4) Odkrył przepływ prądu elektronowego między żarnikiem lampy a dodatkową elektrodą wtopioną w bańkę lampy. 5) Pierwiastek chemiczny, półprzewodnik stosowany do wyrobu tranzystorów. 6) Odbiornik telewizyjny z kineskopem 17", wyposażony w 15 lamp elektronowych i 4 diody germanowe. 7) Odbiornik radiowy średniej klasy o 7 obwodach strojonych, z klawiszowym przełącznikiem fal. 8) Tranzystorowy odbiornik radiowy albo imię żeńskie. 9) Układ czterech przelutników, stosowany w elektronicznych przyrządach pomiarowych z odczytem cyfrowym. 10) Umieszczona jest na trójnożnym statywie i obsługiwana przez operatora telewizyjnego. 11) Zjonizowane środowisko gazowe występujące w elektronowych przyrządach gazowanych. 12) Układ elektroniczny włączony na przeciąg określonego czasu przez specjalny impuls włączający. 13) Zespół dwóch płytek z kryształu o właściwościach piezoelektrycznych, znajdujący zastosowanie w przetwornikach energii jak mikrofony, głośniki i adaptory. 14) Ujemny biegun napięcia w ogniwach galwanicznych i akumulatorach. 15) Zargonowe określenie korpusu cewki elektrycznej wykonanego z materiału elektroizolacyjnego - preszpanu, tektury, tworzywa sztucznego.

„SLIP”

Rozwiązania należy nadsyłać na kartkach pocztowych do redakcji ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa, w terminie do 10 grudnia br. Za prawidłowe rozwiązanie zostanie wylosowana nagroda książkowa o tematyce radio-telewizyjnej.

ROZWIĄZANIE WIRÓWKI Z NRU 10/74

1) Akwadag. 2) Galenit. 3) Tonette. 4) Awometr. 5) Mobicid. 6) Radiola. 7) Bimetal. 8) Adapter. 9) Heptoda. 10) Pentoda. 11) Admirał. 12) Karioka.

Nagrodę za prawidłowe rozwiązanie wirówki z nru 9/74 otrzymał Witold Góral z Warszawy.