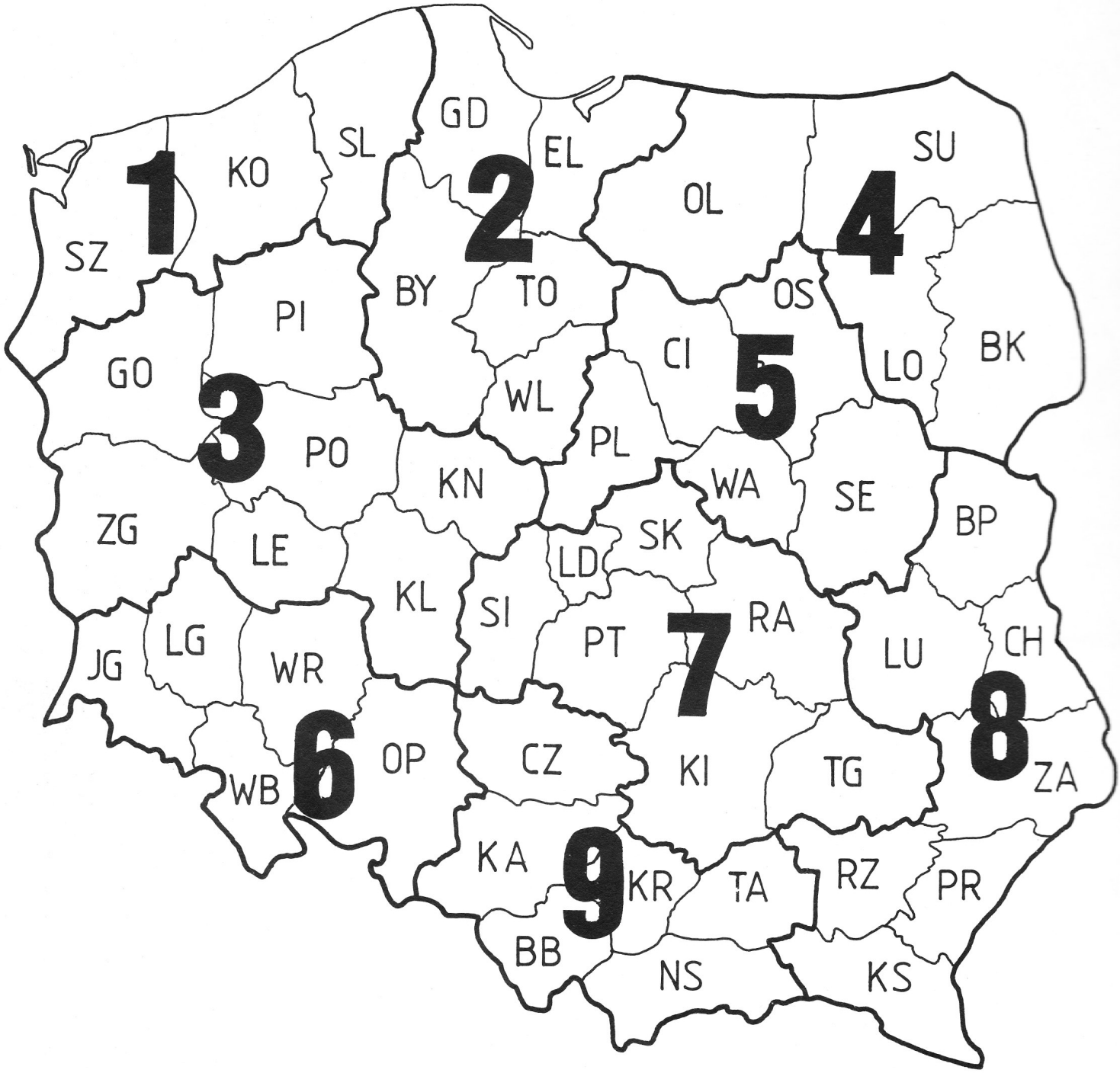
Andrzej Janeczek
SP5AHT

konstrukcje krótkofalarskie

dla początkujących

WKŁ


1
2
3
4
5
6
7
8
9
SZ
KO
SL
GD
EL
OL
SU
GO
PI
BY
TO
OS
BK
CI
LO
WL
PL
PO
KN
WA
SE
BP
ZG
LE
SK
LD
KL
SI
PT
RA
LU
CH
JG
LG
WR
OP
CZ
KI
TG
ZA
WB
KA
KR
TA
RZ
PR
BB
NS
KS

Wydanie drugie uzupełnione

Andrzej Janeczek
SP5AHT

konstrukcje krótkofalarskie

dla początkujących

WKŁ

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa

Opiniodawca: *mgr inż. Krzysztof Zimny*
Okładkę projektował: *Wojciech J. Steifer*
Redaktor: *mgr inż. Ewa Berus, mgr inż. Elżbieta Gawin*
Redaktor techniczny: *Maria Łakomy*
Korekta: *Małgorzata Wiśniewska*

621.396:397.826

W książce zawarto opisy budowy prostych przyrządów pomiarowych i innych urządzeń pomocniczych, odbiorników nasłuchowych, transceiverów, wzmacniaczy w.cz. pracujących w amatorskich pasmach częstotliwości KF i UKF.
Przedstawiono w niej również praktyczne informacje dotyczące sprawdzania podzespołów elektronicznych oraz gotowych urządzeń nadawczo-odbiorczych. Każdy opis urządzenia zawiera jego szczegółową dokumentację: zasadę działania, schemat ideowy, rysunki płytek, rozmieszczenie elementów na płytkach oraz sposób uruchamiania.
Książka jest przeznaczona dla szerokiego grona amatorów konstruktorów, krótkofalowców oraz entuzjastów elektroniki.
Opisy konstrukcji zamieszczone w książce mogą być wykorzystane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do działalności zarobkowej wymaga zgody Autora.

ISBN 83-206-1124-5

© Copyright by
Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa 1990

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa
tel. 49-27-51, telex 81-27-36, fax 49-23-22

Warszawa 1994. Wydanie 2



Druk i oprawa: Drukarnia Narodowa
Kraków, ul. Marszałka J. Piłsudskiego 19

Spis treści

1.	**Od Autora**	**7**
2.	**Wymagania dotyczące parametrów amatorskich urządzeń nadawczo-odbiorczych**	**9**
3.	**Przygotowanie i wyposażenie miejsca pracy**	**10**
4.	**Przyrządy pomiarowe i pomocnicze**	**12**
4.1.	Prosty przyrząd uniwersalny	12
4.2.	Uniwersalny multimetr elektroniczny	14
4.3.	Diodowa sonda w.cz. do przyrządu uniwersalnego	17
4.4.	Mostek pomiarowy *RLC*	19
4.5.	Falomierz — generator (TDO)	20
4.6.	Generator pomiarowy w.cz.	24
4.7.	Generator pomiarowy m.cz.	25
4.8.	Uniwersalny generator — próbnik	27
4.9.	Układ do dobierania częstotliwości rezonatorów kwarcowych oraz elementów *LC*	28
4.10.	Miernik częstotliwości m.cz. (analogowy)	29
4.11.	Przyrząd do badania tranzystorów	30
4.12.	Próbnik stanów logicznych	32
4.13.	Tłumik kalibrowany	33
4.14.	Miernik mocy wyjściowej w.cz.	34
4.15.	Reflektometr	35
4.16.	Cyfrowy miernik częstotliwości	36
4.17.	Przystawka do pomiaru częstotliwości rezonatorów kwarcowych i indukcyjności cewek	42
4.18.	Miernik pojemności	43
4.19.	Tester układów scalonych	45
4.20.	Zasilacze sieciowe	47
4.21.	Generator FM	50
4.22.	Dzielniki częstotliwości przez 10	51
5.	**Sprawdzanie podzespołów elektronicznych**	**53**
5.1.	Rezystory	53
5.2.	Cewki	53
5.3.	Kondensatory	54
5.4.	Półprzewodniki	55
5.5.	Układy scalone	56
5.6.	Transformatory	56
6.	**Wykonywanie podzespołów**	**57**
6.1.	Elementy indukcyjne	57
6.2.	Filtry kwarcowe	58
6.3.	Filtry akustyczne	63
6.4.	Diodowy mieszacz podwójnie zrównoważony	64
6.5.	Obudowy	65
6.6.	Przekładnie strojeniowe	66
6.7.	Manipulatory dźwigniowe do kluczy elektronicznych	68
7.	**Generatory do nauki telegrafii**	**71**
8.	**Odbiorniki nasłuchowe**	**73**
8.1.	Przystosowanie odbiornika radiofonicznego do odbioru pasma amatorskiego 160 m	73

8.2. Prosty nasłuchowy odbiornik na pasmo 80 m 74
8.3. Odbiornik nasłuchowy „składak" 76
8.4. Prosty pięciopasmowy odbiornik KF 77
8.5. Pięciopasmowy odbiornik nasłuchowy KF (wg SP3NYI) 82
8.6. Odbiornik nasłuchowy FM na pasmo 2 m 86

9. Konwertery 89

10. Proste nadajniki 93

10.1. Nadajnik telegraficzny 93
10.2. Nadajnik foniczny 95
10.3. Nadajnik FM/2 m 96

11. Transceivery 98

11.1. Najprostszy minitransceiver telegraficzny na pasmo 10 m 98
11.2. Transceiver telegraficzny „składak" 99
11.3. Minitransceiver BARTEK 0 101
11.4. Minitransceiver fazowo-homodynowy na pasmo 80 m 104
11.5. Minitransceiver fazowo-homodynowy na pasmo 160 m 111
11.6. Transceiver TRAPER-83 113
11.7. Minitransceiver BARTEK I 115
11.8. Modernizacja minitransceivera BARTEK I 121
11.9. Minitransceiver BARTEK II 126
11.10. Radiotelefon FM/2 m 130

12. Transwertery 134

12.1. Transwerter QRP 10/80 m 134
12.2. Transwerter do transceivera 160 m 138
12.3. Transwerter pięciopasmowy do minitransceivera BARTEK I 141
12.4. Transwerter 2 m/10 m (CB) 149

13. Wzmacniacze końcowe w.cz. 153

13.1. Wzmacniacz końcowy do minitransceivera BARTEK I 153
13.2. Szerokopasmowy wzmacniacz mocy KF 157
13.3. Wzmacniacze tranzystorowe (drivery) 164
13.4. Lampowy wzmacniacz mocy 50 W 166
13.5. Lampowy wzmacniacz mocy 250 W 167
13.6. Wzmacniacz mocy na pasmo 2 m 169

14. Układy dodatkowe do radiostacji 171

14.1. Najprostszy klucz telegraficzny 171
14.2. Przetworniki elektroakustyczne (mikrofony) 173
14.3. Kompresory dynamiki 176
14.4. Generator podsłuchu 178
14.5. Układy automatycznego uruchamiania nadajnika 179
14.6. Kalibrator częstotliwości 181
14.7. Generator dwutonowy m.cz. 181
14.8. Dwuczęstotliwościowy generator w.cz. 182
14.9. Modem Packet Radio 184

15. Sprzęt treningowy do radiolokacji sportowej 186

15.1. Przystosowanie wcześniej opisanych układów do radiolokacji sportowej 186
15.2. Treningowy odbiornik radiolokacyjny na pasmo 80 m 187
15.3. Treningowy nadajnik radiolokacyjny (3,5 MHz) 189
15.4. Nadajnik „pikacz" 192

16. Pomiary podstawowych parametrów elektrycznych urządzeń nadawczo-odbiorczych 194

16.1. Pomiary podstawowych parametrów odbiornika 194
16.2. Pomiary podstawowych parametrów nadajnika 196

17. Uwagi końcowe 198

Dodatek 199
D1. Nomogram obwodu rezonansowego w.cz. 200
D2. Nomogram obwodu rezonansowego m.cz. 201
D3. Pasma amatorskie KF przyznawane krótkofalowcom w I Regionie IARU 202
D4. Przemienniki amatorskie w pasmie 145 MHz i 432 MHz 204
Literatura 206

1

Od Autora

Krótkofalarstwo to interesujące hobby, które można uprawiać jedynie przy użyciu specjalistycznych, elektronicznych urządzeń odbiorczych i nadawczych lub obecnie powszechnie stosowanych transceiverów (urządzeń powstałych z połączenia odbiornika i nadajnika z wykorzystaniem wspólnych bloków). W Polsce nie jest produkowany sprzęt typowo krótkofalarski. Dlatego bardzo często krótkofalowiec jest – z konieczności – jednocześnie konstruktorem urządzeń, które wykorzystuje i praktycznie sprawdza, latami je udoskonalając. Tylko nieliczni mogą sobie pozwolić na zakup kosztownych urządzeń fabrycznych zachodnich firm, takich jak KENWOOD, YAESU, ICOM... Wprawdzie można liczyć na pomoc koleżeńską w klubie łączności lub na zakład rzemieślniczy, ale najwięcej satysfakcji sprawia nawet najprostszy własnoręcznie skonstruowany sprzęt, jeśli tylko umożliwia nawiązanie dwustronnej łączności.

Chciałbym odradzić początkującym krótkofalowcom-konstruktorom rozpoczynanie konstrukcji od budowy wielopasmowego transceivera, choćby z dokładnego opisu wynikało, że jest to urządzenie proste, łatwe do zmontowania i zestrojenia. Proponowałbym wykonanie najpierw podstawowego sprzętu pomiarowego, a dopiero potem przystąpienie do budowy innych układów, możliwie mało skomplikowanych. W każdym przypadku najpierw trzeba zrozumieć zasadę działania układu, który chcemy budować, oraz funkcje jakie pełnią w nim poszczególne elementy. Bez odpowiedniej wiedzy teoretycznej i praktycznej (doświadczenia, które przychodzi z czasem) nie można dokonać prawidłowej regulacji układu elektronicznego.

Chciałbym jeszcze raz przestrzec przed uruchomieniem konstrukcji tak zwaną metodą „uda się, albo nie uda". Zmontowanie układu elektronicznego według schematu nie gwarantuje jeszcze uzyskania sukcesu technicznego. Przyczyn jest wiele: począwszy od zastosowania podzespołów o nieco innych parametrach technicznych niż stosowane wcześniej w układzie modelowym, inne rozmieszczenie elementów i związane z tym możliwości powstania szkodliwych sprzężeń, aż po możliwość powstania pomyłki przy odwzorowywaniu układu.

W książce przedstawiłem opisy wielu prostych urządzeń, które były uruchamiane przeze mnie lub przez moich kolegów krótkofalowców w ostatnich dziesięciu latach. W poszczególnych opisach starałem się podać krótką zasadę działania układu oraz sposób jego zmontowania i uruchomienia. Poznanie dokładnych zasad działania poszczególnych układów czy elementów wymaga sięgania do katalogów oraz innych książek specjalistycznych. Nie było możliwe podanie w każdym przypadku pełnej dokumentacji wykonawczej. Chciałbym również zwrócić uwagę na fakt, że oprócz układu elektronicznego ważną sprawą jest konstrukcja mechaniczna. Dlatego też starałem się podawać rady i wskazówki, które, jak myślę, będą stanowić pomoc w wykonywaniu obudowy czy rozmieszczeniu elementów regulacyjnych na płycie czołowej. Opisałem konstrukcje o różnej tematyce, tak aby każdy mógł znaleźć coś interesującego. Ze względu na ograniczoną objętość książki nie prezentowałem konstrukcji UKF.

Niektóre modele urządzeń opisanych w tej książce były prezentowane na Krajowym Konkursie Twórczości Krótkofalarskiej w 1985 roku. Część opisów była wcześniej zamieszczona w miesięczniku *Radioelektronik* oraz *Biuletynie* Polskiego Związku Krótkofalowców.

Mam nadzieję, że książka ta będzie stanowiła pomoc, zwłaszcza dla początkujących krótkofalowców, że będzie niejako uzupełnieniem wcześniejszych publikacji innych Kolegów – krótkofalow-

ców, z doświadczeń, których i ja korzystałem.
Pragnę serdecznie podziękować kolegom: SP4INV, SP3NYI, SP3FFN, SP3ABG, a także wszystkim tym, dzięki których pomocy i zachętom książka ta powstała.
Oto słowniczek skrótów używanych w książce

A	– antena
AC	– prąd zmienny
AM, A3E	– modulacja amplitudy z falą nośną i dwiema wstęgami bocznymi
ARW	– automatyczna regulacja wzmocnienia
BFO	– dodatkowy generator do odbioru telegrafii i SSB
BK	– odbiór korespondenta podczas przerw we własnym nadawaniu
CO	– generator kwarcowy
CW	– telegrafia (A1A – telegrafia niemodulowana, A2A – telegrafia modulowana, zarówno kluczowanie fali nośnej, jak i modulacji)
DC	– prąd stały
DSB	– sygnał dwuwstęgowy z wytłumioną falą nośną
DX	– daleka łączność, korespondent z innego kontynentu
DRIVER	– stopień sterujący
FET	– tranzystor polowy złączowy
GDO	– prosty falomierz-generator
GFN	– generator fali nośnej
US	– układ scalony
INPUT	– wejście
MIX	– mieszacz
OUTPUT	– wyjście
PA	– wzmacniacz mocy
QRM	– przeszkody, zakłócenia intermodulacyjne
QRO	– duża moc
QRP	– mała moc
RIT	– układ pozwalający na niewielką zmianę częstotliwości odbieranej w stosunku do częstotliwości nadawanej
RX	– odbiornik
WFS	– współczynnik fali stojącej
SSB	– modulacja jednowstęgowa (H3F – telefonia jednowstęgowa z modulacją amplitudy i pełną falą nośną)
J3E	– telefonia jednowstęgowa z modulacją amplitudy i wytłumioną falą nośną (R3E – telefonia jednowstęgowa z modulacją amplitudy i zredukowaną lub regulowaną falą nośną)
TDO	– prosty falomierz-generator wykonany na tranzystorach
TRX	– transceiver
TX	– nadajnik
TVI	– zakłócenia odbioru telewizyjnego
VFO	– przestrajany generator sterujący
VOX	– urządzenie włączające nadajnik z chwilą rozpoczęcia mówienia do mikrofonu
X	– rezonator kwarcowy

Kiedy około 10 lat temu rozpocząłem przygotowanie materiału do pierwszego wydania tej książki, krótkofalarstwo polskie było w zupełnie innych warunkach, niż dzisiaj. Pracowano przeważnie w zakresie fal krótkich na urządzeniach amatorskich.
Obecnie większe jest zainteresowanie pracą w zakresie fal UKF i łatwo dostępnym zagranicznym sprzętem fabrycznym. Powszechnie wykorzystywane radiotelefony FM/2 m są co najmniej o połowę tańsze niż wielopasmowe transceivery KF. Również łatwo dostępny sprzęt komputerowy jest coraz częściej wykorzystywany do pracy nowymi emisjami, a głównie Packet Radio.

Większe zainteresowanie UKF-em wynika także z faktu, że łatwiej jest uzyskać zezwolenie radiooperatorskie kat. B (nie jest wymagana znajomość telegrafii). Część ze zdających przed specjalną komisją w ZO PAR egzamin na świadectwo uzdolnienia rozpoczęła już pracę w eterze w pasmie obywatelskim i posiada radiotelefony CB. Z tych też powodów w tym wydaniu książki uwzględniłem opisy konstrukcji najprostszych urządzeń UKF — FM (odbiorników, konwerterów i transwerterów CB/2 m, modemów ...).

Legionowo
25.01.1994 r.

Autor

2

Wymagania dotyczące parametrów amatorskich urządzeń nadawczo-odbiorczych

Ogólne przepisy dotyczące nadawczych urządzeń amatorskich są zawarte w Międzynarodowym Regulaminie Radiokomunikacyjnym. Pewne wymagania odnośnie pracy tych urządzeń są określone w rozporządzeniu Ministra Łączności z dnia 25 kwietnia 1986 r. (Dz.U. nr 19 poz. 99 z 1986 r.). Wartości mocy nadajnika, zakresy częstotliwości, rodzaje emisji oraz znak wywoławczy są podawane w zezwoleniu Państwowej Agencji Radiowej (PAR) na posiadanie i używanie amatorskiej radiostacji indywidualnej lub klubowej. Ogólne wymagania techniczne stawiane amatorskim urządzeniom nadawczo-odbiorczym są następujące:

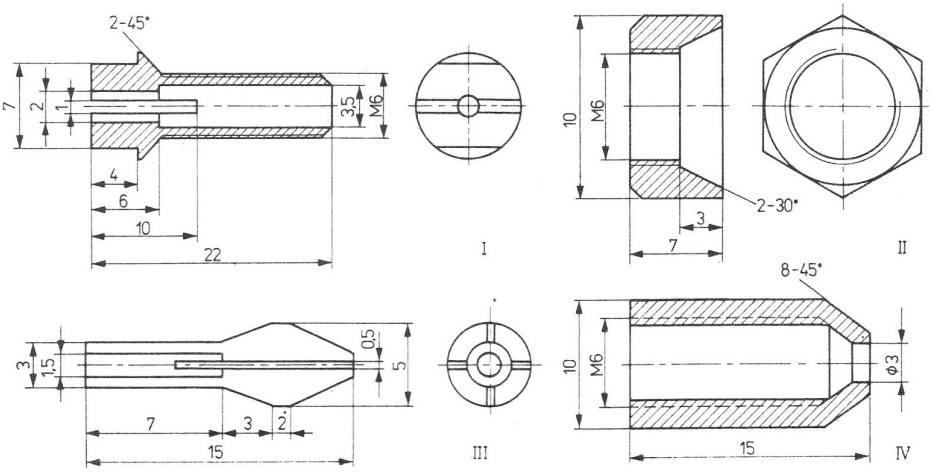
1. Obowiązkiem posiadacza zezwolenia jest zagwarantowanie poprawnej technicznie i zrozumiałej emisji.
2. Emisja z radiostacji amatorskiej nie może zakłócać pracy innych służb radiokomunikacyjnych. Posiadacz radiostacji jest zobowiązany do zastosowania wszelkich dostępnych środków technicznych, ze zmniejszeniem mocy użytecznej w.cz. włącznie i ograniczenia godzin nadawania, w celu uniknięcia zakłóceń odbioru programów polskich stacji radiofonicznych i telewizyjnych.
3. Godzinowa stałość częstotliwości nadajnika nie powinna być gorsza niż 0,02%.
4. Częstotliwość pracy radiostacji amatorskiej powinna być dostatecznie oddalona od granic przydzielonego pasma, aby — biorąc pod uwagę rodzaj emisji oraz niestałość częstotliwości generatora drgań — nie zostały spowodowane szkodliwe zakłócenia w pracy służb, których zakresy częstotliwości są przydzielone bezpośrednio obok pasm amatorskich. Szerokość emitowanego pasma powinna być nie większa niż:
   200 Hz przy A1A,
   2500 Hz przy A2A,
   3000 Hz przy H3E, J3E, R3E,
   6000 Hz przy A3E.
5. Modulacje pasożytnicze nie powinny powodować modulacji głębszej niż 5%.
6. Zaleca się, aby średni poziom mocy promieniowań niepożądanych (tj. drgań harmonicznych i pasożytniczych) wynosił co najmniej 30 dB poniżej średniej mocy na częstotliwości podstawowej nie przekraczając mocy 50 mW.
7. Wszelkie prace mające charakter prób technicznych, takie jak długotrwałe strojenia, pomiary, neutralizacja itp. powinny odbywać się z zastosowaniem sztucznego, niepromieniującego obciążenia.
8. Przyrządy pomiarowe i urządzenia nadawczo-odbiorcze (zwłaszcza zasilane z sieci 220 V) powinny być wyposażone w przewód uziemiający i styk ochronny.

3

Przygotowanie i wyposażenie miejsca pracy

Każdy krótkofalowiec, a zwłaszcza konstruktor, marzy o własnym pokoju, a przynajmniej wydzielonym kąciku, gdzie mógłby wykonywać prace mechaniczne i elektryczne związane z budową urządzeń pomiarowych oraz nadawczo-odbiorczych. Nie można podać recepty na urządzenie i wyposażenie miejsca pracy krótkofalowca-konstruktora, każdy bowiem dysponuje innymi warunkami lokalowymi i sprzętowymi. Przykładowe opisy wyposażenia pracowni krótkofalowca zawarto w [6, 18]. Zamieszczono tam wykazy niezbędnych narzędzi i przyrządów elektrycznych. Prace mechaniczne, takie jak cięcie, gięcie blachy, wiercenie i piłowanie otworów lepiej wykonywać w specjalnym warsztacie mechanicznym lub zaadaptowanej do tych celów piwnicy, garażu czy innych pomieszczeniach gospodarczych. Prace elektryczne związane z wykonywaniem płytek drukowanych, montażem elektrycznym i samym uruchamianiem urządzeń można wykonywać w domu. Nawet w najgorszych warunkach lokalowych niezbędne jest: wygospodarowanie solidnego stołu lub biurka z właściwym oświetleniem (ułatwiającym pracę wieczorami bez nadmiernego zmęczenia wzroku), kilka gniazd zasilających 220 V, instalacja antenowa i zamieszczenie w wygodnym zasięgu ręki pojemników lub półek z podstawowymi narzędziami i podzespołami.

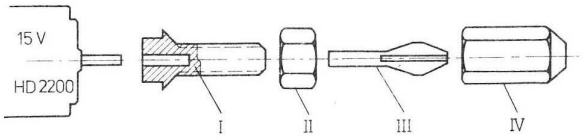
Konstruowanie wiąże się również z koniecznością zbierania i właściwego segregowania różnych podzespołów i materiałów. Przechowywanie elementów *R*, *L*, *C*, transformatorów, diod, tranzystorów, układów scalonych zawsze sprawia sporo kłopotów. A dochodzą przecież jeszcze materiały mechaniczne: blachy, pręty, śruby, nakrętki, płytki laminowane, kleje, rozpuszczalniki, chlorek, czy inne związki chemiczne do trawienia płytek drukowanych. Wszystko to powinno być zawsze w należy-



Rys. 3.1. Sposób wykonania miniaturowego uchwytu wiertarki
I – nasadka, II i IV – nakrętki kontrujące, III – wkładka zaciskowa

tym porządku i zawsze łatwo dostępne. Można określić, że około 50% całego czasu niezbędnego na skonstruowanie urządzenia poświęca się na szukanie i gromadzenie potrzebnych elementów i materiałów. Każdy – zależnie od posiadanych warunków – powinien dopracować się własnej, optymalnej metody segregowania i przechowywania podzespołów.

Oprócz znanych i powszechnie stosowanych narzędzi – takich, jak wkrętak, szczypce, młotek – bardzo pomocna jest również miniaturowa wiertarka do wykonywania otworów o średnicy około 1 mm w płytkach drukowanych. Na rysunku 3.1 przedstawiono elementy składowe miniaturowego uchwytu wiertarki. Elementy te można wytoczyć z pręta mosiężnego sześciokątnego o średnicy 10 mm. Bardzo często uchwyty takie można nabyć na różnych giełdach. Na rysunku 3.2 przedstawio-

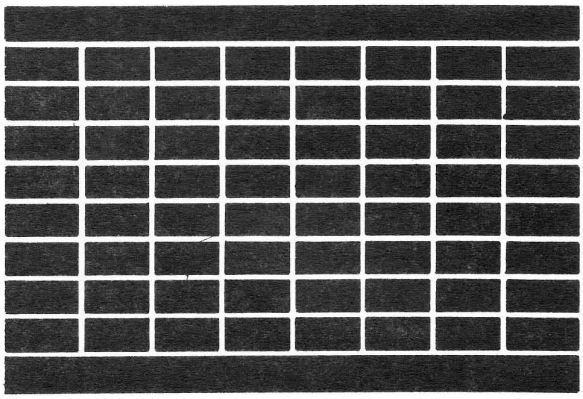


Rys. 3.2. Montaż uchwytu na osi silnika

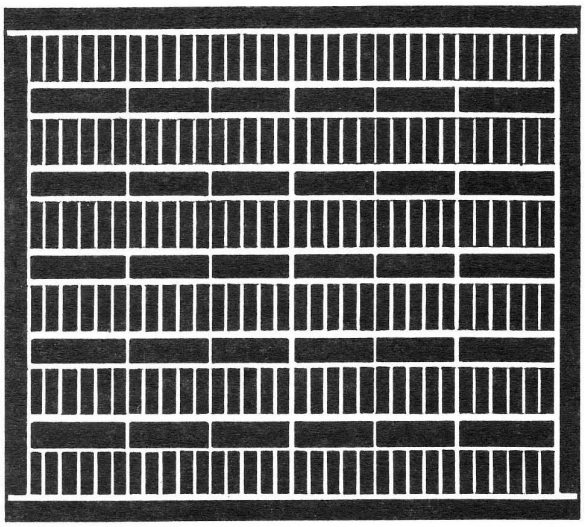
no sposób montażu uchwytu na osi małego silnika prądu stałego. Z powodzeniem można zastosować silnik HD2200/15 V (SILMA), używany w suszarkach do włosów. Do zasilania można wykorzystać zasilacz prądu stałego 15 ÷ 17 V/0,5 A. Dla wygody uchwyt wiertarki można wyposażyć w wyłącznik zasilania.

Do wykonywania różnego rodzaju połączeń w układach próbnych lub nawet końcowych można stosować uniwersalne płytki drukowane sprzedawane często w Składnicach Harcerskich lub wykonane własnoręcznie. Na rysunku 3.3 przedstawiono wytrawione lub napiłowane pola lutownicze, przeznaczone głównie do połączeń układów tranzystorowych. Na rysunku 3.4 pokazano płytkę do montażu połączeń z układami scalonymi. Układy scalone można montować bezpośrednio na płytce lub – lepiej – za pośrednictwem podstawek montażowych. Przy montażu bezpośrednim niekoniecznie trzeba wiercić otwory. Skrajne paski laminatu w obydwu płytkach służą do zasilania.

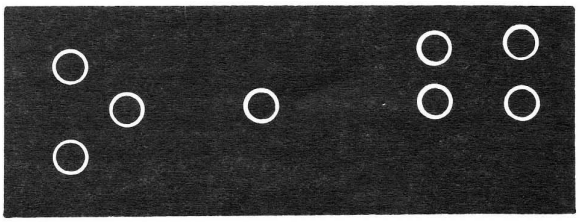
Montaż opisanych układów w.cz. UKF wykonano na płytce laminowanej (jednostronnej lub dwustronnej), na której wyfrezowano pola lutownicze („wysepki") o średnicy około 5 mm (rysunek 3.5). Pozostała warstwa miedzi stanowi masę — ekran. Do powstałych wysepek lutuje się elementy elektroniczne skracając ich wyprowadzenia do niezbędnych długości. Zaleca się użycie rezystorów i kondensatorów typu SMD. Montaż taką metodą



Rys. 3.3. Uniwersalna płytka drukowana do połączeń w układach tranzystorowych



Rys. 3.4. Uniwersalna płytka drukowana do połączeń układów scalonych



Rys. 3.5. Płytka montażowa UKF

powierzchniową jest prosty, nie trzeba wiercić otworów, trawić płytki drukowanej, może być wykonany nawet przez mniej doświadczonych elektroników. Do wykonania punktów lutowniczych można użyć wiertarki, w której uchwycie należy zamontować wykrojnik, wykonany na przykład z dwóch igieł dentystycznych. Część prowadzącą należy zeszlifować na kształt igły, a część skrawającą przylutować w odległości około 2 mm od ostrza.

4

Przyrządy pomiarowe i pomocnicze

Przy wszelkich pracach konstrukcyjnych oprócz narzędzi mechanicznych (wiertarka, lutownica, wkrętak itd.) są potrzebne również przyrządy pomiarowe i pomocnicze. Gdy przystępuje się do montażu urządzenia, należy sprawdzić wszystkie niezbędne elementy, aby uniknąć przykrych niespodzianek i niepotrzebnej straty czasu, jakie często są wynikiem zastosowania niesprawnych podzespołów.

Do sprawdzania elementów *R*, *L*, *C*, diod, tranzystorów, rezonatorów kwarcowych można wykorzystać omomierz (jest zazwyczaj w każdym przyrządzie uniwersalnym) oraz GDO. Za pomocą omomierza możemy stwierdzić czy tranzystor jest sprawny, ale bez przyrządu do badania tranzystorów nie jesteśmy w stanie określić wzmocnienia w ustalonym punkcie pracy. Przydatny jest również miernik pojemności kondensatorów, gdyż nie zawsze te elementy są oznakowane.

Podczas uruchamiania urządzenia oprócz przyrządu uniwersalnego, umożliwiającego bezpośrednią kontrolę prądów i napięć jest przydatna sonda w.cz., która umożliwi tym przyrządem pomiar napięć w.cz.

Do sprawdzenia częstotliwości generatorów VFO, BFO czy częstotliwości wyjściowych nadajników niezbędny jest cyfrowy miernik częstotliwości. Po dodaniu do tego przyrządu przystawki można mierzyć indukcyjności cewek i częstotliwości rezonatorów kwarcowych.

Do uruchamiania torów w.cz. i m.cz. niezbędne będą generatory w.cz. i m.cz. z kalibrowanymi napięciami wyjściowymi.

Do sprawdzania stanów logicznych w urządzeniach z układami scalonymi TTL niezbędne będą sondy logiczne.

Jednym z najbardziej przydatnych przyrządów pomiarowych byłby oscyloskop. Umożliwia on bowiem oglądanie przebiegów w różnych punktach układu logicznego, analogowego w.cz. czy m.cz. Ze względu na trudności związane z budową oscyloskopu, który miałby częstotliwość pracy rzędu kilkudziesięciu MHz, zrezygnowano z opisu jego konstrukcji w tej książce. Nie oznacza to jednak, że nie należy z niego korzystać, jeśli tylko jest dostępny.

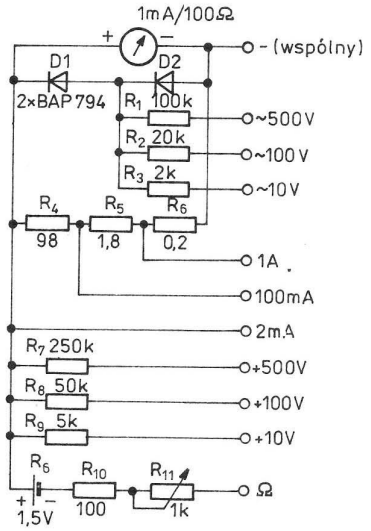
4.1. Prosty przyrząd uniwersalny

Przyrząd uniwersalny to podstawowe dla każdego krótkofalowca urządzenie pomiarowe. W handlu spotyka się różne przyrządy uniwersalne z serii UM..., ale proponowany do wykonania przyrząd również będzie przydatny (jest przede wszystkim dużo tańszy od fabrycznego).

Opisany przyrząd służy do pomiarów napięć stałych i zmiennych, prądów stałych oraz rezystancji. Podstawową częścią przyrządu jest miernik wychyłowy. Przed przystąpieniem do budowy układu należy zmierzyć czułość ustroju pomiarowego (I_m) oraz rezystancję wewnętrzną R_w. W tym celu łączymy miernik ze źródłem prądu stałego (np. ogniwo 1,5 V) w szereg z potencjometrem oraz miliamperomierzem wzorcowym. Przed dołączeniem zasilania ustawiamy maksymalną wartość rezystancji. Po włączeniu zasilania zmniejszamy rezystancję aż do momentu, gdy wkazówka sprawdzanego miernika ustawi się na końcu skali i odczytujemy wartość prądu I_m na miliamperomierzu wzorcowym. Następnie mierzymy spadek napięcia U_m na zaciskach sprawdzanego ustroju pomiarowego (również przy pełnym wychyleniu) i obliczamy wartość rezystancji wewnętrznej ze wzoru

$$R_w = \frac{U_m}{I_m}$$

W rozwiązaniu modelowym zastosowano miernik nie najlepszej jakości o czułości 1 mA i rezystancji cewki 100 Ω. Dlatego przyrząd ten służy głównie. jako wskaźnik. Krótkofalowcy, którzy chcą uzyskać urządzenie pomiarowe dobrej jakości, tzn. o dużej rezystancji wewnętrznej, powinni zastosować miernik o czułości co najmniej 100 μA z dużą skalą i najlepiej z lusterkiem. W przyrządzie modelowym zastosowano gniazda pomiarowe (radiowe) zamiast przełącznika obrotowego. Gniazdo oznaczone „—" jest wspólne dla wszystkich podzakresów. Bocznik jest dołączony na stałe do miernika (rys. 4.1). Suma rezystorów wchodzących



Rys. 4.1. Schemat ideowy prostego przyrządu uniwersalnego

w skład bocznika jest równa rezystancji wewnętrznej miernika, czyli 100 Ω ($R_4 + R_5 + R_6 = R_w$). Z tego względu przy włożeniu wtyczki do gniazda oznaczonego 2 mA przez bocznik i przez miernik płynie prąd 1 mA. Przeliczenie wartości rezystorów bocznika należy rozpocząć od rezystora dla największego zakresu pomiarowego natężenia prądu (R_6). Korzystamy ze wzoru:

$$R_b = \frac{R_w}{n-1}$$

gdzie: $n = \frac{I_z}{I_m}$

Rezystory szeregowe woltomierza obliczamy ze wzoru:

$$R_s = \frac{U_z - I_m^* R_w^*}{I_m}$$

gdzie: U_z — wartość napięcia na końcu skali obliczanego zakresu,

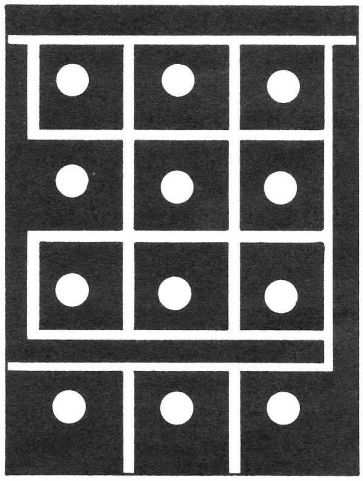
I_z — wartość prądu na końcu skali obliczanego zakresu,

I_m^* — czułość miernika łącznie z bocznikiem,

R_w^* — rezystancja wewnętrzna miernika łącznie z bocznikiem.

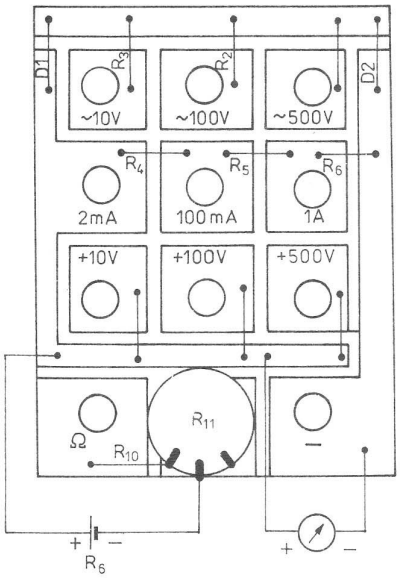
W celu umożliwienia pomiaru napięcia zmiennego zastosowano prostownik w układzie szeregowo-równoległym z diodami *D1*, *D2*. Przez przyrząd płyną tylko impulsy prądowe jednokierunkowe. Wskazówka miernika reaguje na ich wartość średnią. Wartość średnia prądu (wynikająca z impulsów półokresowych) jest o około połowę mniejsza od wartości skutecznej prądu zmiennego ($U_{śr} = \sqrt{2}/\pi\, U_{sk}$), dlatego rezystory szeregowe R_1, R_2, R_3 są znacznie mniejsze od rezystorów R_7, R_8, R_9, przewidzianych dla tych samych zakresów napięcia stałego. Wartość rezystorów R_1, R_2, R_3 zależy od zastosowanych diod i powinna być dobrana praktycznie przez porównanie wskazań przyrządu ze wskazaniami innego woltomierza wzorcowego. Gniazdo omomierza jest przeznaczone do pomiarów rezystancji 0 ÷ 50 kΩ. Źródłem napięcia jest ogniwo R6 (1,5 V). Potencjometr R_{10} służy do ustawienia wskazówki miernika na maksymalne wychylenie przy zwarciu zacisków „—" i „Ω". Skalę przyrządu najwygodniej jest podzielić na 10 podstawowych działek, stosując przy odczycie odpowiedni dla danego zakresu pomiarowego mnożnik (2, 10, 50). Początek skali omomierza („0") wypada na działce oznaczonej „10".

Układ elektryczny przyrządu wykonano na małej płytce jednostronnie foliowanej miedzią (rysunek 4.2). Na płytce umieszczono 11 gniazd radiowych,



Rys. 4.2. Płytka drukowana prostego przyrządu uniwersalnego.

potencjometr do kalibracji zera omomierza oraz rezystory i diody (wg rysunku 4.3). Obudowa przyrządu będzie zależała od rozmiarów miernika. Z tego względu należy wykonać ją samodzielnie, np. zlutować z płytek laminatu jednostronnego lub wykorzystać gotową obudowę z tworzywa sztucznego. Ogniwo powinno być umieszczone w takim miejscu, aby łatwo można było dokonywać jego wymiany. Po zmontowaniu przyrząd należy wyskalować przez porównanie z przyrządem wzorcowym. Jeśli zastosowany przyrząd ma na skali 10

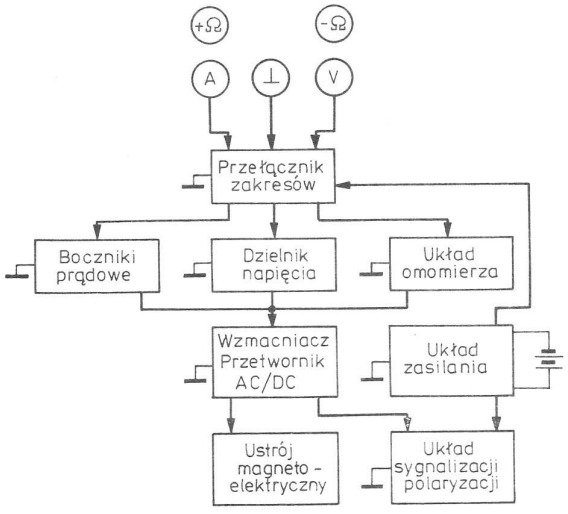


Rys. 4.3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

działek, to należy nanieść tylko podziałkę omomierza. Do skalowania omomierza można wykorzystać rezystory wzorcowe lub – lepiej – rezystor dekadowy.

4.2. Uniwersalny multimetr elektroniczny

Zasadę działania uniwersalnego multimetra elektronicznego wyjaśnia rysunek 4.4. Przyrząd ten umożliwia pomiar napięć i prądów zarówno stałych, jak i zmiennych w 9 podzakresach pomiarowych z wykorzystaniem wspólnej skali liniowej. Zakresy napięciowe wynoszą: 50, 150, 500 mV, 1,5, 5, 15, 50, 150, 500 V, zakresy zaś prądowe: 50, 150, 500 μA, 1,5, 5, 15, 150, 500 mA. Układ zawiera również omomierz o 3 podzakresach:



Rys. 4.4. Schemat blokowy uniwersalnego multimetru elektronicznego

$0 \div 10$ kΩ, $0 \div 100$ kΩ, $0 \div 1$ MΩ. Schemat elektryczny multimetru przedstawiono na rysunku 4.5. Multimetr charakteryzuje się dużą rezystancją wewnętrzną około 100 kΩ/V (mimo, że w układzie zastosowano nie najlepszej jakości miernik o czułości 1 mA). Przy zastosowaniu miernika o lepszej czułości (np. co najmniej 50 μA) można uzyskać z łatwością zakres 10 mV przy rezystancji wewnętrznej rzędu 1 MΩ/V. Wymaga to jednak pewnych zmian w wartościach rezystorów, o czym będzie mowa dalej.

Podstawowym blokiem multimetru, oprócz miernika, jest wzmacniacz pomiarowy wykonany z użyciem wzmacniacza operacyjnego ULY7741. Zastosowano układ z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym. Wskazania miernika w tym układzie nie zależą od spadku napięcia na jego rezystancji wewnętrznej (jak to miało miejsce w przyrządzie uniwersalnym opisanym w rozdz. 4.1), lecz wynikają z porównania napięcia wejściowego z prądem miernika (spadku napięcia na rezystorze R_{29}). Znając czułość I_m zastosowanego miernika można przy określonej czułości wzmacniacza (U_{we}) wyznaczyć w sposób przybliżony wartość rezystora R_{29} ze wzoru:

$$R_{29} = \frac{U_{we}}{I_m}$$

Dla miernika modelowego przyjęto $U_{we} = 50$ mV. W układzie zastosowano rezystor nastawny $R_{29} = 220\ \Omega$, aby przy lepszej czułości miernika był zapas regulacji. Prąd wejściowy wzmacniacza można wyznaczyć ze wzoru:

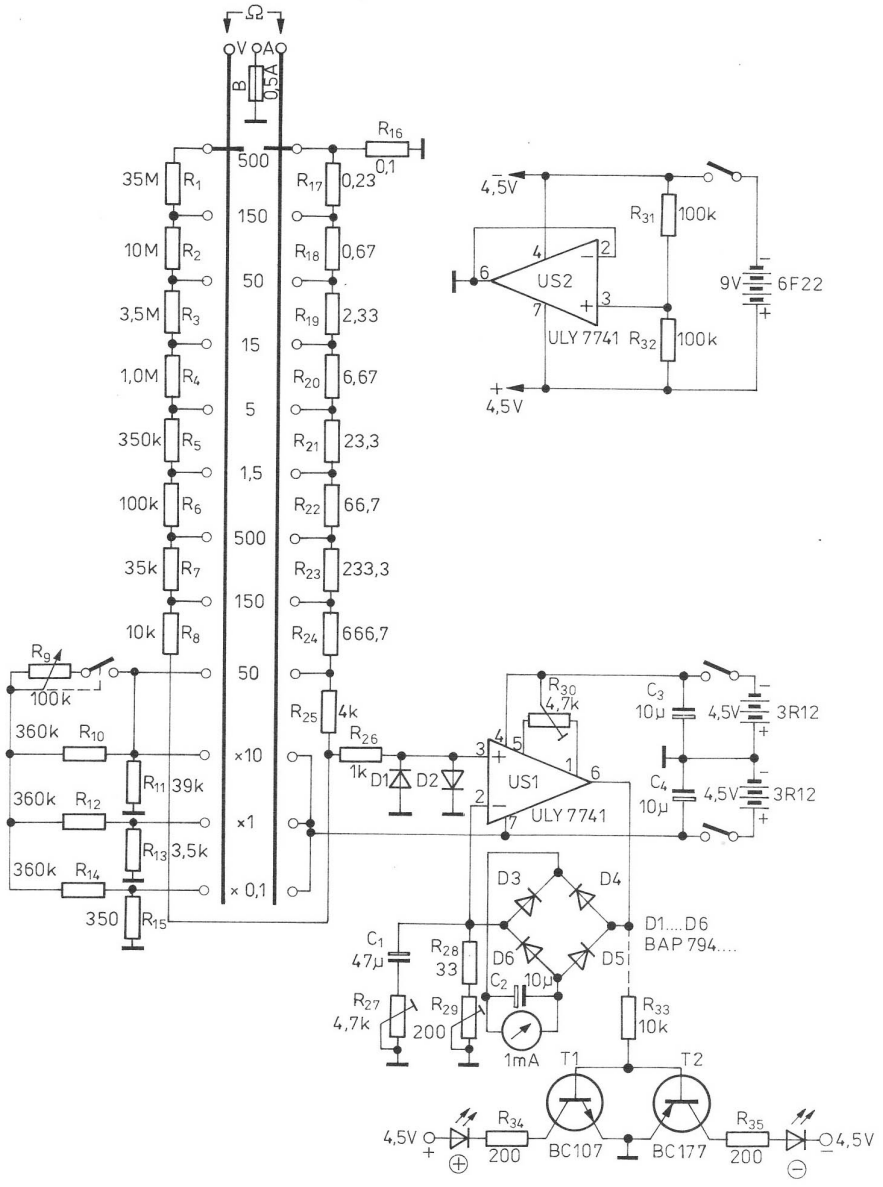
$$I_{we} = \frac{U_{we}}{R_{we}}$$

Wartość R_{we} w rozwiązaniu modelowym przyjęto jako 4,7 kΩ. Warto zwrócić uwagę, że rezystory $R_{10} \div R_{25}$, tworzące boczniki amperomierza, dają w sumie $R_{we} = 4{,}7$ kΩ. Wartości boczników należy tak przeliczyć, aby w każdym podzakresie prąd I_z przepływający przez bocznik dawał spadek napięcia równy czułości wzmacniacza. Wartość R_b wyznaczamy ze wzoru:

$$R_b = \frac{U_{we}}{I_z}$$

Jeśli ktoś chciałby zrezygnować z podzakresów amperomierza, to musi na wejściu wzmacniacza zastosować rezystor o wartości R_{we}.

Rezystory szeregowe $R_1 \div R_8$ tworzą dzielniki napięciowe. Ich wartości należy tak dobrać, aby prąd przepływający przez dzielnik wytwarzał na wejściu wzmacniacza napięcie U_{we} (50 mV). Wartości rezystorów szeregowych można wyznaczyć ze wzoru:



Rys. 4.5. Schemat ideowy multimetru elektronicznego

$$R_s = \frac{U_z}{I_{we}} - R_{we}$$

Należy pamiętać, że rezystory dzielnika napięciowego oraz bocznika amperomierza są połączone szeregowo i dlatego przy przeliczaniu kolejnych wartości podzakresów należy uwzględniać wartość poprzednią.

Wzmacniacz pomiarowy dzięki zastosowaniu prostownika w układzie Graetza w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego pełni jednocześnie funkcję przetwornika napięcie zmienne/stałe. Takie rozwiązanie jest wygodne ponieważ nie trzeba stosować przełącznika napięcie (prąd) stałe/napięcie (prąd) zmienne. Przy pomiarze napięć czy prądów zmiennych miernik wskazuje wartość średnią wyprostowanego sygnału wejściowego. Aby mierzyć wartość skuteczną sygnału przy użyciu tej samej (co dla sygnałów stałych) skali zwiększono wzmocnienie układu o około 1,1 razy (wartość ta wynika ze stosunku wartości średniej do skutecznej sygnału sinusoidalnego). W opisanym układzie wzmocnienie to zrealizowano za pośrednictwem dwójnika C_1, R_{27}. Kondensator bocznikujący miernik zapobiega drganiom wskazówki przy niskich częstotliwościach pomiarowych. Użyteczny zakres częstotliwości w opisywanym multimetrze wynosi 20 ÷ 1500 Hz. Przy częstotliwościach powyżej 2 kHz szybko spada wzmocnienie wzmacniacza, powodując duże uchyby pomiarowe. Chcąc wyeliminować tę wadę należałoby zastosować lepszy wzmacniacz operacyjny (np. TL081) oraz skompensowane dzielniki napięcia, które są dość kłopotliwe w strojeniu.

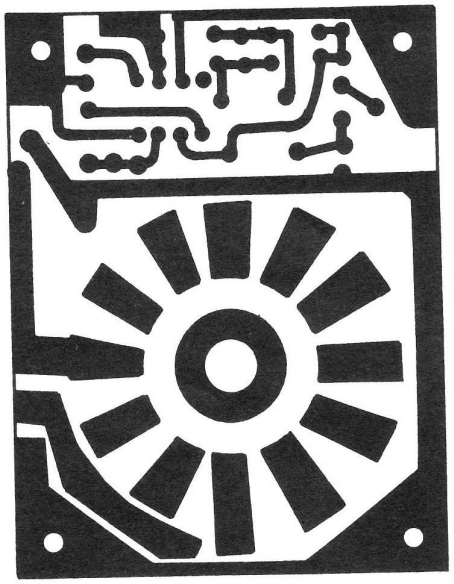
Diody *D1*, *D2* wraz z rezystorem R_{26} zabezpieczają wzmacniacz przed uszkodzeniem w przypadku

omyłkowego podłączenia przyrządu. Potencjometr montażowy R_{30} służy do skompensowania napięcia niezrównoważenia około ± 4 mV.

W multimetrze zastosowano układ omomierza szeregowego o następujących zakresach pomiarowych: $\times 10$ kΩ ($0 \div 1$ MΩ). $\times 1$ kΩ ($0 \div 100$ kΩ) $\times 0{,}1$ kΩ ($0 \div 10$ kΩ). Rezystor R_9 służy do korekcji „0"; jest to potencjometr z wyłącznikiem zasilania.

Do zasilania multimetru można wykorzystać dwie płaskie baterie 3R12 po 4,5 V, gdyż jak wykazała praktyka jeszcze przy napięciu 2×4 V wzmacniacz operacyjny, zastosowany w układzie, nadal pracuje poprawnie. Można zastosować jedno źródło zasilania 9 V, lecz wtedy należy wykorzystać dzielnik napięcia na układzie *US2* (ULY7741).

Układ elektroniczny multimetru zmontowano na dwóch płytkach drukowanych. Płytka pokazana na rysunku 4.6 zawiera dzielniki napięciowe oraz



Rys. 4.6. Płytka drukowana multimetru I

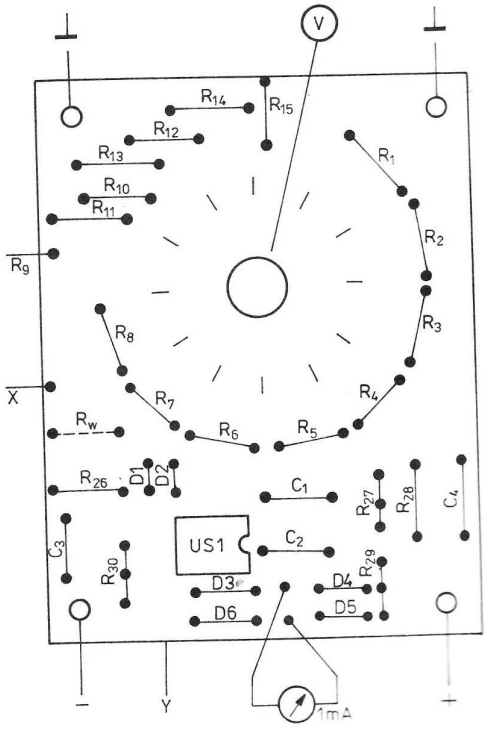
cały układ elektroniczny wzmacniacza. Płytka z rysunku 4.7 zawiera boczniki amperomierza oraz dodatkowo jeszcze układ zasilania na układzie *US2*. W obydwu płytkach do 12 centrycznie rozmieszczonych wysepek przylutowano płytki 12-pozycyjnego przełącznika obrotowego z izolacją ceramiczną. Znacznym problemem dla amatorów może być uzyskanie rezystorów do boczników i rezystorów szeregowych o tolerancji 1 lub 2%. Dlatego można dobrać potrzebne rezystory MŁT/0,5 W $\pm 5\%$. Można łączyć rezystory szeregowo lub równolegle. Istnieje możliwość własnoręcznego wykonania rezystorów do bocznika amperomierza. W tym celu trzeba odmierzyć odpowiednią długość drutu oporowego (najlepiej nieco mniejszą), a następnie nawinąć na rezystor



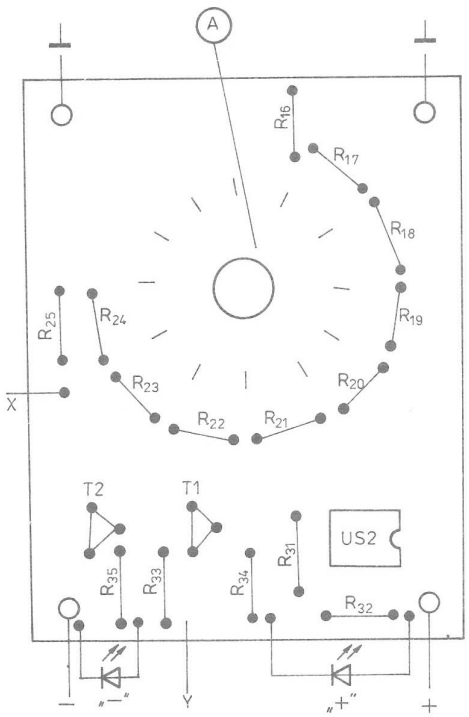
Rys. 4.7. Płytka drukowana multimetru II

o dużej wartości rezystancji i po przylutowaniu wyprowadzeń skorygować wartości rezystancji przez spiłowanie drutu pilnikiem iglakiem.

Na rysunku 4.8 przedstawiono rozmieszczenie elementów płytki z rysunku 4.6, a na rysunku 4.9 rozmieszczenie elementów płytki z rysunku 4.7. Płytki drukowane zamocowano wkrętami M3/25 z tulejkami dystansowymi. Należy zwrócić uwagę, że za pomocą tych wkrętów dokonuje się połączeń elektrycznych. Po zastosowaniu innego przełącznika niż w opisie można dokonać połączenia



Rys. 4.8. Rozmieszczenie elementów na płytce I



Rys. 4.9. Rozmieszczenie elementów na płytce II

płytek z przełącznikiem za pośrednictwem krótkich odcinków drutu srebrzonego o średnicy 1 mm.

Obudowę multimetru należy zaprojektować indywidualnie, w zależności od gabarytów zastosowanego miernika. Powinna ona zawierać oprócz miernika:

- przełącznik 12 pozycyjny z dużym pokrętłem (średnica około 20 mm), obok którego należy umieścić opisy poszczególnych podzakresów,
- trzy gniazda radiowe oznaczone V, A, Ω (w taki sposób jak na schemacie ideowym),
- podwójny wyłącznik zasilania z oznaczeniem ZAŁ/WYŁ,
- potencjometr z wyłącznikiem zasilania omomierza,
- gniazdo bezpiecznika 0,5 A/250 V.

Skalę miernika najwygodniej jest nanieść potrójną: wyskalowaną w omach

- z podziałem na 10 działek,
- z podziałem na 15 działek,
- z zerem odpowiadającym maksymalnemu wychyleniu.

Po włączeniu zasilania multimetru należy skorygować zero skali za pomocą potencjometru montażowego R_{30}. Następnie należy ustawić potencjometr R_{29} w taki sposób, aby po doprowadzeniu wzorcowego napięcia, np. z ogniwa 1,5 V, wskazówka wychylała się na maksimum skali na zakresie 1,5 V. Ustawienia potencjometru montażowego R_{29} trzeba dokonać przy doprowadzonym napięciu sinusoidalnym 50 Hz, np. bezpośrednio z sieci 220 V na zakresie multimetru 500 V. W tym przypadku dobrze jest posłużyć się drugim woltomierzem jako wzorcowym (najlepiej cyfrowym). W celu korekcji elementów dzielnika i bocznika należy posłużyć się woltomierzem i amperomierzem wzorcowym.

Przystępując do skalowania omomierza najpierw należy zewrzeć końcówki pomiarowe, a następnie pokrętłem R_{29} skorygować wskazówkę na „0" podziałki. Potem należy rozewrzeć końcówki pomiarowe i przyłączyć je do wzorcowych rezystorów o tolerancji 1% (najlepiej użyć rezystora dekadowego). Rezystory $R_{11} \div R_{15}$ powinny być tak dobrane, aby nie trzeba było dokonywać korekcji „0" na poszczególnych zakresach omomierza. Przy pomiarach półprzewodników zaleca się używać zakresów $\times 1$ kΩ i $\times 10$ kΩ. Największy pobór prądu występuje na zakresie $\times 0{,}1$ kΩ, z tego powodu te pomiary powinny być dokonywane szybko.

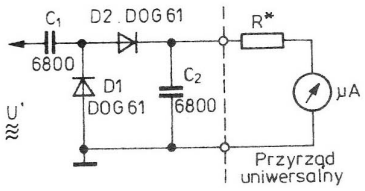
W multimetrze zastosowano wskaźnik polaryzacji w dwiema diodami świecącymi (na schemacie ideowym zaznaczono przyłączenie wskaźnika linią przerywaną). Podczas pomiaru napięcia dodatniego świeci się dioda oznaczona „+", a podczas pomiaru napięcia ujemnego „−". W przypadku napięcia zmiennego świecą obie diody na przemian. Układ zaczyna działać przy pewnej wartości napięcia na wyjściu, co jest jego wadą. Chcąc wykonać lepszy układ można wykorzystać jeszcze jeden wzmacniacz operacyjny ULY7741 lub zastosować układ zbliżony do układu znajdującego się w multimetrze fabrycznym typu UMZ [28]. Diody świecące umieszczono w wolnym miejscu na skali przyrządu.

4.3. Diodowa sonda w.cz. do przyrządu uniwersalnego

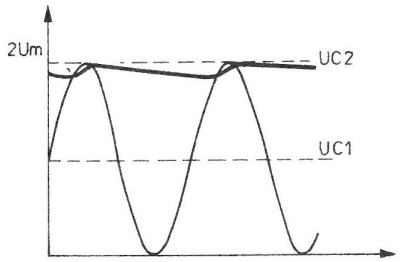
Napięcia wielkiej częstotliwości można mierzyć za pomocą woltomierzy lampowych lub multimetrów elektronicznych, np. V640. W warunkach amatorskich ze względu na trudności związane z nabyciem oraz wysoką ceną wymienionych przyrządów, pomiar napięć w.cz. można wykonać za pomocą przyrządu uniwersalnego oraz specjalnie w tym celu wykonanej sondy w.cz.

Przedstawiona sonda została sprawdzona z przyrządami uniwersalnymi typu UM200 (202), UM4B oraz UM3. Sonda ta zapewnia pomiar napięć w.cz. $0{,}1 \div 50$ MHz w zakresie $0{,}1 \div 10$ V. Może być wykorzystana przy strojeniu i uruchamianiu urządzeń krótkofalarskich (pomiar napięć VFO, BFO, napięcia wyjściowego po mieszaczu, zrównoważenie modulatora...).

Schemat elektryczny sondy przedstawiono na rysunku 4.10, a przebieg napięcia na kondensatorze C_2 przedstawiono na rysunku 4.11.



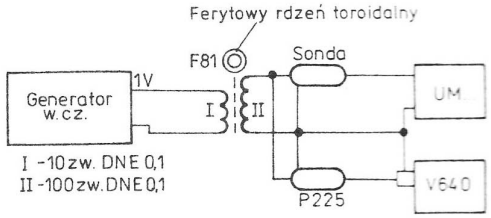
Rys. 4.10 Schemat ideowy diodowej sondy w.cz.



Rys. 4.11. Przebieg napięcia wyjściowego sondy

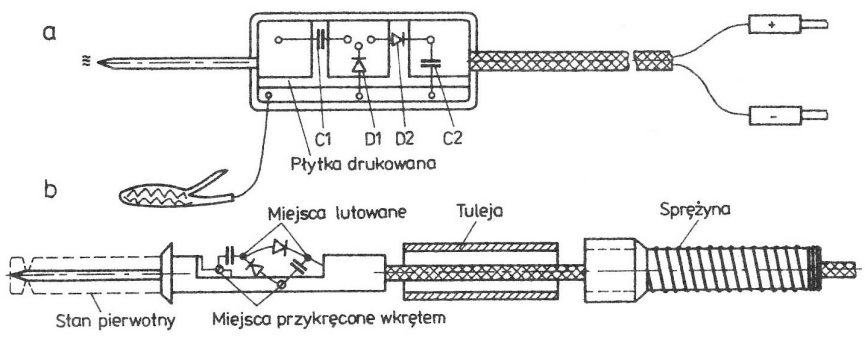
Podczas pierwszego ujemnego półokresu przyłożonego napięcia zmiennego kondensator C_1 ładuje się przez diodę *D1* do wartości szczytowej U_m. Podczas następnego dodatniego półokresu następuje ładowanie kondensatora C_2 do wartości równej w przybliżeniu sumie napięć na kondensatorze C_1 i U_m (tj. $2U_m$). Z tego względu układ jest często nazywany podwajaczem napięcia. Układ ten występuje kilkakrotnie w innych opisywanych urządzeniach. Czułość przyrządu zależy od użytych diod, wartości rezystora R_1 oraz czułości ustroju pomiarowego. Im większa jest wartość R_1, tym bardziej liniowa jest skala woltomierza, lecz mniejsza czułość. W rozwiazaniu modelowym zrezygnowano ze stosowania rezystora R_1 wewnątrz sondy, ponieważ jego funkcję spełniają dodatkowe rezystory wewnątrz przyrządu uniwersalnego. Diody *D1*, *D2* powinny charakteryzować się dużą częstotliwością graniczną, małym napięciem przewodzenia, małą pojemnością oraz dużym napięciem wstecznym. Użycie diod starego typu DOG61 w rozwiązaniu modelowym wynikało raczej z przypadku. Zaleca się zastosowanie diod specjalnych typu DG507 stosowanych m.in. w fabrycznych sondach typu P225 (V40.25). Górny zakres mierzonego napięcia (10 V) zależy od wartości szczytowych napięcia wstecznego zastosowanych diod. Pomiar napięć większych od 10 V można wykonać za pomocą dzielnika pojemnościowego (rezystancyjnego) napięcia (wskazanie przyrządu należy pomnożyć przez liczbę wynikającą ze stopnia podziału). Kondensator C_1 ze względów bezpieczeństwa powinien charakteryzować się dużym napięciem przebicia, np. 1 kV, ale zwiększa to wymiary sondy. Duże napięcie przebicia jest konieczne dlatego, że podczas pomiarów, szczególnie w obwodach anodowych stopni końcowych w.cz., może zdarzyć się, że składowa stała napięcia wynosi kilkaset woltów. Przy zastosowaniu sondy do urządzeń tranzystorowych kondensator C_1 może być miniaturowym kondensatorem ceramicznym na napięcie 250 V.

Na rysunku 4.12 przedstawiono schemat układu do sprawdzania sondy w.cz. przez porównanie z sondą fabryczną, np. P225. Sondę można zmontować według rysunku 4.13 (*a* lub *b*). Na rysunku

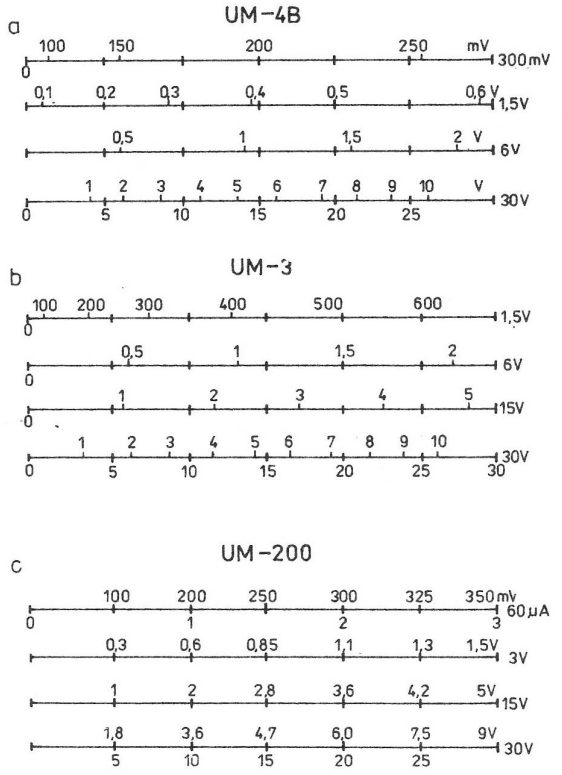


Rys. 4.12. Schemat układu do sprawdzania sondy

a elementy sondy zmontowano na małej płytce drukowanej umieszczonej wewnątrz mosiężnej poniklowanej obudowy po starym rezonatorze kwarcowym. Na rysunku *b* elementy zmontowano przestrzennie wewnątrz połączeniowego wtyku telefonicznego. Wyjście sondy w obydwu przypadkach należy wykonać cienkim przewodem ekranowanym, zakończonym wtyczkami bananowymi. Po wykonaniu sondy należy ją indywidualnie wyskalować, przez wykonanie nomogramu w układzie pomiarowym jak na rysunku 4.12. Skale modelowe do trzech przyrządów przedstawiono na rysunku 4.14. Należy pamiętać, że pomiar napięć o wartości do 0,5 V przedstawioną sondą, podob-



Rys. 4.13. Sposób montażu sondy
a) w obudowie po rezonatorze, b) wewnątrz połączeniowego wtyku telefonicznego



Rys. 4.14. Modelowe skale sondy
a) UM-4B, b) UM-3, c) UM-200

nie jak i sondą fabryczną P225, jest tylko orientacyjny. Przy pomiarach napięć niesinusoidalnych powstaje uchyb. Dla napięć piłokształtnych wskazania będą o około 4% mniejsze, dla napięć o przebiegach prostokątnych zaś większe o około 10%. Przy korzystaniu z sondy podczas strojenia obwodów rezonansowych *LC* należy w miarę możliwości dołączać ją do niskiego odczepu bądź do cewki sprzęgającej, która najczęściej ma małą liczbę zwojów (ze względu na rozstrajający wpływ na obwody).

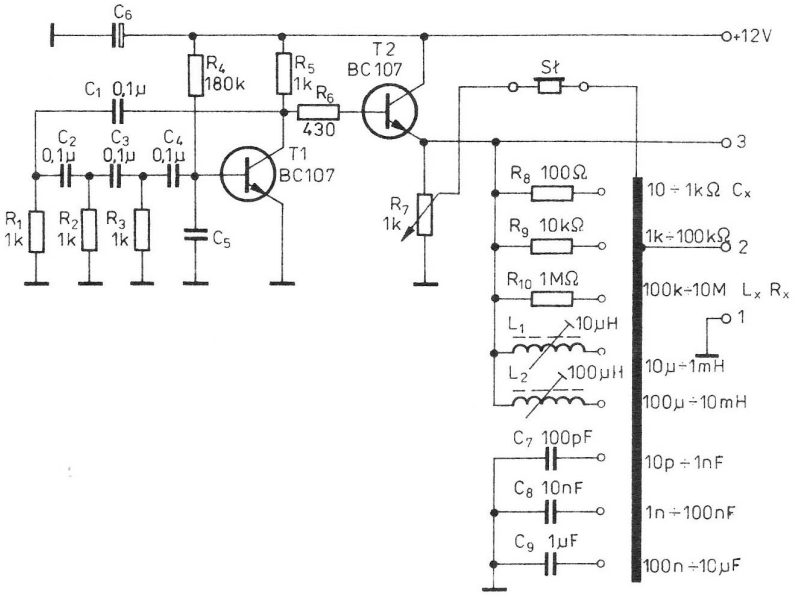
Wskazane jest wykonanie charakterystyki częstotliwościowej sondy, aby przekonać się jakie będzie wprowadzała uchyby w zakresie małych i wielkich częstotliwości (układ pomiarowy jak na rysunku 4.12). Sonda modelowa była stosowana we wszystkich zakresach amatorskich fal krótkich.

4.4. Mostek pomiarowy *RLC*

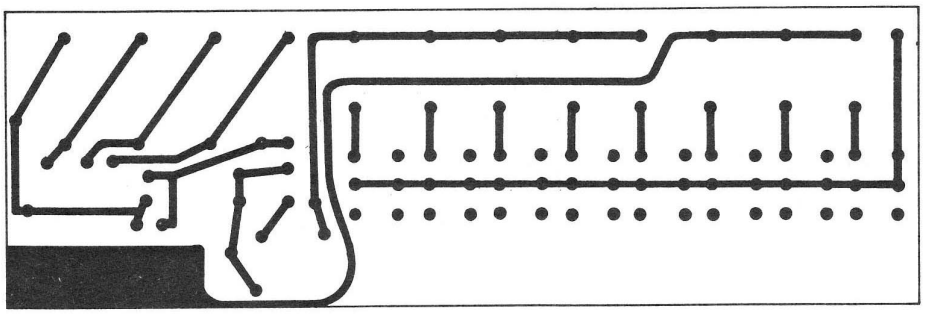
Mostek pomiarowy *RLC*, pokazany na rysunku 4.15, jest przeznaczony do pomiarów rezystancji, indukcyjności i pojemności w układzie mostka Wheatstone'a zasilanego prądem zmiennym. Ma on następujące zakresy pomiarowe

R: 10Ω ÷ 1 kΩ, 1 kΩ ÷ 100 kΩ, 100 kΩ ÷ 10 MΩ,
L: 10 μH ÷ 1mH, 100 μH ÷ 10 mH,
C: 10 pF ÷ 1 nF, 1 nF ÷ 100 nF, 100 nF ÷ 10μF

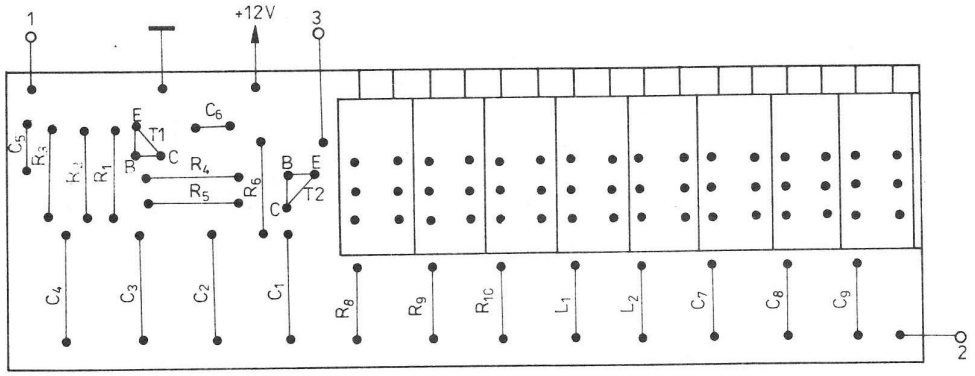
Mostek składa się z generatora jako źródła sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1 KHz oraz elementów wzorcowych *R*, *L*, *C*. Generator pracuje w układzie zbudowanym na tranzystorze *T1* z oporowo-pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym, zrealizowanym za pomocą przesuwnika fazowego R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3, C_4. Kondensator C_5 (470pF) poprawia stabilność częstotliwości. Sygnał wyjściowy jest pobierany z wtórnika emiterowego (*T2*) za pośrednictwem potencjometru R_7. Cały układ elektroniczny oprócz potencjometru R_7 i słuchawek zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.16. Na rysunku 4.17 przedstawiono rozmieszczenie elementów na płytce. Do przełączania zakresów wykorzystano przełącznik ośmiosekcyjny typu Isostat oraz zaciski 1, *2*, *3*. Po zmontowaniu układu konieczne może być



Rys. 4.15. Schemat ideowy prostego mostka pomiarowego *RLC*



Rys. 4.16. Płytka drukowana mostka



Rys. 4.17. Rozmieszczenie elementów

dobranie punktu pracy za pomocą rezystora R_4. W tym celu do suwaka potencjometru R_7 podłączamy woltomierz lub słuchawki i tak dobieramy wartość R_4, aby uzyskać maksymalny sygnał na wyjściu. Wartość rezystora R_4 powinna być przyjęta jako nieco większa od tej, przy której występuje maksimum sygnału (ze względu na mniejsze zniekształcenia).

Elementy wzorcowe R, L, C powinny być dobrane z możliwie największą dokładnością, np. 1%. Cewki L_1, L_2 można nawinąć na korpusach cewek odbiorników telewizyjnych. Cewka L_1 zawiera 7 zwojów drutu DNE 1 mm, cewka L_2 zaś 80 zwojów drutu DNE0,1 mm. Korpusy przyklejono do płytki klejem Distal.

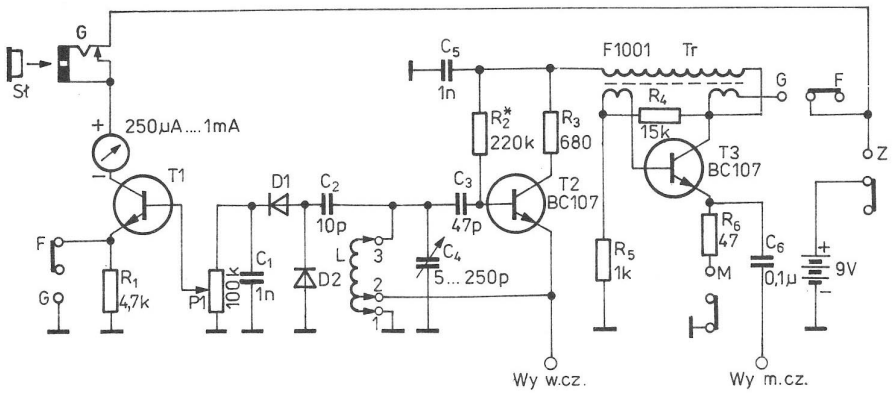
Potencjometr R_7 może mieć inną wartość niż podano na schemacie (470 ÷ 1000 Ω). Ważne jest, aby był to potencjometr liniowy. Może być drutowy, lecz o solidnej konstrukcji, na którego osi można zamontować skalę 0 ÷ 1. Skala przedstawia sobą stosunek rezystancji obu części potencjometru oddzielonych suwakiem. Po uzyskaniu stanu równowagi (cisza w słuchawkach) należy odczytane ze skali wskazania potencjometru R_7 pomnożyć przez zakres przyrządu. Optymalne ustawienie rdzeni w cewkach L_1 i L_2 można uzyskać dzięki przyłączeniu do zacisków *1*, *2* cewek wzorcowych o indukcyjnościach np. 10 μH i 1 mH. Mając kilka elementów R, L, C o znanych wartościach, można przeprowadzić trening w posługiwaniu się opisanym przyrządem i sprawdzić jego dokładność. Większą czułość przyrządu można uzyskać po dołączeniu wzmacniacza m.cz. w miejsce słuchawek za pośrednictwem transformatora o przekładni 1:1 (może to być transformator międzystopniowy typu Td48).

4.5. Falomierz-generator (TDO)

Przyrząd ten jest potocznie określany w literaturze skrótem TDO (*Trans-Dip-Oscillator*). Jest odpowiednikiem lampowego GDO (*Grid-Dip-Oscillator*). Urządzenie jest wykorzystywane w szerokim zakresie częstotliwości jako:

- generator nie modulowanych sygnałów w.cz. ze wskaźnikiem amplitudy generowanego napięcia,
- generator sygnałów o modulowanej amplitudzie,
- kalibrator kwarcowy,
- falomierz absorpcyjny,
- generator m.cz.

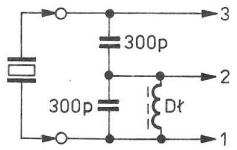
Schemat ideowy falomierza-generatora przedstawiono na rysunku 4.18. Podstawowym elementem TDO jest strojony obwód rezonansowy, w skład którego wchodzi wymienna nieekranowana cewka



Rys. 4.18. Schemat ideowy falomierza-generatora I

umieszczona na zewnątrz przyrządu oraz kondensator obrotowy, zaopatrzony w podziałkę częstotliwości. Użyto kondensatora KPOM 80/165 (np. z odbiornika „Koliber") z równolegle połączonymi sekcjami. Generator w układzie Hartleya wykonano z tranzystorem *T2* (BF194). Rezystor polaryzacji bazy tranzystora *T2*, oznaczony gwiazdką, należy dobrać przy włączonej cewce oraz ustawionym rotorze kondensatora w środkowym położeniu tak, aby prąd kolektora wynosił 1,5 ÷ 2 mA. Napięcie w.cz. z generatora jest prostowane w układzie podwajacze napięcia z diodami *D1*, *D2* (typu AAP152). Tranzystor *T1* jest wzmacniaczem prądu stałego, mającym w obwodzie kolektora mikroamperomierz z magnetofonu ZK-140. Ze względu na duży współczynnik pokrycia każdego z podzakresów jest konieczna regulacja czułości wskaźnika przy przestrajaniu generatora w pełnym zakresie częstotliwości. Czynność tę umożliwia potencjometr *P1*.

Podczas pracy urządzenia oraz przy ustawionym przełączniku w pozycji G nieekranowana cewka *L* promieniuje energię w.cz. o wybranej wartości częstotliwości. W tej pozycji mikroamperomierz wskazuje pewną wartość prądu zależną od ustawienia potencjometru *P1*. Sygnał w.cz. może być odbierany dzięki sprzężeniu z wymienną cewką lub bezpośrednio z wyprowadzenia dołączonego do emitera *T2*. Jeżeli obwód rezonansowy TDO zostanie sprzęgnięty z innym obwodem o identycznej częstotliwości rezonansowej, mikroamperomierz wskaże spadek wartości prądów wzmacniacza. Dzieje się tak dlatego, że przy zgodności obu częstotliwości badany obwód pobiera część energii z obwodu generatora i jego amplituda zmniejsza się; występuje tzw. „dip". Jeżeli generator nie jest zasilany (przełącznik w pozycji *F*), układ działa jako falomierz absorpcyjny. Cewkę rezonansową można zastąpić układem z rysunku 4.19. Otrzymamy wówczas schemat układu generatora kwarcowego. Na wyjściu w.cz. pojawia się wtedy sygnał o częstotliwości rezonansu równoległego kwarcu. Pracę generatora sygnalizuje wychylenie wskazówki mikroamperomierza.



Dł. ok. 100 zw DNE 0,1 na wałeczku ferrytowym ø4×10mm

Rys. 4.19. Sposób podłączenia kwarców do generatora

Po ustawieniu przełącznika w pozycji *M* włącza się generator modulacyjny, pracujący z tranzystorem *T3* w układzie Meissnera. Transformator wykonano na rdzeniu kubkowym F1001 o średnicy 25 mm i $Al = 3900$ przez nawinięcie trzech uzwojeń po 100 zwojów drutu DNEJ0,1. W przypadku braku generacji należy skrzyżować doprowadzenia do bazy lub do kolektora tranzystora *T3*. Częstotliwość generacji można dobrać stosując odpowiedni kondensator w obwodzie kolektora. Generator m.cz. zmontowano na małej płytce drukowanej (uniwersalnej), a generator w.cz. i wzmacniacz bezpośrednio na wyprowadzeniach ośmiostykowej podstawki lampowej typu oktal.

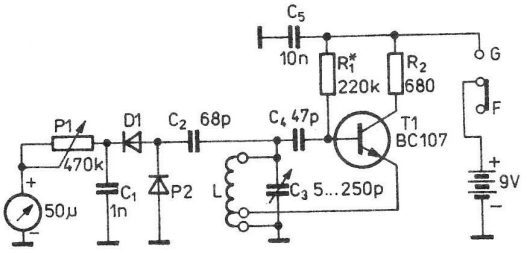
Cewki umieszczono w podstawkach oktalowych starych lamp radiowych, a końce ich przylutowano do istniejących wyprowadzeń. Po ustaleniu wymaganej liczby zwojów, cewkę zalano żywicą epoksydową oraz naklejono krążek z naniesionym numerem podzakresu. Dla poszczególnych podzakresów zastosowano cewki o następującej liczbie zwojów:

- 0,35 ÷ 1 MHz — 170 zwojów DNE0,1 odczep po 40 zwoju,
- 1 ÷ 3,5 MHz — 50 zwojów DNE0,2 odczep po 15 zwoju,
- 3,5 ÷ 12 MHz — 14 zwojów DNE0,5, odczep po 5 zwoju,
- 12 ÷ 35 MHz — 5 zwojów DNE0,8, odczep po 2 zwoju.

Liczby zwojów oraz odczepy są podane orientacyjnie i wskazane byłoby dobrać odczep na maksimum wychylenia mikroamperomierza. Średnica wszystkich cewek wynosi 2,5 cm.

Zarówno podzakresy 0,35 ÷ 1, 3,5 ÷ 12, jak również 1 ÷ 3,5, 12 ÷ 35 mają bardzo zbliżony charakter podziałki, umożliwia to zastosowanie tylko dwóch skal. Wzorcowanie przyrządu można przeprowadzić przez porównanie obranej częstotliwości z dobrze zestrojonym odbiornikiem, generatorem w.cz., cyfrowym miernikiem częstotliwości. Skala naniesiona na osi kondensatora C_4 jest tylko orientacyjna, dlatego zaleca się, aby podczas pracy do wyjścia w.cz. falomierza-generatora był podłączony cyfrowy miernik częstotliwości w celu dokonywania precyzyjnych pomiarów.

Mając do dyspozycji mikroamperomierz o dużej czułości, np. 50 μA (M592) oraz rezygnując z modulacji amplitudy można układ elektryczny uprościć do postaci przedstawionej na rysunku 4.20.

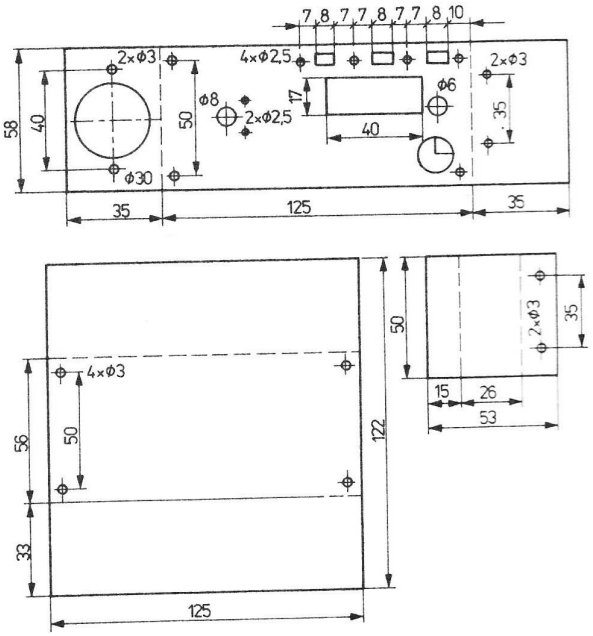


Rys. 4.20. Schemat uproszczonego falomierza-generatora II

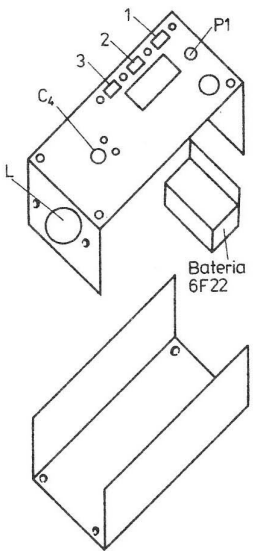
Należy nadmienić, że bezpośredni montaż generatora na wyprowadzeniach podstawki oktal zapewnia bardzo krótkie połączenia w obwodzie generacyjnym, co jest szczególnie istotne przy większych częstotliwościach. Chcąc uzyskać pokrycie zakresu częstotliwości około 150 kHz można zastosować cewkę nawiniętą na odcinku pręta ferrytowego (cewka od zakresu fal długich odbiornika radiowego). Natomiast przy częstotliwości rzędu 150 MHz cewka może mieć tylko 1 zwój drutu CuAg 1,0 (odczep dobrany doświadczalnie).

Części składowe obudowy falomierza-generatora przedstawiono na rysunku 4.21. Obudowę wykonano przez wygięcie w kształt litery U dwóch płytek z blachy aluminiowej o grubości 1 mm. Sposób montażu obudowy przedstawiono na rysunku 4.22. Na górną część obudowy naklejono biały karton, na którym naniesiono podziałkę oraz napisy. Całość przykryto płytką szkła organicznego z odpowiednio wyciętymi otworami na przełączniki, mikroamperomierz itd. Urządzenie jest zasilane z baterii 9 V typu 6F22, umocowanej wewnątrz obudowy, jak to pokazano na rysunku montażowym.

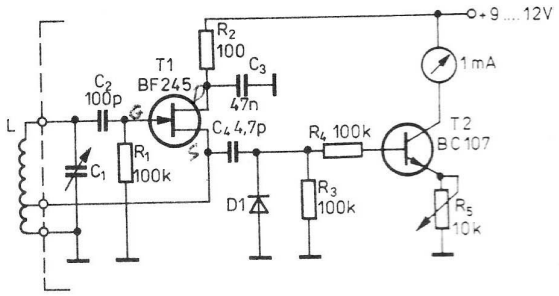
Na rysunkach 4.23, 4.24 i 4.25 przedstawiono schemat elektryczny oraz płytkę i rozmieszczenie



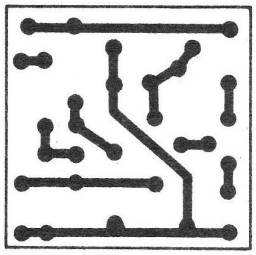
Rys. 4.21. Sposób wykonania obudowy



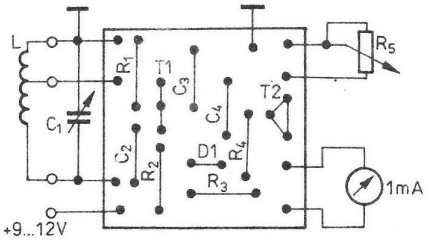
Rys. 4.22. Montaż obudowy



Rys. 4.23. Schemat ideowy falomierza-generatora III



Rys. 4.24. Płytka drukowana falomierza-generatora III



Rys. 4.25. Rozmieszczenie elementów

elementów innego generatora. Układ charakteryzuje się większą stabilnością częstotliwości oraz bardziej wyraźnym „dipem". Te lepsze parametry osiągnięto dzięki zastosowaniu tranzystora polowego FET oraz mniejszemu sprzężeniu cewki generatora z prostownikiem na diodzie *D1* i wzmacniaczem na tranzystorze *T2*. Liczba zwojów cewki i cała konstrukcja mechaniczna może być taka, jak w układzie opisanym poprzednio.

Opisane falomierze-generatory umożliwiają:

1. Pomiar częstotliwości rezonansowych pasywnego obwodu *LC*. W tym celu przełącznik ustawia się w pozycji *G*. Do cewki TDO zbliża się cewkę badanego obwodu *LC* i obraca pokrętłem z podziałką aż do wyraźnego uzyskania „dipu" na podziałce mikroamperomierza. Mierzoną częstotliwość odczytuje się z podziałki przyrządu.
2. Strojenie obwodów rezonansowych w stanie pasywnym. Przełącznik znajduje się w pozycji *G*. Na skali przyrządu ustawia się żądaną wartość częstotliwości. Cewkę przyrządu sprzęga się ze strojonym obwodem i dostraja się obwód do momentu uzyskania najmniejszego wychylenia wskazówki przyrządu.
3. Wyznaczanie częstotliwości rezonansowej czynnego obwodu drgań (pracującego w konkretnym układzie). Przełącznik ustawia się w pozycji *F*. Cewkę przyrządu sprzęga się z badanym obwodem i obraca się pokrętłem przyrządu z podziałką aż do uzyskania maksymalnego wychylenia mikroamperomierza. Częstoliwość rezonansową odczytuje się ze skali przyrządu.
4. Strojenie nadajnika. Przełącznik ustawia się w pozycji *F*. Cewkę przyrządu sprzęga się z wyjściem antenowym sprawdzanego nadajnika, np. jednowstęgowego (oczywiście po obciążeniu wyjścia znamionową impendancją). Częstotliwość pracy nadajnika ustawiamy na podziałce przyrządu. Strojenie obwodów nadajnika odbywa się na maksimum wskazań mikroamperomierza, modulator zaś równoważy się na minimum wskazań.
5. Kontrolę nadawania (monitor radiostacji). Do kontroli nośnej fali niemodulowanej przełącznik ustawia się w pozycji *G*. Do gniazda przyrządu włącza się słuchawki. Cewkę przyrządu sprzęga się z wyjściem atenowym. Należy pokręcić skalą przyrządu aż do uzyskania najbardziej przyjemnego tonu w słuchawkach. Do kontroli fali nośnej modulowanej amplitudowo przełącznik należy ustawić w pozycji *F*. Pozostałe czynności jak wyżej.
6. Generację sygnałów w.cz. Przyrząd może służyć do orientacyjnego strojenia odbiorników po umieszczeniu go w bliskim sąsiedztwie wejścia antenowego odbiornika i ustawieniu na podziałce wymaganej wartości częstotliwości. Chcąc uzyskać sygnał modulowany amplitudowo należy ustawić dodatkowo przełącznik w pozycji *M*. Obwody odbiornika stroi się na maksimum mocy odbieranego sygnału.
7. Kontrolę aktywności i częstotliwości rezonatorów kwarcowych. Wyprowadzenie rezonatora łączy się „linkiem" z dwoma zwojami przewodu izolowanego nałożonymi na cewkę przyrządu. Przełącznik ustawia się w pozycji *G*. Skalą przyrządu należy obracać bardzo powoli, gdyż rezonans jest bardzo ostry.
8. Generację sygnałów w.cz. o stabilizacji kwarcowej (kalibrator kwarcowy). Cewkę pomiarową należy zastąpić przystawką z rezonatorem kwarcowym, wykonaną zgodnie ze schematem z rysunku 4.19, umieszczoną w cokole lampy typu oktal. Kondensator obrotowy ustawia się w skrajnym położeniu na maksimum częstotliwości. Jeżeli kwarc jest sprawny, to mikroamperomierz wskaże napięcie w.cz. Generator wytwarza wówczas częstotliwość równą częstotliwości rezonansu równoległego kwarcu. Zastosowanie kwarcu o częstotliwości np. 1 MHz lub 500 kHz umożliwia kalibrację częstotliwości w odbiornikach. Równoległe włączenie do wyjścia generatora dowolnej diody w.cz. w szereg z rezystorem rzędu 4,7 kΩ powoduje silnie zniekształcenia sygnału wyjściowego, zwiększając w ten sposób zawartość harmonicznych i rozszerzając zakres kalibracji na wszystkie zakresy fal krótkich.
9. Pomiar natężenia pola (wskaźnik). Przełącznik znajduje się w pozycji *F*. TDO powinien być umieszczony w polu promieniowania anteny. W celu zwiększenia jego czułości do cewki

przyrządu można przyłączyć kawałek przewodu pełniącego funkcję anteny. W ten sposób można określić charakterystykę promieniowania anteny. Czułość przyrządu musi pozostać stała przez cały czas pomiaru.

10. Pomiar częstotliwości rezonansowych anten. W przypadku anten niesymetrycznych nakłada się na cewkę przyrządu „link" (2 zwoje), który łączy się z przewodem zasilającym antenę. Przełączniki ustawia się w pozycji *G* i obraca pokrętłem z podziałką aż do wystąpienia „dipu". W przypadku anten symetrycznych „link" musi mieć 3 zwoje, z których środkowy łączy się z masą TDO.
11. Pomiar indukcyjności cewek. Badaną cewkę należy połączyć w układ rezonansu równoległego z kondensatorem o znanej pojemności, potem należy określić częstotliwość rezonansową tak powstałego obwodu *LC*. Indukcyjność wylicza się ze wzoru:

$$L_x = \frac{25\,000}{Cf^2}$$

przy czym: L_x[μH]
C[pF]
f[MHz]

12. Pomiar pojemności kondensatorów. Badany kondensator należy połączyć w układ rezonansu równoległego z cewką o znanej indukcyjności. Znając częstotliwość rezonansową układu wyliczamy pojemność ze wzoru:

$$C_x = \frac{25300}{Lf^2}$$

13. Sprawdzanie torów m.cz. Przełącznik ustawia się w pozycji *M*. Sygnał akustyczny odbiera się z gniazda wyjściowego m.cz.

Przy korzystaniu z falomierza-generatora trzeba pamiętać, że dokładność pomiarów wynosi ± 5 ÷ 10% i maleje przy zwiększaniu sprzężenia z urządzeniem badanym. Pierwszy najbardziej widoczny „dip" na podziałce oznacza właściwą częstotliwość rezonansową, pozostałe „dipy" (z reguły mniej wyraźne) są częstotliwościami harmonicznymi. Przy znajdowaniu częstotliwości rezonansowych obwodu *LC* w układzie, „dip" może być mało wyraźny ze względu na tłumienie współpracujących tranzystorów. Przy pewnej wprawie można orientacyjnie określić dobroć badanego obwodu rezonansowego: im większa dobroć, tym „dip" jest ostrzejszy.

4.6. Generator pomiarowy w.cz.

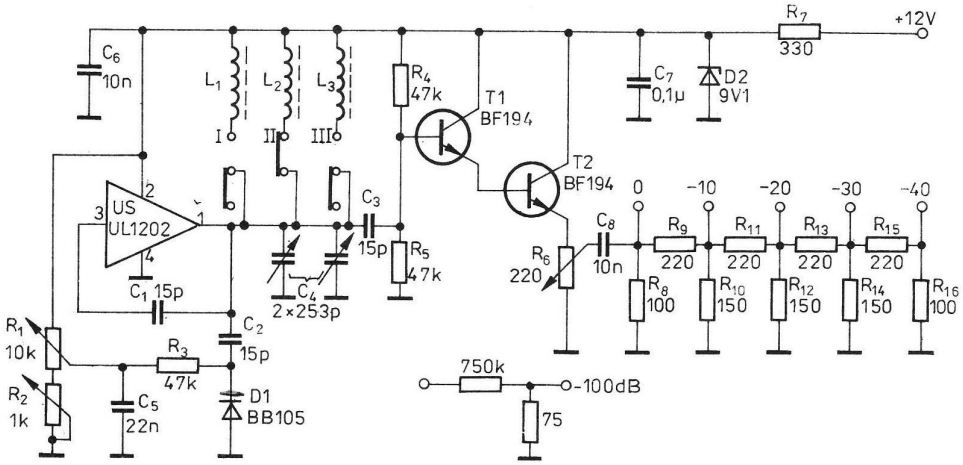
Wprawdzie w pracowni krótkofalowca w wielu przypadkach wystarczy TDO, to jednak przy określeniu czułości odbiornika czy pomiarze charakterystyki filtru kwarcowego jest konieczny precyzyjnie strojony kalibrowany generator w.cz. Przedstawiony na rysunku 4.26 schemat generatora umożliwia wykonanie urządzenia o bardzo prostej konstrukcji, które może być bardzo przydatne przy uruchamianiu i strojeniu konstrukcji amatorskich. Generator pracuje na układzie scalonym *US1* typu UL1202 w zakresie częstotliwości 1,5 ÷ 40 MHz. Przełącznik typu Isostat służy do wybierania jednego z trzech podzakresów:

I 1,5 ÷ 5 MHz,
II 4 ÷ 15 MHz,
III 14 ÷ 40 MHz.

Cewki nawinięte na filtrach z odbiorników telewizyjnych 12 × 12 mm typu F4 mają następujące liczby danych:

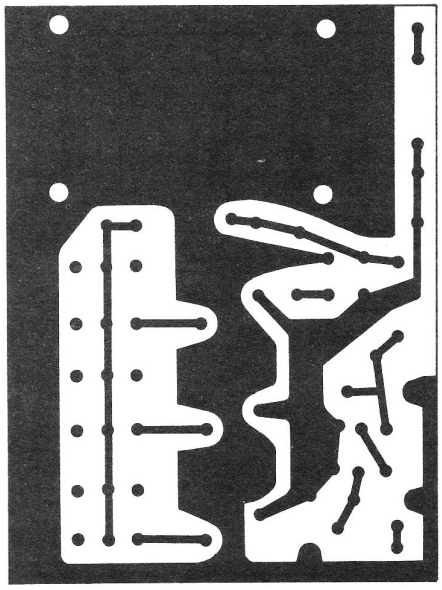
L_1 – 50 zwojów drutu DNE0,1
L_2 – 18 zwojów drutu DNE0,3
L_3 – 4 zwoje drutu DNE0,5

Do strojenia zastosowano agregat odbiorczy 2 × 253 pF (ELTRA) z przekładnią 1:3 oraz dwa

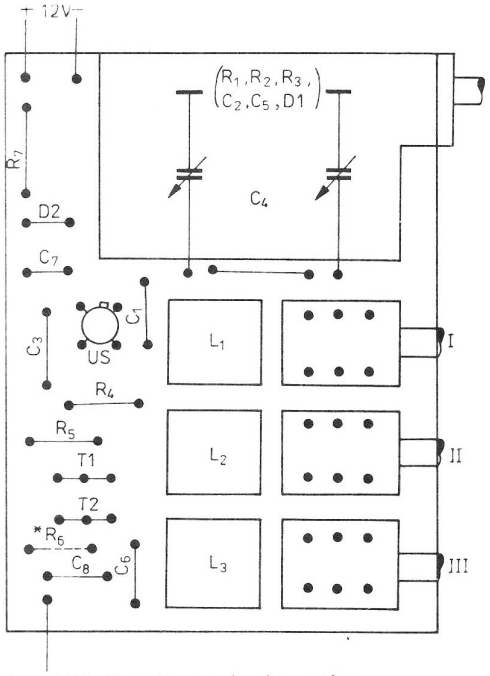


Rys. 4.26. Schemat ideowy generatora pomiarowego w.cz.

precyzery z potencjometrami 10 kΩ i 1 kΩ. Takie precyzyjne strojenie umożliwia płynne ustawienia częstotliwości z dokładnością do kilkudziesięciu Hz (ważne przy pomiarze charakterystyki filtru kwarcowego). Napięcie wyjściowe generatora wynosi około 1 V i jest regulowane płynnie potencjometrem 220 Ω oraz skokowo za pomocą dzielnika napięcia. Impedancja wyjściowa na każdym podzakresie jest zbliżona do 75 Ω. Przy badaniu czułości odbiornika można dołączyć jeszcze jeden zewnętrzny tłumik -60 dB. Układ elektryczny całego generatora oprócz potencjometru i tłumików wyjściowych zmontowano na płytce drukowanej pokazanej na rysunku 4.27. Na rysunku 4.28 przedstawiono sposób rozmieszczenia elementów



Rys. 4.27. Płytka drukowana generatora pomiarowego w.cz.



Rys. 4.28. Rozmieszczenie elementów

na płytce drukowanej. Układ po zmontowaniu z elementów dobrej jakości wymaga jedynie zestrojenia cewek oraz naniesienia skali na osi kondensatora. Stabilność częstotliwości zależy od sztywności konstrukcji mechanicznej, stabilności napięcia zasilania oraz zastosowania kondensatorów C_1, C_2, C_3 z zerowym współczynnikiem temperaturowym. Mogą to być kondensatory mikowe z literką „G", ceramiczne z czarną kropką, monolityczne z cyfrą „1" lub literą „C". W separatorze zbudowanym na tranzystorach *T1*, *T2* mogą być zastosowane w zasadzie dowolne tranzystory krzemowe.

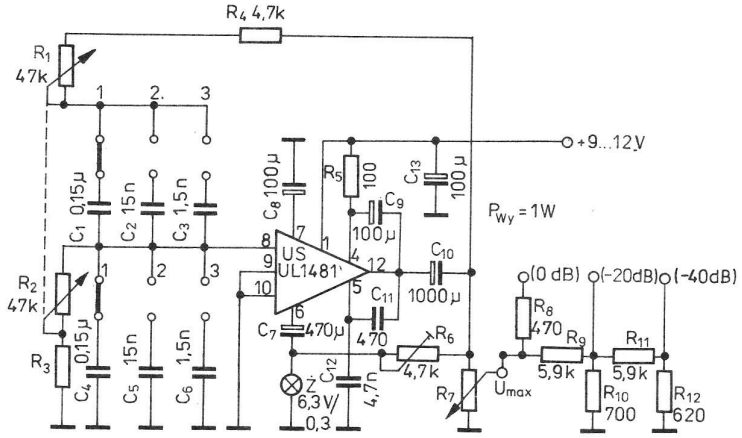
Obudowa generatora powinna być wykonana z blachy aluminiowej o grubości 1 mm. W najprostszym przypadku mogą to być dwa kawałki blachy wygięte w kształcie litery U. Na obudowie powinna znajdować się skala na osi kondensatora C_4 oraz osie trzech potencjometrów i 5 gniazd wyjściowych (najlepiej typu BNC-75).

4.7. Generator pomiarowy m.cz.

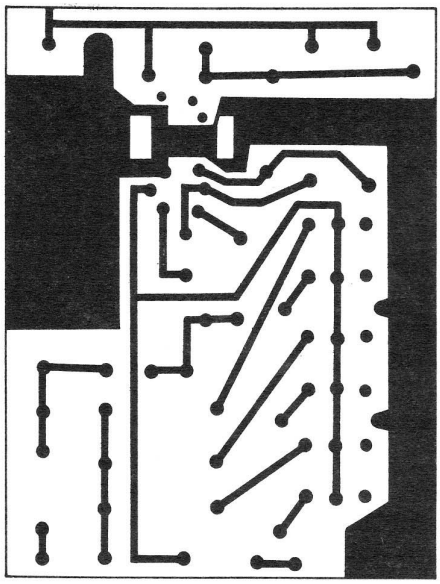
Generator m.cz. umożliwia sprawdzanie torów m.cz., pomiar charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych, strojenie filtrów m.cz., kontrolę częstotliwości rezonansowej obwodów *LC*, sprawdzanie głośników oraz naukę alfabetu Morse'a. W literaturze opisano wiele generatorów m.cz. zbudowanych na wzmacniaczach operacyjnych, które są zasilane podwójnym napięciem ± 15 V. Przedstawiony generator zrealizowano na popularnym układzie scalonym UL1481 (rysunek 4.29) z typowym napięciem zasilania 12 V. W pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego pracują elementy generatora (w układzie mostka Wiena), decydujące o częstotliwości pracy ($R_1 \div R_4$, $C_1 \div C_6$). R_3 wynosi 4,7 kΩ. Częstotliwość można płynnie regulować za pomocą podwójnego potencjometru liniowego R_1, R_2 (2×47 kΩ/A) i skokowo za pomocą przełącznika Isostat w trzech podzakresach:

I 20 ÷ 200 Hz,
II 200 ÷ 2000 Hz,
III 2 ÷ 20 kHz.

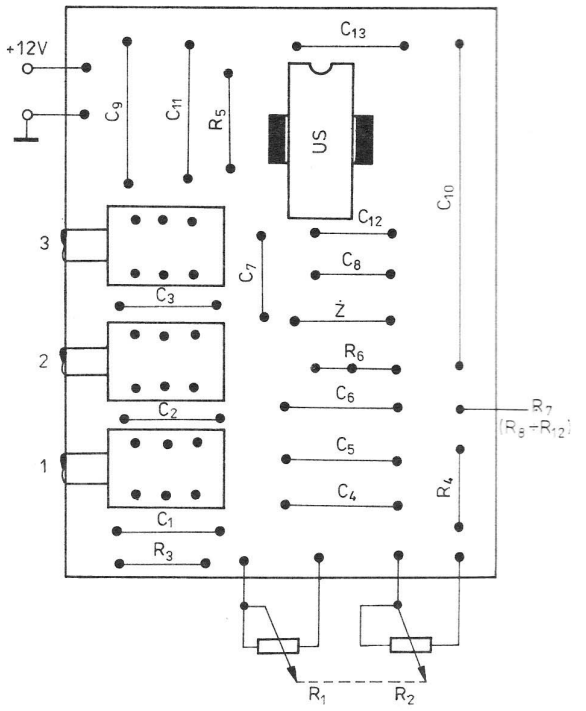
Pozostałe dwa elementy gałęzi mostka to potencjometr montażowy 4,7 kΩ i żarówka 6,3 V (element nieliniowy). Elementy te włączono w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, której zadaniem jest stabilizacja amplitudy napięcia wyjściowego oraz zmniejszenie napięcia składowych harmonicznych. Napięcie wyjściowe może być regulowane płynnie za pomocą potencjometru oraz skokowo za pomocą dzielnika napięcia. Impedancja wyjściowa generatora wynosi około 600 Ω. Układ elektryczny zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.30. Na rysunku 4.31 pokazano sposób rozmieszczenia elementów na



Rys. 4.29. Schemat ideowy generatora pomiarowego m.cz. I



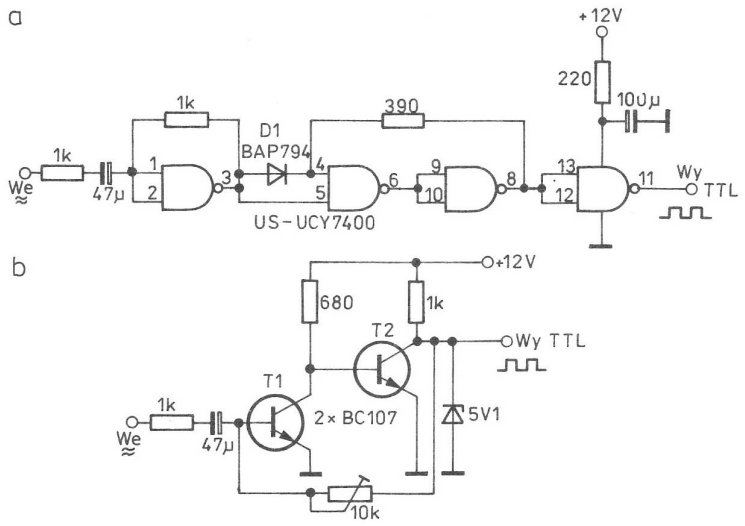
Rys. 4.30. Płytka drukowana generatora I



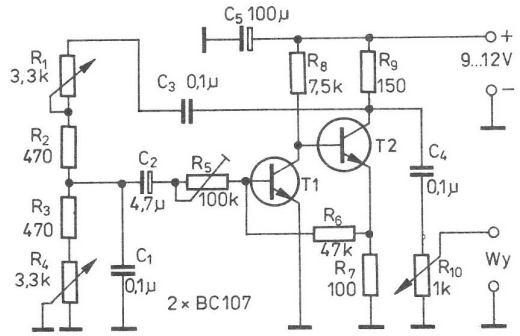
Rys. 4.31. Rozmieszczenie elementów

płytce. Po zmontowaniu układu należy dobrać wartość potencjometru R_6 tak, aby napięcie wyjściowe miało jak najmniej zniekształceń. Aby uzyskać przebieg prostokątny TTL, należy do wyjścia układu podłączyć układ formowania z rysunku 4.32. Korzystne jest umieszczenie generatora m.cz. razem z generatorem w.cz. w jednej obudowie ze względu na częste ich stosowanie przy sprawdzaniu urządzeń krótkofalarskich (obydwie płytki mają zbliżone wymiary). Obudowa powinna zawierać potencjometr R_1, R_2 z naniesioną skalą, przełącznik podzakresów, potencjometr regulacji napięcia wyjściowego i 3 gniazda wyjściowe, np. gniazda radiowe.

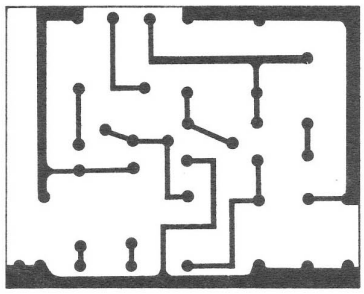
Inny układ generatora m.cz. pracującego na tranzystorach pokazano na rysunku 4.33. Tranzystory *T1*, *T2* stanowią dwustopniowy wzmacniacz o sprzężeniu bezpośrednim i dodatnim sprzężeniu zwrotnym również w układzie mostka Wiena ($R_1 \div R_5$, $C_1 \div C_3$). Elementy te zostały tak dobrane, aby w dwóch skrajnych położeniach potencjometru podwójnego R_1, R_4 otrzymać częstotliwość 0,3 ÷ 3 kHz. Rezystory R_6, R_7 stanowią pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, stabilizującego punkt pracy. Napięcie wyjściowe generatora wynosi około 2 V i może być regulowane potencjometrem R_{10}. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.34. Na rysunku 4.35 pokazano sposób rozmieszczania elementów na płytce drukowanej. Po zmontowaniu układu trzeba ustawić wartość dodatniego sprzężenia zwrotnego za pomocą rezystora R_5 tak, aby uzyskać przebieg m.cz. o jak najmniejszych zniekształceniach. Może również wystąpić konieczność dobrania wartości rezystora R_7.



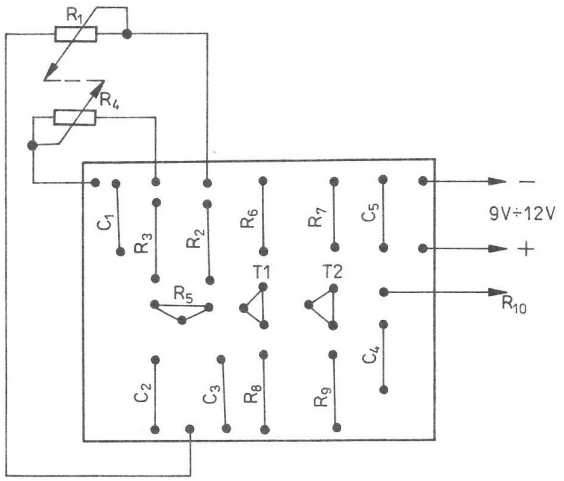
Rys. 4.32. Układy formowania przebiegów TTL
a) na układzie scalonym, b) na tranzystorach



Rys. 4.33. Schemat ideowy generatora pomiarowego m.cz. II



Rys. 4.34. Płytka drukowana generatora II

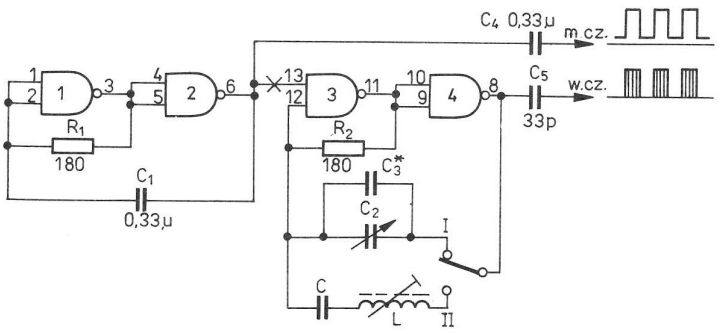


Rys. 4.35. Rozmieszczenie elementów

Generator z rysunku 4.33, podobnie jak generator z rysunku 4.29, może być wyposażony w kalibrowany dzielnik napięcia wyjściowego bądź w układ formowania przebiegów prostokątnych TTL.

4.8. Uniwersalny generator — próbnik

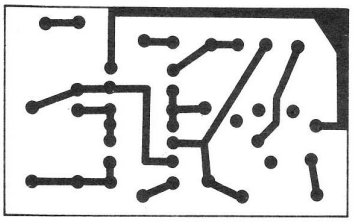
Opisany próbnik może być przydatny przy wstępnej lokalizacji uszkodzeń w urządzeniach krótkofalarskich, jak również w serwisie rtv. Charakteryzuje się on prostotą i małymi wymiarami. Układ elektryczny (rysunek 4.36) tworzą dwa multiwibratory zbudowane na bramkach układu scalonego UCY7400. Bramki *1* i *2* wchodzą w skład generatora m.cz. o częstotliwości wyjściowej około 1 kHz. Wyjście tego generatora jest połączone z zaciskami wyjściowymi na obudowie próbnika oraz jednym z wejść bramki *3*, która wraz z bramką *4* tworzy generator w.cz. Częstotliwość zależy od ustawienia przełącznika. W pozycji I częstotliwość jest regulowana w zakresie 3 ÷ 7 MHz za pomocą kondensatora zmiennego 470 pF (miniaturowy agregat z odbiornika radiowego). Układ wytwarza bogate widmo harmonicznych, tak że jego sygnały są słyszalne w odbiorniku w całym zakresie KF. W pozycji II częstotliwość zależy od częstotliwości rezonansowej szeregowego obwodu *LC*. Przy zastosowaniu jednej z cewek filtru p.cz. AM: 3–23A1, 3–23A3, 3–23A5, 3–23A9, 3–23A10, 3–26A3, 3–26A4, 3–26A6 i kondensatora $C = 1{,}6$ nF układ po zestrojeniu może wytwarzać



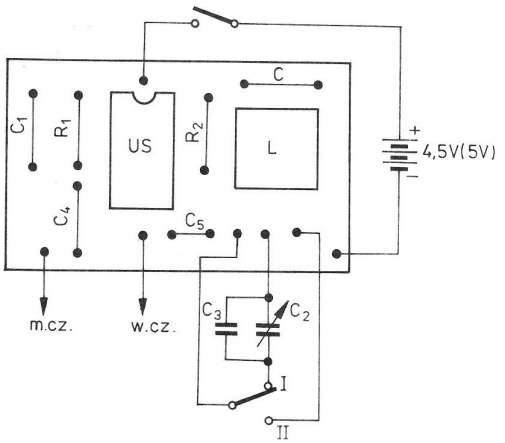
Rys. 4.36. Schemat ideowy uniwersalnego generatora-próbnika

częstotliwość 465 kHz. Chcąc uzyskać sygnał o p.cz. 9 MHz lub 10,7 MHz, należy zastosować cewkę z filtru p.cz. FM: 1–24F7 lub 1–24F9 i kondensator *C* odpowiednio 180 lub 160 pF. Cewki można też nawinąć samodzielnie. Przy AM 55 zwojów DNE0,1, przy FM 14 zwojów DNE0,3 na filtrach 12 × 12 mm. Zamiast obwodu *LC* z lepszym skutkiem (większa stabilność częstotliwości) można wstawić rezonator kwarcowy. Na wyjściu w.cz. powstają oscylacje, gdy pojawi się „1" logiczna na wejściu bramki *3*. Chcąc zrezygnować z modulacji w.cz. przebiegiem m.cz. i wykorzystać tylko częstotliwość nośną, należy przerwać doprowadzenie do *13* końcówki układu scalonego.

Próbnik zmontowano na małej płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.37. Na rysunku 4.38 pokazano sposób rozmieszczenia elementów na płytce. Do zasilania można użyć baterii płaskiej 4,5 V, choć bardziej stabilny sygnał uzyskuje się przy zasilaniu 5 V. Przy zastosowaniu rezonatora kwarcowego układ pracuje natychmiast. Zestrojenie polega na ustawieniu rdzenia w cewce *L*.



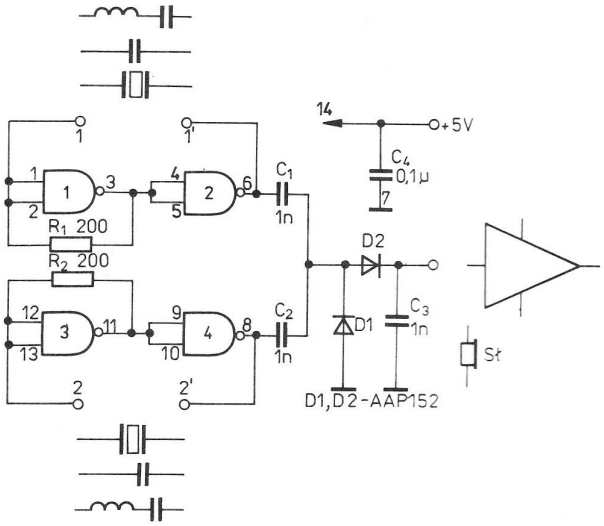
Rys. 4.37. Płytka drukowana uniwersalnego generatora-próbnika



Rys. 4.38. Rozmieszczenie elementów

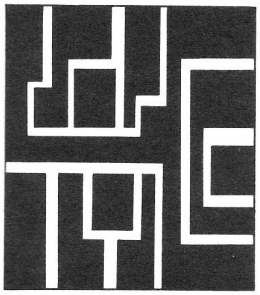
4.9. Układ do dobierania częstotliwości rezonatorów kwarcowych oraz elementów *LC*

Podczas dobierania rezonatorów kwarcowych do filtru drabinkowego czy pracującego w układzie McCoya można wykorzystać układ dwóch generatorów przedstawiony na rysunku 4.39. Sygnały z dwóch identycznych generatorów, zrealizowanych na bramkach UCY7400, są podane do mieszacza diodowego, pracującego w układzie podwajacza. Na wyjściu układu występują dudnienia (różnica dwóch częstotliwości), które można odbierać za pomocą słuchawki, wzmocnić do poziomu wymaganego przez głośnik, mierzyć za pomocą miernika częstotliwości m.cz., oglądać na ekranie oscyloskopu, czy mierzyć woltomierzem. W podanym układzie można dobierać pojemności kondensatorów oraz indukcyjności cewek (każda cewka włączona poprzez kondensator np. 10 nF).

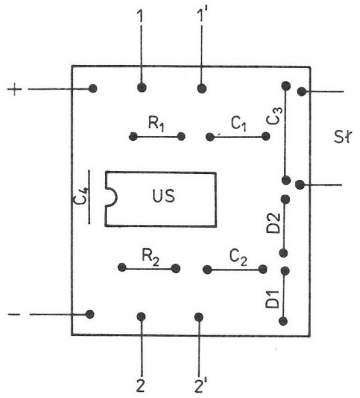


Rys. 4.39. Schemat ideowy układu dwóch generatorów

Rezonator o mniejszej częstotliwości można wyodrębnić z pary generujących rezonatorów kwarcowych przez zbliżenie palca do obudowy rezonatora. Jeżeli częstotliwość różnicowa będzie wtedy wzrastać, będzie to dowodem, że rezonator ma mniejszą częstotliwość od drugiego.
Opisany układ elektryczny można zlutować bez wykonywania obwodu drukowanego (rysunek 4.40 i 4.41). Ważną sprawą jest, by połączenia z rezonatorami były jak najkrótsze, a elementy R_1, C_1 były identyczne z elementami R_2, C_2.
Jako ciekawostkę można podać, że przedstawiony układ wykorzystywano jako prosty wykrywacz metali. W tym celu jeden z generatorów miał cewkę nie ekranowaną o średnicy 20 ÷ 30 cm i kondensator zmienny do równoważenia układu. W pętli drugiego generatora znajdował się rezonator kwarcowy o częstotliwości około 200 kHz. Zasięg wykrywacza wynosił około 20 cm.



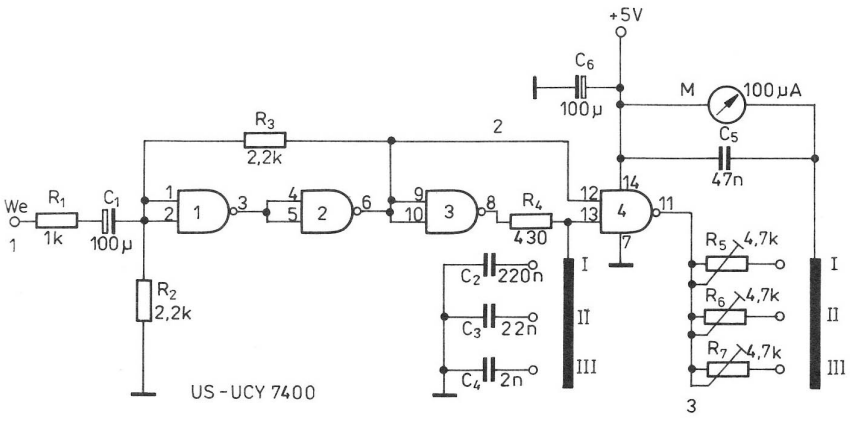
Rys. 4.40. Płytka drukowana układu dwóch generatorów



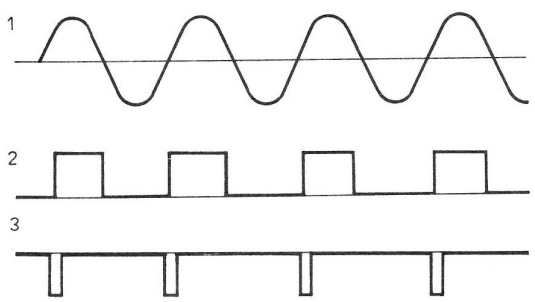
Rys. 4.41. Rozmieszczenie elementów

4.10. Miernik częstotliwości m.cz. (analogowy)

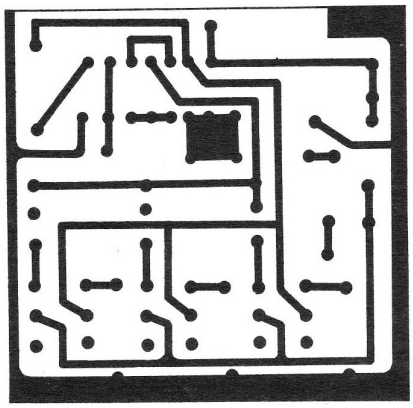
Ten prosty częstościomierz m.cz. (rysunek 4.42) umożliwia pomiar częstotliwości sygnałów o przebiegach sinusoidalnych, prostokątnych, piłokształtnych, trójkątnych o amplitudzie 1,5 V w zakresie 20 Hz ÷ 20 kHz. Układ może być użyty przy dobieraniu par rezonatorów kwarcowych do filtrów (rozdział 4.9), przy badaniu stosunku dzielenia układów przerzutnikowych, pomiarze częstotliwości wyjściowych generatorów m.cz., czy częstotliwości wyjściowych na zaciskach głośnika odbiornika. W układzie wykorzystano jeden układ scalony UCY7400. Bramki *1*, 2 są połączone w układzie Schmitta, a następne dwie bramki tworzą układ formowania wyjściowych impulsów, które sterują mikroamperomierz. Przebiegi sygnałów w zaznaczonych punktach schematu przedstawiono na rysunku 4.43. Kąt wychylenia wskazówki mikroamperomierza jest uzależniony od częstotliwości impulsów wejściowych układu oraz wartości pojemności kondensatorów. Im większa częstotliwość impulsów wejściowych, tym bardziej wychyla się wskazówka mikroamperomierza. Potencjometrami R_5, R_6, R_7, włączonymi w szereg z mikroaperomierzem, ustawia się maksymalne wychylenie przyrządu przy maksymalnej częstotliwości mierzonej. Układ ma trzy podzakresy:
I 20 ÷ 200 Hz,
II 200 ÷ 2000 Hz,
III 2 ÷ 20 kHz.
Zaletą przedstawionego rozwiązania jest liniowa skala, dzięki czemu wystarcza jedna podziałka. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.44. Na rysunku 4.45 pokazano sposób rozmieszczenia elementów na płytce drukowanej. Po zmontowaniu układu należy doprowadzić do wejścia impulsy wzorcowe o częstotliwościach 200 Hz, 2 kHz i 20 kHz, a następnie ustawić potencjometry montażowe odpowiednio R_5, R_6, R_7 na maksimum wychylenia. Może być konieczne dobranie punktu pracy przez skorygo-



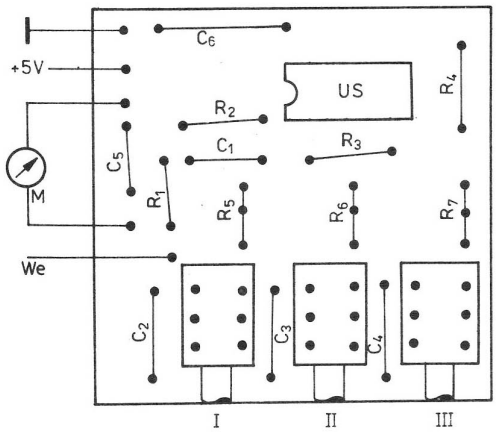
Rys. 4.42. Schemat ideowy analogowego miernika częstotliwości m.cz.



Rys. 4.43. Przebiegi sygnałów w punktach układu



Rys. 4.44. Płytka drukowana miernika częstotliwości

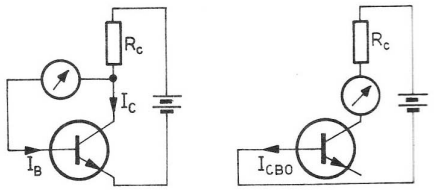


Rys. 4.45. Rozmieszczenie elementów na płytce

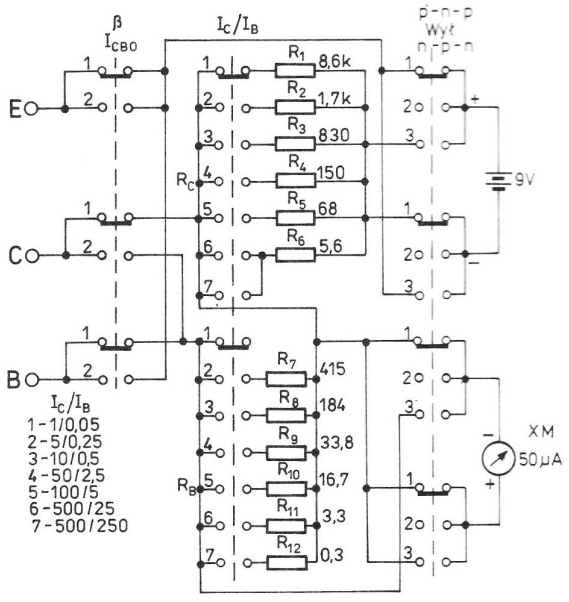
wanie wartości rezystora R_2 (1 ÷ 10 kΩ). Do mierzenia częstotliwość sygnału o amplitudzie rzędu 100 mV należy dobudować przedwzmacniacz na dowolnym tranzystorze lub układzie scalonym UL1202 (ze względu na małą ilość elementów dodatkowych).

4.11. Przyrząd do badania tranzystorów

Opisany przyrząd umożliwia określenie dwóch najważniejszych parametrów tranzystora: statystycznego współczynnika wzmocnienia prądowego β oraz prądu upływu baza-kolektor I_{CBO}. Określenie współczynnika wzmocnienia może być dokonane w zakresie 20 ÷ 1000 przy prądzie kolektora 1, 5, 10, 50, 100, 500 mA oraz w zakresie 2 ÷ 100 przy prądzie kolektora 500 mA. Prąd upływu baza-kolektor można mierzyć w zakresie 50 μA ÷ 250 mA. Zakresy pomiarowe umożliwiają badanie tranzystorów bipolarnych o różnej mocy. Przyrząd jest tak zaprojektowany, że pomiar współczynnika wzmocnienia prądowego, definiowanego jako $\beta = \frac{I_C}{I_B}$, jest dokonywany za pośrednictwem pomiaru prądu I_B przy stałym I_C. Zasadę pracy przyrządu objaśniono na rysunku 4.46. Schemat ideowy całego przyrządu zamieszczono na rysunku 4.47. Wartości elementów podane na schemacie ideowym są słuszne dla napięcia



Rys. 4.46. Zasada pracy przyrządu



Rys. 4.47. Schemat ideowy przyrządu

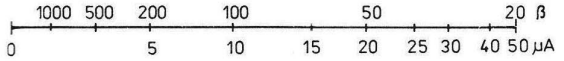
zasilania 9 V oraz miernika o parametrach $I_m = 50$ μA i $U_m = 83$ mV. Mikroamperomierz jest dodatkowo wyposażony w skalę współczynnika β 20 ÷ 1000. Przy ustawionym prądzie kolektora 1 mA można przy maksymalnym wychyleniu wskazówki mierzyć $\beta = 20(1/0{,}05)$. Łatwo zauwa-

żyć, że przy $\beta = 1000$ prąd bazy I_B powinien wynosić 1 μA. Dlatego korzystniej jest dobrać mikroamperomierz z rozciągniętą skalą w początkowym zakresie pracy. Prąd kolektora jest ustalony wartością rezystora R_C oraz napięciem zasilania. Boczniki mikroamperomierza zwiększające zakresy mierzonych prądów I_B oraz I_{CBO} należy dobrać w zależności od zastosowanego mikroamperomierza:

$$R_B = \frac{U_m}{I_B - I_m}$$

gdzie: U_m – spadek napięcia na cewce mikroamperomierza,
I_m – zakres mikroamperomierza.

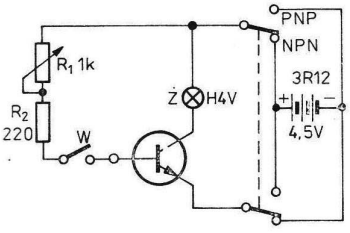
Konstrukcja przyrządu jest tak prosta, że nie ma potrzeby wykonywania płytki drukowanej, ponieważ wszystkie połączenia mogą być wykonane tzw. metodą przestrzenną w obrębie przełączników. Na skali przyrządu należy nanieść wartości β odpowiadające wartościom prądu. Na rysunku 4.48 przedstawiono skalę przyrządu modelowego.



Rys. 4.48. Skala przyrządu modelowego

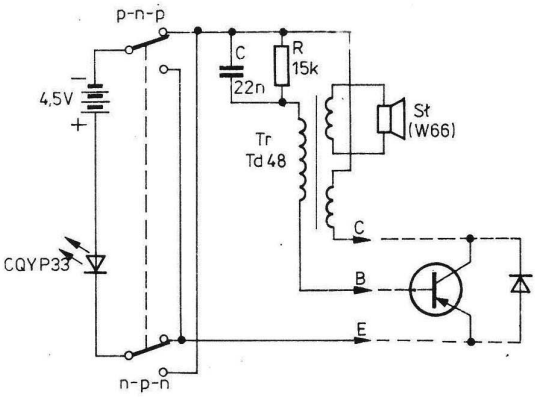
Napięcie zasilające miernik nie musi być stabilizowane, lecz wtedy należy skorygować wartość R_C (szczególnie dla większych zakresów prądowych, kiedy napięcie będzie spadać).

Badany tranzystor dołącza się do próbnika za pośrednictwem trzech przewodów zakończonych miniaturowymi chwytakami. Można zastosować podstawki przystosowane do różnych wyprowadzeń elektrod tranzystora. Przy pomiarach β należy na początek ustawić przełącznik na zakres 1/0,05 mA, przy pomiarach I_{CBO} zaś na zakres 250 mA. Przy większych prądach kolektora pomiary powinny być dokonywane szybko ze względu na możliwość nagrzewania się obudowy tranzystora. Oprócz pomiarów β i I_{CBO} przyrząd umożliwia lokalizację wyprowadzeń tranzystora oraz określenie typu przewodnictwa *n-p-n*, *p-n-p*. Inny, bardzo prosty (lecz mniej dokładny) układ do sprawdzania tranzystorów średniej i dużej mocy przedstawiono na rysunku 4.49. Do tego próbnika najlepsze są żaróweczki typu H4V/0,05 A stosowane m.in., w zabawkach produkcji NRD. Przy otwartym wyłączniku żaróweczka nie powinna się świecić. Jeśli będzie świecić lub nawet tylko żarzyć minimalnie, to zasygnalizuje uszkodzenie badanego tranzystora. Przy sprawnym tranzystorze świecenie powinno nastąpić tylko po zamknięciu wyłącznika i ustawieniu suwaka potencjometru R_1. Wzmocnienie można określić orientacyjnie za pośrednictwem kąta obrotu suwaka. Z dwóch badanych tranzystorów ten będzie miał większe wzmocnienie, dla którego intensywniejsze świecenie żarówki będzie występowało przy większej wartości rezystancji R_1.



Rys. 4.49. Prosty układ do sprawdzania tranzystorów

Istnieje również możliwość szybkiego sprawdzania tranzystorów (i diod) bez konieczności wymontowywania ich z układu. Do tego celu można wykorzystać prosty próbnik przedstawiony na rysunku 4.50. Podczas sprawdzania należy ustawić

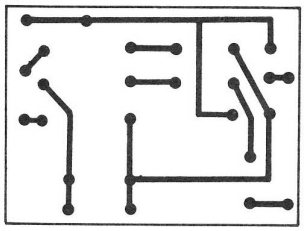


Rys. 4.50. Próbnik do badania diod i tranzystorów bez konieczności wylutowywania ich z układu

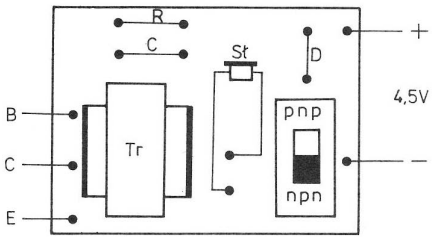
przełącznik polaryzacji zależnie od rodzaju badanego tranzystora: *n-p-n* lub *p-n-p* oraz dołączyć kontakty pomiarowe do odpowiednich wyprowadzeń tranzystora. Pojawienie się tonu akustycznego oraz świecenie diody (nie maksymalne) świadczy o tym, że badany tranzystor jest sprawny. Brak wskazań sygnalizacji świetlnej i akustycznej oznacza, że tranzystor jest uszkodzony. Samo świecenie diody maksymalnym natężeniem sygnalizuje zwarcie. Podczas sprawdzania diod dołącza się kontakty *C* i *E*. Dioda elektroluminescencyjna powinna świecić tylko w jednej pozycji przełącznika: *n-p-n* lub *p-n-p* (dioda sprawna). Brak świecenia w obu położeniach przełącznika sygnalizuje przerwę w diodzie, a świecenie w obu położeniach oznacza zwarcie diody lub jej bocznikowanie małą rezystancją, np. uzwojeniem transformatora.

Opisany przyrząd do badania tranzystorów zmontowano na małej płytce drukowanej (rysunek 4.51), którą łącznie z baterią zasilającą 4,5 V oraz słu-

chawką telefoniczną, np. W66, umieszczono w plastikowym pudełku. Na rysunku 4.52 przedstawiono rozmieszczenie elementów na płytce. Wysokość dźwięku należy ustalić doświadczalnie, aby średnie natężenia prądów kolektorów wynosiły 10 mA.



Rys. 4.51. Płytka drukowana próbnika



Rys. 4.52. Rozmieszczenie elementów

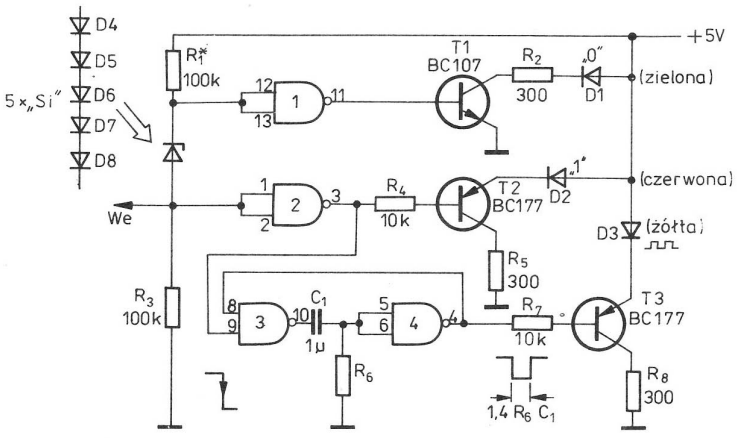
4.12. Próbniki stanów logicznych

Próbniki stanów logicznych są – obok oscyloskopów – często wykorzystywane przy uruchamianiu i naprawach urządzeń z cyfrowymi układami scalonymi. W ostatnich latach coraz częściej występuje konieczność dokonywania sprawdzania poziomów w układach CMOS – rośnie liczba sprzętu informatycznego stosowanego przez krótkofalowców. Nie wszystkie próbniki, których opisy były publikowane w czasopismach, są przydatne w mikroelektronice, ze względu na wprowadzany do układu znaczny prąd.

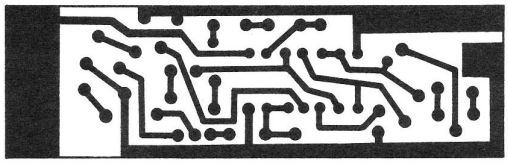
Pierwszy z proponowanych próbników (rysunek 4.53) wykonano z użyciem układu scalonego MCY74011. Ma następujące parametry:

- wysoki poziom logiczny $V_{IH} \geqslant 2{,}8$ V przy $I_{IH} \leqslant 50$ μA,
- niski poziom logiczny $V_{IL} \leqslant 0{,}4$ V przy $|I_{IL}| = 20$ μA,
- minimalna długość rozpoznawanych impulsów $t_i \geqslant 150$ ns,
- zasilanie z badanego obwodu $V_{CC} = 5$ V przy 10 μA + 10 mA na każdą świecącą diodę.

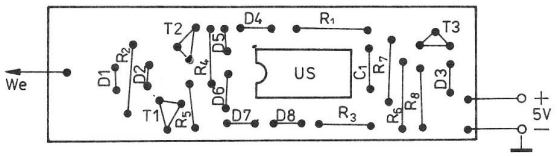
Jeżeli na wejściu próbnika pojawi się poziom $V_I \geqslant 2{,}8$ V, to świeci się dioda czerwona, gdyż na wyjściu bramki *2* występuje „0", i tranzystor *T2* przejdzie w stan nasycenia. Przy poziomie $V_I \leqslant 0{,}4$ V zapali się dioda zielona (pod warunkiem, że $U_D = 2{,}4$ V). Spadek napięcia U_D zrealizowano za pomocą diod krzemowych BAYP95 połączonych szeregowo. Wartość tego spadku napięcia można regulować za pomocą rezystora R_1. Na bramkach *3* i *4* zrealizowano przerzutnik monostabilny. Jeśli na wyjściu bramki *2* wystąpi opadające zbocze impulsu, to na wyjściu przerzutnika pojawi się ujemny impuls o długości około 0,5 s i zaświeci się dioda żółta *D3*. Przerzutnik umożliwia wykrycie krótkich impulsów występujących na tle stanu wysokiego (świeci dioda czerwona *D2*) lub niskiego (świeci dioda zielona *D1*). Czas trwania świecenia można zmieniać przez regulację elementów *RC* przerzutnika. Sygnał prostokątny o częstotliwości mniejszej niż 20 Hz jest wyświetlany przemiennym świeceniem diod *D1* i *D2* przy jednoczesnym miganiu diody *D3*. Przy częstotliwościach wyższych miganie przestaje być widoczne. W przedziale fałszywych napięć 0,4 ÷ 2,8 V żadna dioda nie świeci podobnie jak wówczas, gdy badane wejście jest w stanie odcięcia. Próbnik I zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.54, a rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rysunku 4.55. Sprawdzanie próbnika można wykonać za pośrednictwem potencjometru np. 4,7 kΩ dołączonego do zasilania 5 V. Grot sondy należy dołączyć do suwaka potencjometru i woltomierza prądu stałego. Regulując napięcie należy obserwować świecenie diod.



Rys. 4.53. Schemat ideowy próbnika stanów logicznych I



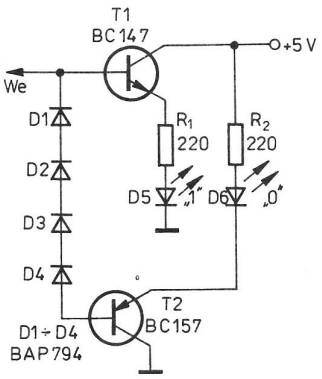
Rys. 4.54. Płytka drukowana próbnika I



Rys. 4.55. Rozmieszczenie elementów na płytce próbnika I

Ustawienie świecenia diody *D1* można wykonać przez dobór elementów R_1, R_3, *D4* ÷ *D8*. Jako obudowę próbnika wykorzystano strzykawkę iniekcyjną o pojemności 10 cm^3, do której w miejsce tłoka wmontowano płytkę drukowaną (po opiłowaniu krawędzi). Grot próbnika stanowi gruba igła krawiecka.

Drugi z próbników (II) ma konstrukcję bardzo prostą (rysunek 4.56) Jego poziomy napięć są takie

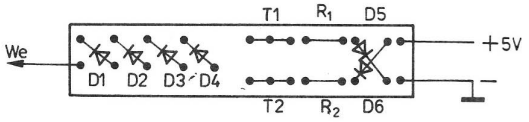


Rys. 4.56. Schemat ideowy próbnika stanów logicznych II

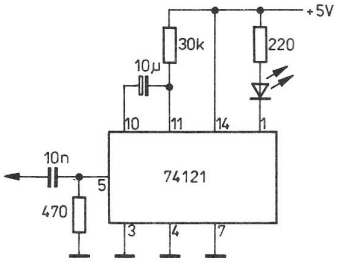
same jak poprzedniego próbnika, z tym że przy wysokim poziomie logicznym prąd wejściowy wynosi około 500 μA, przy niskim zaś jest równy 30 μA. Przy wysokim poziomie logicznym świeci się dioda *D5*, przy niskim zaś dioda *D6*. Próbnik zmontowano na małej płytce drukowanej (rysunek 4.57) przez przylutowanie elementów bezpośrednio do ścieżek (rysunek 4.58). Zmontowany próbnik działa od razu. Korekcji zera logicznego można dokonać przez wymianę diod *D1* ÷ *D4*. Układ można wyposażyć we wskaźnik fali prostokątnej na układzie UCY74121 (rysunek 4.59). Płytkę drukowaną można zainstalować w obudowie grubego flamastra.



Rys. 4.57. Płytka drukowana próbnika II



Rys. 4.58. Rozmieszczenie elementów

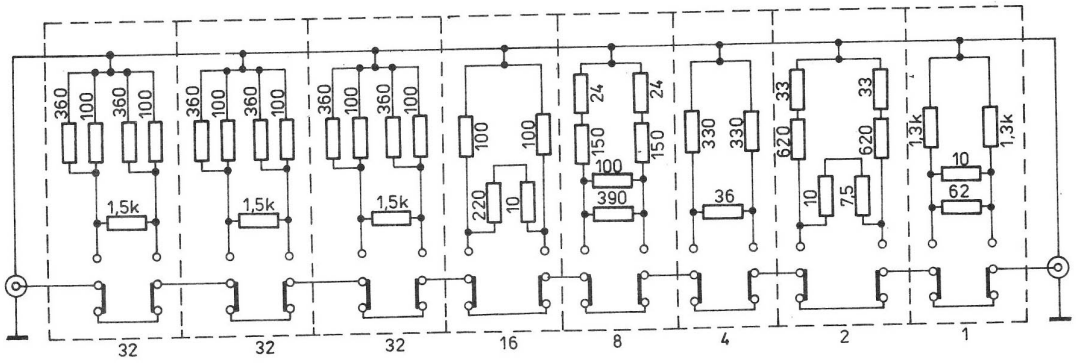


Rys. 4.59. Schemat ideowy wskaźnika fali prostokątnej

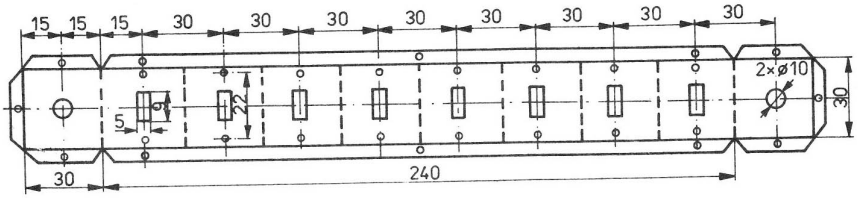
4.13. Tłumik kalibrowany

Tłumik kalibrowany jest niezbędnym przyrządem przy pomiarach czułości, dynamiki odbiornika czy transceivera, kalibracji S-metra i wielu innych pomiarach. Przedstawiony układ (rysunek 4.60) może wnosić w 75 Ω linię przesyłową tłumienie do 127 dB ze skokiem co 1 dB. Układ pracuje poprawnie we wszystkich pasmach KF. Składa się on z 8 elementów typu π włączanych przełącznikami przesuwnymi, tzw. habelkowymi. Ze względu na trudności uzyskania wymaganych wartości rezystorów zastosowano w niektórych gałęziach tłumika po kilka rezystorów połączonych szeregowo bądź równolegle. Cały układ zmontowano sposobem przestrzennym w obudowie o wymiarach 206 × 40 × 40 mm, zlutowanej z blachy pocynkowanej o grubości 0,5 mm. Elementy konstrukcyjne obudowy przedstawiono na rysunkach 4.61 i 4.62. Obudowę można zlutować również z odcinków laminatu o grubości 1,5 mm. Ważną sprawą w obydwu przypadkach są przegrody ekranujące między poszczególnymi ogniwami tłumika. Przejścia z jednej przegrody do drugiej odbywają się przez otwory o średnicy 4 mm. Wejście i wyjście tłumika są zakończone gniazdami BCN–75. Przełączniki oraz obudowę przykręcono wkrętami M2,5. Po zmontowaniu tłumika należy go sprawdzić, np. za pomocą baterii płaskiej 4,5 V i dokładnego woltomierza (miliwoltomierza pradu stałego). Do jednego z gniazd podłączamy baterię 4,5 V, a do drugiego rezystor 75 Ω i woltomierz. Woltomierz powinien wskazywać następujące wartości napięć (w zależności od ustawienia przełączników):

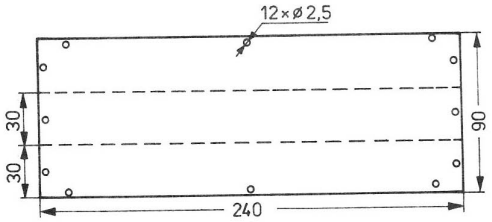
1 dB – 4 V,
2 dB – 3,5 V,
4 dB – 2,8 V,
8 dB – 1,8 V,
16 dB – 0,7 V,
32 dB – 0,1 V.



Rys. 4.60. Schemat ideowy tłumika kalibrowanego



Rys. 4.61. Sposób wykonania części konstrukcyjnej obudowy



Rys. 4.62. Sposób wykonania zamknięcia obudowy

Ta metoda sprawdzania jest dobra tylko w przypadku zastosowania rezystorów 0,5 W. Przy zastosowaniu rezystorów np. 0,125 W należy obniżyć napięcie ze względu na nagrzewanie się rezystorów.

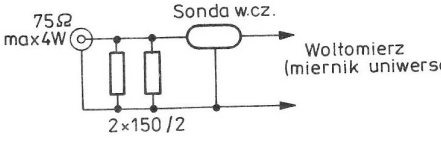
4.14. Miernik mocy wyjściowej w.cz.

Do kontroli mocy wyjściowej nadajnika, jak również strojenia jego obwodów, najlepiej stosować sztuczne anteny z miernikiem mocy wyjściowej. W warunkach amatorskich do kontroli urządzeń QRP można stosować rezystor bezindukcyjny R o wartości 75 Ω i sondę w.cz. przyłączoną do anteny (rysunek 4.63). Moc wyjściową (output) przelicza się ze wzoru

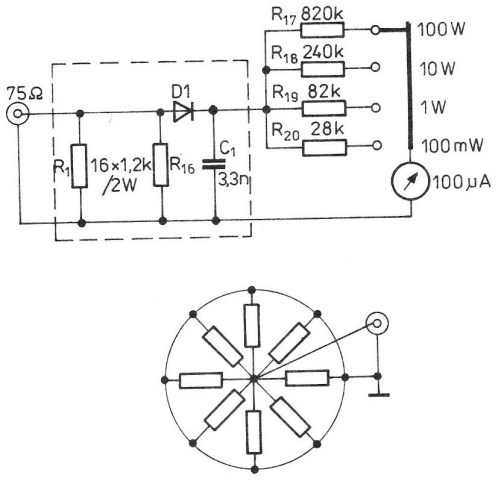
$$P = \frac{U^2}{R}$$

Przy większej mocy zamiast pojedynczego rezystora można łączyć kilka do kilkunastu rezystorów szeregowo lub równolegle w celu uzyskania wymaganej rezystancji i mocy.

Kompletny schemat miernika mocy w.cz. do 100 W (na czterech podzakresach) jest przedstawiony na rysunku 4.64. Sztuczną antenę tworzy 16 rezystorów 1,2 kΩ/2 W połączonych równolegle. W celu zwiększenia mocy doprowadzonej rezystory są przylutowane do puszki po konserwach, którą następnie zalano olejem transformatorowym i zalutowano. Puszka zawiera wmontowane gniazdo BNC oraz wyjście pomiarowe przez konden-



Rys. 4.63. Układ do pomiaru mocy nadajników QRP

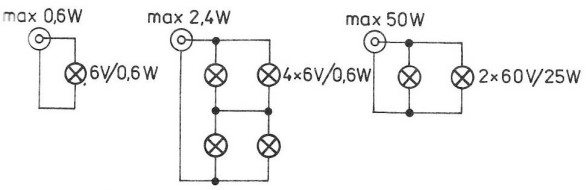


Rys. 4.64. Schemat ideowy miernika mocy w.cz.

sator przepustowy C_1. Całość łącznie z przełącznikiem i mikroamperomierzem wstawiono do większej obudowy metalowej. Skalowanie można przeprowadzić przy zasilaniu prądem zmiennym 50 Hz przy dołączeniu równolegle do C_1 kondensatora rzędu 4,7 μF (na czas skalowania). Do tego celu można wykorzystać autotransformator i ustawić przełącznik miernika w pozycji 100 W. Równolegle do wejścia miernika podłączamy autotransformator i woltomierz. Regulując napięcie nanosimy skalę, odpowiednio:
27,4 V – 10 W, 38,7 V – 20 W,
47,5 V – 30 W, 54,7 V – 40 W,
61,2 V – 50 W, 66,3 V – 60 W,
72,5 V – 70 W, 77,5 V – 80 W,
82,2 V – 90 W, 86,5 V – 100 W.
Oczywiście tak wykonana skala jest słuszna przy obciążeniu 75 Ω. Przy innej wartości obciążenia (R) przeliczamy napięcie ze wzoru:

$$U = \sqrt{P \cdot R}$$

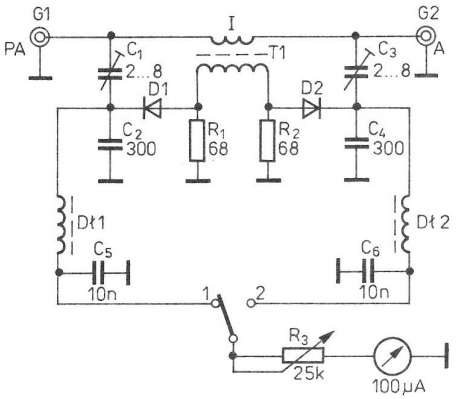
Przeprowadzone skalowanie dla zakresu 100 W będzie prawdziwe dla pozostałych zakresów. Wskazane byłoby skontrolowanie i ewentualnie skorygowanie wartości rezystorów R_{18}, R_{19}, R_{20} przy podaniu odpowiednio napięć: 2,75 V dla zakresu 100 mW, 8,65 V dla 1 W i 27,4 V dla 10 W. W najprostszym przypadku kontrolę mocy wyjściowej można przeprowadzać za pomocą żarówek. Nie należy jednak stosować żarówek przypadkowych, aby nie doprowadzić do przepalenia ich włókna, a w konsekwencji zniszczenia tranzystora w stopniu mocy. Z dostępnych w handlu żarówek polecić można żarówki 60 V/25 W oraz 6 V/0,6 W połączone jak na rysunku 4.65.



Rys. 4.65. Żarówkowe wskaźniki mocy wyjściowej w.cz.

4.15. Reflektometr

Reflektometr jest przyrządem umożliwiającym określenie współczynnika fali stojącej (WFS). Można nim sprawdzić antenę oraz stwierdzić, czy moc wytworzona przez stopień końcowy jest rzeczywiście doprowadzana do anteny i wypromieniowywana w przestrzeń. Przyrząd ten włącza się między wyjście nadajnika (transceivera) i linię antenową. Za pomocą reflektometru można również skontrolować moc doprowadzoną do anteny oraz dostroić wyjście nadajnika. Schemat reflektometru przedstawiono na rysunku 4.66. Do diody *D1* są przyłożone dwa napięcia: jedno występujące na dzielniku pojemnościowym C_1, C_2, drugie indukowane na rezystorze R_1 za pośrednictwem transformatora *Tr1*. Podobnie do diody *D2* przyłożone

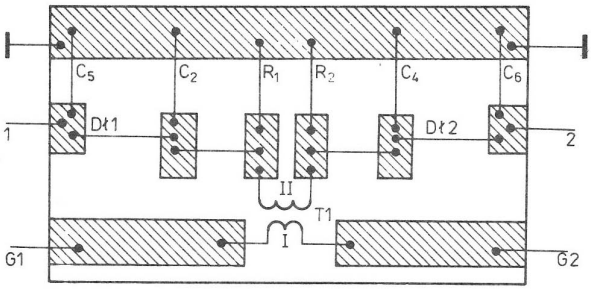


Rys. 4.66. Schemat ideowy reflektometru I

jest napięcie z dzielnika C_3, C_4 oraz z rezystora R_2. Jeżeli napięcia na dzielnikach pojemnościowych są w tej samej fazie, to na rezystorach występują w fazach przeciwnych. Dlatego na jednej z diod wypadkowe napięcie będzie sumowane, a na drugiej będzie odejmowane. Prąd diody, do której przyłożono napięcie równe sumie napięć jest proporcjonalny do fali padającej (I_p), a prąd drugiej diody proporcjonalny do fali odbitej (I_o). Moc przesyłana przez linię antenową nie jest całkowicie wytracona w antenie i pewna jej część powraca do nadajnika. Obie fale, niosące moc padającą i odbitą, tworzą falę stojącą. Przy niedopasowaniu oporności obciążenia i oporności falowej WFS jest większy od 1. Przy pełnym dopasowaniu WFS = 1. Współczynnik fali stojącej oblicza się ze wzoru:

$$WFS = \frac{I_p + I_o}{I_p - I_o}$$

Do określenia wielkości prądów I_p i I_o służy przełącznik *S1*. Potencjometrem R_3 ustawia się czułość przyrządu. Reflektometr zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.67. Uzwojenie transformatora *Tr 1* nawinięto na toroidalny rdzeń pierścieniowy o średnicy 10 mm z materiału F81. Uzwojenie I zawiera 2 zwoje drutu w izolacji igelitowej o średnicy 0,5 mm, a uzwojenie II 50 zwojów DNE0,15 mm. Dławiki *Dł1* i *Dł2* zawierają po 100 zwojów drutu DNE0,1 na pręciku ferrytowym o średnicy 3 mm. Przed przystąpieniem do skalowania należy reflektometr obciążyć rezystorem 75 Ω (opisany miernik mocy) i ustawić kondensatory C_1 i C_2 w taki sposób, aby



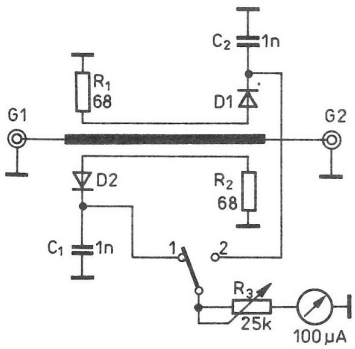
Rys. 4.67. Płytka drukowana reflektometru I wraz z rozmieszczeniem elementów

po odwróceniu kierunku włączenia reflektometru uzyskać $I_o = 0$. Skalowanie reflektometru polega na naniesieniu działek na skali według wzoru do obliczania współczynnika WFS. Przy zastosowaniu mikroamperomierza o 100 działkach WFS wyliczamy ze wzoru:

$$WFS = \frac{100 + I_o}{100 - I_o}$$

Przy WFS = 1 $I_o = 0$, przy WFS = 2 $I_o = 33$ działki...

Inny układ elektryczny reflektometru przedstawiono na rysunku 4.68. Cały układ łącznie z liniami



Rys. 4.68. Schemat ideowy reflektometru II

przesyłowymi zrealizowano na płytce laminatu dwustronnego o wymiarach 120 × 40 × 2 mm (rysunek 4.69). Druga strona płytki, nie pokazana na rysunku, stanowi masę. Układ, podobnie jak poprzedni, powinien być zamknięty w obudowie metalowej wyposażonej w gniazda UC-75, przełącznik (do anteny/odbita) oraz mikroamperomierz. Skalowanie można wykonać tak jak podano poprzednio lub według innego sposobu. Należy przygotować 5 rezystorów o następujących wartościach: 75, 150, 225, 300, 375 Ω. Reflektometr podłączamy do wyjścia stopnia końcowego (gniazdo *G1*), a do gniazda *G2* rezystor 75 Ω. Przy przełączniku w pozycji „do anteny" ustawiamy potencjometrem R_3 maksymalne wychylenie wskazówki. Po przełączeniu w pozycję „odbita" wskazówka powinna powrócić na 0 — punkt ten oznaczamy cyfrą „1". Nie zmieniając położenia R_3 zamieniamy miejscami gniazda; miernik powinien wskazywać koniec skali, który oznaczamy „0". Następnie podłączamy do *G2* rezystor 150 Ω, do *G1* zaś wzmacniacz. Wyznaczamy na skali działkę „2". W podobny sposób podłączamy pozostałe rezystory i nanosimy kreski oznaczone „3" dla 225 Ω, „4" dla 300 Ω i „5" dla 375 Ω.

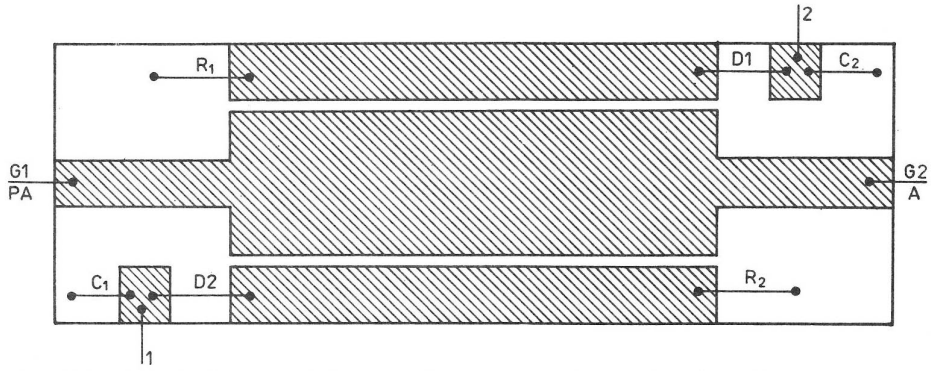
Po wykonaniu skalowania do gniazda *G2* podłączamy antenę i odczytujemy WFS. Dobrze wykonana i dopasowana antena powinna wskazać współczynnik fali stojącej nie przekraczający w całym zakresie wartości 1,5.

4.16. Cyfrowy miernik częstotliwości

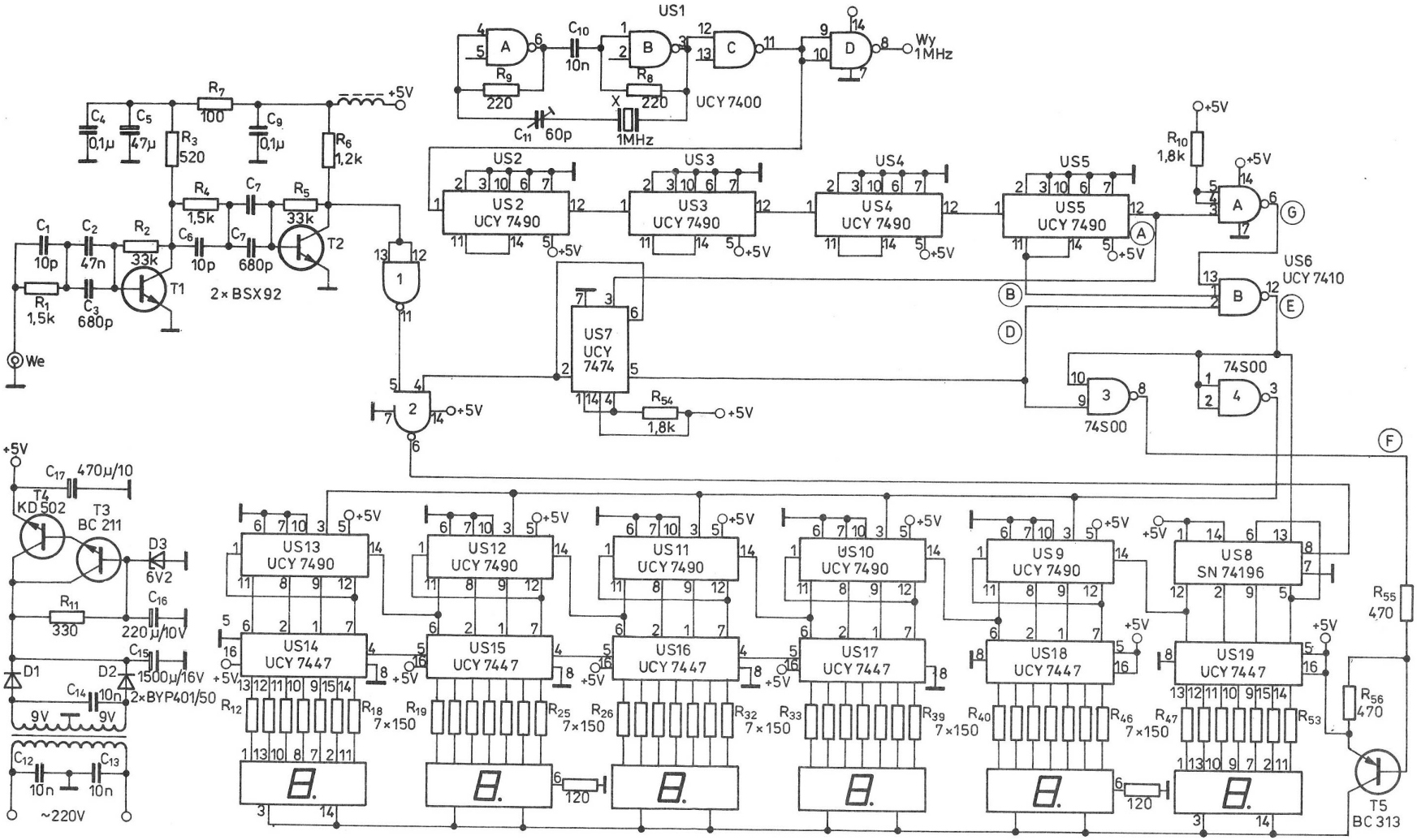
Miernik częstotliwości jest niezbędnym przyrządem w pracowni krótkofalowca. Opisany miernik ma następujące parametry:

- zakres pracy 10 kHz ÷ 50 MHz,
- dokładność odczytu 100 Hz,
- czułość wejścia miernika 50 mV (czułość maleje ze wzrostem częstotliwości),
- zasilanie 220 V/8 VA,
- wymiary obudowy: 145 × 205 × 45 mm.

Schemat ideowy miernika zamieszczono na rysunku 4.70. Generator wzorcowy częstotliwości 1 MHz pracuje na bramkach układu scalonego *US1* (UCY7400). Sygnał wejściowy jest kształtowany, w układzie formowania impulsów na

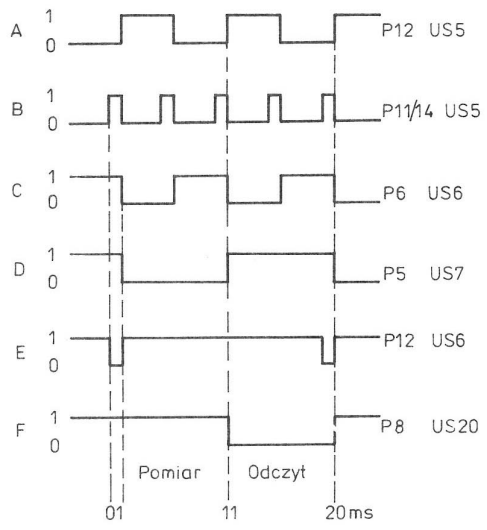


Rys. 4.69. Płytka drukowana reflektometru II wraz z rozmieszczeniem elementów



Rys. 4.70. Schemat ideowy cyfrowego miernika częstotliwości

tranzystorach *T1*, *T2* (2 × BSX94) oraz szybkiej bramce *US20* (UCY74S00). Sygnał ten w postaci ciągu impulsów podlega zliczaniu. Licznik jest otwierany na ściśle określony czas przez bramkę *2 US20*, sterowaną czasem wzorcowym z czterokrotnego podziału przez 10 na układach *US2* ÷ *US5* (4 × UCY7490) i przez 2 na *US7* (UCY7474) częstotliwości kwarcu 1 MHz. Dzięki zastosowaniu szybkiej pierwszej dekady (*US8* — SN74196) oraz bramek Schottky'ego *US20* jest możliwe zliczanie impulsów o częstotliwości do 50 MHz. Zamianę kodu BCD na kod wskaźników siedmiosegmentowych realizują dekodery *US14* ÷ *US19* (6 × UCY7447). Cztery z nich (*US14* ÷ *US17*) mają połączone wejście wygaszania zera, przez co układ pobiera znacznie mniejszą moc, gdy brak sygnału wejściowego. Również zasilanie wskaźników siedmiosegmentowych napięciem przemiennym przez tranzystor *T5* (BC313) zmniejsza pobór prądu z zasilacza. Opisany miernik nie zawiera bloku pamięci (6 × UCY7475), co w praktyce jest niezauważalne, ponieważ 50 odczytów/s dla oka daje obraz jak z licznika z pamięcią. Przebiegi czasowe impulsów w zaznaczonych punktach układu przedstawiono na rysunku 4.71. Zasilacz dostarcza napięcie stabilizowane 5 V/0,8 A. W rozwiązaniu modelowym zastosowano transformator typu TS8/3 po przewinięciu uzwojenia wtórnego. Można zastosować inny transformator o zbliżonych wymiarach i uzwojeniu wtórnym na napięcie 8 V (lub większe) i prąd 1 A. Wskazane jest zamocowanie tranzystora mocy na radiatorze. Zamiast użytego tranzystora KD502 można z powodzeniem zastosować BDP620 lub 2N3055. Cały miernik częstotliwości



Rys. 4.71. Przebiegi czasowe impulsów w zaznaczonych punktach układu

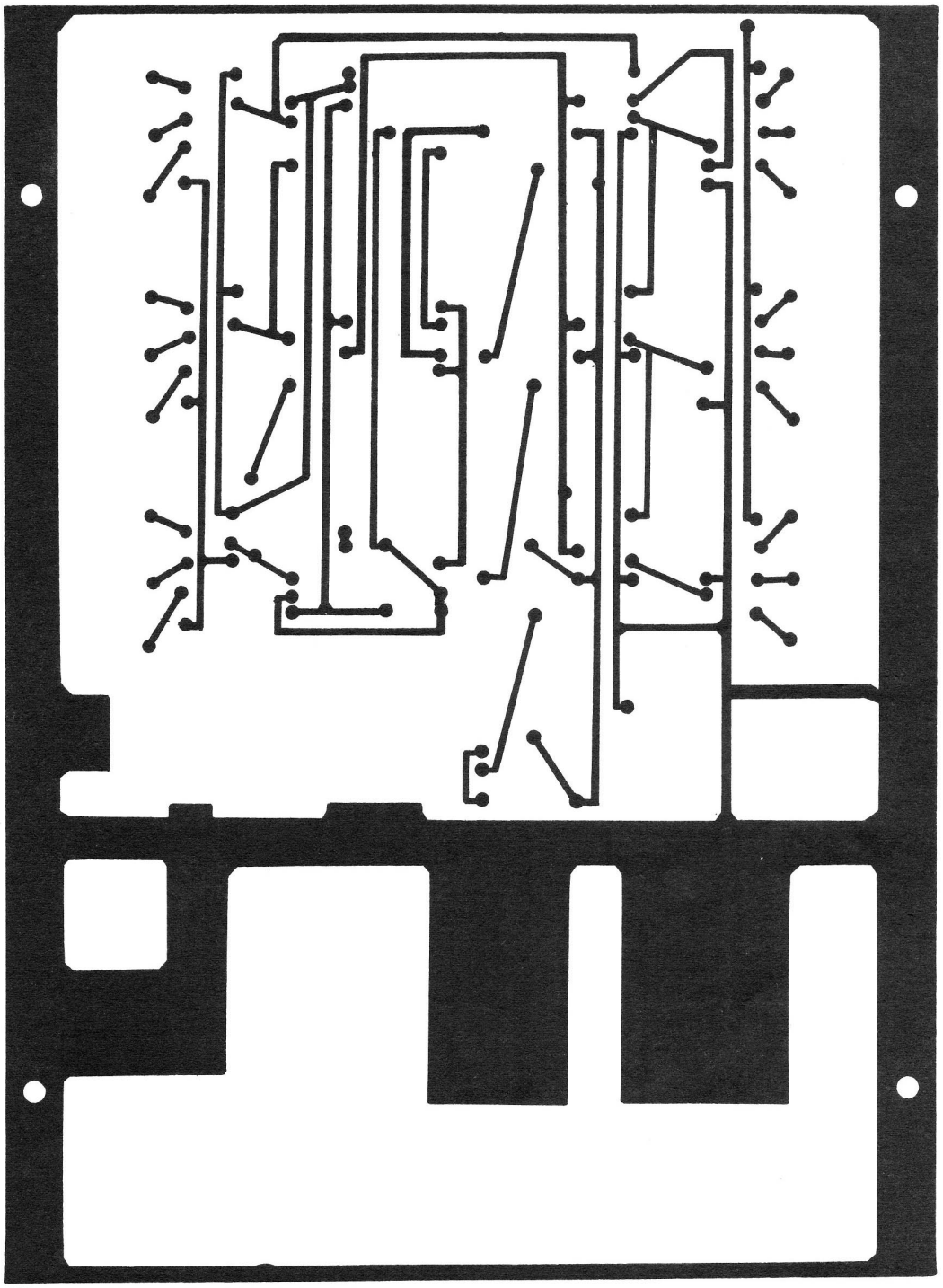
wraz z zasilaczem jest zmontowany na jednej płytce (rysunek 4.72 i 4.73) dwustronnie foliowanej miedzią o grubości 1,5 mm.

Wskaźniki cyfrowe wraz z tranzystorem *T5* zmontowano na oddzielnej płytce jednostronnie foliowanej miedzią (rysunek 4.74). Płytkę przymocowano, za pomocą tulejek dystansowych, równolegle do przedniej ścianki obudowy.

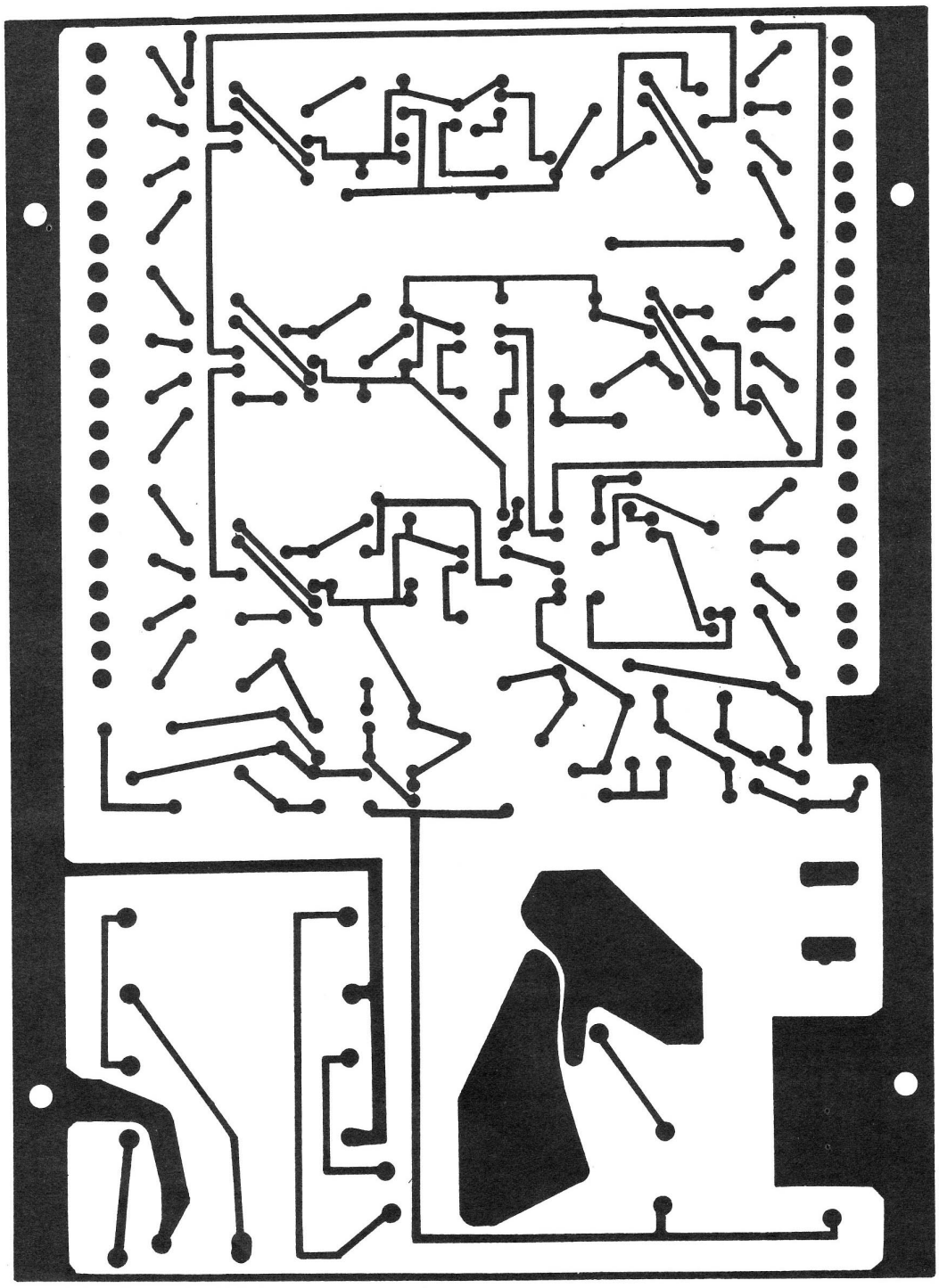
Konstrukcję obudowy przedstawiono na rysunku 4.75. Zmontowana płytka montażowa (rysunek 4.76) została przykręcona czterema wkrętami M3 do mosiężnych prętów o przekroju kwadratowym (bok kwadratu około 7 mm). Końce prętów zostały nawiercone i również nagwintowane M3 w celu przymocowania ścianki przedniej i tylnej obudowy. Do wystających wkrętów, mocujących płytkę montażową, przykręcono dół obudowy. Ścianki obudowy wykonano z blachy aluminiowej o grubości 2 mm, całość zaś zamknięto pokrywą, wygiętą w kształcie spłaszczonej litery U z blachy aluminiowej o grubości 0,5 mm.

Uruchomienie miernika nie sprawia żadnych kłopotów, jeżeli montaż był wykonany bezbłędnie i zastosowano sprawne elementy. W pierwszej kolejności uruchamiamy zasilacz 5 V. Po obciążeniu wyjścia rezystorem drutowym 5 Ω/5 W napięcie powinno być jak najbardziej zbliżone do 5 V. Po upewnieniu się, że zasilacz pracuje prawidłowo, możemy uruchamiać pozostałe bloki. Po około półgodzinnym wygrzaniu należy, korzystając z fabrycznego miernika częstotliwości, ustawić trymer w generatorze kwarcowym tak, by na końcówce 8 *US1* występował sygnał o częstotliwości 1 MHz ± 0,1 Hz. Przykładając do wejścia miernika częstotliwości sygnał w.cz. (np. z generatora), sprawdzamy poprawność wskazań miernika. Należy dodać, że mając do dyspozycji zamiast SN74196 układ 82S90 można uzyskać większy zakres pomiarowy częstotliwości, ponieważ układ 82S90 może zliczać impulsy do 100 MHZ. Mniejszy pobór prądu można osiągnąć po zastosowaniu układów z serii TTL–LS oraz CMOS. W przypadku zastosowania innych wskaźników cyfrowych należy zmienić połączenia na płytce drukowanej oraz tak dobrać rezystory ograniczające prąd, aby nie przekroczyć wartości maksymalnych dla danego typu wskaźników (przeciętnie przypada 20 mA na segment wskaźnika).

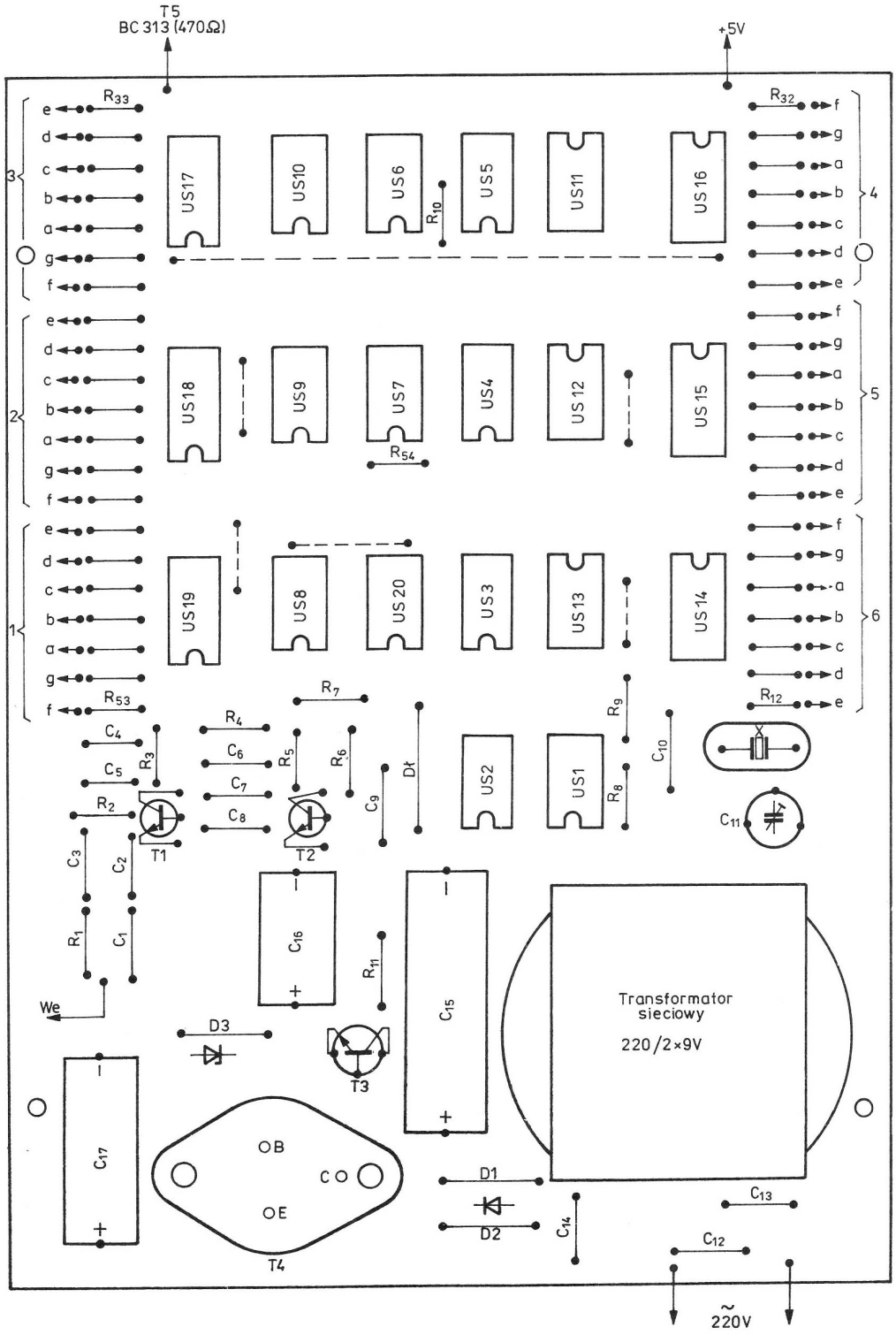
Opisany cyfrowy miernik częstotliwości można zastosować do pomiaru częstotliwości w transceiverach fazowo-homodynowych. W tym celu na tylnej ściance transceivera należy zainstalować gniazdo BNC, które należy połączyć przez separator z wyjściem generatora VFO. Pomiar częstotliwości w transceiverach z pośrednią przemianą częstotliwości może być dokonywany przez dobrze ekranowaną przystawkę mieszającą częstotliwości



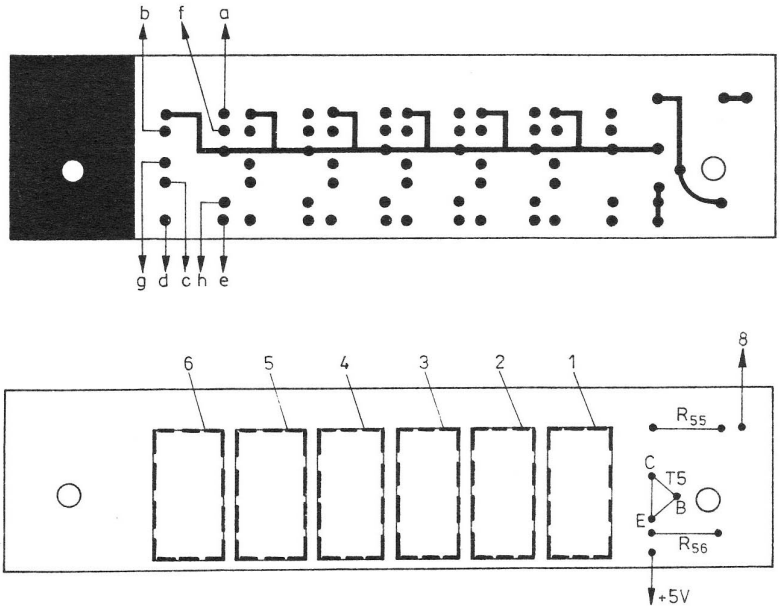
Rys. 4.72. Płytka drukowana – strona I



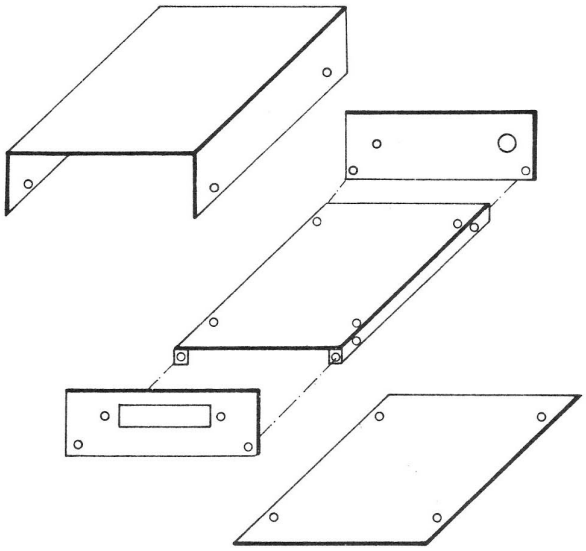
Rys. 4.73. Płytka drukowana strona II



Rys. 4.76. Rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 4.74. Płytka drukowana ze wskaźnikami cyfrowymi i rozmieszczenie elementów



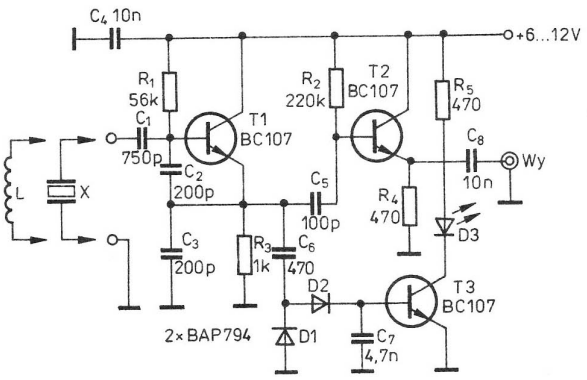
Rys. 4.75. Konstrukcja obudowy miernika

VFO i BFO. Istnieje również sposób polegający na pomiarze tylko częstotliwości VFO i wpisywaniu w kodzie *dcba* wartości częstotliwości pośredniej lub jej dopełnienia dziesiętnego do wejść programujących synchronicznych dziesiętnych liczników rewersyjnych UCY74192 (które należy zastosować zamiast UCY7490). Sposób ten wymaga zastosowania programującej matrycy diodowej, która musi być przełączana jednocześnie z zakresem pracy transceivera.

4.17. Przystawka do pomiaru częstotliwości rezonatorów kwarcowych i indukcyjności cewek

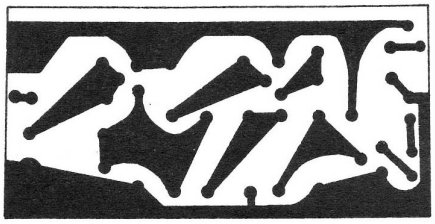
Opisana przystawka połączona z cyfrowym miernikiem częstotliwości (rozdział 4.16) określa częstotliwość rezonatorów kwarcowych 1 ÷ 20 MHz (częstotliwość podstawowa) oraz indukcyjność uzwojeń w zakresie 0,5 μH ÷ 1 mH. Pomiar częstotliwości rezonatorów kwarcowych jest niezbędny np. przy dobieraniu ich do filtru jednowstęgowego. Pomiar indukcyjności uzwojeń jest dokonywany metodą pośrednią przez pomiar częstotliwości i następnie określenie indukcyjności ze wzoru lub nomogramu.

Schemat elektryczny przystawki przedstawiono na rysunku 4.77. Częstotliwość generatora z tranzystorem *T1* jest uzależniona od reaktancji indukcyjnych dołączanych z zewnątrz za pomocą zacisków, wtyków lub podstawek do rezonatorów. Napięcie w.cz. z wyjścia generatora jest doprowadzane do wtórnika emiterowego z tranzystorem *T2* oraz do prostownika z diodami *D1*, *D2* powodując przesunięcie punktu pracy tranzystora *T3* i zaświecenie diody *D3*. Sygnalizacja optyczna jest wygodna, gdyż od razu umożliwia ocenę sprawności rezonatora kwarcowego lub dobroci obwodu rezonansowego (w przypadku pomiaru indykcyjności uzwojeń). Do wyjścia wtórnika dołącza się ekranowanym przewodem miernik częstotliwości (0,5 ÷ 20 MHz). Napięcie zasilające przystawkę może zawierać się w granicach 6 ÷ 12 V. Przystawkę zmontowano na płytce drukowanej wg

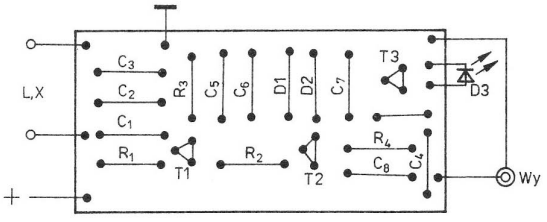


Rys. 4.77. Schemat ideowy przystawki

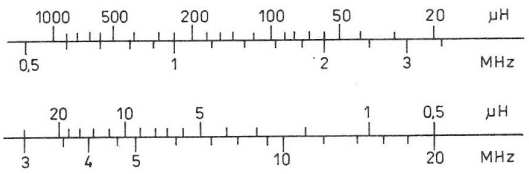
rysunku 4.78, a rozmieszczenie jej elementów pokazano na rysunku 4.79. Wartość kondensatora C_1 należy dobrać tak, aby po dołączeniu do zacisków przystawki cewki o znanej indukcyjności z przedziału 0,5 μH ÷ 1 mH uzyskać na wyjściu odpowiednią wartość częstotliwości podaną w nomogramie (rysunek 4.80). Na przykład dla cewki o indukcyjności 2,5 μH miernik częstotliwości powinien wskazywać wartość zbliżoną do 10 MHz.



Rys. 4.78. Płytka drukowana przystawki



Rys. 4.79. Rozmieszczenie elementów



Rys. 4.80. Nomogram do wyznaczania indukcyjności na podstawie zmierzonej częstotliwości

Wykorzystując przystawkę do pomiarów indukcyjności mniejszej od 0,5 μH, należy zmniejszyć pojemności C_1, C_2, C_3, a dla wartości większych od 1 mH – zwiększyć. Konieczne są wtedy nowe nomogramy. Przy poprawnej pracy generatora powinna świecić dioda *D3*. Przystawkę najlepiej wyposażyć w podstawki różnych rezonatorów tak, aby zmniejszyć do minimum długość połączeń z układem.

Znacznie dokładniejszy sposób wyznaczania indukcyjności przedstawia poniższy opis:

- do zacisków przystawki podłączyć cewkę o nieznanej indukcyjności i zmierzyć częstotliwość wyjściową f_1 [MHz],
- równolegle do uzwojeń cewki podłączyć kondensator o znanej pojemności, np. $C = 100$ pF, i zmierzyć częstotliwość wyjściową f_2,
- wyznaczyć pojemność wejściową przystawki ze wzoru:

$$C_w = \frac{C}{\left(\frac{f_1^2}{f_2}\right)^2 - 1} \text{[pF]}$$

- obliczyć indukcyjność dołączonej cewki ze wzoru:

$$L = \frac{25330}{f_1^2 C_w} \text{[μH, MHz, pF]}$$

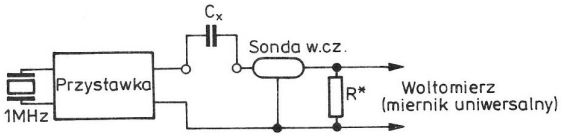
Przy szeregowym połączeniu cewki i kondensatora wzór na pojemność wejściową ma postać:

$$C_w = \left(\frac{f_2^2}{f_1^2} - 1\right) C$$

Dokładność wyznaczenia indukcyjności zależy od tolerancji pojemności kondensatora C oraz dokładności pomiaru.

4.18. Miernik pojemności

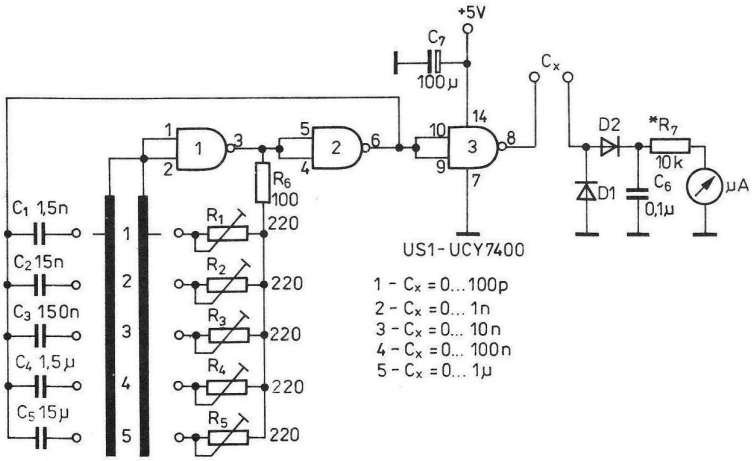
W praktyce amatorskich prac konstrukcyjnych często trzeba mierzyć pojemności kondensatorów. Dokładny pomiar jest szczególnie potrzebny przy dobieraniu kondensatorów do drabinkowego filtru kwarcowego. Jeden ze sposobów umożliwiających wykonanie prostegu układu do pomiaru pojemności przedstawiono na rysunku 4.81. Zastosowano w nim dwa już opisane przyrządy: przystawkę do



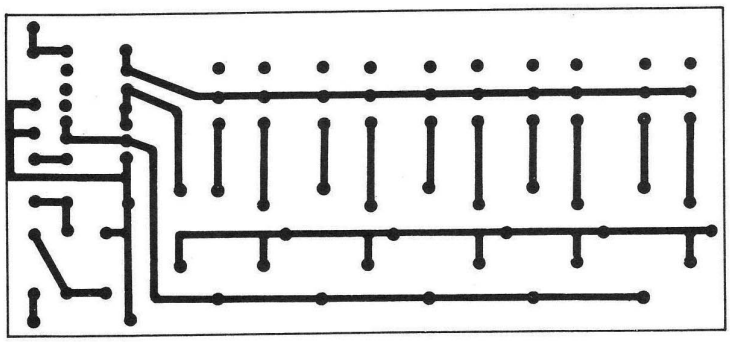
Rys. 4.81. Układ do określania pojemności kondensatorów

badania rezonatorów (rozdział 4.17) i sondę w.cz. (rozdział 4.3) oraz miernik uniwersalny. Zalecane jest, aby do przystawki zamontować rezonator kwarcowy o możliwie małej częstotliwości, np. 1 MHz. Sygnał z przystawki przechodzi przez mierzony kondensator C_X do sondy w.cz., która spełnia rolę integratora, a dalej już napięcie stałe jest podane do przyrządu wychyłowego (woltomierz). Wychylenie wskazówki przyrządu jest proporcjonalne do reaktancji kondensatora. Dodatkowym rezystorem R ustala się pełne wychylenie wskazówki przyrządu np. dla pojemności 100 pF. Mając kilka znanych wartości kondensatorów można wyskalować skalę przyrządu w pF.

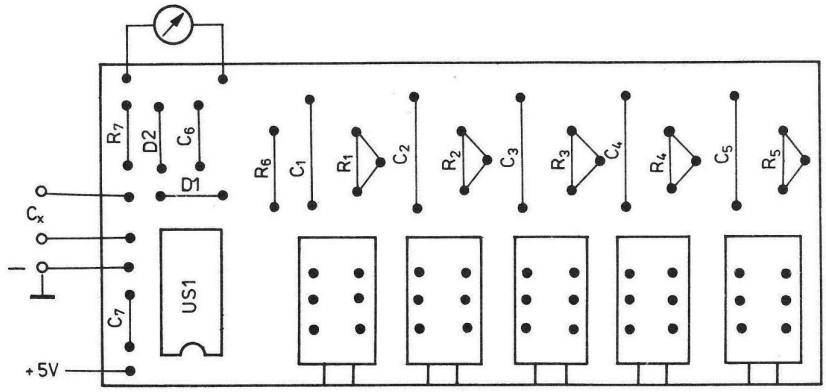
Na podobnej zasadzie działa miernik pojemności przedstawiony na rysunku 4.82. Częstotliwość multiwibratora, zbudowanego na bramkach *1*, *2* (UCY7400), jest zmieniana w zależności od zakresu pomiarowego. Przełącznik zakresów typu Isostat przełącza kondensatory $C_1 \div C_5$ w pętli sprzężenia zwrotnego oraz potencjometry $R_1 \div R_5$ włączone w obwód linearyzacji bramki *1*, służące do kalibracji zakresu pomiarowego. Impulsy przechodzące przez mierzony kondensator C_X są zamieniane w integratorze na wartość prądu stałego, którą wskazuje mikroamperomierz. Układ elektryczny przyrządu zmontowano na płytce drukowanej zamieszczonej na rysunku 4.83. Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rysunku 4.84. Układ po zmontowaniu powinien być wyskalowany i skalibrowany. W tym celu ustawiamy wartość rezystora R_7 w zależności od



Rys. 4.82. Schemat ideowy miernika pojemności



Rys. 4.83. Płytka drukowana miernika pojemności

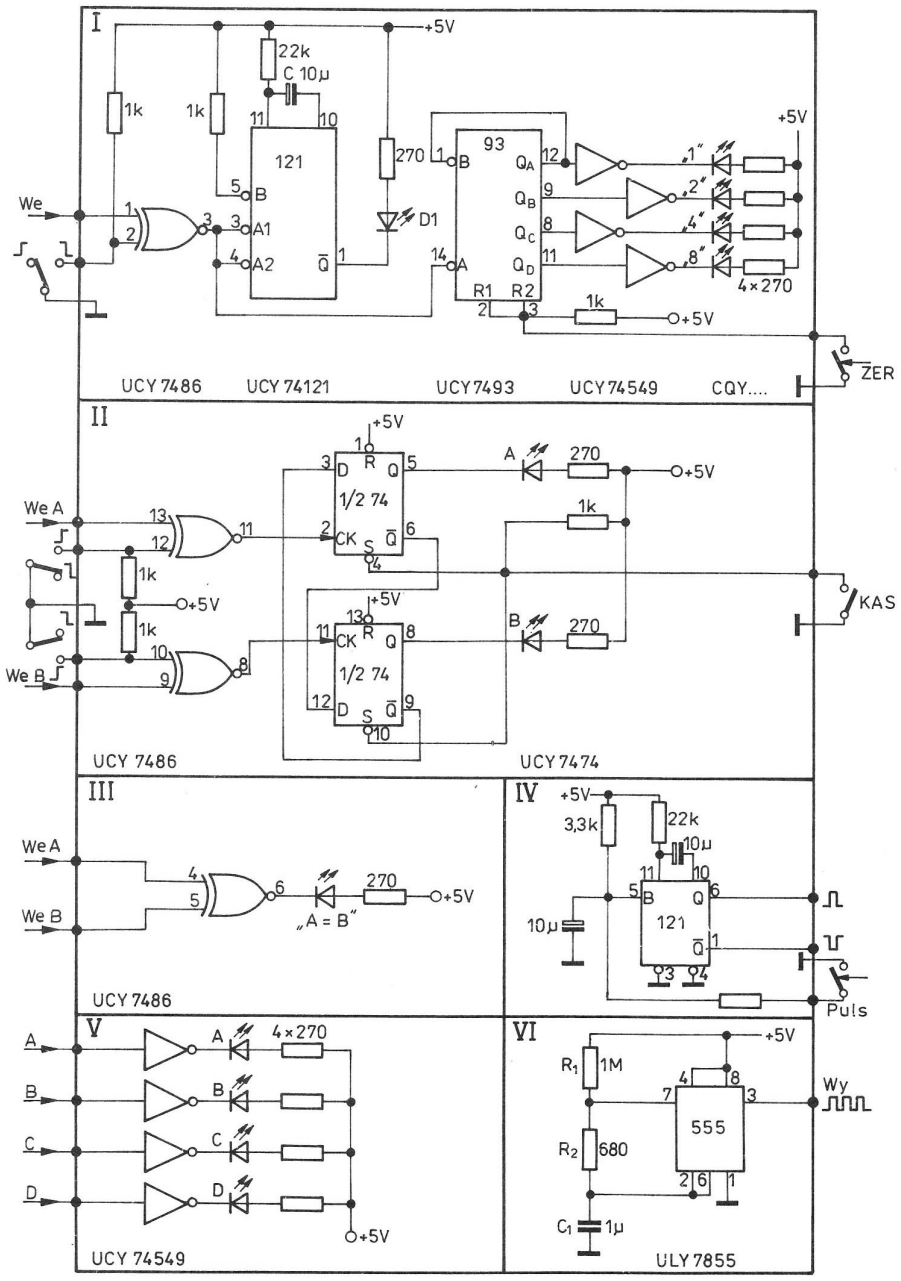


Rys. 4.84. Rozmieszczenie elementów

czułości ustroju pomiarowego. Do kalibracji należy przygotować kondensatory o wartościach 100 pF, 1 nF, 10 nF, 100 nF, 1 μF o jak największej dokładności. Kalibrację wykonuje się po podłączeniu do zacisków C_X kondensatorów o ww. wartościach i ustawieniu potencjometrów $R_1 \div R_5$ na maksimum wychylenia wskazówki. Skalę wystarczy nanieść tylko na jednym podzakresie, ze względu na liniowy charakter będzie ona słuszna również na poszczególnych podzakresach. Do skalowania są potrzebne kondensatory wzorcowe o co najmniej 10 wartościach.

4.19. Tester układów scalonych (wg SP4INV)

Tester układów scalonych (rysunek 4.85), podobnie jak próbnik stanów logicznych (rozdział 4.12), może być bardzo pomocny przy wszelkich naprawach i uruchamianiu urządzeń z cyfrowymi układami scalonymi. Dzięki jego zastosowaniu można w wielu przypadkach stwierdzić jednoznacznie uszkodzenie układu cyfrowego. W schemacie testera można wyodrębnić sześć układów.
Układ I przedstawia pułapkę w połączeniu z licz-



Rys. 4.85. Schemat ideowy testera układów scalonych (wg SP4INV)

nikiem impulsów. Sygnały badane są podawane do bramki EXOR $\left(\frac{1}{4}\right.$ UCY7486$\left.\right)$. Przełącznik na drugim wejściu bramki umożliwia zmianę badanego zbocza (po zwarciu do masy wejście jest wrażliwe na zbocze opadające, a po rozwarciu — na narastające). Zarówno monowibrator UCY74121, jak i licznik impulsów UCY7493 reagują na zbocza impulsów. Zaświecenie diody *D1* syganalizuje pojawienie się impulsu o długości większej od 20 ns o zboczu ustawionym przełącznikiem. Długość świecenia można zmieniać przez zmianę kondensatora *C*. Diody świecące na wyjściach Q_A, Q_B, Q_C, Q_D sygnalizują stan licznika $0 \div 15$. W dowolnym momencie licznik można wyzerować przyciskiem „ZER".

Układ II jest próbnikiem pierwszeństwa zbocza lub impulsu. Na wejściu znajdują się układy do ustawienia zboczy, zrealizowane na następnych bramkach EXOR układu UCY7486. Impulsy wyjściowe są podawane na wejście zegarowe przerzutników D układu UCY7474. Po naciśnięciu przycisku „KAS" na wyjściach Q obu przerzutników wystąpi stan wysoki (diody nie świecą). Pierwsze przychodzące zbocze sygnału ustawia jeden z przerzutników ($Q = 0$) zapalając diodę świecącą, a równocześnie blokując przerzutnik przeciwny tak, aby nie zmienił on stanu. W takim położeniu układ nie reaguje na dalsze impulsy wejściowe aż do momentu kasowania.

W układzie III wykorzystano ostatnią bramkę EXOR do kontroli zgodności stanów (komparator jednakowych stanów). Gdy na obu wejściach pojawią się takie same stany ($A = 0$ i $B = 0$ lub $A = 1$ i $B = 1$), wtedy dioda będzie świecić.

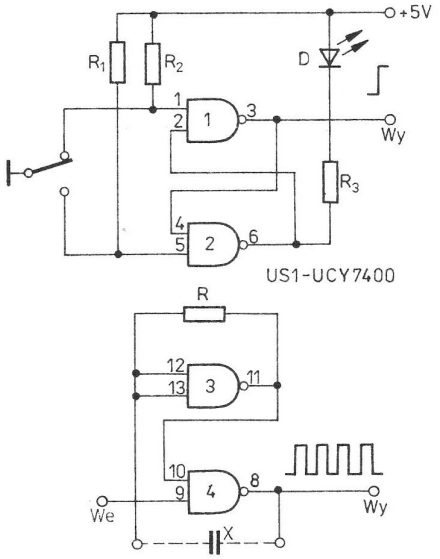
Układ IV to tak zwany pulser — generator pojedynczego impulsu. Jest on bardo przydatny, ponieważ stosowanie zwykłych styków prowadzi do generacji serii impulsów, które przy sprawdzaniu układów (np. liczników) mogą dawać błędne wyniki. Przy rozwarciu przycisku („PULS") napięcie na wejściu wolno narasta, a po osiągnięciu wartości około 1,1 V przełącza się bramka Schmitta i monowibrator UCY74121 generuje pojedynczy impuls o czasie trwania zależnym od stałej czasowej *RC*. Monowibrator nie reaguje na opadające zbocze na wejściu 5.

Układ V jest wskaźnikiem stanów logicznych, w którym wykorzystano pozostałe inwertery z układu UCY74549. Po pojawieniu się jedynek logicznych na wejściach diody świecą sygnalizując stany wysokie (na przykład na wyjściach liczników Q_A, Q_B, Q_C, Q_D).

Układ VI jest multiwibratorem (ULY7855) wytwarzającym falę prostokątną potrzebną do sprawdzania liczników, przerzutników. Częstotliwość drgań oraz współczynnik wypełnienia zależą od elementów R_1, R_2, C_1. Korzystniejsze jest zastosowanie zamiast rezystora R_1 potencjometru z rezystorem ograniczającym np. 100 kΩ do regulacji częstotliwości.

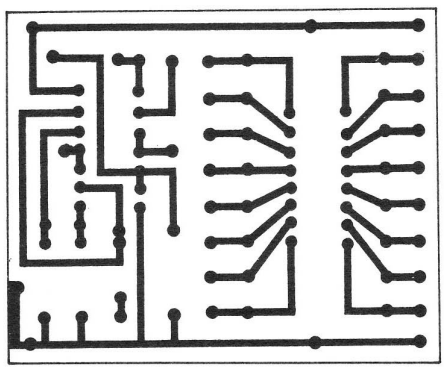
Przedstawiony układ testera można zmontować w postaci jednego bloku na jednej płytce drukowanej i zamknąć w obudowę zaopatrzoną w gniazda, przełączniki, przyciski i diody świecące lub można według potrzeb, wykorzystać tylko interesujący fragment układu.

Bardzo uproszczony tester układów scalonych przedstawiono na rysunku 4.86 (R_1, R_3 wynosi



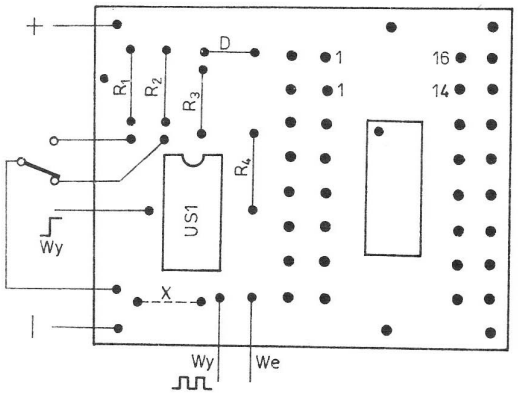
Rys. 4.86. Schemat ideowy uproszczonego testera układów scalonych

2,2 kΩ, R_3, R 220 Ω. Służy on do szybkiego sprawdzania działania każdego układu scalonego o 14 lub 16 wyprowadzeniach. Na małej płytce drukowanej (rysunek 4.87) umieszczono podstawkę o 16 wyprowadzeniach. Każda z nóżek podstawki jest podłączona do dwóch kołków lutowniczych tak, by można było wykonać dowolne połączenie za pomocą lutownicy i kilkunastu cienkich przewodów izolowanych.



Rys. 4.87. Płytka drukowana uproszczonego testera

Za pomocą bramek *1*, *2* układu UCY7400 zrealizowano przerzutnik RS, dający sygnał podobny do tego, jaki uzyskano w układzie IV poprzedniego testera (eliminacje drgań ze styków). Dioda świecąca podłączona do jednego z wyjść przerzutnika sygnalizuje wysoki poziom logiczny wyjścia ($Q = 1$). Druga para bramek (*3*, *4*) układu UCY7400 tworzy generator. Wstawienie jednego z elementów *RCL* spowoduje zamknięcie pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego i wytworzenie oscylacji w postaci fali prostokątnej. Podłączenie rezonatora kwarcowego daje drgania o bardzo dużej stabilności, zależnej od częstotliwości zastosowanego rezonatora. Elementy *RL* powinny być włączone szeregowo z kondensatorem *C*. Ze względu na charakter pracy tego prostego testera nie zaleca się wykonywania obudowy. Zamiast kołeczków lutowniczych można wlutować bolce z rozebranej wtyczki wielostykowego złącza.

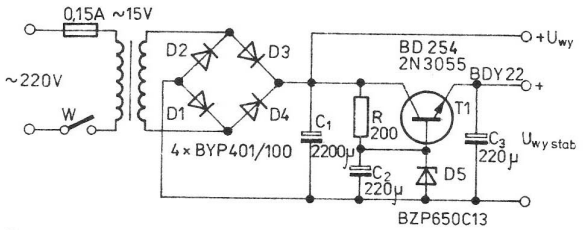


Rys. 4.88. Rozmieszczenie elementów

4.20. Zasilacze sieciowe

Stabilizowane zasilacze sieciowe są niezbędne już od samego początku wszelkiej działalności konstruktorskiej. Umożliwiają one nie tylko zasilanie, opisanych wcześniej, urządzeń pomiarowych i pomocniczych, ale służą również do zasilania układów odbiorczych i nadawczo-odbiorczych. Dlatego też budowany zasilacz powinien być uniwersalny, choć niekoniecznie o regulowanym napięciu wyjściowym. Z reguły na początek wystarczy zasilacz o napięciu 12 V i prądzie obciążenia 0,5 ÷ 1 A. W literaturze spotyka się wiele dobrych układów, m.in., pracujące na UL7523 lub jego zagranicznych odpowiednikach. Każdy zasilacz o napięciu 5, 12, 24 V i odpowiednim prądzie obciążenia będzie przydatny do naszych celów. Korzystne jest posiadanie zasilacza o nieco większym prądzie obciążenia, ponieważ w miarę rozbudowy sprzętu krótkofalarskiego często dąży się do podniesienia mocy wyjściowej nadajnika, a to zawsze odbywa się kosztem zwiększonego poboru prądu.

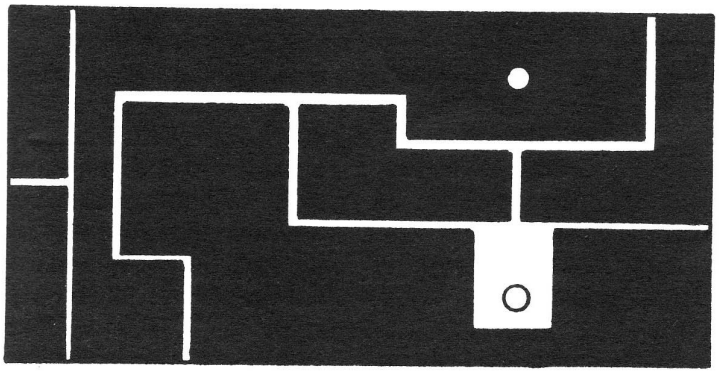
Na rysunku 4.89 przedstawiono jeden z podstawo-



Rys. 4.89. Schemat ideowy podstawowego układu zasilacza stabilizowanego ($U_{WYSTAB} = 12$ V)

wych układów zasilacza stabilizowanego, który w zależności od zastosowanych elementów może spełniać powyższe wymagania. Napięcie U_{WY} niestabilizowane można wykorzystać do zasilania miniaturowej wiertarki, przekaźników, stopnia końcowego mocy. Do płytki drukowanej (rysunek 4.90) mogą być stosowane elementy o różnych wielkościach (może być konieczne skorygowanie otworów montażowych).

Najważniejszym elementem zasilacza jest transformator sieciowy. Można potrzebny transformator wykonać własnoręcznie (przez przewinięcie starego, np. z radioodbiornika). Wygodny jest taki transformator, którego rdzeń można łatwo rozbierać oraz, który ma już uzwojenie sieciowe 220 V. Uzwojenie wtórne należy nawiąć samemu.



Rys. 4.90. Płytka montażowa układu zasilacza stabilizowanego

Przy przeliczaniu liczby zwojów jest konieczna znajomość liczby zwojów (n) przypadająca na 1 V. Istnieje kilka sposobów wyznaczania tej wielkości. Najłatwiej ją obliczyć na podstawie równania:

$$n = \frac{\text{liczba zwojów starego uzwojenia wtórnego}}{\text{wartość napięcia na uzwojeniu wtórnym}}$$

Potrzebną liczbę zwojów nowego uzwojenia wtórnego wyliczamy ze wzoru:

$$z = n(U_{WYSTAB} + 2 \div 4 \text{ V})$$

Średnica drutu zależy od wartości prądu, jaki chcemy pobierać z zasilacza. Można ją wyznaczyć z przybliżonego wzoru:

$d = 0{,}8\sqrt{I}$ przy czym d [mm], I[A]

Jest oczywiste, że do przeliczeń powyższych nie można przyjmować większych wartości prądu niż wynika to z zależności:

$$I \leqslant \frac{s^2}{U_{WY}}$$

gdzie: I – maksymalna wartość prądu wtórnego [A],
U_{WY} – napięcie wyjściowe uzwojenia wtórnego [V],
s – przekrój rdzenia środkowej kolumny [cm^2].

Znając przekrój rdzenia transformatora można obliczyć potrzebną liczbę zwojów na 1 V ze wzoru:

$$n = \frac{45}{s}$$

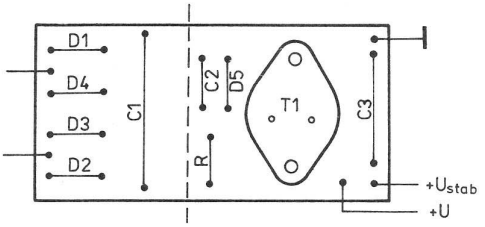
Wzór ten może być również wykorzystany do obliczania liczby zwojów uzwojenia pierwotnego. W handlu można spotkać wiele typów transformatorów produkowanych przez zakłady ZATRA, które z powodzeniem można wykorzystać do budowy naszego zasilacza (tablica 4.1).

Do zasilania konstrukcji opisywanych w tej książce często są potrzebne dwa napięcia stabilizowane jednocześnie, np. 5 V do zasilania układów TTL (klucz elektroniczny, skala cyfrowa, stabilizacja częstotliwości PLL – FLL) oraz 12 V do zasilania transceivera. W takim przypadku można połączyć dwa układy zasilacza szeregowo. Linią kreskowaną na rysunku 4.91 zaznaczono część układu, którą należy odciąć. Takie rozwiązanie jest proste, ale powoduje niepotrzebną stratę energii zasilającej (wydzielanej w postaci ciepła na tranzystorze). Lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie transformatora z odczepem pośrodku uzwojenia wtórnego i wykonanie układu przedstawionego na rysunku 4.92. Można zastosować transformator TS – 20/1 (TS – 20/3) dający 2×9 V/1 A. Taki układ daje dwa napięcia, wykorzystując jeden układ prostowniczy $D1 \div D4$. Dla mniejszego napięcia (5 V) pracują diody $D1$ i $D2$, tworząc z obiema częściami uzwojenia wtórnego transformatora prostownik pełnookresowy. Dla napięcia większego (12 V) pracują wszystkie diody w układzie mostkowym. Kondensatory C_1 i C_2 można włączyć identycznie jak C_3 i C_4. Rozwiązanie przedstawione na rysunku 4.92 było podyktowane tym, że dysponowano kondensatorami na napięcie 16 V. Kondensator C_1 przyłączony do masy powinien mieć napięcie znamionowe minimum 25 V (40 V). Do stabilizacji napięć wykorzystano krajowe monolityczne stabilizatory UL7505L na napięcie 5 V i UL7512L na napięcie 12 V. Mają one moc znamionową po 2,5 W (bez radiatorów), dlatego nadają się w zasadzie do zasilania urządzeń małej mocy, np. skali cyfrowej i minitransceivera BARTEK (opisanych w dalszych częściach książki).

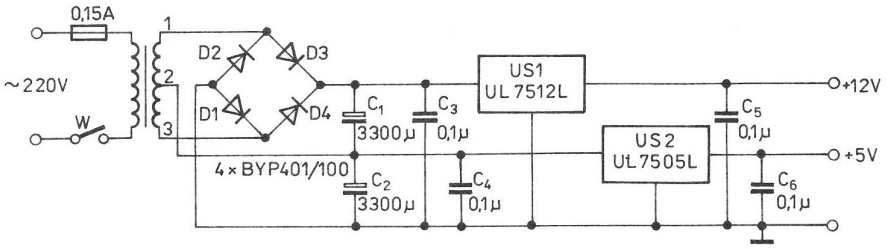
Układ zmontowano na małej płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.93. Rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 4.94. Projektując układ do większej mocy traconej na stabilizatorach, należy przykręcić je do blachy aluminiowej o minimalnych wymiarach równych wymiarom płytki drukowanej (100 × 50 mm), a wszystkie po-

Tablica 4.1 Zastosowanie wybranych transformatorów (ZATRA)

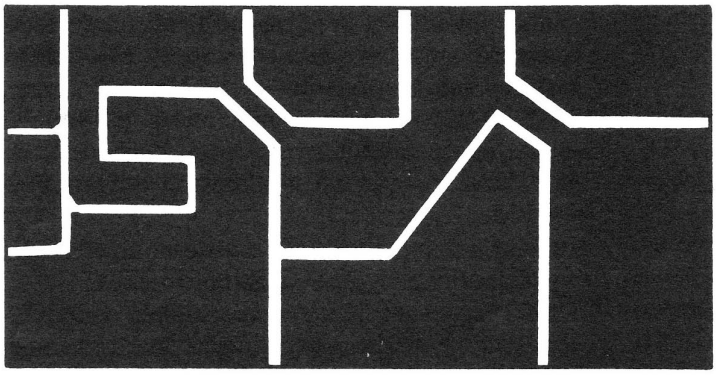
Napięcie wyjściowe stabilizowane [V]	Prąd obciążenie [A]	Transformator
5	0,3	TS4/7
	0,4	TS5/9
	0,7	TS6/4
	0,7	TS6/12
	0,7	TS6/30
	0,7	TS10/13
	1	TS12/9
	1	TS12/12
12	0,3	TS5/5
	0,5	TS15/7
	0,5	TS15/16
	1,2	TS18/1
	1,3	TS18/6
	1,3	TS18/6
	1,2	TS20/16
	1	TS25/1



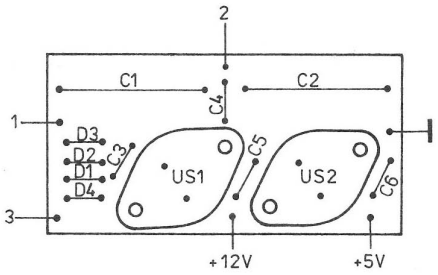
Rys. 4.91. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej z rysunku 4.90



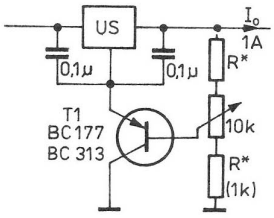
Rys. 4.92. Schemat ideowy zasilacza o dwóch napięciach stabilizowanych



Rys. 4.93. Płytka drukowana zasilacza

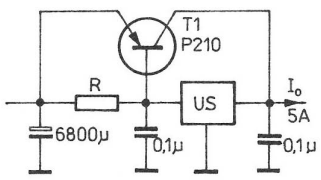


Rys. 4.94. Rozmieszczenie elementów

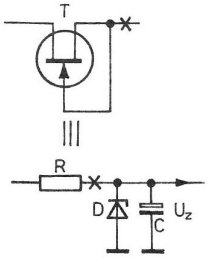


Rys. 4.96. Schemat ideowy układu umożliwiającego regulację napięcia wyjściowego

zostałe elementy, diody i kondensatory należy przylutować na płytce od strony druku.
W identycznym układzie połączeń, lecz z innymi stabilizatorami i transformatorem, np. TS15/4 (2 × 15,7 V/0,5 A), można uzyskać dwa napięcia stabilizowane 12 i 24 V. Potrzebne będą również stabilizatory scalone UL7512L i MAA7524 oraz kondensatory na większe napięcie znamionowe. Przedstawiony układ można również modernizować (rysunki 4.95 i 4.96). Na pierwszym z rysunków przedstawiono możliwość zwiększenia prądu obciążenia do 5 A przez zastosowanie dodatkowego tranzystora *p-n-p* typu P210A (ZSRR), zainstalowanego na osobnym radiatorze, diod BYP680–100 oraz transformatora TS–90/2 (2 × 10,5 V/4,5 A). Na drugim z rysunków pokazano możliwość regulacji napięcia wyjściowego przez dobudowanie dodatkowego tranzystora *p-n-p* małej mocy z serii BC177 i potencjometru 10 kΩ do regulacji napięcia w górę (od wartości znamionowej stabilizatora do wartości bliskiej napięciu wejściowemu). Powoduje to jednak pogorszenie stabilizacji napięcia wyjściowego. Obydwa przedstawione sposoby wymagają przecięcia ścieżek na płytce drukowanej i dolutowania w/w elementów. Do zasilania urządzeń takich, jak VFO, LMO o niewielkim prądzie obciążenia (10 ÷ 20 mA) należy użyć dodatkowego stabilizatora napięcia, np. w postaci najprostszej (rysunek 4.97). Rezystor



Rys. 4.95. Schemat ideowy układu umożliwiającego zwiększenie prądu obciążenia



Rys. 4.97. Schemat ideowy dodatkowego zasilacza VFO

R powienien być tak dobrany, aby górna granica napięcia zasilania wyznaczona maksymalną wartością natężenia prądu nie spowodowała zniszczenia diody Zenera ($I_Z = P/U_Z$). Minimalne napięcie zasilania musi być większe o $2 \div 4$ V od napięcia diody Zenera (U_Z). Punkt pracy stabilizatora powinien mieścić się pośrodku charakterystyki napięciowo-prądowej diody Zenera (między górną i dolną granicą wartości pradu stabilizacji). Wartość rezystora można wyznaczyć ze wzoru:

$$R = \frac{2(U_{WE} - U_Z)U_Z}{P} [\Omega,\ \mathrm{V},\ \mathrm{W}]$$

gdzie: P – maksymalna wartość strat mocy diody Zenera: BZP611/630 (0,25 W), BZP683(0,4 W), BZP620/650 (1 W),
U_{WE} – maksymalne napięcie wejściowe,
U_Z – napięcie diody Zenera, np. 5,6 V, 8,2 V ...

Kondensator C wpływa bardzo korzystnie na likwidację szumu i tętnień. Jego wartość może zawierać się w granicach $10 \div 100$ µF.

Wyżej podany wzór do obliczania wartości rezystancji zasilania diody Zenera może być stosowany również do układu z rysunku 4.89 przy obliczeniach dla innych wartości, pod warunkiem, że przyjęto niezbyt duży prąd obciążenia oraz zastosowano tranzystor o dużym współczynniku wzmocnienia β. Dla prądu obciążenia o wartościach powyżej 1 A należy uwzględniać prąd bazy

$$I_B = \frac{I_0}{\beta}$$

Przy zbyt dużych wahaniach napięcia zasilania (dolna granica napięcia porównywalna z napięciem diody Zenera), szczególnie przy zasilaniu bateryjnym lub akumulatorowym, zamiast rezystora R ostatnio bardzo często spotyka się zasilanie przez tranzystor polowy FET. Tworzy on źródło prądowe, zapewniając większą stabilizację napięcia wyjściowego.

4.21. Generator FM

Generator sygnałowy z modulacją częstotliwości jest potrzebny do uruchomienia (strojenia, sprawdzenia) toru odbiornika czy radiotelefonu FM/2 m, a także może być wykorzystany między innymi do strojenia torów radioodbiorników UKF.

Przedstawiony generator to w zasadzie prosty próbnik, który może być przystosowany — w zależności od potrzeb — do pracy w szerokim zakresie częstotliwości. Schemat ideowy urządzenia przedstawiono na rysunku 4.98. Układ składa się z trzech generatorów: dwóch w.cz., pracujących od częstotliwości pośredniej 465 kHz czy 10,7 MHz aż do UKF ($60 \div 170$ MHz) oraz generatora małej częstotliwości. Generator m.cz. stanowi źródło sygnału modulującego i może być wykorzystany do sprawdzania torów m.cz.

Pierwszy generator w.cz., pracujący z modulacją częstotliwości, wykonany jest na bramkach *3* i *4* układu scalonego *US1* — UCY7400 połączonych w układ multiwibratora. Częstotliwość drgań zależy od wypadkowej pojemności zamykającej pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego. Przy minimalnej pojemności kondensatora zmiennego częstotliwość wyjściowa dochodzi do 20 MHz. Przy zastosowaniu układu „szybszego" (np. UCY74H00) i zapewnieniu małej pojemności montażowej, częstotliwość może dochodzić do 30 MHz i może służyć do kontroli odbiorników CB-FM.

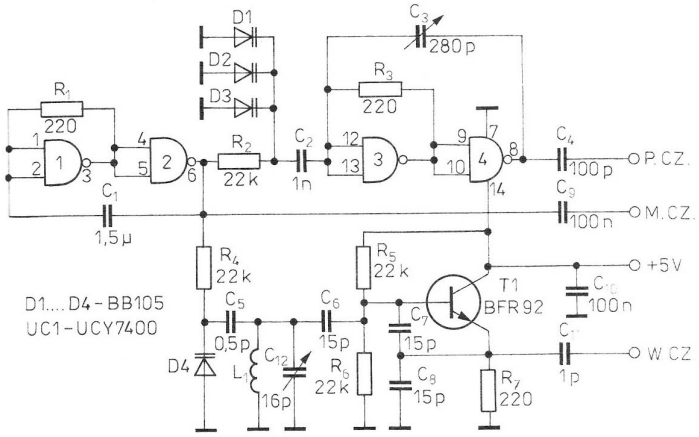
Bramki *1* i *2* pracują w układzie multiwibratora wytwarzającego sygnał o częstotliwości ok. 1 kHz. Dzięki zastosowaniu na wejściu bramki *3* modulatora FM składającego się z połączonych równolegle trzech diod pojemnościowych $D1 \div D3$ ($3 \times$ BB105), na wyjściu bramki *4* otrzymujemy sygnał w.cz. z modulacją częstotliwości.

Drugi generator w.cz. UKF pracuje w układzie Seilera na tranzystorze *T1* (BFR92). Częstotliwość drgań zależy od liczby zwojów cewki L_1 oraz wartości pojemności kondensatora C zamontowanego równolegle do C_{12} i pokrywa nie tylko z zapasem całe pasmo amatorskie 2 m ($120 \div 170$ MHz), ale po dołączeniu dodatkowego kondensatora C może być obniżona w zależności od potrzeb. Chcąc zmniejszyć zakres przestrajania do np. $144 \div 146$ MHz, kondensator C_{12} powinien mieć pojemność rzędu 1 pF (z równolegle dołączonym, dobranym kondensatorem stałym). Również i w tym układzie zastosowano bezpośrednią modulację częstotliwości z wykorzystaniem generatora m.cz. 1 kHz.

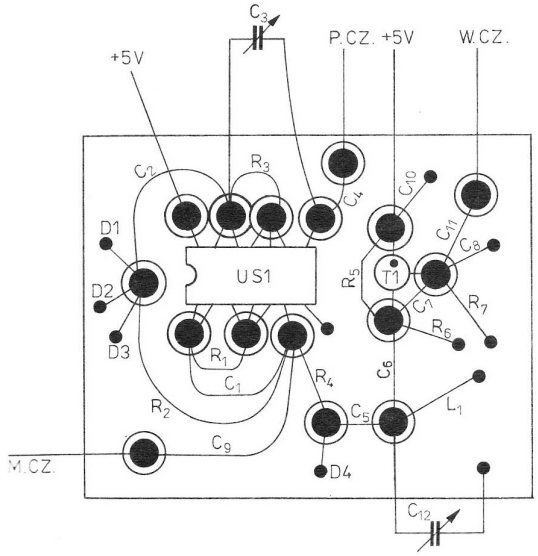
Zasadniczym elementem modulatora FM jest pojedyncza dioda pojemnościowa *D1* (BB105). Zasada pracy jest więc identyczna, jak w poprzednim generatorze. Największą pojemność dioda osiąga w momencie pojawienia się zera logicznego, najmniejszą zaś przy jedynce logicznej. Powoduje to zmianę częstotliwości od najmniejszej do największej średnio o około 5 kHz (ΔF = 5 kHz — dewiacja). Wartość dewiacji zależy od zastosowanej diody pojemnościowej oraz pojemności szeregowej.

Zasadniczą część układu zmontowano na płytce drukowanej według rysunku 4.99.

Przed montażem należy sprecyzować swoje wymagania odnośnie potrzebnej liczby zakresów częstotliwości i zastosować przełączniki o odpowiedniej liczbie styków (nie przewidziano miejsca na



Rys. 4.98. Schemat ideowy generatora FM



Rys. 4.99. Płytka montażowa generatora FM

płytce). W przypadku generatora p.cz. przy zastosowaniu kondensatora zmiennego o maksymalnej pojemności 280 pF, szerokość zmian częstotliwości wynosi 7 ÷ 20 MHz, a więc umożliwia uzyskanie 10,7 MHz. Po włączeniu równolegle kondensatora 1,6 nF otrzymamy drugą częstotliwość p.cz. 465 kHz (+/– 40 kHz). Należy pamiętać, że im większa wartość kondensatora, tym mniejszy zakres zmian częstotliwości.

W przypadku generatora w.cz. cewka L_1 może zawierać 5 zwojów drutu CuAg 1 nawiniętych na średnicy 6 mm. Przy podłączeniu równolegle do kondensatora zmiennego C_{12} (o maksymalnej pojemności 16 pF) dodatkowego trymera o pojemności 30 pF, można uzyskać zakres pracy 60 ÷ 80 MHz.

Aby uzyskać dwa zakresy radiofoniczne FM (CCIR, OIRT) należy zastosować potrójny przełącznik, np. typu ISOSTAT i trymery tak ustawić, aby na wyjściu uzyskać dodatkowo jeszcze zakres 80 ÷ 120MHz. Druga część przełącznika powinna służyć do zwiększania pojemności szeregowej C_5 z diodą pojemnościową w celu powiększenia dewiacji do około 50 kHz.

Cały układ elektryczny powinien być zamknięty w metalowej obudowie wyposażonej w gniazda wyjściowe (np. typu BNC) oraz zasilające. Napięcie zasilania powinno wynosić 5 V, choć z dobrym skutkiem można użyć świeżej baterii 4,5 V. Pokrętła kondensatorów powinny mieć naniesione skale częstotliwości. Do skalowania można wykorzystać odbiornik radiowy lub — lepiej — częstościomierz cyfrowy.

Opisany układ po zastosowaniu wymiennej nieekranowanej cewki oraz układu pomiarowego składającego się z prostownika w.cz. i wskaźnika w postaci mikroamperomierza (np. identycznego jak według rysunku 4.20) umożliwi uzyskanie falomierza — generatora (TDO — FM). W tym przypadku uzyskamy w zakresie UKF identyczne możliwości pomiarowe, jak podano w rozdz. 4.5.

4.22. Dzielniki częstotliwości przez 10

Cyfrowy miernik częstotliwości opisany w rozdziale 4.16, podobnie jak większość fabrycznych mierników starszej generacji, ma maksymalną częstotliwość pracy około 50 MHz. W urządzeniach UKF spotykamy się z koniecznością dokonywania pomiarów częstotliwości ponad 200 czy 500 MHz. Chodzi tu głównie o skontrolowanie pracy generatora stopnia przemiany czy częstotliwości wyjściowej nadajnika (a ogólnie mówiąc, w układach radiokomunikacji, zarówno profesjonalnej jak i amatorskiej). Z tego też względu powszechnie wykorzystuje się wstępne dzielniki częstotliwości (preskalery, wykonywane najczęściej w technologii ECL). Najchętniej stosuje się podział przez 10 lub wielokrotność. Przystawki z takimi dzielnikami — w połączeniu z posiadanym miernikiem częstotliwości — umożliwiają co najmniej 10-krotne powiększenie maksymalnego zakresu pomiarowego. Największy wybór dzielników częstotliwości

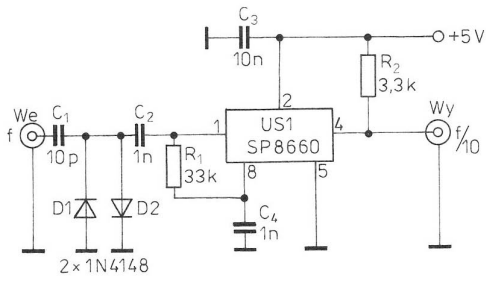
ECL oferuje firma PLESSEY. Produkuje ona cały szereg układów serii SP8000 o podziale 2 ÷ 256 i częstotliwości 120 ÷ 1500 MHz.

Przedstawiony na rysunku 4.100 schemat ideowy prostej przystawki wykorzystuje dzielnik SP8660 firmy PLESSEY. Charakteryzuje się on maksymalną częstotliwością pracy około 200 MHz i napięciem zasilania 5 V (10 mA). Czułość przystawki wynosi około 30 mV, minimalna zaś częstotliwość pracy układu wynosi 10 MHz. Warto więc zastosować dodatkowy przełącznik doprowadzający sygnał pomiarowy bezpośrednio do miernika (pomijając przystawkę i odłączając zasilanie) przy częstotliwościach na przykład poniżej 30 MHz. Przystawka może być podłączona wewnątrz lub zewnątrz miernika.

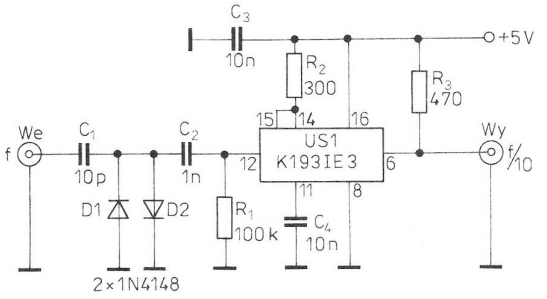
Układ ze względu na prostotę może być zmontowany bez użycia płytki drukowanej poprzez bezpośrednie przylutowanie kilku elementów. Pamiętać należy o krótkich połączeniach i ekranowaniu całego układu (np. poprzez zamknięcie układu w mosiężnej tulejce o średnicy 15 mm i długości 75 mm, zaopatrzonej z dwóch stron w gniazda BNC — we/wy). Wejście i wyjście przystawki powinno być podłączone krótkim odcinkiem przewodu koncentrycznego. Zmontowana przystawka po połączeniu zasilania 5 V jest gotowa do użycia. Pamiętać należy o pomnożeniu wyniku pomiaru przez 10.

Zamiast dzielnika SP8660 można zastosować inne dzielniki dziesiętne firmy PLESSEY, np. SP8632B, SP8637B, które mają wyższą częstotliwość pracy (około 400 MHz). Jeszcze wyższe częstotliwości mają układy SP8630B i SP8635B (600 MHz). Pobór prądu tych dzielników dochodzi do 75 mA.

Wykorzystując dzielnik przez 10 o jeszcze większej częstotliwości, np. SP8665B czy SP8667B (około 1000 MHz, 6,8 V/80 mA), należy dysponować miernikiem o odpowiednio większej częstotliwości pracy lub podłączyć jeszcze jeden dodatkowy dzielnik przez 10. Istnieją również od razu gotowe dzielniki przez 100, np. SP8628, SP8629 (150 MHz, 5 V/33 mA). Jednak przy powiększaniu stopnia podziału ulega pogorszeniu rozdzielczość miernika, odpowiednio 10 czy 100 razy. Dysponując miernikiem przedstawionym na rysunku



Rys. 4.100. Preskaler przez 10 na SP8660



Rys. 4.101. Preskaler przez 10 na K193IE3

4.70 (lub innym o rozdzielczości 100 Hz) i podłączając opisaną tutaj przystawkę, na przykład do kontroli częstotliwości wyjściowej radiotelefonu FM/2 m, uzyskamy rozdzielczość 1 kHz — co jest jeszcze do przyjęcia. Jeżeli dla przykładu częstotliwość nadajnika wynosiła 145 275,4 kHz, to wyświetlacz miernika wskazywał 14 275,0 kHz (× 10). Natomiast przy podłączeniu dzielnika 1:100 rozdzielczość wynosiłaby 10 kHz, a wypadkowa dokładność pomiarów byłaby już nie do przyjęcia. Gdyby jednak zaszła konieczność użycia dzielnika 1:100 bez pogorszenia rozdzielczości miernika, to należałoby zastosować 100-krotne zwiększenie czasu bramkowania.

Podane układy scalone firmy PLESSEY są bardzo wygodne w zastosowaniu, lecz niestety w kraju dość drogie i trudno osiągalne. W ostatnim czasie znacznie łatwiejsze do zdobycia i tańsze są dzielniki rosyjskie, np. K193IE3, również wykonane w technice ECL.

Schemat ideowy alternatywnej przystawki, w której zastosowano właśnie preskaler K193IE3, pokazano na rysunku 4.101. Układ scalony ma dwa analogowe wejścia symetryczne (wyprowadzenia *11* i *12*) oraz jest przystosowany do dzielenia przez *11* i *10* (przy podaniu na wyprowadzenia *14* i *15* jedynki logicznej).

Zakres częstotliwości pracy dzielnika wynosi od ok. 30 MHz do ok. 400 MHz przy sygnale wejściowym z zakresu 50 ÷ 500 mV. Układ może być również z powodzeniem zmontowany sposobem przestrzennym i zaekranowany w dowolnej metalowej obudowie zaopatrzonej w gniazda BNC.

Obydwa dzielniki, mimo że mają wejściowe diodowe ograniczniki zabezpieczające przed uszkodzeniem wywołanym zbyt wysokim napięciem w.cz., nie powinny być dołączane bezpośrednio do wyjścia nadajnika, a tylko poprzez dzielnik rezystorowy lub indukcyjne czy pojemnościowe sprzężenie. Często przy kontroli częstotliwości radiotelefonu FM/2 m wystarczy do wejścia przystawki podłączyć odcinek przewodu o długości około 20 cm i zbliżyć radiotelefon na taką odległość, aby uzyskać stabilne wskazania cyfrowe wyświetlacza miernika.

5

Sprawdzanie podzespołów elektronicznych

Dobrze jest przyjąć za zasadę, że do montażu każdego urządzenia lub układu elektronicznego stosujemy wyłącznie własnoręcznie sprawdzone elementy i podzespoły elektroniczne. Montując choćby jeden nie sprawdzony, a więc być może niesprawny, element narażamy się na niepotrzebną stratę czasu przy uruchamianiu układu. Sprawdzanie podzespołów jest bardzo ważne, ponieważ amatorzy wykorzystują elementy różnego rodzaju, często niepełnowartościowe lub pochodzące z demontażu przeróżnych układów elektronicznych.

5.1. Rezystory

Sprawdzanie rezystorów jest jedną z najłatwiejszych czynności, wystarczy do tego omomierz. Wartości rezystancji są odczytywane na zakresach najodpowiedniejszych dla mierzonej wartości. Sprawne rezystory o wyprowadzeniach nie krótszych niż 5 mm można segregować według jednego ze znormalizowanych szeregów, np. E12 (10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 47, 56, 68, 82, 100).

5.2. Cewki

Początkujący krótkofalowcy najczęściej wykorzystują gotowe cewki i filtry, stosowane w odbiornikach radiowych i telewizyjnych (np. cewki 7×7, 12×12, 12×24 mm produkowane przez POLFER). Nie wszystkie jednak indukcyjności będą przydatne ze względu na dobroć wykonywanego obwodu rezonansowego. W zależności od częstotliwości mogą być stosowane:
dla 3,5 MHz cewki $7 \div 12$ µH,
7 MHz i 14 MHz $1{,}5 \div 5$ µH, 21 MHz i 28 MHz $0{,}5 \div 1{,}5$ µH.

Pojemność kondensatora wchodzącego w skład obwodu rezonansowego można dobrać za pomocą GDO lub wyznaczyć ze wzoru:

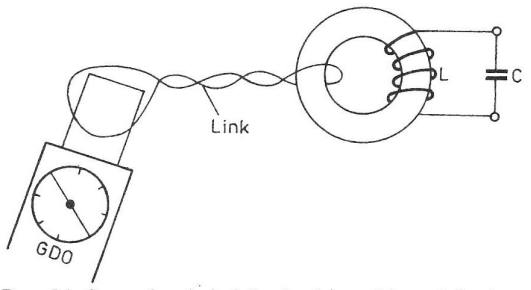
$$C = \frac{25\,330}{f^2 L} \text{[pF, MHz, µH]}$$

Dużym udogodnieniem są nomogramy do wyznaczania elementów LC w zależności od częstotliwości, spotykane w literaturze [15]. Znając liczbę zwojów oraz indukcyjność obwodu można wyznaczyć liczbę AL (liczbę zwojów przypadająca na 1 nH), a następnie wyliczyć liczbę zwojów konieczną do uzyskania wymaganej indukcyjności.

$$AL = \frac{L}{n^2}$$

gdzie: L – indukcyjność [nH],
n – liczba zwojów.

Liczba AL wynosi od kilku dla rdzeni w.cz. ($AL = 3$ dla U11) do kilku tysięcy dla rdzeni m.cz. Niektóre rdzenie (kubkowe) mają naniesiony napis liczby AL. W przypadku rdzeni pierścieniowych można nawinąć na ich obwodzie np. 10 zwojów drutu izolowanego i wyznaczyć indukcyjność za pomocą przystawki wg (4.17) lub za pośrednictwem GDO (rysunek 5.1). Znając częstotliwość powstałego ob-



Rys. 5.1. Sprawdzanie indukcyjności cewki nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym

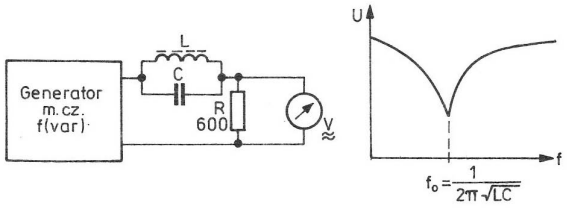
wodu rezonansowego można wyznaczyć indukcyjność ze wzoru:

$$L = \frac{25\,330}{f^2 C} [\mu H,\ MHz,\ pF]$$

Potrzebną liczbę zwojów cewki wyznaczamy ze wzoru:

$$n = \sqrt{\frac{L}{AL}}$$

Wzór ten jest słuszny dla wszystkich cewek, zarówno w.cz., jak i m.cz.
Częstotliwość obwodu rezonansowego m.cz. można wyznaczyć za pomocą układu przedstawionego na rysunku 5.2. Zmieniając częstotliwość generatora kontrolujemy poziom napięcia na rezystorze R za pomocą woltomierza lub oscyloskopu. Dla częstotliwości rezonansowej zauważymy charakterystyczny spadek napięcia.



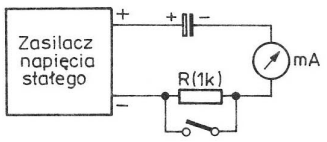
Rys. 5.2. Układ pomiarowy do określania rezonansu obwodu LC (m.cz.)

5.3. Kondensatory

Kondensatory można sprawdzać przy użyciu omomierza. W przypadku kondensatorów o niewielkiej pojemności (ceramiczne, styrofleksowe) omomierz powinien wskazywać przerwę ($R = \infty$). Kondensatory elektrolityczne lub tantalowe (o określonej polaryzacji) podłączamy zgodnie z polaryzacją omomierza (rysunek 5.3). Przy sprawnym kondensatorze wskazówka powinna wychylić się (proces ładowania), a następnie dążyć do $R = \infty$ (proces rozładowania). Duże kondensatory elektrolityczne mogą mieć pewną upływność, tzn. wskazówka omomierza nie wróci do $R = \infty$, lecz będzie wskazywała pewien prąd upływu. Jeżeli kondensator zostanie podłączony odwrotnie, niż to podano na rysunku, to jego upływność wskazywana przez omomierz znacznie wzrośnie. Fakt ten można wykorzystać do określania polaryzacji kondensatora w przypadku braku napisów na jego obudowie. Kondensatory nowe (nie używane przez dłuższy czas) powinny być przed pomiarem uformowane przez włączenie na około 0,5 godziny do napięcia równego około 75% napięcia znamionowego.
Na rysunku 5.4 przedstawiono układ pomiarowy do sprawdzania prądu upływu kondensatorów elektrolitycznych. Kondensator należy uznać za sprawny, jeżeli prąd upływu nie jest większy od wartości obliczonej ze wzoru:

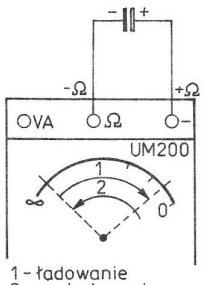
$$I \leqslant 0{,}2UC + 200$$

gdzie: I – prąd upływu [μA],
U – napięcie znamionowe [V],
C – pojemność znamionowa [μF].

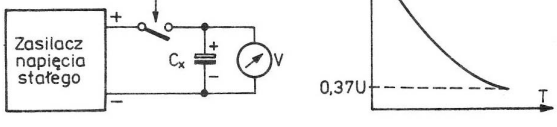


Rys. 5.4. Układ pomiarowy do sprawdzania kondensatorów elektrolitycznych

W chwili włączenia układu, przełącznik powinien być otwarty w celu ograniczenia wartości prądu. Po zamknięciu wyłącznika odczytujemy wartość prądu po około 10 minutach i porównujemy z wartością wyliczoną ze wzoru podanego wyżej. Kondensatory zmienne i trymery należy sprawdzać przede wszystkim czy nie powodują zwarcia. Pokręcając oską kondensatora obserwujemy wskazówkę przyrządu i jeżeli stwierdzimy jej wychylenie, to należy dokładnie obejrzeć płytki i ostrożnie odgiąć je w miejscach występowania zwarcia.
Pomiar pojemności kondensatorów można wykonać za pomocą wcześniej opisanego mostka RLC, przyrządu do pomiaru pojemności lub można zastosować układ pomiarowy z rysunku 5.5 (ten ostatni sposób wyłącznie dla kondensatorów elektrolitycznych).



Rys. 5.3. Sprawdzanie kondensatorów za pomocą omomierza



Rys. 5.5. Układ pomiarowy do określania pojemności kondensatorów elektrolitycznych

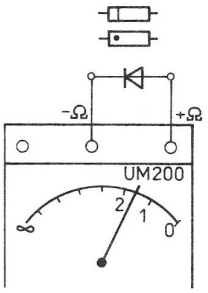
W układzie z rysunku 5.5 powinien być zastosowany woltomierz o $R_W > 10$ kΩ/V. Po otwarciu wyłącznika napięcie na kondensatorze będzie malało przez rozładowujący wpływ woltomierza. Gdy osiągnie wartość $0{,}37U$, można wyznaczyć pojemność kondensatora ze wzoru:

$$C = \frac{T}{R}[\mu F]$$

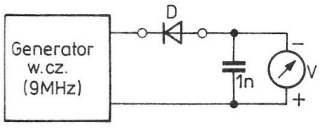
gdzie: T – czas po jakim napięcie osiągnęło wartość $0{,}37U$, [s],
R – rezystancja woltomierza (jeżeli np. $R_W = 20$ kΩ/V, to przy napięciu 10 V R = 0,2 MΩ, [MΩ].

5.4. Półprzewodniki

Sprawdzanie diod i tranzystorów można przeprowadzić za pomocą przyrządu opisanego w rozdziale 4.11. Prostą metodą, często stosowaną przez amatorów, jest pomiar rezystancji między elektrodami za pomocą omomierza zasilanego napięciem stałym 1,5 V (przy większych napięciach istnieje niebezpieczeństwo uszkodzenia złącza). Jeżeli dioda jest dobra, to po jej dołączeniu do omomierza w kierunku przewodzenia (rysunek 5.6) wskazówka wychyli się i wskaże wartość nie mniejszą niż 150 Ω, a w kierunku zaporowym wskaże wartość R = ∞ lub R > 10 kΩ (diody germanowe). W praktyce wystarczy podłączyć diodę raz w jedną stronę, raz w drugą, wiedząc, że wskazówka wychyli się tylko raz. Chcąc jednak zlokalizować anodę i katodę diody w przypadku braku oznaczeń, musimy znać polaryzację omomierza (jak na rysunku 5.6). Przy dobieraniu diod, np. kwartetu do modulatora zrównoważonego, można posłużyć się układem z rysunku 5.7. Z badanych diod wybieramy te, których średnie wartości prądu wyprostowanego są zbliżone. W wielu przypadkach doboru diod można dokonać za pomocą omomierza, wykonując pomiary na kilku podzakresach.

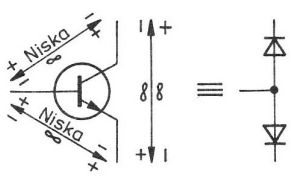


Rys. 5.6. Sprawdzanie diod za pomocą omomierza

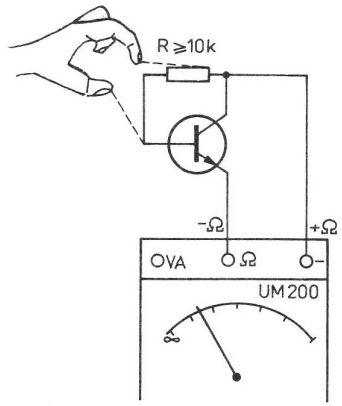


Rys. 5.7. Układ do dobierania diod do modulatora

Sprawdzanie tranzystorów za pomocą omomierza przedstawiono na rysunku 5.8. Jeżeli po kolejnym przełączeniu elektrod badanego tranzystora uzyskamy wartości rezystancji jak na rysunku, to możemy uznać, że tranzystor jest sprawny. Analogicznie postępujemy z tranzystorami *p-n-p*, lecz wówczas wartości rezystancji baza-emiter i baza-kolektor będą odwrotne niż na rysunku. Ponieważ tranzystory w tym wypadku są traktowane jako dwie diody, nie można określić tą metodą wyprowadzeń emitera i kolektora. Na rysunku 5.9 przedstawiono prosty sposób do określenia nieznanych elektrod tranzystora. Dla tranzystora typu *n-p-n* wskazówka wychyli się, jeżeli „+" omomierza podłączymy do kolektora, a „–" do emitera (dla tranzystorów *p-n-p* – odwrotnie) i podłączymy przez rezystor np. 10 kΩ (lub rękę) wyprowadzenie baza-kolektor. Im większe wzmocnienie ma tranzystor, tym bardziej wskazówka się wychyli. Wskazówka nie wychyli się (lub wychyli się słabo), jeżeli zaciski omomierza podłączymy w sposób niewłaściwy.

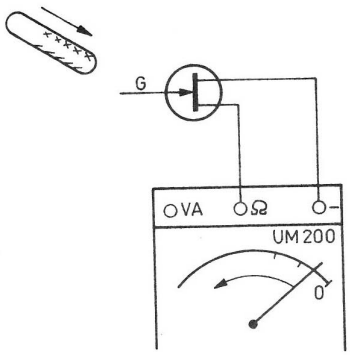


Rys. 5.8. Sprawdzanie tranzystorów bipolarnych za pomocą omomierza



Rys. 5.9. Określanie nieznanych elektrod tranzystora za pomocą omomierza

Często jest konieczne sprawdzenie tranzystora polowego FET oraz zlokalizowania bramki *G*. W warunkach amatorskich można to wykonać wg rysunku 5.10. Po podłączeniu zacisków omomierza do źródła (*S*) oraz drenu (*D*) sprawnego tranzystora wskazówka powinna najpierw wychylić się pokazując małą rezystancję, a po zbliżeniu naelek-

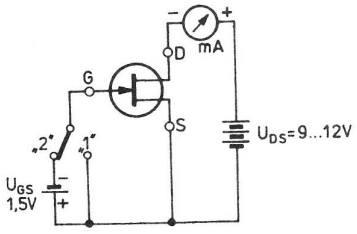


Rys. 5.10. Sprawdzanie tranzystorów polowych za pomocą omomierza

tryzowanego przedmiotu (może to być nawet plastikowy grzebień potarty o rękaw) powinna odchylać się w kierunku R = ∞ w takt przysuwania przedmiotu do bramki. Jeżeli przeprowadzony test wypadnie inaczej — tranzystor jest uszkodzony lub niewłaściwie podłączono elektrody. W ten prosty sposób można sprawdzać również tranzystory polowe MOSFET z wewnętrznym zabezpieczeniem.

Najważniejszymi parametrami tranzystora polowego FET są dwie wielkości: I_{S0} — prąd źródła przy zerowym potencjale bramki oraz S — transkonduktancja (nachylenie charakterystyki).

Parametry można sprawdzić w bardzo prostym układzie, przedstawionym na rysunku 5.11. Po



Rys. 5.11. Układ do określania parametrów tranzystorów polowych FET

ustawieniu przełącznika w położeniu „1" odczytujemy prąd I_{S0}. Po przełączeniu w pozycję „2" bramka zostanie spolaryzowana napięciem ujemnym i prąd obniży się do wartości I_{S1}. Potrzebny parametr wyznaczamy ze wzoru:

$$S = \frac{I_{S0} - I_{S1}}{U_{GS}} [\text{mA/V}]$$

Przy badaniu tranzystorów z kanałem p należy zmienić bieguny baterii oraz amperomierza.

Wyznaczanie wartości I_{S0} jest często potrzebne do zasilacza parametrycznego (rys. 4.97).

5.5. Układy scalone

Sprawdzanie układów scalonych można najprościej wykonać w działającym układzie wyposażonym w podstawę lub za pośrednictwem opisanego prostego testera układów scalonych. Do tego celu należy znać wyprowadzenia układu scalonego, wiedzieć, jakie sygnały należy doprowadzić do poszczególnych wyprowadzeń, aby uzyskać sygnał wyjściowy. Brak sygnału wyjściowego pomimo poprawnych wartości napięć stałych i sygnałów wejściowych wskazuje na uszkodzenie struktury wewnętrznej układu scalonego.

Wylutowywanie układów scalonych z płytki jest dość trudne i niebezpieczne ze względu na możliwość odklejania ścieżek drukowanych. Jeżeli jesteśmy pewni, że układ scalony jest uszkodzony, to najlepiej doprowadzić do pokruszenia plastikowej części obudowy (np. przez pocięcie szczypcami bocznymi), a następnie wylutować pojedyncze nóżki. Można również nakładać kolejno na podgrzane wyprowadzenia igłę iniekcyjną nr 10 (po spiłowaniu ostrza). Po ostygnięciu lutu wyjmujemy igłę i nakładamy na kolejne wyprowadzenia. Po uwolnieniu wszystkich wyprowadzeń układ można bez trudu wyjąć z płytki.

5.6. Transformatory

Sprawdzanie transformatorów ogranicza się w zasadzie do podłączenia uzwojenia pierwotnego do sieci i zmierzenia wartości napięć wyjściowych (pod obciążeniem w postaci rezystora, żarówki). Często amator ma problemy z odnalezieniem uzwojenia pierwotnego oraz jego połączenia w przypadku dzielonego uzwojenia w transformatorach dwurdzeniowych. Z reguły uzwojenie pierwotne ma większą rezystancję, którą można łatwo zlokalizować omomierzem. Jeżeli nie jesteśmy pewni właściwego połączenia uzwojeń pierwotnych w szereg, to można włączyć połączone uzwojenia do sieci przez żarówkę np. 40 W/220 V. Słabe świecenie żarówki oznacza, że uzwojenia są połączone prawidłowo.

6

Wykonywanie podzespołów

Wiele podzespołów potrzebnych do montażu urządzeń odbiorczych oraz nadawczo-odbiorczych można wykonać własnoręcznie. W rozdziale opisane zostaną sposoby wykonania tylko wybranych podzespołów, trudnych do nabycia lub drogich.

6.1. Elementy indukcyjne

Do wykonywania cewek wystarczą w zasadzie informacje zawarte w rozdziale 5.2 oraz opisane przyrządy pomiarowe. Szczególnie starannie należy wykonywać cewki przeznaczone do generatora VFO. Najlepiej wykorzystać do tego celu korpusy ceramiczne żłobkowane pochodzące z rozbiórki sprzętu fabrycznego. Dla wymaganej indukcyjności cewki (bez rdzenia) potrzebną liczbę zwojów można wyliczyć ze wzoru:

$$n = \frac{1}{D}\sqrt{\frac{1000\,L \cdot 1}{K}}$$

gdzie: D – średnicy cewki [cm]
L – indukcyjność [μH]
l – długość nawinięcia cewki [cm]
K – współczynnik kształtu (rysunek 6.1).

Średnicę drutu nawojowego lepiej wybrać większą (większa dobroć), lecz tak, aby zmieścić wymaganą liczbę zwojów na korpusie. Zwoje cewki powinny być zabezpieczone przed rozsuwaniem się np. przez sklejenie wodoodpornym klejem. Przy różnych eksperymentach z cewkami mogą być przydatne poniższe wskazówki:

- rozciągnięcie zwojów cewki zwiększa częstotliwość (zmniejsza indukcyjność),
- wprowadzenie rdzenia zmniejsza częstotliwość (zwiększa indukcyjność 2 ÷ 6 razy),
- założenie ekranu na cewkę zwiększa częstotliwość (maleje indukcyjność),
- dwa razy większa liczba zwojów cewki daje o połowę mniejszą częstotliwość (4 razy większą indukcyjność),
- połowa liczby zwojów cewki daje podwójną częstotliwość (4 razy mniejszą indukcyjność).

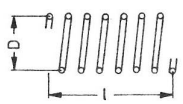
Stosunkowo łatwo można wykonać dławik w.cz. przez nawinięcie drutu w emalii o średnicy 0,1 ÷ 0,3 mm na rezystor o wartości kilkudziesięciu kΩ i dolutowaniu odizolowanych końcówek do wyprowadzeń. Aby nie następowało zsuwanie uzwojeń, można nałożyć kółeczka z preszpanu lub tektury, a potem całość zalać epidianem lub polakierować. Ilość zwojów można wyliczyć ze wzoru:

$$n = 32\sqrt{\frac{L}{d}}$$

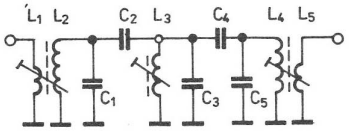
gdzie: L – indukcyjność [μH],
d – średnica rezystora [mm].

Cewki i obwody 7 × 7 mm (POLFER) można z powodzeniem wykorzystać do wykonania wejściowych filtrów kilkuobwodowych na wszystkie pasma KF, jak również – z nieco gorszym skutkiem – użyć w generatorze VFO. Schemat ideowy filtru trzyobwodowego przedstawiono na rysunku 6.2, wartości poszczególnych elementów w zależ-

D/l	0,25	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
K	9,1	8,2	7	6	5,2	4,7	4,3	4	3,8	3,7	3,6



Rys. 6.1. Określanie współczynnika kształtu cewki jednowarstwowej



Rys. 6.2. Schemat ideowy filtru trzyobwodowego

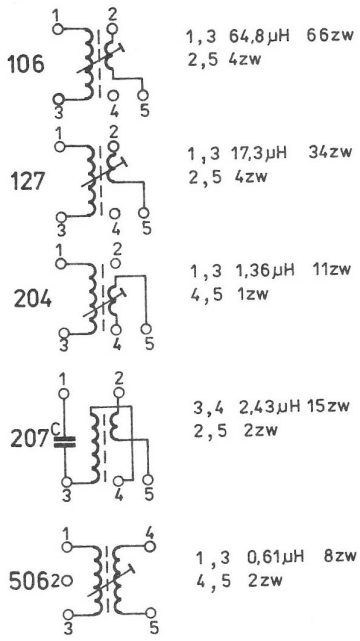
ności od częstotliwości pracy zawarto w tablicy 6.1.

Środkowe cewki filtru mają wykorzystane tylko uzwojenia pierwotne. Na rysunku 6.3 podano wyprowadzenia filtrów oraz liczbę zwojów, która może być przydatna przy własnoręcznym nawijaniu. Do przełączenia pasm można użyć przełącznika typu Isostat, ponieważ duża liczba styków umożliwia zwieranie niepracujących filtrów do masy.

Tablica 6.1. Elementy składowe filtru

Pasmo [m]	L_1/L_2 L_3 L_4/L_5 [7×7]	C_2 C_4 [pF]	C_1 C_3 C_5 [pF]
160	106	15	100
80	127	8,2	100
40	207	4,7	182
30	204	3,9	160
20	204	2,2	100
17	204	1,5	68
15	506	2,2	68
12	506	1,5	56
10	506	2,2	47

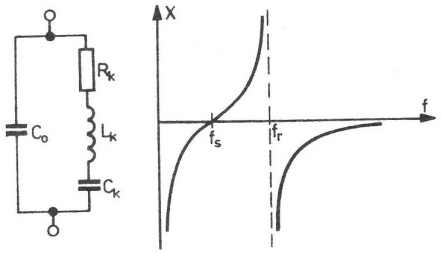
Uwaga. W L_3 wykorzystano uzwojenie pierwotne



Rys. 6.3. Wprowadzenie obwodów 7×7 zastosowanych w filtrze

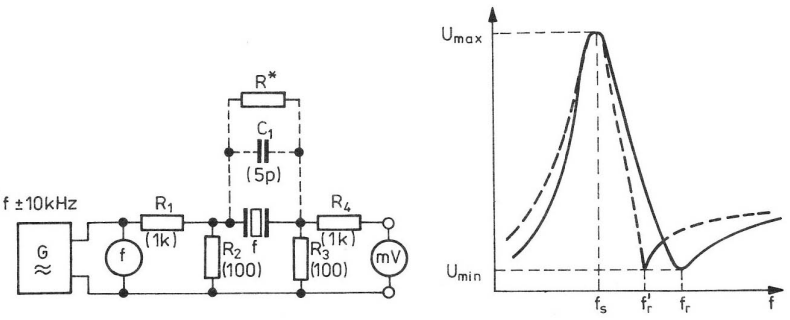
6.2. Filtry kwarcowe

Filtry kwarcowe w urządzeniach nadawczo-odbiorczych decydują o jakości sygnału zarówno nadawanego, jak i odbieranego. Konstruktorzy sprzętu krótkofalarskiego mają podzielone zdania co do celowości wykonywania filtrów kwarcowych we własnym zakresie ze względu na ich dostępność (np. PP9A2). Własnoręcznie wykonywane proste filtry kwarcowe są około 10-krotnie tańsze od filtrów fabrycznych. Głównym powodem niepowodzeń przy wykonywaniu filtrów są znaczne rozbieżności podstawowych parametrów rezonatora kwarcowego mimo podanej odpowiedniej częstotliwości znamionowej na jego obudowie. Najpierw należy oszacować, czy częstotliwość pośrednia przy zastosowaniu posiadanych rezonatorów będzie odpowiednia z punktu widzenia niepożądanych częstotliwości powstałych w procesie mieszania. Druga oraz trzecia harmoniczne częstotliwości rezonatora nie mogą leżeć w pasmie amatorskim. Jeśli harmoniczne te wypadną w danym pasmie, to powstanie silna nośna pasożytnicza podczas nadawania oraz popularnie zwany „ptaszek" słyszany stale w tym samym miejscu podczas odbioru. Podobne zjawisko może wystąpić, gdy harmoniczna częstotliwości fali nośnej będzie leżała w pasmie amatorskim. Najczęściej w sprzęcie amatorskim stosuje się filtry drabinkowe (głównie ze względu na fakt, że wszystkie rezonatory pracują na tej samej częstotliwości), budowane z rezonatorów o częstotliwościach 4 ÷ 6 MHz i 8 ÷ 10 MHz. Do poprawnego zaprojektowania filtru jest wymagana znajomość zarówno wartości równoważnych elementów wchodzących w skład schematu zastępczego (rysunek 6.4), jak również wartości częstot-



Rys. 6.4. Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego

liwości rezonansu szeregowego f_s i rezonansu równoległego f_r. Potrzebne wartości można wyznaczyć w układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 6.5. Miernik częstotliwości powinien mieć możliwość pomiaru z dokładnością do 10 Hz. Jako miliwoltomierz można zastosować uniwersalny przyrząd z sondą w.cz. W ostateczności zamiast tych przyrządów można wykorzystać odbiornik



Rys 6.5. Układ pomiarowy do wyznaczania wartości elementów schematu zastępczego

radiokomunikacyjny z S-metrem. Powoli przestrajając generator w.cz. należy zaobserwować częstotliwości przy maksymalnym wskazaniu miliwoltomierza. Jest to częstotliwość rezonansu szeregowego:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}}$$

Następnie należy określić częstotliwość przy minimalnych wskazaniach miliwoltomierza. Jest to częstotliwość rezonansu równoległego

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_K + C_0}{L_K \cdot C_K \cdot C_0}}}$$

Różnica tych dwóch częstotliwości $f_r - f_s = f$ jest uzależniona od rodzaju rezonatora i jego częstotliwości. Aby wyznaczyć pojemność C_0 należy do wyprowadzenia rezonatora podłączyć kondensator C_1 (np. 5 pF) i ponownie wyznaczyć częstotliwość f_r'. Po wyznaczeniu tych trzech częstotliwości można z poniższych wzorów wyznaczyć wartości elementów schematu zastępczego:

$$C_0 = \frac{C_1(f_r' - f_s)}{f_r - f_r'}$$

$$C_K = \frac{2C_0(f_r - f_s)}{f_s}$$

$$L_K = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_K}$$

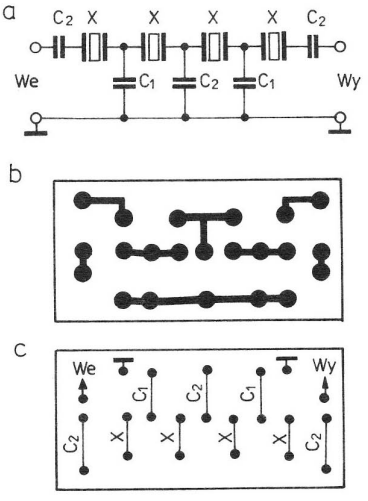
Mając już wszystkie niezbędne wartości można przeliczyć potrzebne pojemności ze wzorów zamieszczonych w tablicy 6.2.

Schematy filtrów drabinkowych cztero- i ośmiokwarcowych wraz z ich płytkami drukowanymi pokazano na rysunkach 6.6 i 6.7.

Występująca we wzorach rezystancja R jest wartością, jaka powinna być „widziana" przez filtr (na wejściu i wyjściu), aby uzyskać wymaganą szerokość pasma przenoszenia. Z punktu widzenia charakterystyki filtru, potrzebnej w urządzeniach nadawczo-odbiorczych, najbardziej odpowiednie są wzory zamieszczone w lewej części tabeli (wzory

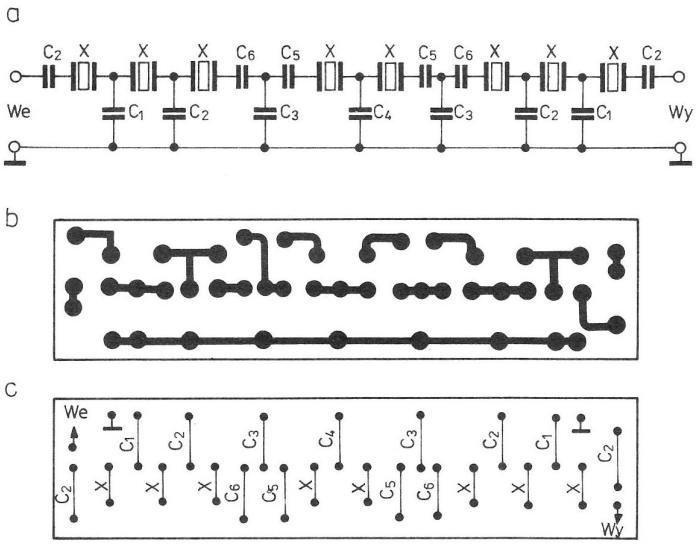
Tablica 6.2. Wzory do wyliczania wartości elementów filtrów drabinkowych

Liczba rezonatorów	Element	Wzory do aproksymacji Czebyszewa	Wzory do aproksymacji Butterwortha
4	R	$5{,}4827\ L_k\ \Delta F$	$8{,}2090\ L_k\ \Delta F$
	C_1	$0{,}0781/f_s\sqrt{L_k R \Delta F}$	$0{,}0863/f_s\sqrt{L_k R \Delta F}$
	C_2	$0{,}0383/L_k f_s \Delta F$	$0{,}0468/L_k f_s \Delta F$
8	R	$4{,}6889 L_k \Delta F$	$16{,}1025 L_k \Delta F$
	C_1	$0{,}0779/f_s\sqrt{L_k R \Delta F}$	$0{,}0669/f_s\sqrt{L_k R \Delta F}$
	C_2	$0{,}0442/L_k f_s \Delta F$	$0{,}0344/L_k f_s \Delta F$
	C_3	$0{,}0488/L_k f_s \Delta F$	$0{,}0457/L_k f_s \Delta F$
	C_4	$0{,}0467/L_k f_s \Delta F$	$0{,}0497/L_k f_s \Delta F$
	C_5	$1/(1/C_1 + 1/C_2 - 1/C_3 - 1/C_4)$	
	C_6	$1/(1/C_1 - 1/C_3)$	



Rys. 6.6. Filtr drabinkowy czterokwarcowy (9 MHz)
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów

dla aproksymacji Czebyszewa). Filtr wykonany w oparciu o te wzory charakteryzuje się zafalowaniami w pasmie przepustowym 0,28 dB oraz stromą charakterystyką w pasmie zaporowym. Filtry przeliczane według aproksymacji Butterwortha



Rys. 6.7. Filtr drabinkowy ośmiokwarcowy (9 MHz)

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów

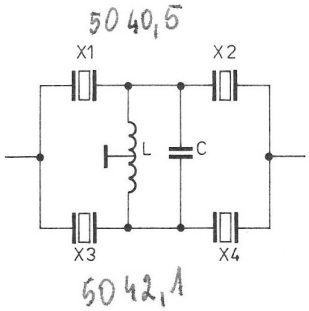
charakteryzują się prawie płaskim wierzchołkiem w pasmie przepustowym oraz łagodniejszym spadkiem w pasmie zaporowym. Filtry te stosuje się jedynie dla odbioru sygnałów CW(RTTY) ze względu na mniej odczuwalne zjawisko „dzwonienia". Przy projektowaniu przyjmuje się szerokość pasma przepustowego 2 ÷ 3 kHz dla sygnałów SSB i 0,2 ÷ 0,5 kHz dla sygnałów CW. W tablicy 6.3 zestawiono wartości elementów wchodzących

Tablica 6.3. Wartości elementów filtru ośmiokwarcowego

Element	Filtr SSB	Filtr CW
R [Ω]	942 (950)	404,3 (410)
C_1 [pF]	19,9 (20)	73,8 (82)
C_2 [pF]	24,2 (24)	152,3 (150)
C_3 [pF]	26,9 (27)	202,3 (200)
C_4 [pF]	25,8 (27)	219,9 (220)
C_5 [pF]	65,3 (68)	94 (95)
C_6 [pF]	76,5 (82)	116,8 (120)

w skład filtrów wykonanych według rysunku 6.7 z rezonatorów f_s = 8998 kHz (± 50 Hz). W nawiasach podano zastosowane wartości kondensatorów. W przeliczeniach przyjęto dla filtru SSB szerokość pasma ΔF = 2,4 kHz i wzory aproksymacji Czebyszewa, a dla filtru CW ΔF = 0,3 kHz i wzory aproksymacji Butterwortha.

Z rezonatorów kwarcowych starszego typu, np. z radiostacji 10RT, ze względu na stosunkowo proste przestrajnie ich płytek, można łatwo wykonać czterokwarcowy filtr według McCoya (rysunek 6.8). Pojemność C wynosi 100pF, a indukcyjność L 10 μH. Częstotliwości rezonansów szeregowych rezonatorów *X1* i *X2* powinny być jednakowe ($f_{s1} = f_{s2}$ = 5040,5 kHz). Częstotliwość drugiej pary rezonatorów *X3* i *X4* ($f_{s3} = f_{s4}$ = 5042,1 kHz) powinna być wyższa o około 0,8 ΔF. W celu uzyskania filtru dla potrzeb SSB (2 ÷ 3 kHz) nale-

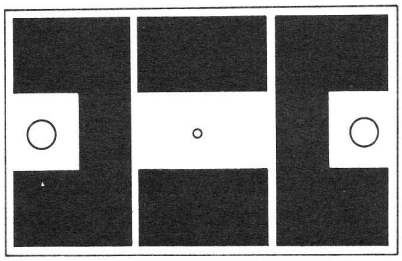


Rys. 6.8. Schemat ideowy filtru kwarcowego McCoya

ży przygotować dwie pary rezonatorów różniących się częstotliwością rezonansu szeregowego o 1,6 ÷ 2,5 kHz (przeważnie 1,8 kHz). Natomiast dla filtru telegraficznego trzeba wybrać dwie pary różniące się o 0,2 ÷ 0,5 kHz. Należy zwrócić uwagę, że najlepsze rezultaty przy konstruowaniu filtrów McCoya osiąga się przy zastosowaniu rezonatorów pracujących na niższych częstotliwościach, tzn. 3 ÷ 5 MHz. Rezonatory z przedziału 8 ÷ 10 MHz mają zazwyczaj większy odstęp częstotliwości między rezonansami (dochodzący do 10 kHz) i z tego względu trudno jest uzyskać strome zbocza charakterystyki dla pasma przepustowego 2 ÷ 3 kHz. Dla lepszej symetrii cewka obwodu rezonansowego filtru powinna być nawinięta bifilarnie. Liczbę zwojów musimy dobrać tak, aby z pojemnością 100 ÷ 200 pF (100 dla filtru 4 ÷ 5 MHz, 200 dla filtru 8 ÷ 10 MHz) osiągnąć rezonans na częstotliwości około 10% mniejszej od częstotliwości filtru. Uzwojenie można nawinąć na korpus z rdzeniem, aby można było kształtować charakterystykę w pasmie przepustowym. Istnieje wiele metod przestrajania rezonatorów. Warto przypomnieć dwie z nich, proste i skuteczne. Pierwsza polega na pocieraniu z obydwu stron płytki rezonatora miękką gumką kreślarską. Jest to zabieg podwyższający częstotliwość. Druga metoda polega na nanoszeniu warstwy srebra lub złota przez pocieranie okładzin np. srebrnym lub złotym przedmiotem (drutem srebrzonym lub pier-

ścionkiem). Jest to zabieg obniżający częstotliwość. Wszystkie te operacje należy wykonywać bardzo ostrożnie, kontrolując częstotliwość w układzie z rysunku 4.39 lub 4.77.

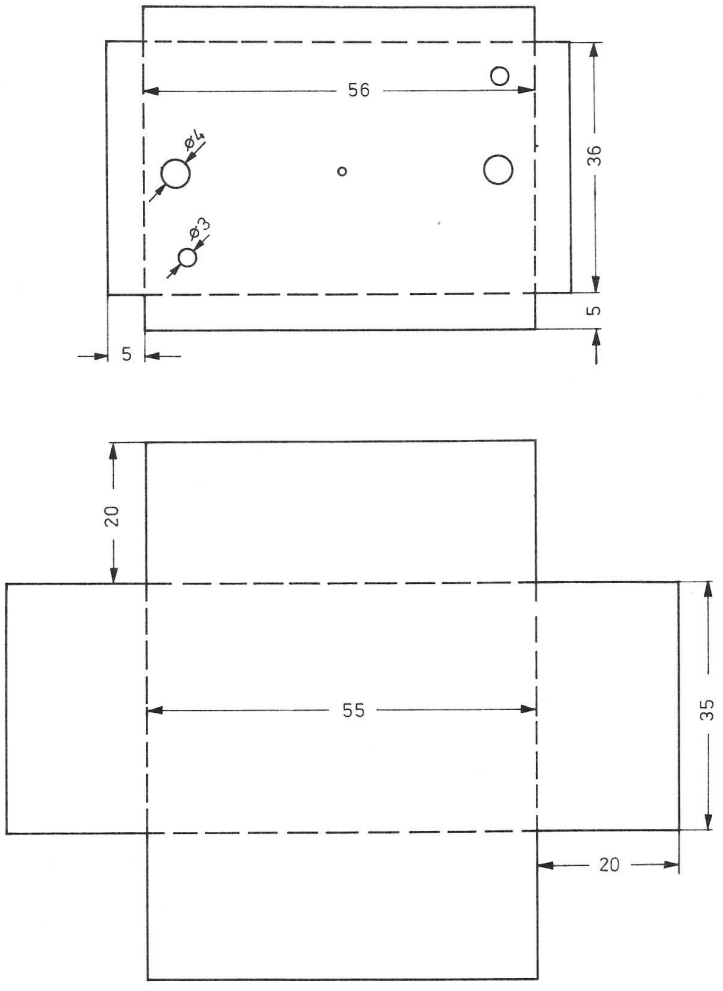
Na rysunku 6.9 przedstawiono sposób wykonania



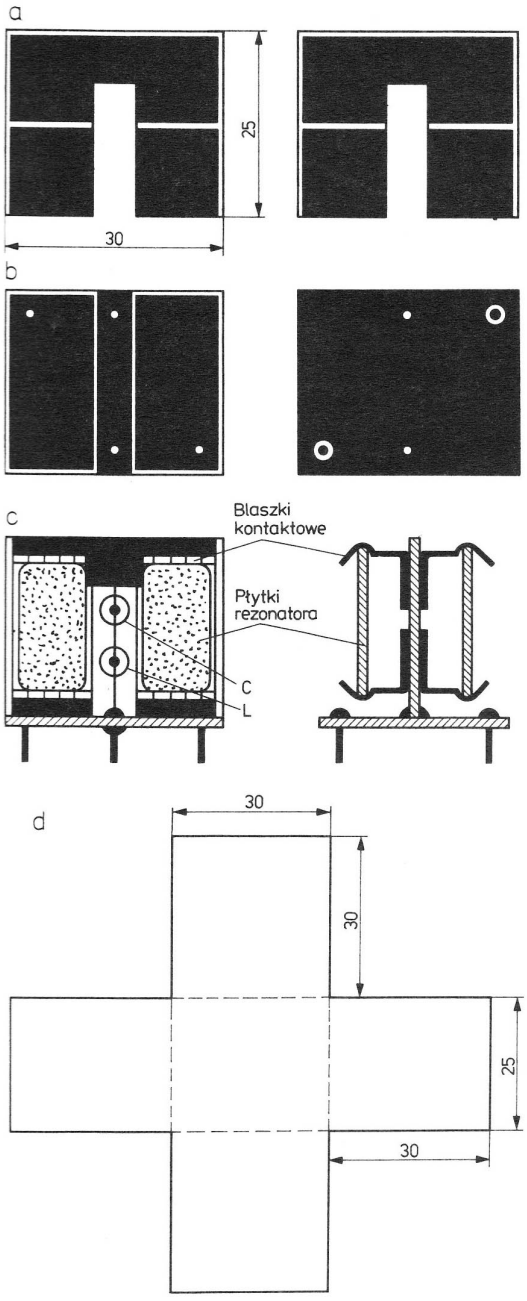
Rys. 6.9. Płytka drukowana (wersja I)

płytki drukowanej do układu McCoya. Od strony druku przylutowano sprężynujące uchwyty wymontowane z bakelitowej obudowy kwarcu. Odpowiedni docisk uchwytów należy ustalić indywidualnie dla każdej płytki, doginając je tak, aby płytki nie wysuwały się pod wpływem wstrząsów. Obwód rezonansowy L dla lepszej symetrii nawinięto bifilarnie przewodem w izolacji igelitowej na pierścieniu ferrytowym. Liczbę zwojów należy ustalić indywidualnie w zależności od liczby AL. Kondensator G jest przełożony przez toroid z nawiniętymi uzwojeniami i daje z indukcyjnością cewki rezonans przy częstotliwości około $0{,}9\,f_s$ (około 4,6 MHz). Środek uzwojenia jest przełożony przez otwór znajdujący się w środkowej części płytki i dolnej obudowy z blachy, a następnie przylutowany w ostatniej fazie montażu do zewnętrznej obudowy (masy). Na rysunku 6.10 przedstawiono sposób wykonania obudowy z blachy ocynowanej, np. z puszki po konserwach. Te same wkręty M3, którymi przymocowao płytkę drukowaną do obudowy, służą do przykręcania całego filtru do płytki montażowej urządzenia, np. transceivera.

Na rysunku 6.11 pokazano sposób zmontowania takiego samego filtru, lecz o wymiarach zbliżonych do filtru fabrycznego PP9A1,2. Zastosowano dwie płytki laminatu dwustronnego o wymiarach 30×25 mm. Podobnie jak w poprzednim filtrze płytki rezonatorów są uchwycone sprężynującymi blaszkami, przylutowanymi po obu stronach pionowej płytki drukowanej. Obudowę wykonano

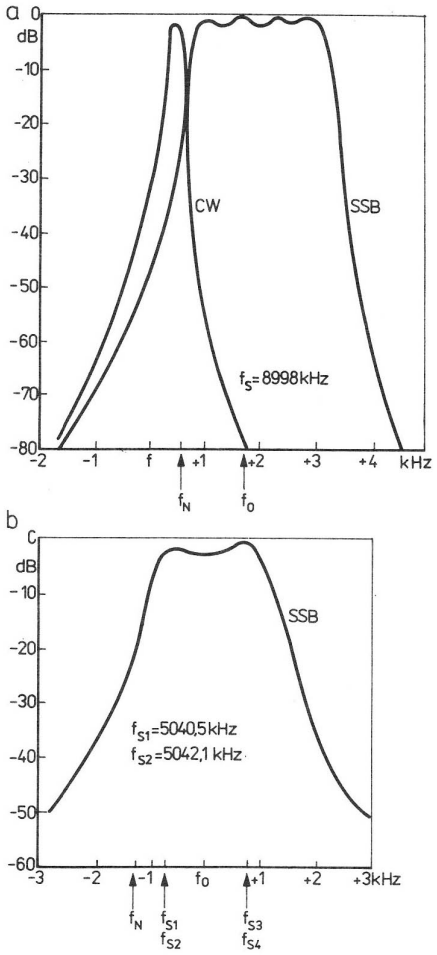


Rys. 6.10. Sposób wykonania obudowy (wersja I)



Rys. 6.11. Sposób wykonania filtru kwarcowego McCoya (wersja II)

a) pionowa płytka montażowa, b) pozioma płytka montażowa, c) sposób montażu filtru, d) sposób wykonania obudowy

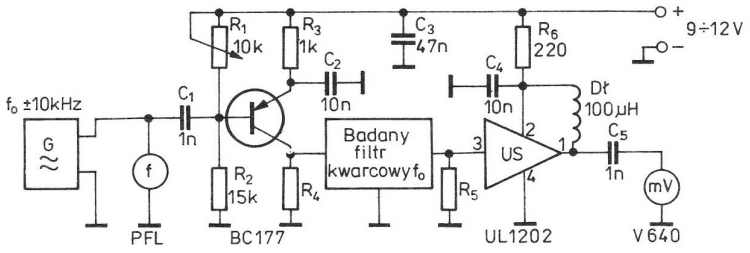


Rys. 6.12. Charakterystyki wykonanych filtrów kwarcowych

a) filtrów drabinkowych ośmiokwarcowych, b) filtrów w układzie McCoya

również z blachy ocynowanej, z tym, że nie zastosowano dolnej części obudowy, ponieważ jej funkcję pełni druga strona płytki drukowanej (która jest masą). Zanim obudowa filtru zostanie zalutowana, należy sprawdzić jeszcze raz i ewentualnie skorygować (najlepiej po kilku dniach) częstotliwości rezonatorów.

Charakterystyki wykonanych filtrów przedstawiono na rysunku 6.12. Na rysunku 6.12a naniesiono na wspólnym wykresie przebieg charakterystyk filtrów drabinkowych CW i SSB, a na rysunku 6.12b – filtru McCoya. Na podstawie charakterystyk łatwo zauważyć, że częstotliwość środkowa w filtrach drabinkowych zwiększa się w stosunku do częstotliwości rezonansów szeregowych. Natomiast w przypadku filtru McCoya zawiera się mniej więcej pośrodku między rezonansami zastosowanych par. Charakterystyki opisanych filtrów były wykonane metodą techniczną, tzn. punkt po punkcie w układzie pomiarowym jak na rysunku 6.13. Podczas pomiaru charakterystyk należy zwrócić uwagę na częstotliwości występujące na obydwu zboczach charakterystyki, przy których występuje napięcie około $0{,}1U_{max}$ (-20 dB). W otoczeniu tych punktów powinny być ustawione częstotliwości nośne generatora fali nośnej (BFO). Optymalne ustawienie częstotliwości nośnych dokonuje się za pomocą trymetrów włączonych w szereg lub równolegle do rezonatorów pilotujących. W konstrukcjach amatorskich wykorzystuje się zazwyczaj tylko jedną częstotliwość nośną, a właściwą wstęgę sygnału wyjściowego (do 10 MHz – dolną, powyżej 10 MHz – górną) uzyskuje się przez odpowiednie zaprojektowanie



Rys. 6.13. Układ pomiarowy do pomiaru charakterystyki filtrów

przemiany częstotliwości. Należy pamiętać, że odwrócenie wstęgi uformowanego sygnału następuje przy mieszaniu różnicowym, a przy sumacyjnym nie. Częstotliwości nośne filtrów, których charakterystyki przedstawiono na rysunku 6.12, wynosiły: dla filtrów drabinkowych — 8998,6 kHz ($f_s + 600$ Hz), a dla filtrów McCoya 5039,9 kHz ($f_{s1} - 600$ Hz).

Warto dodać, że w literaturze można spotkać wiele uproszczonych wzorów przydatnych do projektowania filtrów drabinkowych z wykorzystaniem tylko częstotliwości podanej na obudowie rezonatorów. Oczywiście wykonane w ten sposób filtry nie zawsze spełniają nasze oczekiwania. Przytoczone sposoby wyliczania wartości f_r, f_s, L_K będą przydatne do wykorzystania w programach komputerowych. Dokładność wyznaczenia tych parametrów zależy w dużym stopniu od precyzji ustawienia częstotliwości generatora przestrajanego. Należy wspomnieć o jeszcze innej możliwości wyznaczenia wartości L_K za pomocą przystawki opisanej w rozdziale 4.17. W tym celu mierzymy częstotliwość wyjściową (3 razy) i wyznaczamy wartość L_K ze wzoru:

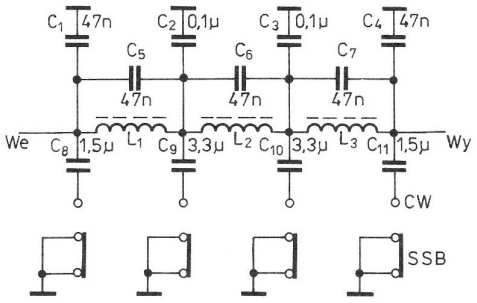
$$L_K = \frac{12665(f_1 - f_2)}{f(f_1 - f)(f_2 - f)(C_2 - C_1)} \text{ [kHz, pF, H]}$$

gdzie: f — częstotliwość wyjściowa przy bezpośrednim dołączeniu rezonatora,
f_1 — częstotliwość wyjściowa przy rezonatorze włączonym w szereg z kondensatorem C_1 (np. 10 pF),
f_2 — częstotliwość wyjściowa przy rezonatorze włączonym w szereg z kondensatorem C_2 (np. 47 pF).

Kondensatory C_1 i C_2 powinny mieć tolerancję nie gorszą niż 5%.

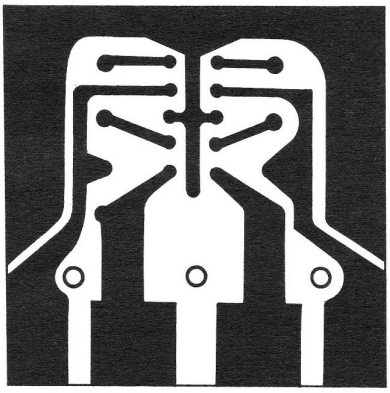
6.3. Filtry akustyczne

W odbiornikach o bezpośredniej przemianie częstotliwości, jak również w transceiverach fazowo-homodynowych jest potrzebny dobry filtr akustyczny, zapewniający selektywność całego toru odbiorczego. Również w odbiornikach z filtrami kwarcowymi zwiększenie czułości powoduje szybki wzrost ilości odbieranych stacji przy pogarszającej się selektywności (szczególnie przy prostych filtrach kwarcowych). Dlatego celowe staje się dobudowanie po mieszaczu (detektorze) filtru akustycznego o pasmie granicznym 3 kHz dla SSB i 1 kHz dla CW. Na rysunku 6.14 przedstawiono



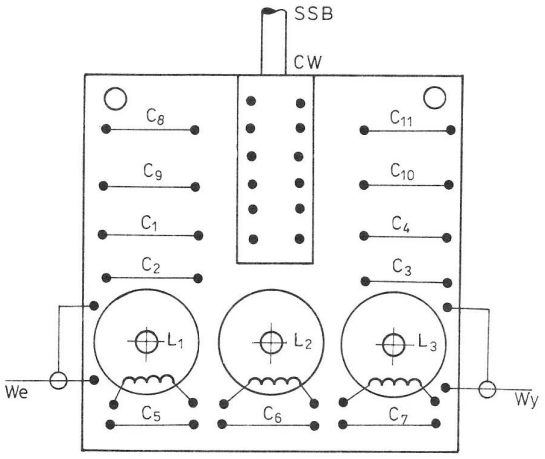
Rys. 6.14. Schemat ideowy filtru LC (CW-SSB)

filtr, który spełnia powyższe wymagania. Ze względu na konieczność uzyskania stromego zbocza i dużego tłumienia w pasmie zaporowym, zastosowano filtr trzysekcyjny. Cewki nawinięto w kubkach ferrytowych z materiału F1001 o liczbie $AL = 1600$. Cewki mają po 156 zwojów drutu DNEJ 0,2. Przy innej liczbie AL należy skorygować ilość zwojów (patrz rozdział 5.2). W filtrze zastosowano kondensatory styrofleksowe o tolerancji 10% (kondensatory elektrolityczne oraz tantalowe nie nadają się). Obniżenie częstotliwości pracy (w pozycji CW) jest możliwe dzięki przyłączeniu kondensatorów za pośrednictwem przełącznika Isostat. Jeżeli filtr będzie przeznaczony tylko do CW lub tylko do SSB, to oczywiście przełącznik można pominąć. Cały układ filtru zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 6.15. Rozmieszczenie elementów pokazano na

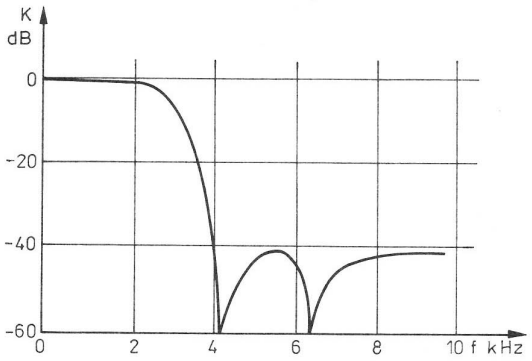


Rys. 6.15. Płytka drukowana filtru LC

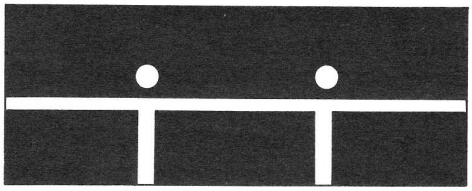
rysunku 6.16. Po zmontowaniu filtru należy sprawdzić jego charakterystykę za pomocą generatora małej częstotliwości i woltomierza m.cz., pamiętając o obciążeniu wyjścia filtru rezystorem 600 Ω.



Rys. 6.16. Rozmieszczenie elementów

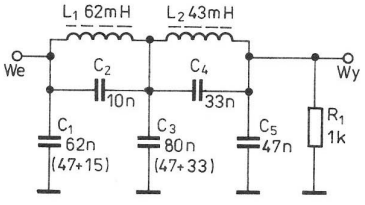


Rys. 6.18. Charakterystyka filtru SSB



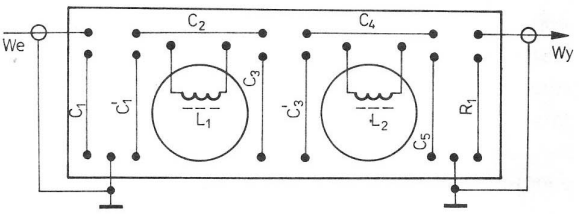
Rys. 6.19. Płytka drukowana filtru SSB

Filtr modelowy wykazywał bardzo dużą stromość zbocza, porównywalną z filtrami kwarcowymi. Jedyną wadą przedstawionego filtru jest duże tłumienie w pasmie przepustowym (−8 dB dla SSB i ok. −15 dB dla CW). Konieczne staje się więc dobudowanie dodatkowego stopnia wzmacniacza m.cz. celem skompensowania tych strat. Przedstawiony układ nie zapewnia kształtowania charakterystyki od strony niskich tonów. Obcięcie niskich tonów można uzyskać przez zmniejszenie pojemności sprzęgających we wzmacniaczu oraz przez ukształtowanie charakterystyki wzmacniacza końcowego (np. w UL1490...98 poprzez zmniejszenie pojemności dwójnika *RC* dołączonego do 5. wyprowadzenia układu scalonego; orientacyjna wartość kondensatora wynosi 4,7 ÷ 22 μF). Schemat filtru m.cz. o nieco prostszej konstrukcji przedstawiono na rysunku 6.17, charakterystykę



Rys. 6.17. Schemat ideowy prostego filtru LC (SSB)

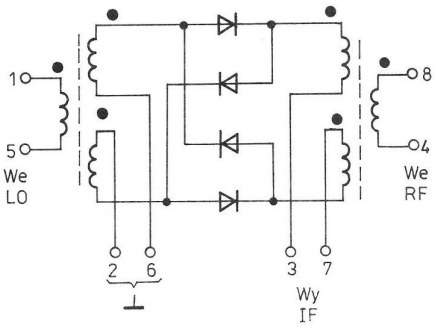
tego filtru pokazano na rysunku 6.18. Cewki L_1 i L_2, podobnie jak w poprzednim filtrze, nawinięto w kubkach ferrytowych z materiału F1001 o liczbie $AL = 1600$. Cewka L_1 zawiera 196 zwojów, L_2 zaś 163 zwoje drutu DNEJ0,2. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 6.19, rozmieszczenie zaś elementów pokazano na rysunku 6.20. Filtr ma nieco mniejsze tłumienie w pasmie zaporowym niż filtr z rysunku 6.14 lecz również może być z dobrym skutkiem zastosowany w torze m.cz. (SSB) odbiornika czy transceivera.



Rys. 6.20. Rozmieszczenie elementów na płytce

6.4. Diodowy mieszacz podwójnie zrównoważony

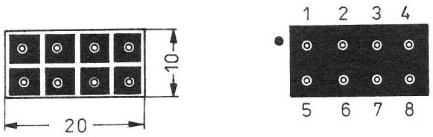
Opisany mieszacz jest konstrukcyjnie zbliżony do mieszaczy produkowanych przez wiele firm zagranicznych, oznaczanych symbolami MD..., SRA... i IE... Przy starannym wykonaniu opisany mieszacz niewiele odbiega od układów fabrycznych. Schemat połączeń układu przedstawiono na rysunku 6.21. W mieszaczu zastosowano „kwartet"diod Schottky'ego typu BA280 (ESM247) oraz dwa transformatory różnicowe *TR1*, *TR2* nawinięte na rdzeniach pierścieniowych z materiału F2001 o średnicy 5 mm. Uzwojenie nawinięto jednocześnie trzema przewodami po 5 zwojów drutu DNEJ0,3. Sposób połączenia końcówek jest zaznaczony na rysunku. Rdzenie transformatorów ustawiono względem siebie pod kątem prostym w celu zmniejszenia do minimum sprzężenia mag-



Rys. 6.21. Schemat ideowy mieszacza diodowego

netycznego. Układ jest podwójnie zrównoważony, to znaczy, że jest zrównoważony dla obydwu częstotliwości doprowadzonych do wejść (nie występują one na wyjściu). Na wyjściu układu występuje jedynie suma i różnica częstotliwości doprowadzonych oraz praktycznie suma i różnica częstotliwości wejściowej z trzecią harmoniczną częstotliwości modulującej. Mieszacz jest szerokopasmowy i może być zastosowany w całym zakresie fal krótkich. Był on sprawdzony w odbiornikach oraz transceiverach, gdzie pracował jako mieszacz, modulator, detektor. Straty przemiany wyniosą około 5 dB w zakresie użytecznym, dla skrajnych częstotliwości pracy (0,1 i 100 MHz) wzrastają do około 8 dB. W układzie tym można zmieniać wejście i wyjście między sobą, przy czym należy pamiętać, że izolacja wejść LO – IF > 40 dB, LO – RF > 50 dB, zaś RF – IF > 25 dB przy napięciu heterodyny 0,5 V (0,4 ÷ 0,7 V). Impedancja wejść powinna wynosić 50 ÷ 75 Ω. Podane parametry odnoszą się do modulatora wykonanego na czterech dobranych diodach przy napięciu w.cz. Jeżeli układ nie pracuje jako modulator, to diody nie muszą być tak starannie dobierane i często wystarczy, aby były tego samego typu.

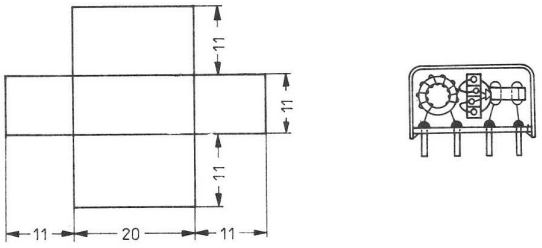
Na rysunku 6.22 przedstawiono płytkę montażo-



Rys. 6.22. Płytka drukowana mieszacza diodowego

wą z dwustronnego laminatu. Końcówki wykonano z drutu srebrzonego o średnicy 1 mm. Diody zlutowano „w koło" i ustawiono przestrzennie między transformatorami. Obudowę wykonano z blachy ocynowanej, jak na rysunku 6.23. W końcowej fazie montażu uzwojenia wraz z diodami zalano klejem wodoodpornym.

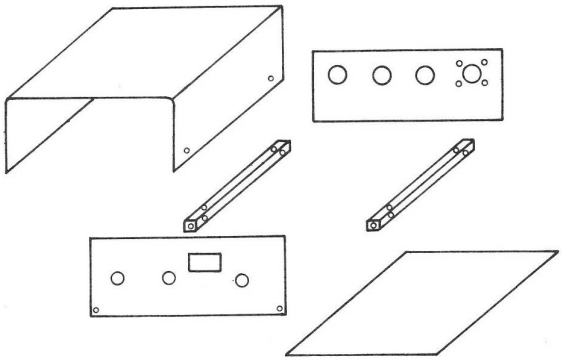
Urządzenie odbiorcze z opisywanym mieszaczem wykazywało bardzo dobre właściwości dynamiczne przy małych szumach.



Rys. 6.23. Sposób wykonania obudowy

6.5. Obudowy

Obudowa jest ważnym elementem każdej konstrukcji, zarówno ze względów elektrycznych i funkcjonalnych, jak i estetycznych urządzenia. W wielu przypadkach jako obudowy można wykorzystywać różnego rodzaju pojemniki plastikowe, ale w konstrukcjach nadawczo-odbiorczych powinno się stosować obudowy metalowe. Zapewniają one przede wszystkim ekranowanie przed zewnętrznymi polami oraz wpływami atmosferycznymi. Niektóre obudowy przyrządów pomiarowych zostały już przedstawione na rysunkach 4.21, 4.61, 4.62, 4.75. Takie obudowy, lecz o innych wymiarach można wykorzystywać również do innych konstrukcji. Stosunkowo prostą obudowę przedstawiono na rysunku 6.24. Płytka montażowa układu



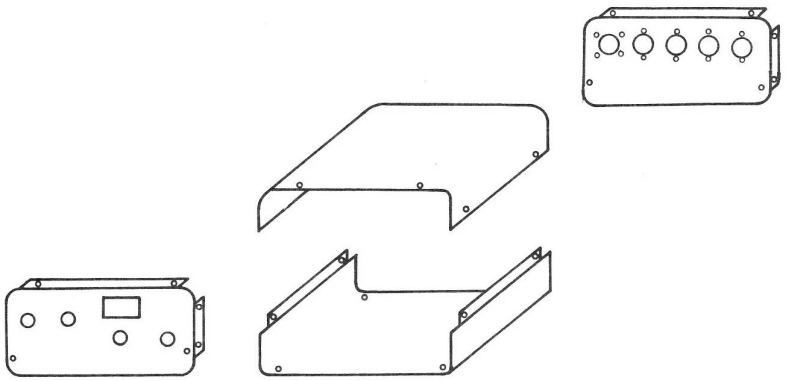
Rys. 6.24. Sposób wykonania prostej obudowy urządzenia nadawczo-odbiorczego

elektronicznego jest przymocowana czterema wkrętami M3 do mosiężnych prętów o przekroju kwadratowym 7 × 7 mm. Końce prętów zostały nawiercone i nagwintowane M3, a następnie przymocowano do nich ściankę przednią i tylną. Jest to proste do wykonania w warunkach amatorskich, a jednocześnie zapewnia dostatecznie sztywną konstrukcję, dobry dostęp do wszystkich elementów i punktów lutowniczych. Górna część obudowy oraz ścianki boczne wygięte są w kształcie litery U z jednego kawałka blachy aluminiowej o grubości 1 mm i przymocowane do mosiężnych

prętów. Płyta dolna jest wykonana z blachy nieco grubszej (1,5 ÷ 2 mm) i przymocowana wystającymi wkrętami mocującymi płytkę montażową.
Druga obudowa (rysunek 6.25) jest nieco trudniejsza do wykonania ze względu na większą liczbę gięć, ale za to ma bardziej estetyczny wygląd. Wszystkie części składowe obudowy są wykonane z blachy o grubości 1 mm i łączone ze sobą za pomocą blachowkrętów. Otwory powinny mieć odpowiednio mniejszą średnicę od średnicy blachowkrętów i być wykonywane dopiero po złożeniu wszystkich elementów. Indywidualne wiercenie otworów w każdej części obudowy może przysporzyć trudności przy skręcaniu. Płytkę montażową urządzenia najłatwiej jest przymocować za pomocą prętów, podobnie jak w poprzedniej obudowie (pręty te dodatkowo usztywniają całą konstrukcję).

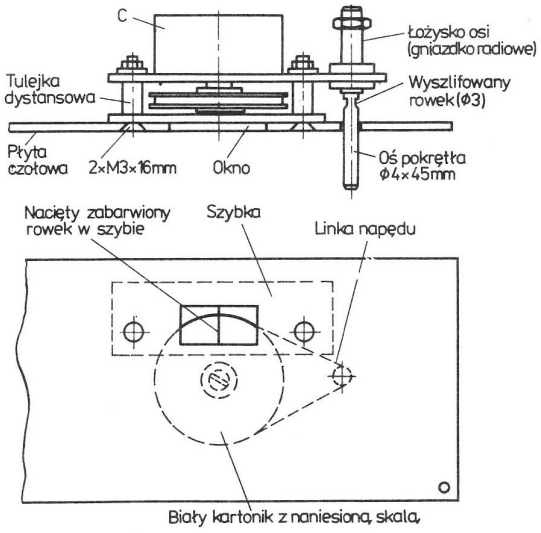
6.6. Przekładnie strojeniowe

Wiadomo, że precyzyjne dostrojenie się do częstotliwości w odbiorniku, transceiverze czy generatorze zależy przede wszystkim od przełożenia przekładni mechanicznej. W najprostszych konstrukcjach można zastosować kondensator zmienny od odbiorników radiofonicznych, który ma już na osi przekładnię o stosunku przełożenia 3:1. W warunkach amatorskich najłatwiej jest wykonać przekładnię sznurkową. Przykładowe rozwiązanie takiej przekładni łącznie z kondensatorem przedstawiono na rysunku 6.26.
Kondensator *C*, plastikowa tarcza skali wraz z linką napędową pochodzą z odbiornika starszego typu „Minor". Oś pokrętła wykonano z pręta mosiężnego o średnicy 4 mm (od potencjometru), na którym wyszlifowano wgłębienie w celu zwięk-



Rys. 6.25. Sposób wykonania obudowy urządzenia nadawczo-odbiorczego (wersja II)

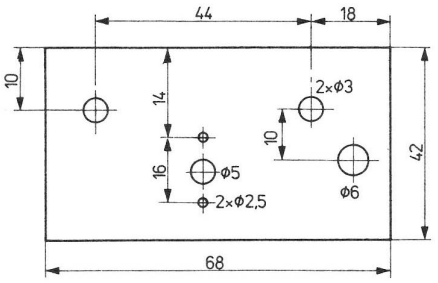
W obydwu przypadkach przedstawiono przykładowe rozmieszczenie otworów na płycie przedniej i tylnej. Ścianki przednie będą zawierały przekładnie strojeniowe i potencjometry (tłumik, siła głosu, RIT). Ścianki tylne mają wykonane otwory pod gniazda (antenowe, zasilania, mikrofonowe, głośnikowe). Po wykonaniu wszystkich otworów można obudowy pomalować, a płyty dolne zaopatrzyć w gumowe nóżki-podstawki.
Obudowy wykonywane przez założenie dwóch wygiętych blach w kształt litery U są proste, lecz mało wygodne do różnego rodzaju eksperymentów, ze względu na utrudniony dostęp do wszystkich elementów i punktów lutowniczych. Mogą one być natomiast stosowane do urządzeń o prostej konstrukcji, nie wymagających regulacji czy zmian.
Warto dodać, że czasami w handlu można spotkać obudowy metalowe, które można przystosować do potrzeb konstrukcji krótkofalarskich.



Rys. 6.26. Przekładnia sznurkowa

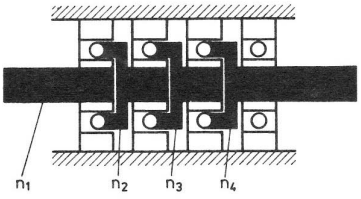
szenia przełożenia. Oś obraca się w łożysku z gniazdka radiowego. Można w ten sposób uzyskać przełożenie 6:1.

Na rysunku 6.27 pokazano płytkę napędu skali z otworami do przymocowania kondensatora, gniazdka radiowego i tulejek dystansowych.

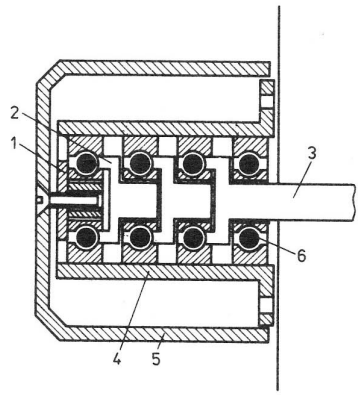


Rys. 6.27. Płytka montażowa przekładni sznurkowej

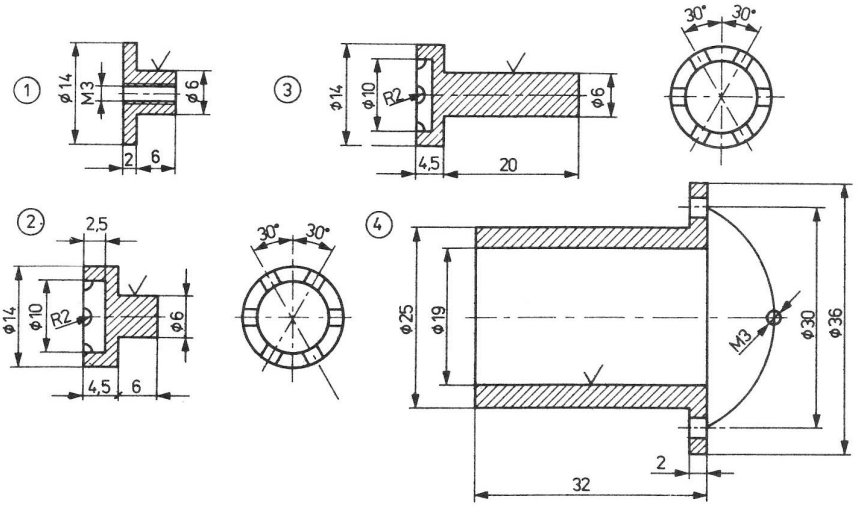
Stosunkowo niezłą przekładnię można uzyskać z łożysk kulkowych (przekładnie takie można spotkać w niektórych młynkach do kawy). Do wykonania przekładni tego typu niezbędny jest dostęp do tokarni. Na rysunku 6.28 przedstawiono przekrój kompletnej przekładni, zasadę działania (przenoszenie napędu) zaś wyjaśniono na rysunku 6.29. Stosunek prędkości obrotowej pierścienia wewnętrznego do prędkości obrotowej koszyczka z kulkami wynosi w łożysku około 3:1 (pierścień zewnętrzny jest nieruchomy). Przez zestawienie kilku łożysk uzyskuje się zwiększenie przełożenia o wielokrotności liczby 3. W opisanej przekładni stosunek ten wynosi 27:1 (czwarte łożysko nie bierze udziału w przełożeniu). W tulei (*4*) (przykręconej bezpośrednio do przedniej ścianki urządzenia wciśnięte są cztery łożyska (*6*) o numerach 626. Napęd od gałki (*5*) jest przekazywany za pośrednictwem wałka (*1*) na pierścień wewnętrzny pierwszego łożyska. Obroty są przekazywane z koszyczka przez łącznik (*2*) na pierścień wewnętrzny drugiego łożyska. Taki sam łącznik przekazuje napęd z koszyczka drugiego łożyska na pierścień wewnętrzny trzeciego łożyska. Czwarte łożysko utrzymuje wałek (*3*) napędzający kondensator w centralnym położeniu. Na wałek ten można zamocować tarczę z naniesioną podziałką skali. Poszczególne detale przekładni (wytoczone z mosiądzu) pokazano na rysunku 6.30. Jako gałkę (*5*) można wykorzystać gotową fabryczną gałkę aluminiową od odbiornika „Radmor" po niewielkich przeróbkach.



Rys. 6.29. Zasada działania przekładni z łożysk



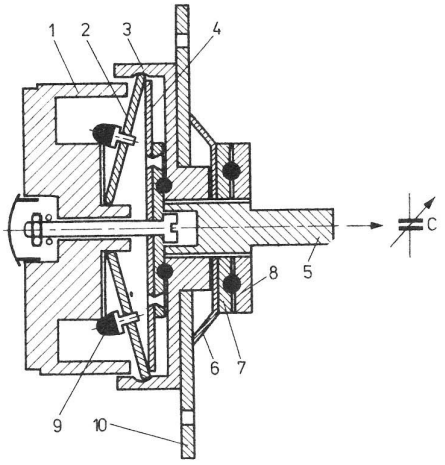
Rys. 6.28. Przekrój przekładni z łożysk kulkowych



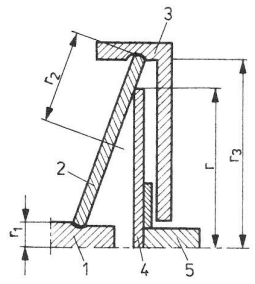
Rys. 6.30. Części składowe przekładni z łożysk

1 — grzybek, 2 — łącznik międzyłożyskowy (2 szt.), 3 — łącznik przenoszący napęd na kondensator, 4 — tuleja montażowa przekładni

Druga przekładnia, której przekrój przedstawiono na rysunku 6.31, jest przekładnią cierną, dwustopniową, tzw. planetarną, o przełożeniach 100:1 oraz 1:1. Przekładnie takie stosowane są powszechnie w zagranicznych transceiverach oraz m.in. w odbiornikach R311. Zasadę działania (zmianę przełożenia) zilustrowano na rysunku 6.32. Poprzez obrót koła (*1*) uzyskujemy złożony ruch kół (*2*) – satelit, które wykonują ruch rotacyjny wokół własnej osi i obieg wokół koła (*1*). Ruch ten jest wynikiem sprzężenia ciernego ze stałym kołem (*3*). Koła (*2*) napędzają koło (*4*) przez sprzężenie cierne na promieniu *r*. W efekcie uzyskujemy obrót koła



Rys. 6.31. Przekrój przekładni ciernej dwustopniowej (planetarnej)



Rys. 6.32. Zasada działania przekładni planetarnej

(*4*) opisany zależnością:

$$i = \frac{n_1}{n_3} = \frac{2r_3}{r_1\left(1-\frac{r}{r_2}\right)}$$

gdzie: n_1 – liczba obrotów koła (*1*)
n_3 – liczba obrotów koła (*3*)
r_3 – wg rysunku 6.32.

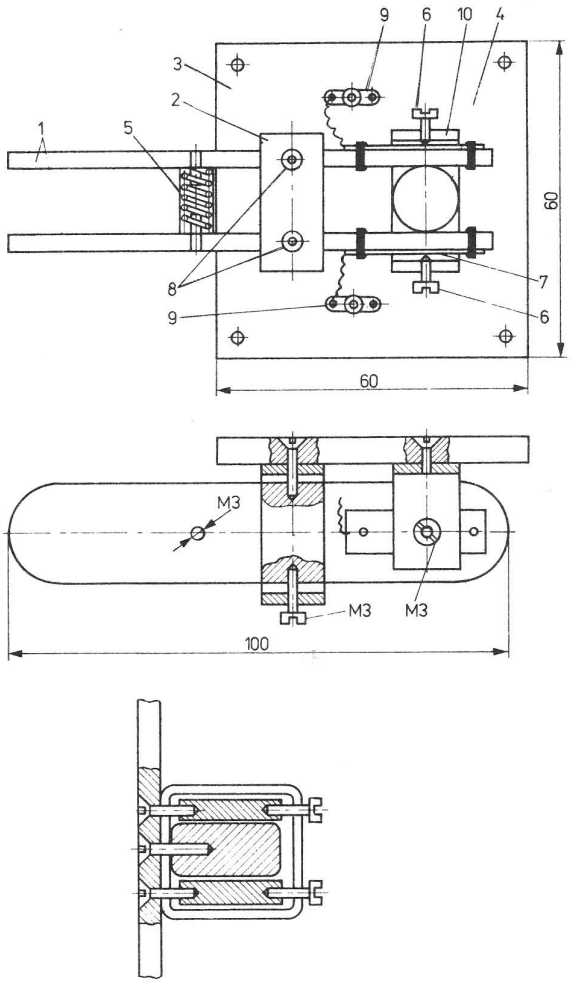
Poszczególne detale przekładni wytoczono ze stali (rysunek 6.33). Przełożenie można zmieniać w niewielkim stopniu przez zmianę kąta ustawienia koła (*2*). W tym celu należy zwiększyć docisk śrubą. Wszystkie elementy trące posmarowane są smarem ŁT4.

Podane wymiary elementów przekładni należy traktować tylko orientacyjnie i ustalać je indywidualnie, w zależności od możliwości materiałowych i narzędziowych.

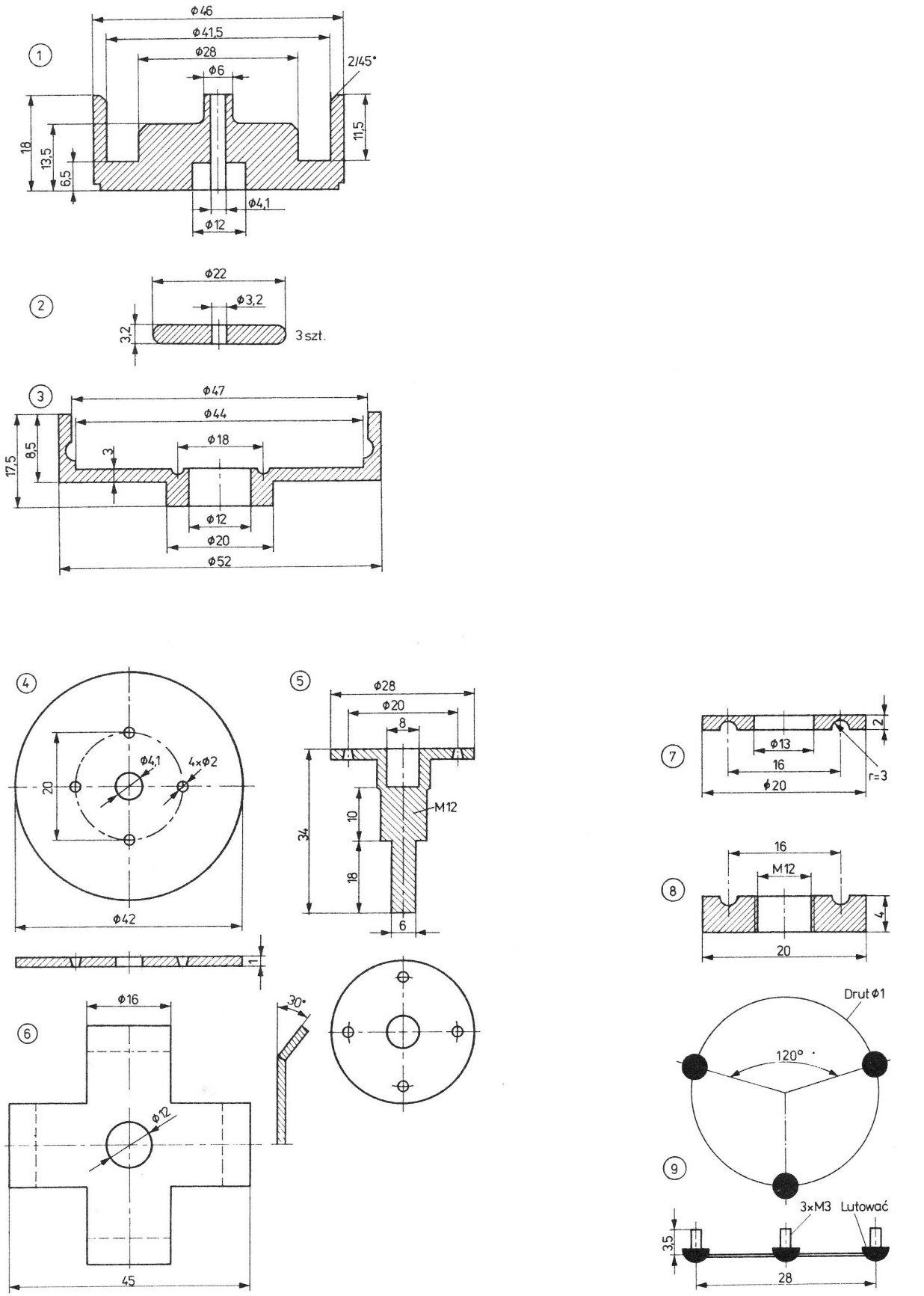
Oprócz zaprezentowanych przekładni należy wspomnieć jeszcze o wykorzystywaniu przekładni zębowych ze sprzętu demobilowego, np. radiostacji RBM.

6.7. Manipulatory dźwigniowe do kluczy elektronicznych

Manipulator dźwigniowy jest częścią składową klucza elektronicznego. Od jego kształtu, zakresu skoku zależy w dużym stopniu szybkość i jakość nadawania. Najprostszy manipulator jednodźwigniowy można uzyskać po przeróbce przekaźnika polaryzowanego np. TGL6625 (RFT) po przełożeniu kotwiczki i zainstalowaniu sprężyny. Na rysunku 6.34 przedstawiono jeden z możliwych sposo-



Rys. 6.34. Sposób wykonania manipulatora dwudźwigniowego (wersja I)



Rys. 6.33. Części składowe przekładni planetarnej

1 – pokrętło dokładne, 2 – satelity (3 szt.), 3 – pokrętło zgrubne, 4 – tarcza cierna, 5 – oś przekładni przenosząca napęd. 6 – sprężyna dociskowa, 7 i 8 – łożysko kulkowe, 9 – ułożyskowanie satelit, 10 – przednia ścianka obudowy

bów wykonania manipulatora dwudźwigniowego. Składa się on z następujących elementów:

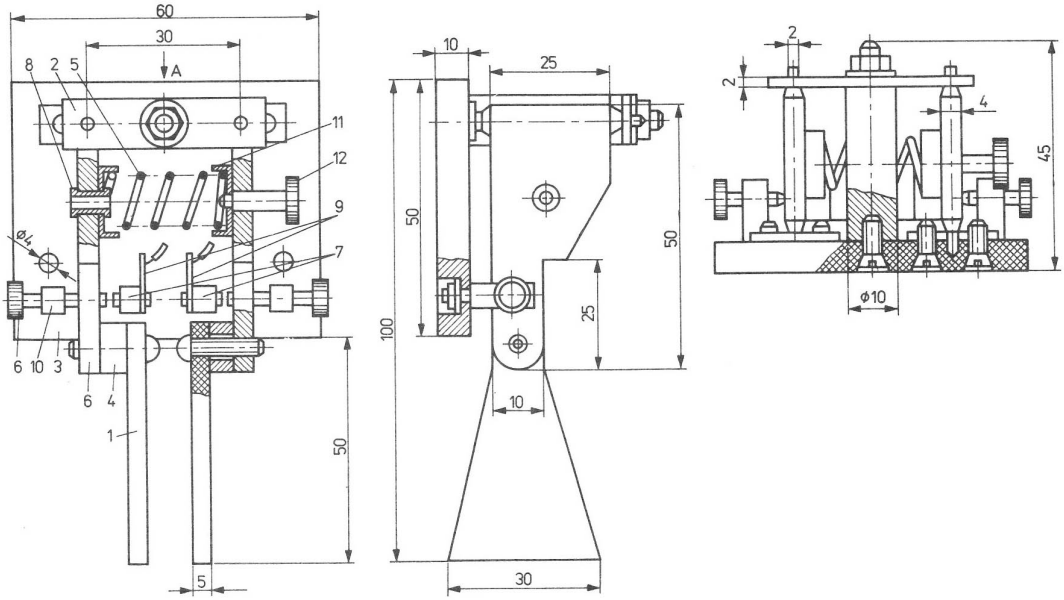
1 — dźwignie manipulatora wykonane z metapleksu o grubości 5 mm,
2 — jarzmo z wygiętego paska blachy stalowej o grubości 2 mm,
3 — podstawa wykonana z grubej blachy stalowej,
4 — kołek ustalający wykonany z pręta izolacyjnego (np. włókno szklane),
5 — sprężyna o średnicy ok. 7 mm,
6 — śruby stykowe M3 (można wykorzystać oryginalne śruby z przekaźnika),
7 — blaszki stykowe (np. końcówki z baterii płaskich),
8 — łożyska dźwigni (wkręty M3 lub lepiej stalowe kulki o średnicy około 3 mm uzyskane ze starego łożyska)
9 — oczka lutownicze przykręcone poprzez podkładki izolacyjne,
10 — podkładka pod dźwignie z wygiętego paska blachy stalowej o grubości 2 mm.

Skok każdej dźwigni można regulować śrubą (*6*) zależnie od upodobań operatora.

Drugi manipulator, przedstawiony na rysunku 6.35 jest trudniejszy do wykonania, ale ma lepsze parametry (dźwignie mają inny kształt, pracują bardzo miękko i większy jest zakres regulacji skoku). Elementy *1*, *2*, *3*, *5*, *7*, *9*, *10* pełnią tą samą funkcję jak w poprzednim rozwiązaniu. Pozostałe elementy pełnią inne funkcje:

4 — dwie tulejki dystansowe ustalające odstęp między dźwigniami,
6 — dwa elementy przedłużające dźwignie, w których zamocowano osie zawieszenia, talerzyki mocujące sprężynę oraz styki masy,
8 — nit mocujący talerzyk,
11 — talerzyk mocujący sprężynę,
12 — śruba regulująca naprężenie dźwigni.

Manipulatory można zamontować łącznie z układami elektronicznymi w jednej obudowie. Podstawy w obydwu manipulatorach wykonane z blachy stalowej o grubości 10 mm w celu zwiększenia całkowitej masy klucza i uniemożliwienia jego przesuwania się po stole w czasie pracy. Dźwignie wykonano z metapleksu (szkło organiczne), pozostałe zaś elementy z blachy stalowej (lub mosiężnej). Wymiary elementów, jak również kształt dźwigni można zmienić, dostosowując je do indywidualnych upodobań.



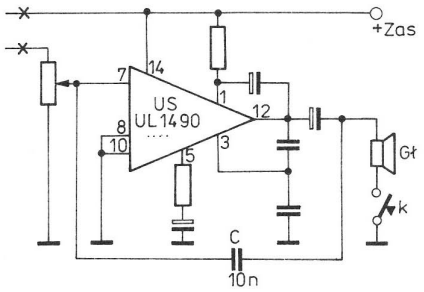
Rys. 6.35. Sposób wykonania manipulatora dwudźwigniowego (wersja II)

7

Generatory do nauki telegrafii

Do nauki telegrafii niezbędny jest generator akustyczny o częstotliwości około 1 kHz i klucz. Wprawdzie zamiast wykonywać osobny generator można wykorzystać jeden z układów opisanych w rozdziale 4.7, ale dla początkujących krótkofalowców przydatne mogą być również inne proste rozwiązania.

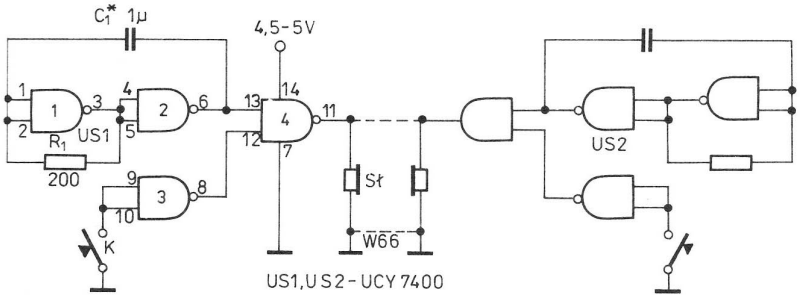
Układ generatora przedstawiony na rysunku 7.1



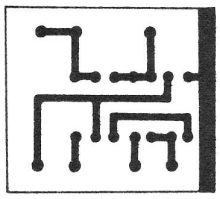
Rys. 7.1. Schemat ideowy generatora uzyskanego ze wzmacniacza m.cz.

powstał przez dodanie kondensatora 10 nF między wyjście i wejście wzmacniacza (UL1490) w odbiorniku radiowym. Kondensator ten tworzy pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego i od jego wartości oraz ustawienia potencjometru siły głosu zależy częstotliwość drgań. Sposób kluczowania najlepiej wybrać indywidualnie (odłączenie jednej z elektrod układu scalonego, przyłączenie elementu *RC*) tak, aby zmniejszyć do minimum powstawanie „kliksów". Na rysunku 7.1 przedstawiono najprostszy sposób – przełączanie głośnika za pośrednictwem klucza.

Układ generatora pokazany na rysunku 7.2 składa się z dwóch identycznych generatorów połączonych ze sobą za pośrednictwem linii dwuprzewodowej. Umożliwia on w ten sposób nadawanie i odbiór sygnałów telegraficznych między dwoma punktami oddalonymi od siebie o około 20 m. Generatory zbudowane z wykorzystaniem bramek NAND układów UCY7400 mają minimalną ilość elementów. Układy są uruchamiane po naciśnięciu klucza. W stanie spoczynkowym na wyprowadzeniu *12* występuje zero logiczne, co uniemożliwia przejście sygnału z generatora do słuchawki, np. W66. Układy zmontowano na płytkach drukowanych (rysunek 7.3), rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 7.4. Ze względu na prostotę połączeń można nawet zrezygnować z płytek drukowanych dokonując połączeń od razu między wyprowadzeniami układu scalonego. Przez zmianę wartości rezystora R_1 ($\pm$ 50 Ω) lub kondensatora C_1 można ustalić wysokość tonu według własnych



Rys. 7.2. Schemat ideowy kluczowanego generatora na bramkach TTL

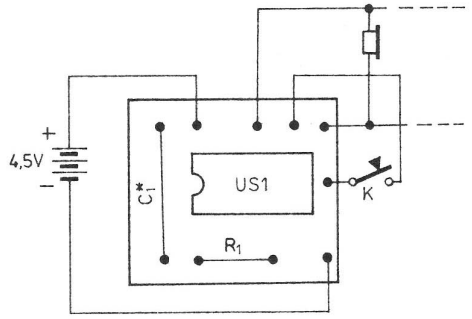


Rys. 7.3. Płytka drukowana kluczowanego generatora

upodobań. Do zasilania układu można wykorzystać płaską baterię 4,5 V, którą razem z układem elektronicznym i słuchawką można zmontować w plastikowym pudełku, np. na przybory do szycia.

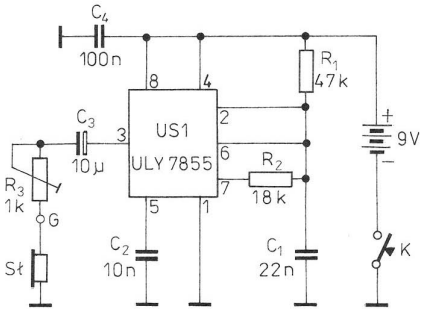
Na rysunku 7.5 zamieszczono jeszcze jeden z praktycznych sposobów realizacji generatora do nauki telegrafii. W urządzeniu wykorzystano popularny układ scalony ULY7855. Wartości elementów R_1, R_2, C_1 tak dobrano, aby częstotliwość wyjściowa generatora wynosiła około 1 kHz. Sygnał wyjściowy poprzez kondensator C_3 oraz potencjometr montażowy R_3 służący do regulacji siły głosu skierowany jest do gniazda wyjściowego G, do którego można podłączyć dowolne słuchawki, np. od walkmana. Kluczowanie sygnału odbywa się poprzez przerywanie obwodu zasilania 9 V.

Cały układ elektryczny, łącznie ze stykiem zwiernym zastępującym klucz sztorcowy, zestawiono na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 7.6. Styk stały połączony z plusem baterii zasilającej (np. 6F22) zamontowany jest do grubego klocka

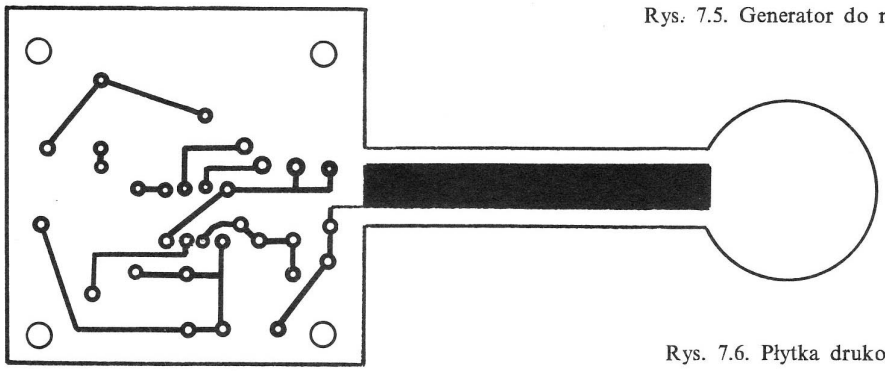


Rys. 7.4. Rozmieszczenie elementów na płytce

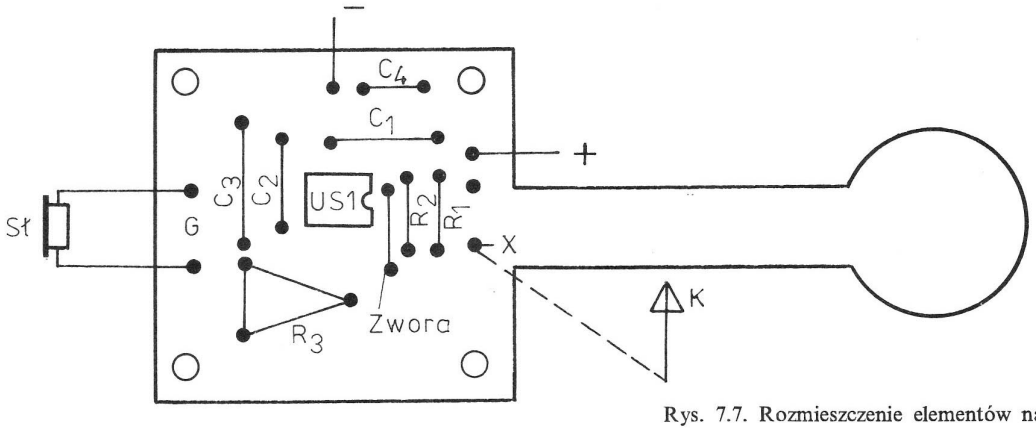
z drewna lub sklejki, stanowiących podstawę klucza. Miejsce zamontowania tego styku zaznaczono na rysunku 7.7 strzałką. Płytka drukowana zamocowana jest do klocka za pośrednictwem plastikowych (lub metalowych) tulejek dystansowych, ustalających jednocześnie niezbędną odległość ok. 1 mm pomiędzy stykami klucza.



Rys. 7.5. Generator do nauki telegrafii na ULY7855



Rys. 7.6. Płytka drukowana generatora



Rys. 7.7. Rozmieszczenie elementów na płytce

8

Odbiorniki nasłuchowe

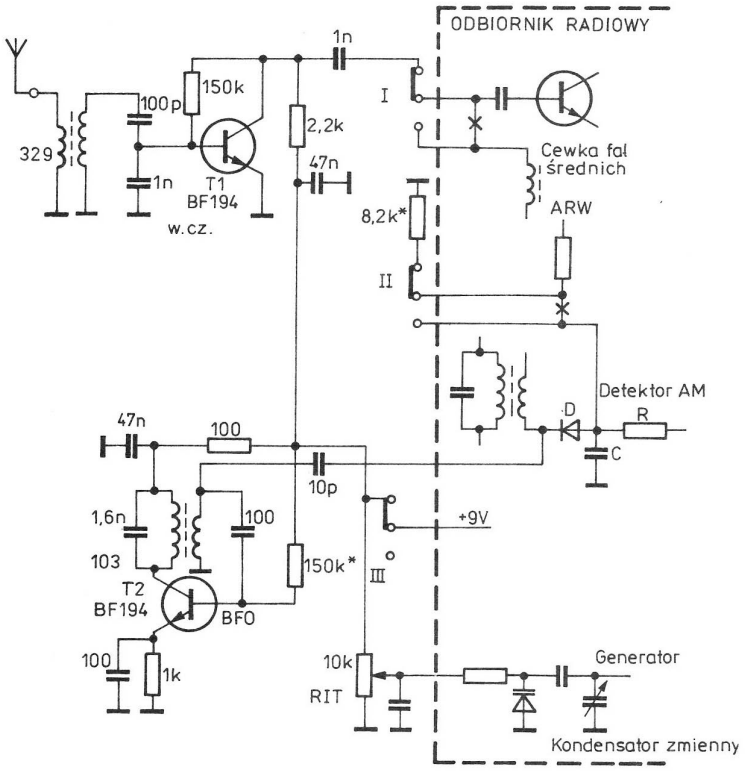
8.1. Przystosowanie odbiornika radiofonicznego do odbioru pasma amatorskiego 160 m

Popularne odbiorniki radiofoniczne superheterodynowe, mające zakres fal średnich, można w prosty sposób przystosować do odbioru pasma amatorskiego 160 m. W tym celu należy dorobić nowy obwód wejściowy oraz pomocniczy generator (BFO), zestrojony na częstotliwość zbliżoną do częstotliwości pośredniej 465 kHz. Wiadomo, że przy danej częstotliwości heterodyny odbiór jest możliwy na dwóch częstotliwościach wejściowych $f_{we1} = f_h + 465$, $f_{we2} = f_h - 465$. Wybór wymaganej częstotliwości odbywa się przez wejściowe obwody rezonansowe, które dokonują selekcji sygnałów. Do odbioru najniższych częstotliwości pasma 160 m (1850 kHz) generator powinien wytwarzać częstotliwość 1385 kHz, a dla najwyższej częstotliwości pasma (1950 kHz) – 1485 kHz. Łatwo zauważyć, że przy takim sposobie przemiany wyżej wymieniony zakres częstotliwości pracy jest pokryty przez odbiornik radiofoniczny pracujący w zakresie fal średnich 920 ÷ 1020 kHz. Taka przeróbka nie wymaga zmiany zakresu heterodyny i może być wykonana nawet bez przyrządów pomiarowych. W każdym razie należy najpierw zapoznać się ze schematem ideowym, a potem montażowym przerabianego odbiornika (zlokalizować kondensator sprzęgający, obwody wejściowe z bazą pierwszego tranzystora odbiornika, układ ARW, detektor AM oraz zasilanie odbiornika). W obudowie trzeba wykonać gniazdo antenowe oraz przełącznik podzakresu fal średnich i pasma amatorskiego. Przyłączenie dodatkowych układów do odbiornika pokazano na rysunku 8.1. Przełącznik realizuje następujące funkcje:

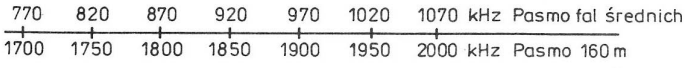
- przyłączanie dodatkowego wzmacniacza w.cz. z obwodami wejściowymi zestrojonymi na pasmo 160 m,
- odłączanie układu automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW),
- dołączania generatora BFO zbudowanego na tranzystrze *T2*.

Nie można zaproponować gotowych płytek drukowanych pod układy z tranzystorami *T1*, *T2*, ponieważ ich kształt i wymiary muszą być dostosowane do istniejącego wolnego miejsca w odbiorniku, który przerabiamy. Jako filtr wejściowy można zastosować gotowy obwód 7 × 7 o numerze 329, a jako obwód generatora Meisnera gotowy filtr 465 kHz o numerze 103.

Po ustawieniu przełącznika trzeba skorygować częstotliwość drgań generatora BFO na częstotliwość zbliżoną do 466 kHz. Najłatwiej wykonać to przez wkręcanie wykręconego wcześniej rdzenia cewki BFO aż do momentu usłyszenia w głośniku gwizdu o częstotliwości około 1 kHz. Optymalnie częstotliwość można ustawić dopiero uwzględniając najlepszą jakość sygnału odbieranego. Obwód wejściowy stroimy również rdzeniem cewki na maksimum siły głosu odbieranego sygnału. Aby ułatwić dostrajanie się do stacji amatorskich można jeszcze dobudować precyzer (RIT). W najprostszym wykonaniu może to być kondensator o pojemności kilku pF podłączony równolegle do sekcji kondensatora w generatorze odbiornika. Lepszym sposobem jest wykorzystanie diody pojemnościowej (patrz rysunek 8.1), ponieważ wtedy oś potencjometru RITa można zamocować w dowolnym miejscu na płycie czołowej odbiornika. Chcąc usprawnić jeszcze nasz odbiornik, można wstawić między detektor a wzmacniacz m.cz. filtr akustyczny m.cz., np. opisany w 6.3, oraz dodatkowy



Rys. 8.1. Schemat ideowy przystosowania odbiornika radiofonicznego do odbioru pasma 160 m



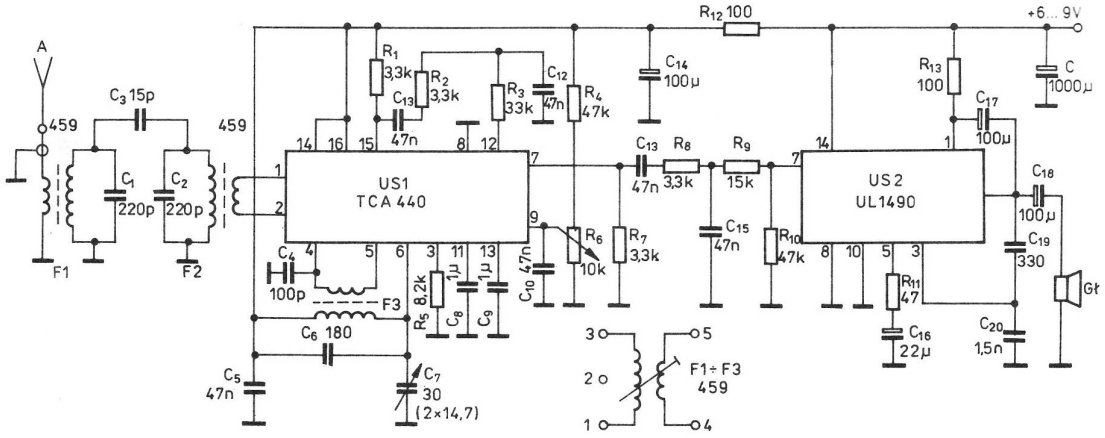
Rys. 8.2. Nomogram do odczytywania pasma 160 m ze skali pasma fal średnich

stopień wzmacniacza m.cz., który wyraźnie poprawi wypadkową czułość odbiornika. Na rysunku 8.2. pokazano nomogram do odczytywania pasma 160 m ze skali pasma fal średnich. Na podobnej zasadzie można przestroić odbiornik radiofoniczny na inne pasma amatorskie, np. na zakres 40 m (7 ÷ 7,1 MHz). Wystarczy dobudować tylko generator pomocniczy BFO lub dodatkowo jeszcze RIT, filtr akustyczny m.cz. z dodatkowym wzmacniaczem jak opisano wyżej.

8.2. Prosty nasłuchowy odbiornik na pasmo 80 m

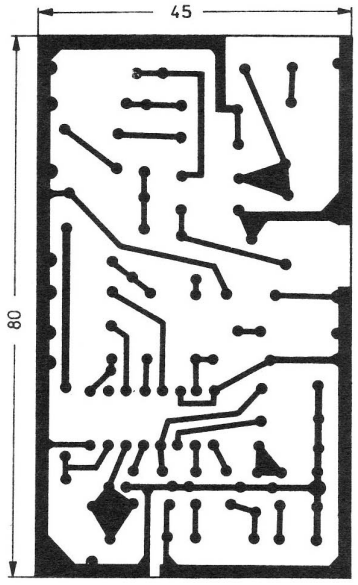
Opisany odbiornik ze względu na swą prostotę, małe wymiary oraz niezłe parametry (czułość około 1 μV) można polecić początkującym nasłuchowcom oraz krótkofalowcom wyjeżdżającym w teren, np. na urlop.

Schemat elektryczny odbiornika przedstawiono na rysunku 8.3. Układ pracuje z bezpośrednią przemianą częstotliwości z wykorzystaniem tylko dwóch układów scalonych UL1203 (TCA440) oraz UL1490. Sygnał z anteny przez filtr dwuobwodowy zestawiony z filtrów 7 × 7 o oznaczeniu 499 jest podany do wzmacniacza w.cz. układu UL1203 (wyprowadzenia *1, 2*). Generator przestrajany (VFO) pracuje w układzie Meisnera również z wykorzystaniem filtru 459 (wyprowadzenia *4, 5, 6*) na częstotliwości 3,5 ÷ 3,8 MHz. Z wyjścia mieszacza — detektora (wyprowadz. *15*) sygnał m.cz. będący różnicą częstotliwości wejściowej i częstotliwości generatora, przez filtr RC jest podany do złożonego wzmacniacza p.cz. pracującego w tym przypadku w zakresie m.cz. (wyprowadzenie *12*). Wzmacniacz ten objęty jest ręczną regulacją wzmocnienia za pośrednictwem potencjometru R_6 (wzmocnienie rośnie przy przesuwaniu suwaka w kierunku masy). Sygnał z wyjścia (wyprowadzenie *7*) również przez filtr *RC*, obcinający częstotliwości większe niż 3 kHz, jest podany do wzmacniacza m.cz. z układem UL1490. Warto wspomnieć o możliwości kształtowania pasma od strony niskich tonów za pośrednictwem kondensatora C_{16}. Jego wartość należy tak dobrać, aby uzyskać wycięcie częstotliwości mniejszych niż 300 Hz. Zasilanie odbiornika może wynosić 6 ÷ 9 V. Wskazane jest przyłączenie równoległe do kondensatora C_{14} diody Zenera o napięciu mniejszym o około

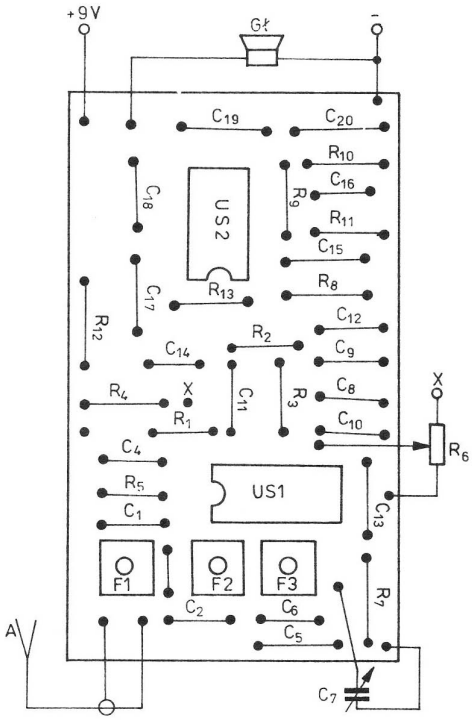


Rys. 8.3. Schemat ideowy odbiornika nasłuchowego na pasmo 80 m

2 V od napięcia zasilania. Pobór prądu odbiornika wynosi 10 ÷ 30 mA (zależnie od siły głosu).
Cały układ elektryczny odbiornika jest zmontowany na jednej płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 8.4. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rysunku 8.5. Wszystkie elementy zastosowane w odbiorniku łącznie z filtrami 7 × 7 i obudową, można nabyć w sklepach. Jako kondensator zmienny C_7 wykorzystano dwie sekcje po 14,7 pF połączone równolegle typowego agregatu odbiorczego z przekładnią 1:3.



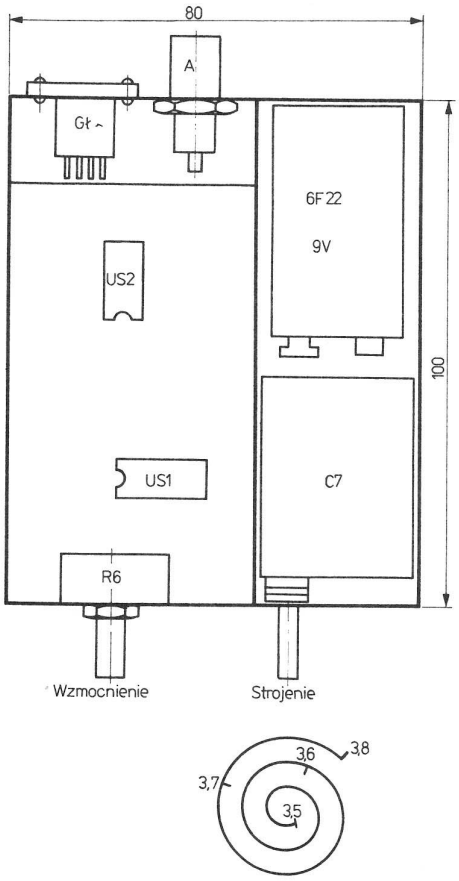
Rys. 8.4. Płytka drukowana odbiornika nasłuchowego na pasmo 80 m



Rys. 8.5. Rozmieszczenie elementów

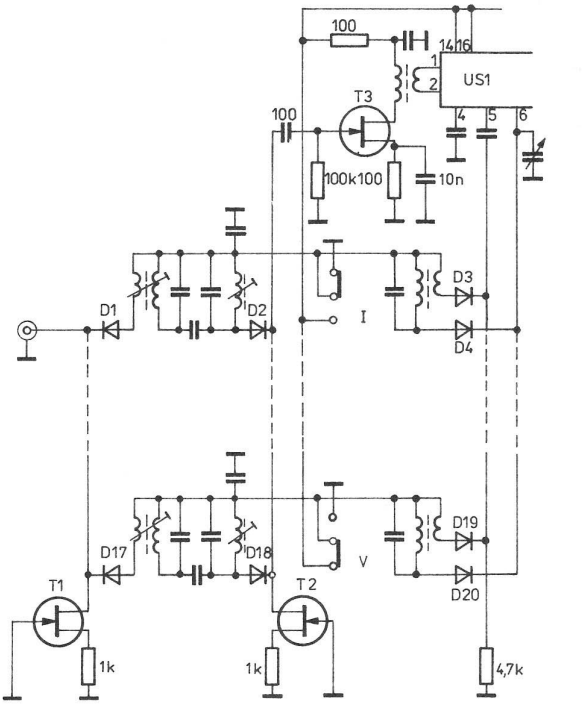
Zmontowany układ wymaga jedynie zestrojenia obwodu wejściowego oraz ustawienia zakresu VFO za pomocą rdzeni w cewkach. Gdyby na wyprowadzeniu 5 nie występowały oscylacje generatora, należy skrzyżować doprowadzenie cewki do wyprowadzeń 4 i 5 układu scalonego Przez ostrożne ściskanie lub rozginanie płytek rotora kondensatora zmiennego oraz korygowanie ustawienia rdzenia można uzyskać zakres przestrajania 3,5 ÷ 3,8 MHz. Stabilność częstotliwości VFO, szczególnie po zastosowaniu kondensatora C_6, mikowego, z oznaczeniem G (zerowy współczynnik temperaturowy) jest dobra. W odbiorniku można zastosować kilka innych dostępnych obwodów 7 × 7 (127, 422, 426, 434, 435, 441 ...) z tym, że trzeba zmienić wartości kondensatorów zależnie od indukcyjności uzwojeń oraz należy zwrócić uwagę na wyprowadzenia, które mogą być inne od podanych na rysunku. Szkic rozmieszczenia ele-

mentów w obudowie oraz orientacyjną skalę założoną bezpośrednio na oś kondensatora zmiennego przedstawiono na rysunku 8.6.
Przy budowie odbiornika przystosowanego do większych częstotliwości pracy (ze względu na stabilność) lepiej jest doprowadzić sygnał o napię-



Rys. 8.6. Szkic rozmieszczenia podzespołów w obudowie odbiornika

ciu 0,5 V do wyprowadzenia 5 układu scalonego *US1* z zewnętrznego generatora pracującego np. w układzie Seylera. W celu zwiększenia selektywności można zamiast filtru *RC* zastosować filtr opisany w 6.3. Na rysunku 8.7 przedstawiono schemat jednego z możliwych sposobów rozbudowy odbiornika do odbioru kilku pasm amatorskich. Zastosowano elektroniczne przełączanie obwodów wejściowych oraz obwodów generatora. Pasma wybiera się przełącznikiem Isostat, za pośrednictwem, którego następuje polaryzacja diod w kierunku zaporowym (przełącznik I) w kierunku przewodzenia (przełącznik V). Po ustawieniu przełącznika jak na rysunku sygnał z anteny przez diody *D17*, *D18* jest podawany do szerokopasmowego wzmacniacza w.cz., pracującego na tranzystorze polowym np. BF256 (*T3*). Potem sygnał przez transformator w.cz. o przełożeniu 1:1 (2 × 5 zwojów drutu DNEJ0,2 na pierścieniu fer-

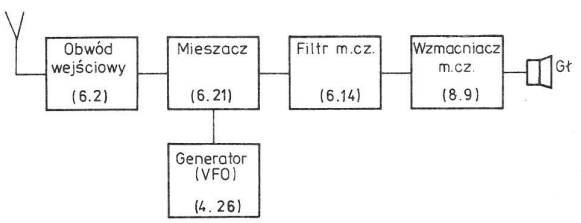


Rys. 8.7. Schemat przykładowej rozbudowy odbiornika do odbioru kilku pasm

rytowym o średnicy 10 mm z materiału F2001) jest podany do układu UL1203. Częstotliwość generatora zależy od elementów *LC*, dołączonych za pośrednictwem diod *D19*, *D20*. Tranzystory polowe FET (*T1*, *T2*) typu BF245A pracują jako źródła prądowe, zapewniają dużą impedancję wejściową na w.cz., a małą dla prądu stałego. Zamiast nich można włączyć rezystory 1 kΩ, lecz wzrośnie wtedy nieco tłumienie sygnału odbieranego. Dane obwodów wejściowych (generatora) można wykorzystać z opisu filtrów pasmowych w rozdziale 6.1.

8.3. Odbiornik nasłuchowy „składak"

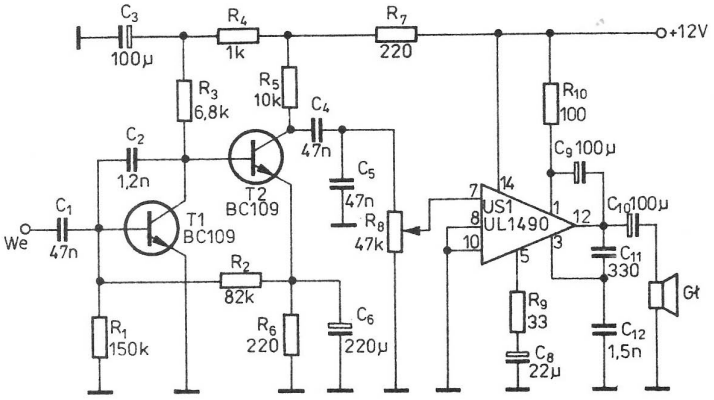
Odbiornik ten powstał ze złożenia układów już opisanych w rozdziałach 4.6, 6.1, 6.3, 6.4 i dlatego jest nazywany „składak". Jak łatwo zauważyć ze schematu blokowego (rysunek 8.8) jest to odbiornik o bezpośredniej przemianie częstotliwości. Sygnał z anteny jest kierowany do filtru pasmowego, który nie dopuszcza silnych sygnałów spoza pas-



Rys. 8.8. Schemat blokowy odbiornika nasłuchowego

ma amatorskiego do mieszacza odbiornika (eliminuje możliwość powstania tzw. przesłuchów). Mieszacz pracuje szerokopasmowo. Ze względu na podwójne zrównoważenie na jego wyjściu znosi się zarówno sygnał z generatora, jak i z anteny. Różnica sygnałów z VFO i sygnałów z anteny jest wydzielana w filtrze m.cz. i dalej wzmacniana we wzmacniaczu m.cz. Jako VFO można zastosować układ z rozdziału 4.6 lub każdy inny generator pokrywający wymagane pasmo amatorskie, charakteryzujący się napięciem wyjściowym rzędu 0,5 ÷ 1 V i dobrą stabilnością.

gają one wzbudzeniom. Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza *T1*, *T2* wynosi ponad 60 dB, wzmacniacza zaś na układzie scalonym *US1* zależy od wartości rezystora R_9 i wynosi około 40 dB. Wzmacniacz zmontowano na płytce drukowanej (wg rysunku 8.10) rozmieszczenie elementów przedstawiono na rysunku 8.11. Przy uruchamianiu układu może być konieczne dobranie wartości rezystora R_2 tak, aby napięcie na kolektorze tranzystora *T2* wynosiło około 6 V. Konstrukcja odbiornika powinna być tak pomyślana, aby można było dobudowywać jeszcze bloki np. wzmac-

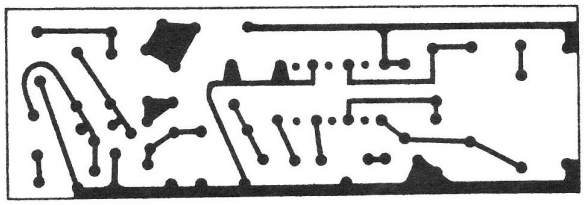


Rys. 8.9. Schemat ideowy wzmacniacza m.cz. o dużej czułości

Wzmacniacz m.cz. (rysunek 8.9) składa się z przedwzmacniacza zbudowanego na dwóch tranzystorach *T1*, *T2* oraz wzmacniacza końcowego na układzie scalonym UL1490. W przedwzmacniaczu zastosowano tranzystory o małych szumach i dużym wzmocnieniu (2 × BC109C). Tranzystory te pracują w układzie o sprzężeniu bezpośrednim z ujemnym sprzężeniem zwrotnym za pośrednictwem rezystora R_2. Wzmacniacz ma kształtowaną charakterystykę przez:

- obcięcie niskich tonów za pomocą kondensatorów o niewielkiej pojemności C_1, C_4 oraz kondensatora C_8,
- obcięcie wysokich tonów przez ujemne sprzężenie zwrotne (kondensatory C_2, C_5).

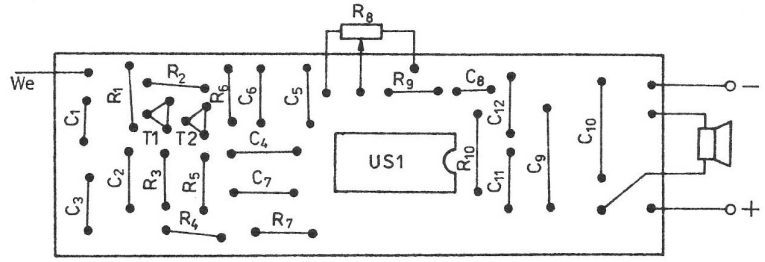
Rezystory R_7, R_4 oraz odpowiednio kondensatory C_7, C_3 stanowią filtrację napięć zasilania. Zapobiegają one wzbudzeniom. Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza *T1*, *T2* wynosi ponad 60 dB, wzmacniacza zaś na układzie scalonym *US1* zależy od wartości rezystora R_9 i wynosi około 40 dB. Wzmacniacz zmontowano na płytce drukowanej (wg rysunku 8.10) rozmieszczenie elementów przedstawiono na rysunku 8.11. Przy uruchamianiu układu może być konieczne dobranie wartości rezystora R_2 tak, aby napięcie na kolektorze tranzystora *T2* wynosiło około 6 V. Konstrukcja odbiornika powinna być tak pomyślana, aby można było dobudowywać jeszcze bloki np. wzmacniacz w.cz. czy przystawkę nadawczą CW, aby w efekcie mógł powstać transceiver telegraficzny QRP.



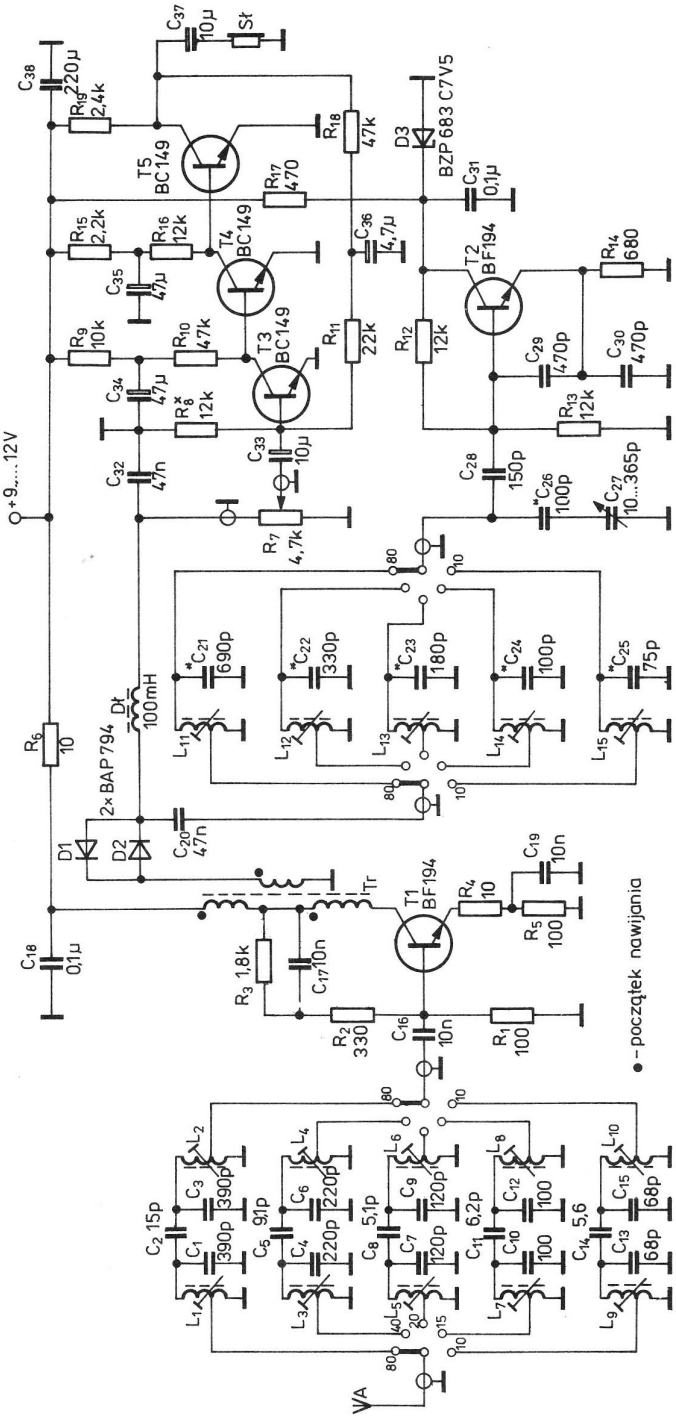
Rys. 8.10. Płytka drukowana wzmacniacza m.cz.

8.4. Prosty pięciopasmowy odbiornik KF

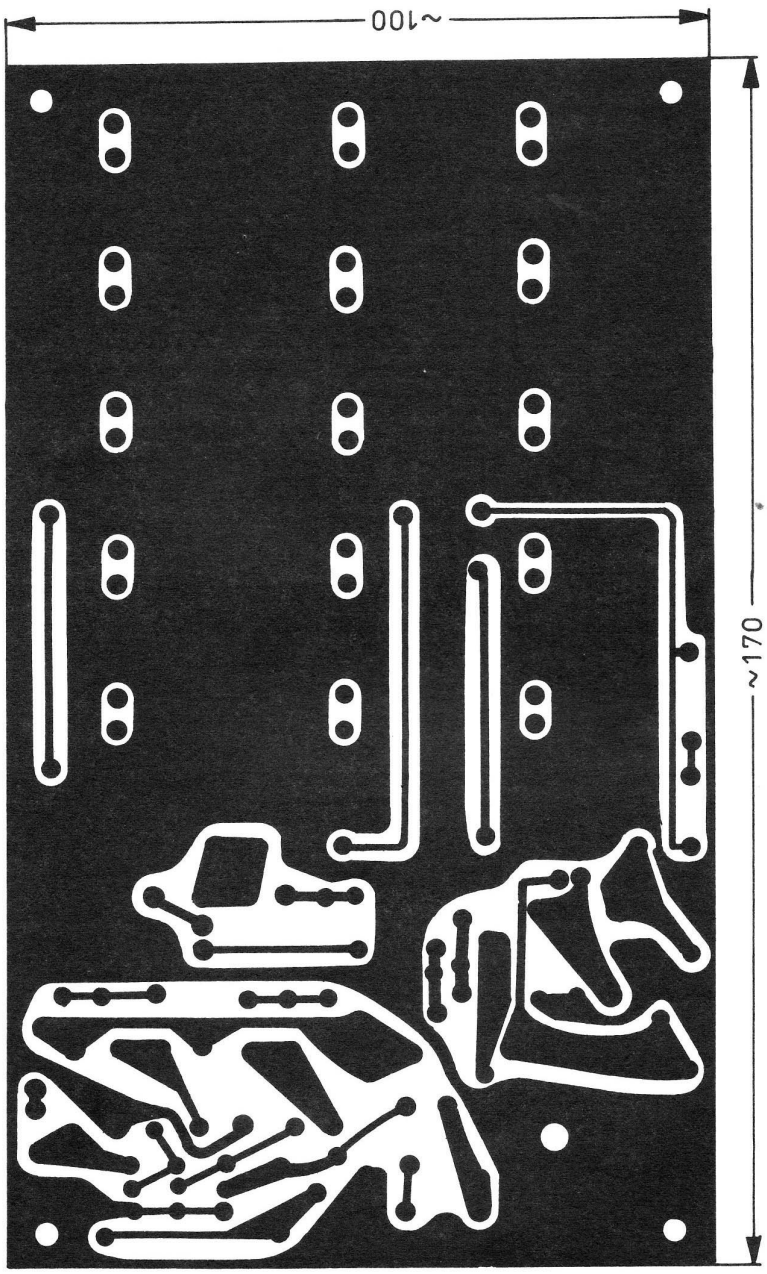
Schemat blokowy odbiornika jest identyczny ze schematem przedstawionym na rysunku 8.8. Odbiornik pokrywa pięć pasm amatorskich



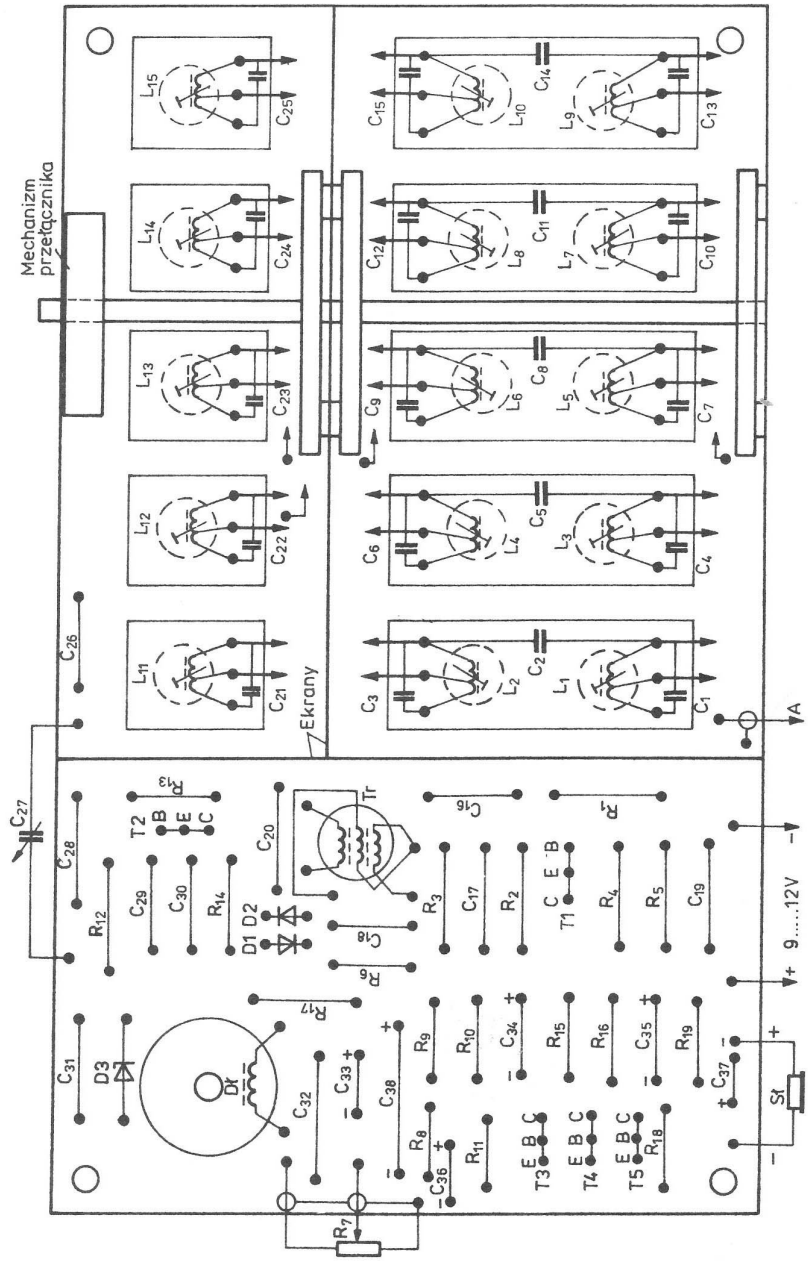
Rys. 8.11. Rozmieszczenie elementów



Rys. 8.12. Schemat ideowy prostego pięciopasmowego odbiornika KF



Rys. 8.13. Płytka drukowana pięciopasmowego odbiornika KF



Rys. 8.14. Rozmieszczenie elementów

(3,5 ÷ 28 MHz) i jest przeznaczony dla początkujących nasłuchowców. Schemat układu elektrycznego przedstawiono na rysunku 8.12. Na wejściu układu pracuje 5 przełączanych filtrów pasmowych niezależnych dla każdego zakresu KF. Dzięki elementom ujemnego sprzężenia zwrotnego (R_4, C_{17}), tranzystor *T1* jest wykorzystany w układzie szerokopasmowego wzmacniacza w.cz. o zwiększonej odporności na modulację skrośną. Po transformatorze *Tr* następuje mieszacz – detektor (*D1*, *D2*) z filtrem m.cz. Wzmacniacz po filtrze jest trzystopniowy, na tranzystorach *T3* ÷ *T5* połączonych galwanicznie. Charakteryzuje się on dużym wzmocnieniem (ponad 90 dB) i małymi szumami własnymi. Tranzystor *T2* pracuje w układzie generatora Seylera.

Mieszacz diodowy, mimo swej prostoty jest mało znany wśród konstruktorów. Zawiera on dwie diody krzemowe (mogą być germanowe) połączone przeciwnie – równolegle. Diody zaczynają przewodzić przy napięciu sygnału z generatora większym od napięcia progowego, równego 0,6 ÷ 0,7 V. Przy takim napięciu w jednym okresie diody mieszacza przewodzą prąd dwukrotnie na szczytach dodatniego i ujemnego połokresu. Mieszacz pracuje jak klucz, zamykając obwód z częstotliwością równą podwójnej częstotliwości generatora. Odpowiednio źródło sygnału wejściowego dwukrotnie włącza się do obciążenia (filtr m.cz.). Przy częstotliwości włączenia na obciążeniu powstają oscylacje z częstotliwością równą różnicy podwójnej częstotliwości generatora i sygnału wejściowego z anteny. Z powyższej analizy wynika ważny wniosek: generator musi być nastrojony na częstotliwość dwukrotnie mniejszą niż częstotliwość sygnału odbieranego. Jest to korzystna właściwość, ponieważ zwiększa się stabilność generatora (łatwiej zbudować generator na mniejszą częstotliwość o większej stabilności) oraz zmniejsza się możliwość przenikania sygnału generatora przez obwody wejściowe. Dla uzyskania maksymalnej sprawności detekcji (a zarazem czułości odbiornika) diody powinny wchodzić w stan przewodzenia tylko na szczytach napięcia z generatora. W mieszaczu można stosować pary diod różnego rodzaju: detekcyjne, impulsowe, krzemowe, germanowe, o małych pojemnościach złącza oraz dużej częstotliwości pracy (najlepsze są diody Schottky'ego). Dokładną analizę działania tego detektora można znaleźć w [40].

Na rysunku 8.13 zamieszczono płytkę drukowaną całego odbiornika, rozmieszczenie elementów na płytce montażowej przedstawiono na rysunku 8.14. Cewki filtrów pasmowych i generatora nawinięto zwój przy zwoju na korpusach o średnicy 7 mm, pochodzących z telewizyjnych filtrów dwuobwodowych p.cz., przy czym korpusy cewek generatora uzyskano po przecięciu na pół plastikowej podstawy wymienionych filtrów.

Dane techniczne cewek zestawiono w tablicy 8.1. Kondensatory obwodów rezonansowych oraz doprowadzenia do przełącznika przylutowano bezpośrednio do końcówek lutowniczych filtrów. Do przełączania obwodów rezonansowych zastosowano trzy płytki pięciozakresowego przełącznika obrotowego, który zamontowano jak na rysunku. Dławik w filtrze m.cz. nawinięto przewodem DNEJ0,1 ÷ 0,15 na rdzeniu kubkowym. Liczba zwojów zależy od wartości *AL* podanej na kubku.

Tablica 8.1. Dane techniczne cewek odbiornika

Oznaczenie	Zakres częstotliwości [MHz]	Indukcyjność [μH]	Liczba zwojów	Odczep od strony masy	Przewód DNE [mm]
L_1L_2	3,5 ÷ 3,8	4,6	30	4	0,2
L_3L_4	7,0 ÷ 7,1	2,3	17	3	0,29
L_5L_6	14,0 ÷ 14,35	1,15	14	3	0,35
L_7L_8	21,0 ÷ 21,45	0,57	8	2	0,62
L_9L_{10}	28,0 ÷ 29,7	0,4	7	2	0,62
L_{11}	1,75 ÷ 1,9	9,2	40	5	0,12
L_{12}	3,5 ÷ 3,55	4,6	30	4	0,2
L_{13}	7,0 ÷ 7,175	2,3	17	2	0,29
L_{14}	10,5 ÷ 10,725	1,0	16	2	0,35
L_{15}	14,0 ÷ 14,85	1,15	14	2	0,35

Dla $AL = 250$ należy nawinąć 630 zwojów, dla $AL = 1100$ – 300 zwojów, dla $AL = 2100$ – 220 zwojów, dla $AL = 3900$ – 160 zwojów, dla $AL = 7000$ – 120 zwojów. Szerokopasmowy transformator *Tr* ma siedem zwojów nawiniętych jednocześnie trzema przewodami DNEJ0,3 z materiału F2001 na rdzeniu toroidalnym o średnicy 10 mm. Wartości elementów oznaczone gwiazdkami mogą ulec zmianie podczas uruchamiania. Na początku można uruchomić wzmacniacz m.cz. i dobrać rezystor R_{18} tak, by napięcie na kolektorze tranzystora *T5* było równe w przybliżeniu połowie napięcia zasilania (4,5 ÷ 6 V). Częstotliwości generatora należy dobrać za pośrednictwem kondensatorów i ustawienia rdzenia obwodu rezonansowego na poszczególnym podzakresie. Obwody wejściowe należy zestroić na maksimum siły głosu odbieranego sygnału. Pomocny może być generator w.cz. Optymalną wartość napięcia generatora (decyduje to również o czułości) można dobrać przez regulację odczepu na cewkach $L_{11} \div L_{15}$.

Ścianki boczne obudowy odbiornika zostały wygięte z jednego paska blachy ocynkowanej o wymiarach 540 × 70 × 0,5 mm i zlutowane ze sobą oraz z płytką drukowaną. Z podobnej blachy wykonano również ekrany. Z góry i z dołu całą konstrukcję zakryto dwiema pokrywami z blachy aluminiowej o wymiarach 170 × 100 × 2 mm. Ścia-

nka przednia obudowy zawiera przekładnię wykonaną z łożysk kulkowych (6,6), przełącznik podzakresów oraz potencjometr siły głosu. Ścianka tylna zawiera gniazda: antenowe, zasilania i głośnikowe. Oczywiście każdy może wykonać obudowę według własnego pomysłu, np. jak w rozdziale 6.5. Do zasilania można stosować zasilacz opisany w [6, 20] lub akumulator 12 V (nawet 2 lub 3 płaskie baterie 3R12).

8.5. Pięciopasmowy odbiornik nasłuchowy KF (według SP3NYI)

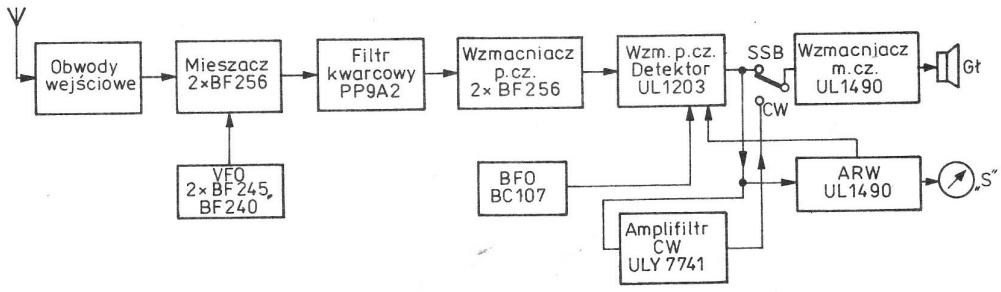
Schemat blokowy urządzenia zamieszczono na rysunku 8.15. Odbiornik pracuje z pośrednią przemianą częstotliwości z wykorzystaniem fabrycznego filtru kwarcowego 9 MHz – PP9A2 i pokrywa pasma amatorskie 3,5 ÷ 28 MHz. Charakteryzuje się lepszą selektywnością niż układy opisywane poprzednio, czułością około 1 μV i dobrym współczynnikiem IP. Ta dobra odporność na przesterowania wynika z faktu, że konstruktor zrezygnował ze wzmacniacza w.cz., a na wejściu po obwodach pasmowych zastosował przeciwsobny mieszacz na tranzystorach polowych typu BF256 (patrz schemat ideowy – rysunek 8.16). Sygnał z anteny przez tłumik oraz filtr pasmowy *F1* jest podany do wspomnianego mieszacza na tranzystorach *T1*, *T2*. Do źródeł tych tranzystorów przychodzi sygnał z generatora przestrajanego VFO. Filtr kwarcowy *F3* jest dopasowany indukcyjnie między obwodem wyjściowym *F2* a obwodem wejściowym mieszacza p.cz. *F4*. Wszystkie te filtry, tzn. *F2* ÷ *F4* pracują na częstotliwości p.cz. 9 MHz. We wzmacniaczu pośredniej częstotliwości zastosowano kaskodę również na tranzystorach polowych typu BF256 (*T3*, *T4*). Tranzystory te odznaczają się dużym nachyleniem charakterystyki i małymi szumami własnymi. Z wyjścia filtru *F5* sygnał p.cz. wzmocniony do poziomu około 25 dB jest podawany do wzmacniacza i detektora, zrealizowanego na układzie scalonym *US1* – UL1203 (TCA 440). Wzmocnienie stopnia wejściowego tego układu scalonego przekracza 35 dB. Detektor iloczynowy w zaprojektowanym układzie ma dużą dynamikę zapewniającą odtwarzanie zarówno dużych, jak i małych amplitud bez zniekształceń. Charakteryzuje się on również dobrą separacją sygnału BFO, uniemożliwiając jego wsteczne przenikanie do stopni p.cz. Do układu *US1* doprowadzono również sygnał z BFO (wyprowadzenie 5) oraz ze wzmacniacza ARW (wyprowadzenie *3*). Z wyprowadzenia 16 sygnał m.cz. po odfiltrowaniu (C_{13}, R_8, *Dł1*, C_{15}) dochodzi do wzmacniacza m.cz. *US2* (UL1490) przy odbiorze SSB, a przy odbiorze CW najpierw jeszcze jest podany do amplifiltru, zrealizowanego na wzmacniaczu operacyjnym *US4* (ULY7741). Zadaniem tego dodatkowego filtru jest poprawa odbioru sygnałów telegraficznych (jest to filtr środkowoprzepustowy o częstotliwości około 800 ÷ 1000 Hz, wzmocnieniu równym 1 i szerokości pasma około 100 Hz). Potencjometrem R_9 reguluje się wzmocnienie m.cz., R_{20} zaś częstotliwość przy odbiorze telegrafii.

Układ *US3* (UL1490) pracuje w nietypowym układzie i jest wykorzystany jako wzmacniacz sygnału ARW. Bezpośrednio na jego wyjściu znajduje się podwajacz napięcia *D3*, *D4*. Sygnał regulacji jest podawany do wejścia 3 układu *US1* oraz do układu S-metra (przełącznik w pozycji ARW).

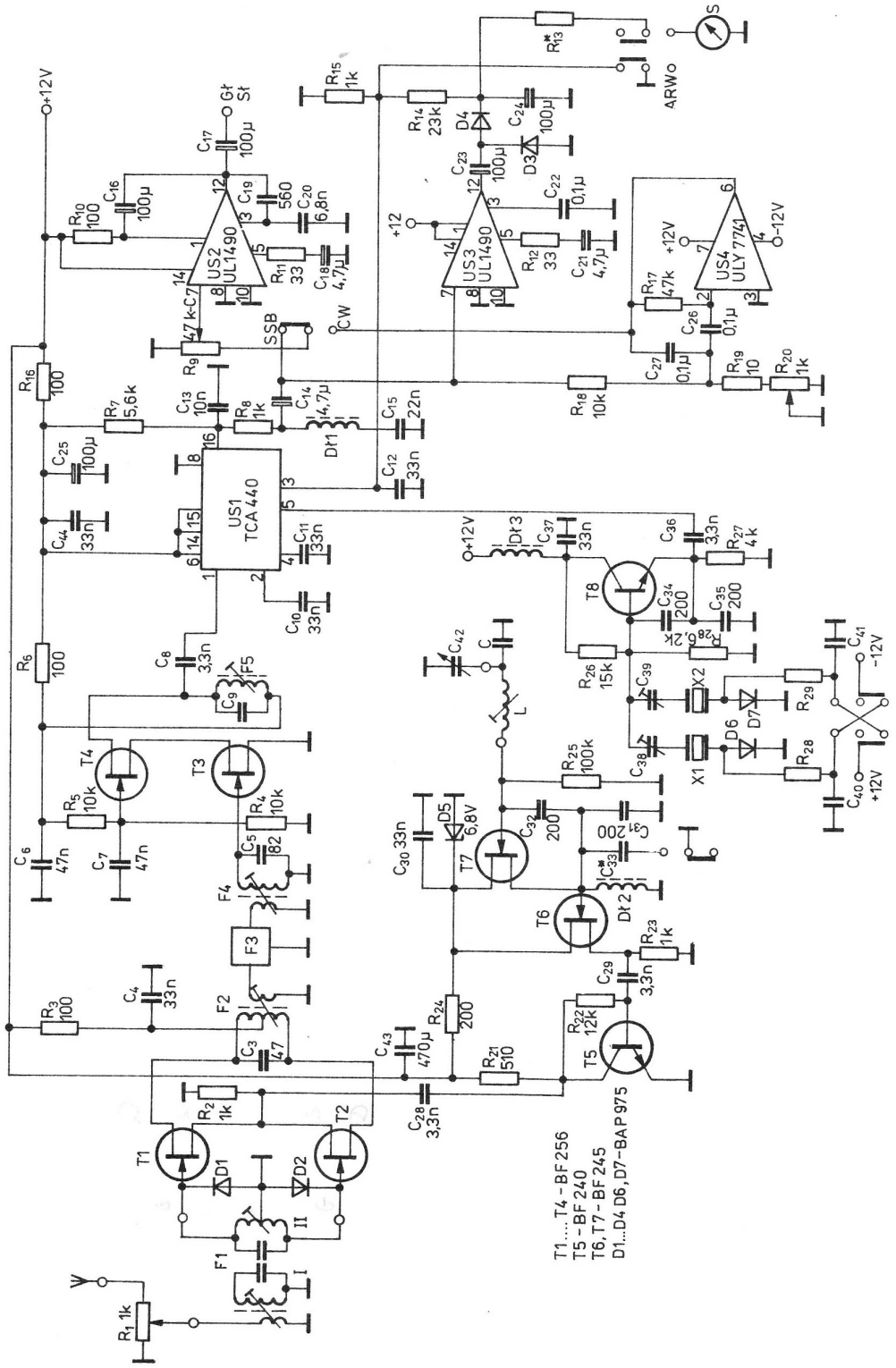
Generator przestrajany VFO pracuje w układzie Clappa na tranzystorze polowym FET *T7* (BF245). Bezpośrednio po nim na takim samym tranzystorze pracuje separator (*T6*) w układzie wtórnika źródłowego, który steruje wzmacniacz na tranzystorze *T5* (BF240). Ten dodatkowy wzmacniacz pracujący w klasie A podaje sygnał VFO o napięciu około 1 V do źródeł tranzystorów mieszacza. Częstotliwości generatora w zależności od pasma wynoszą:

dla
80 m 12,5 ÷ 12,8 MHz,
40 m 16 ÷ 16,1 MHz,
20 m 5 ÷ 5,35 MHz,
15 m 12 ÷ 12,45 MHz,
10 m 19 ÷ 20,7 MHz.

Zakresy zmian tych częstotliwości praktycznie są



Rys. 8.15. Schemat blokowy odbiornika nasłuchowego



Rys. 8.16. Schemat ideowy odbiornika nasłuchowego (T8-BC107)

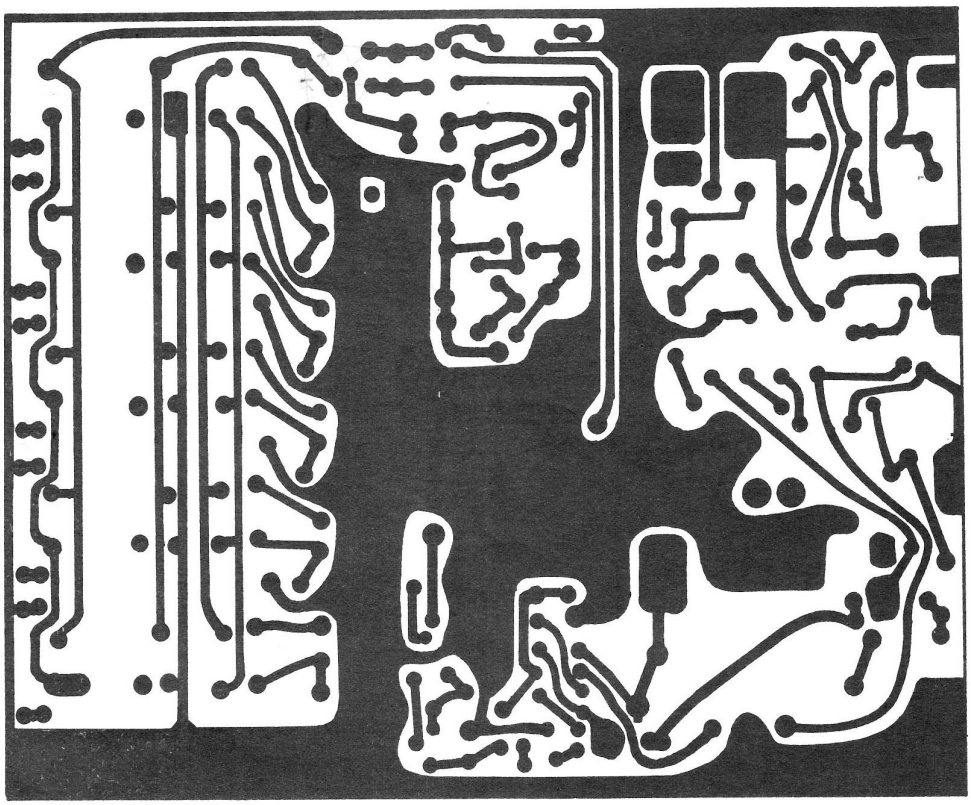
większe od wyżej wymienionych i zależą w dużym stopniu od zastosowanych cewek i kondensatora zmiennego C_{42}.

Generator BFO pracuje na tranzystorze *T8* (BC107, BF520...) i ma rezonatory kwarcowe przełączane za pomocą przełącznika diodowego *D6*, *D7*. Przez podanie napięcia dodatniego następuje spolaryzowanie diody w kierunku przewodzenia i załączanie rezonatora. Przełącznik wstęg LSB/USB jest tak połączony, że jeśli na jedną diodę podaje się napięcie dodatnie, to na drugą ujemne (blokujące). Częstotliwości generatora wynoszą 8998,5 kHz dla wstęgi górnej i 9001,5 KHz dla wstęgi dolnej.

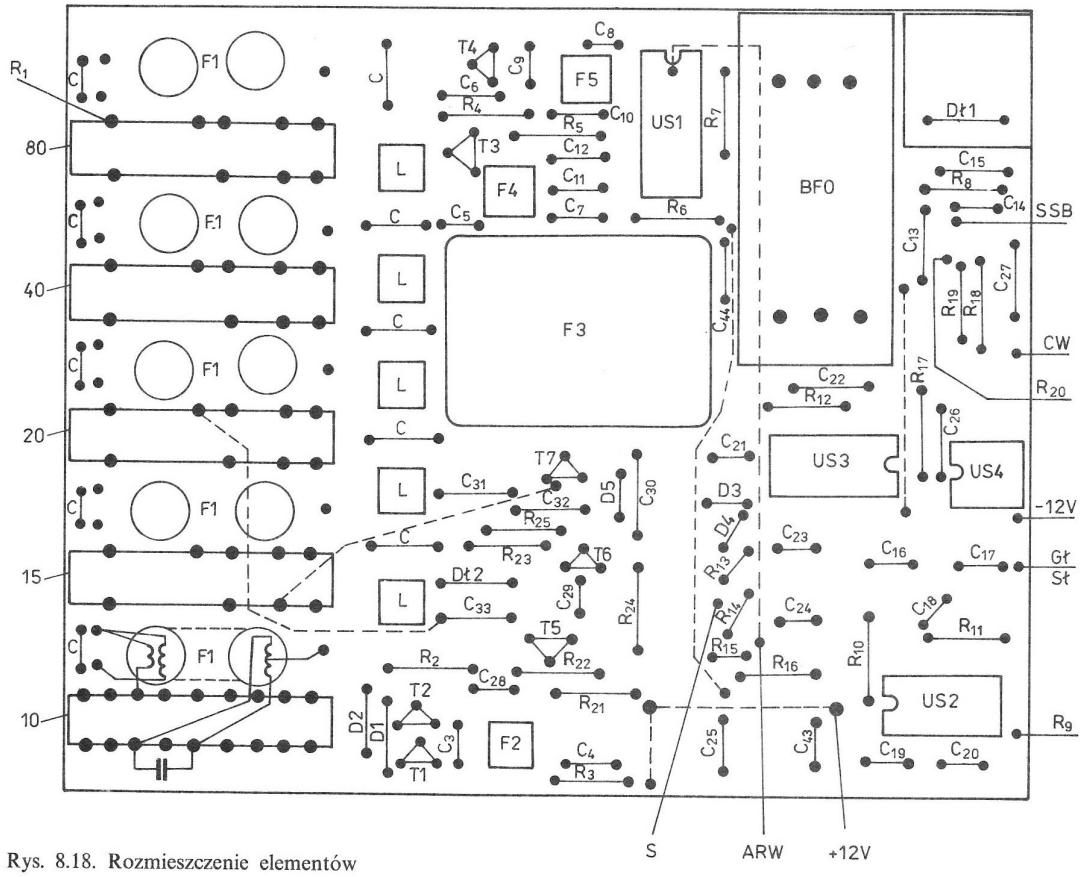
Układ elektryczny odbiornika (oprócz generatora BFO) zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 8.17. Rozmieszczenie wszystkich elementów na płytce montażowej pokazano na rysunku 8.18. Na płytce umieszczono przełącznik typu Isostat z wyciętą częścią kołków od strony druku. Niektóre końce uzwojeń cewek filtru wejściowego *F1* oraz kondensatory przylutowano bezpośrednio do górnych części kołków przełącznika. Na rysunku zaznaczono te połączenia tylko dla zakresu 10 m, na pozostałych zakresach jest identycznie.

Generator BFO jest wykonany na oddzielnej płytce przedstawionej na rysunku 8.19. Jako ekran wykorzystano obudowę filtru telewizyjnego, dlatego płytka ma jego kształt. Wszystkie elementy generatora BFO przylutowano bezpośrednio do ścieżek jak na rysunku 8.20 bez konieczności wiercenia otworów. Potrzebne doprowadzenia sygnałów (dla zaznaczonych punktów na rysunku) wykonano odcinkami przewodu do istniejących końcówek lutowniczych znajdujących się w plastikowej części filtru telewizyjnego.

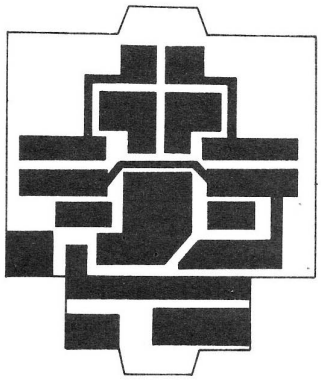
Dane uzwojeń cewek odbiornika zebrano w tablicy 8.2. Sposób wykonania obwodów wejściowych *F1* pokazano na rysunku 8.21. Cewki nawinięto drutem DNE0,16 na korpusach cewek odbiorników telewizyjnych (od odbiornika np. Ametyst) o średnicy 7 mm z rdzeniem UKF. Uzwojenia sprzęgające składa się z jednego zwoju (pętli) drutu o średnicy 0,3 mm w izolacji igelitowej. Uzwojenia filtru od strony bramek tranzystorów *T1*, *T2* nawinięto dwoma przewodami jednocześnie. Cewki po nawinięciu na korpusy zostały przyklejone do płytki drukowanej (między segmentami przełącznika). Orientacyjny rozstaw korpusów cewek zamieszczono w tablicy 8.2. Jako cewki generatora wykorzystano gotowe obwody 7×7 mm. W zależności od zastosowanych typów obwodów wymagają one różnego przystosowania przez dołączenie



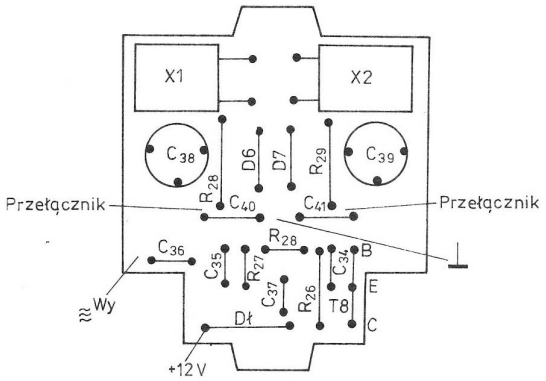
Rys. 8.17. Płytka drukowana odbiornika nasłuchowego



Rys. 8.18. Rozmieszczenie elementów



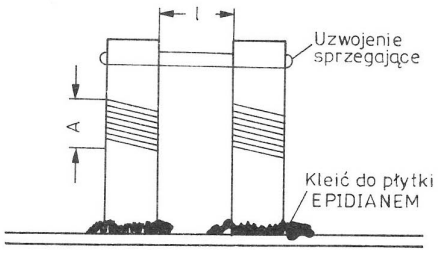
Rys. 8.19. Płytka drukowana układu BFO



Rys. 8.20. Rozmieszczenie elementów na płytce BFO

Tablica 8.2. Dane techniczne cewek

Zakres [MHz]	L Cewki VFO [7×7]	F1			F2		L	A
		n		C [pF]	n	C [pF]	[mm]	[mm]
3,5	473,512,222	3	25	330	2×12	330	1,5	5
7	509,446,437	2	16	150	2×8	150	9	3
14	413,471,436	1	14	68	2×6	47	5	2
21	jak dla 3,5	1	10	47	2×5	33	9	5
28	509,457,447	1	8	47	2×4	33	7	5



Rys. 8.21. Sposób wykonania obwodów wejściowych F1

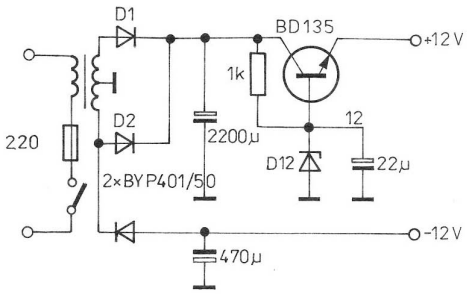
do właściwych kołków uzwojenia głównego (likwidacji uzwojenia sprzęgającego, ewentualnie likwidacji wbudowanego kondensatora). Uzwojenie dławika *Dł1* nawinięto na rdzeń RK14. Ilość zwojów trzeba dobrać tak, by z kondensatorem C_{15} uzyskać rezonans na częstotliwości 6 ÷ 8 kHz (poprawa wypadkowego tłumienia pozapasmowe-

go). Dławiki *Dł2*, *Dł3* zawierają po 15 zwojów drutu DNE0,3 na rdzeniu RP10/6/3 z materiału F2001. Jako kondensator zmienny C_{42} zastosowano kondensator z radiomagnetofonu np. na licencji Grundiga (jedna sekcja 14 pF).

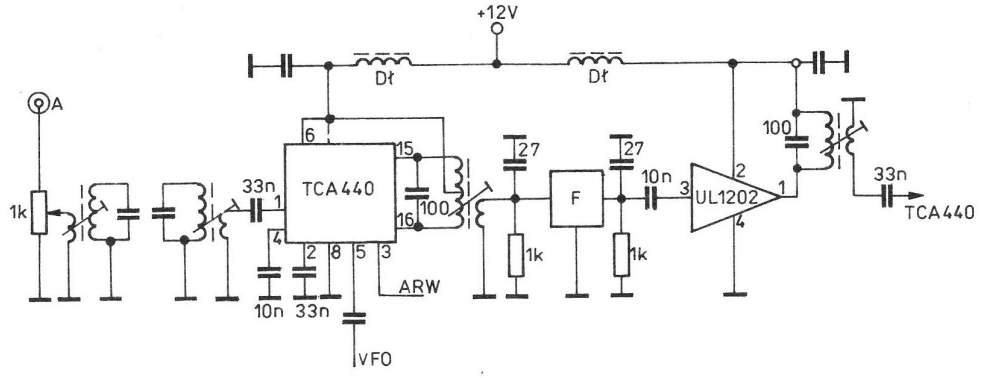
Przy uruchamianiu odbiornika należy najpierw uruchomić generator VFO. Kondensatory oraz cewki występujące w generatorze należy tak dobierać, aby miernik częstotliwości podłączony do kondensatora C_{28} wskazywał podane wcześniej częstotliwości VFO w dwóch skrajnych położeniach kondensatora zmiennego. Kondensator C_{33} (około 100 pF) obniża częstotliwość VFO do wymaganej wartości tylko w pasmie 20 m. W następnej kolejności ustawiamy trymery C_{38}, C_{39} tak, by uzyskać właściwe odtwarzanie sygnału. Do tej operacji można do kondensatora C_{36} podłączyć miernik częstotliwości. W jednym położeniu przełącznika wstęgi powinien on wskazywać wartość 8998,5 kHz, a w drugim 9001,5 kHz. Napięcie na wyprowadzeniu 5 *US1* może zawierać się w granicach 0,5 ÷ 1 V. Obwody filtru pasmowego *F1* stroi się za pomocą rdzeni oraz przez przesuwanie pętli sprzęgającej na obwodach cewek. Strojenie najłatwiej wykonać za pomocą wobulatora, można tego również dokonać, kierując się maksymalnym wychyleniem S-metra, za pośrednictwem generatora w.cz. podłączonego do wejścia.

Schemat przykładowego zasilacza, który może być użyty do zasilania opisanego odbiornika przedstawiono na rysunku 8.22. W układzie zastosowano transformator fabryczny TS6/10.

Na rysunku 8.23 przedstawiono fragment odbiornika (część wejściową) jego wcześniejszej wersji. Płytkę odbiornika łącznie z zasilaczem można zamknąć w obudowie metalowej o wymiarach 170 × 170 × 60, wykonanej jak w rozdziale 6.5. Warto zwrócić uwagę na położenie transformatora sieciowego; należy go tak ustawić eksperymentalnie, aby wyeliminować przydźwięk. Jest to ważne również w innych konstrukcjach, gdy planuje się montaż urządzenia odbiorczego lub nadawczo-odbiorczego łącznie z zasilaczem w jednej obudowie.



Rys. 8.22. Schemat ideowy zasilacza odbiornika

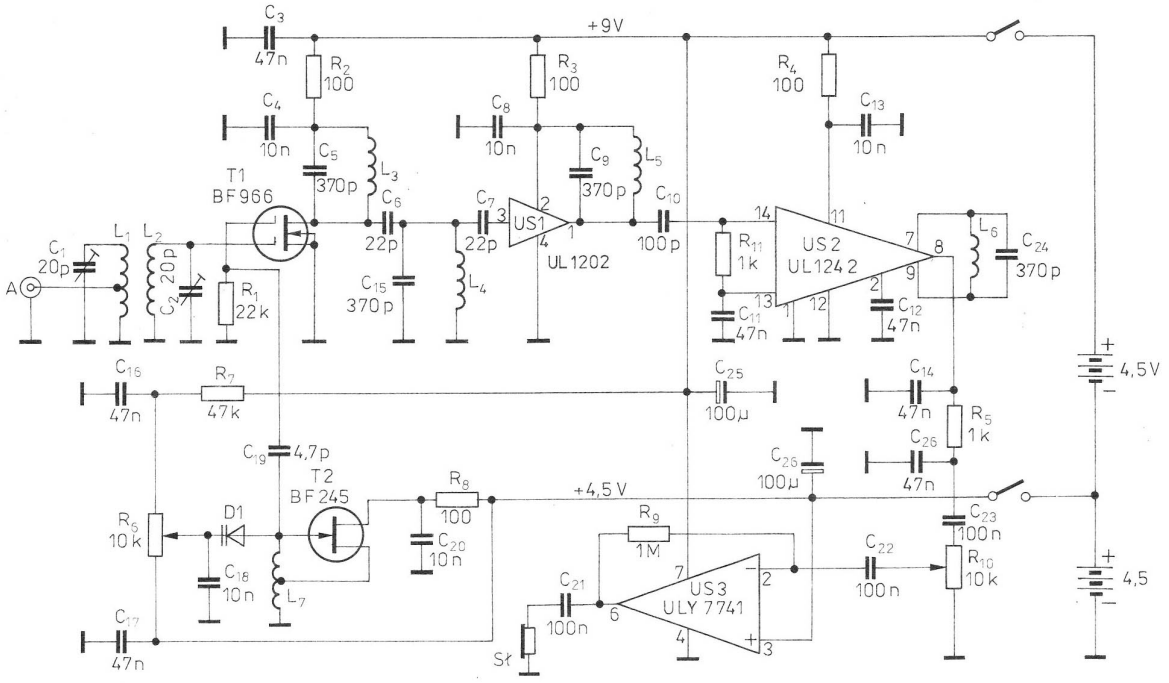


Rys. 8.23. Fragment odbiornika w poprzedniej wersji (część wejściowa)

8.6. Odbiornik nasłuchowy FM na pasmo 2 m

Przedstawiony dalej opis wykonania bardzo prostego przestrajanego odbiornika do pracy w paśmie 2 m (145 MHz) z modulacją częstotliwości przeznaczony jest w zasadzie dla zupełnie początkujących krótkofalowców. Odbiornik umożliwia nasłuch lokalnych stacji amatorskich, jak również przemienników pracujących z modulacją częstotliwości w zakresie 145 ÷ 146 MHz, a po niewielkiej korekcji zestrojenia również nasłuch innych stacji pracujących poza tym zakresem.

Urządzenie jest tak pomyślane, aby za jego pomocą oraz jednego z wcześniej opisanych odbiorników na pasmo 80 m (np. z rys. 8.3), możliwy był również nasłuch lokalnych stacji pracujących emisjami CW i SSB. Z założenia tego wynika, że częstotliwość pośrednia w naszym urządzeniu musi mieścić się w zakresie 3,5 ÷ 3,8 MHz.



Rys. 8.24. Odbiornik nasłuchowy na pasmo 2 m

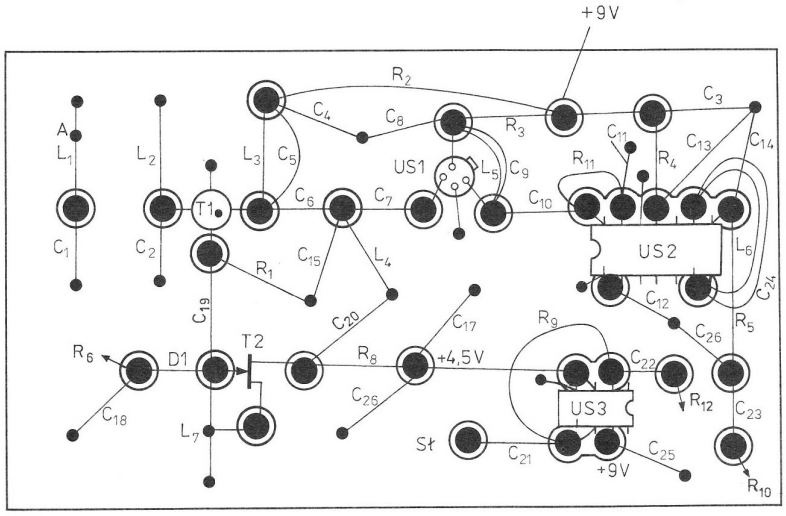
Schemat ideowy odbiornika zamieszczono na rysunku 8.24.

Na wejściu odbiornika znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy L_1, C_1, L_2, C_2 zestrojony na środek pasma 2 m. Odbierany sygnał w pasmie częstotliwości 145 MHz jest przetwarzany na częstotliwość pośrednią w mieszaczu z dwubramkowym tranzystorem polowym MOSFET BF966-*T1*. Sygnał pośredniej częstotliwości 3,6 MHz jest następnie kierowany na wzmacniacz p.cz. z układem scalonym *US1* — UL1202. W celu uproszczenia konstrukcji pominięto pomiędzy tymi blokami filtr ceramiczny lub kwarcowy zapewniający wymaganą selektywność toru FM (około 10 kHz). Spowodowane jest to również faktem, że filtry o takiej nietypowej częstotliwości 3,6 MHz nie są produkowane, a budowanie ich w warunkach amatorskich jest dość trudne. Okazuje się jednak, że w rejonach, gdzie pracuje niewielu krótkofalowców w pasmie 2 m, pominięcie filtru jest praktycznie niezauważalne.

Zasadnicze wzmocnienie toru p.cz. (łącznie z demodulacją sygnału) realizuje układ scalony *US2* — UL1242 (TBA120S). Charakterystyka zastosowanego detektora koincydencyjnego (jak i każdego innego detektora FM) jest zbliżona kształtem do litery S. Przy prawidłowo zestrojonym filtrze *LC*, przy częstotliwości wejściowej 3,6 MHz na wyjściu układu scalonego (nóżka *8*) powinno występować napięcie takie, jak w stanie spoczynkowym (przy braku sygnału wejściowego) — przeciętnie 5,6 V. Jest to tak zwany „punkt zerowy" detektora. Przy zmniejszeniu częstotliwości w stosunku do częstotliwości środkowej (czyli 3,6 MHz) o kilka kHz — napięcie na nóżce *8* zmaleje o kilkaset mV, przy podwyższeniu zaś częstotliwości — odpowiednio wzrośnie o kilkaset mV.

Odfiltrowany sygnał o częstotliwości akustycznej (0,3...3 kHz) z wyjścia nóżki *8* jest podany następnie na wzmacniacz m.cz. *US3* — ULY7741. Przy braku sygnału wejściowego na wyjściu detektora występuje niepożądany sygnał o nieokreślonej częstotliwości, czyli szum. W celu wyeliminowania tego nieprzyjemnego dla ucha zjawiska można zastosować specjalny układ blokady szumu, lecz wstępnie, aby nie komplikować budowy, pominięto go. Do wyjścia wzmacniacza można podłączyć w zasadzie dowolne słuchawki.

Nieodwracające wejście wzmacniacza operacyjnego jest spolaryzowane z oddzielnego źródła napięcia zasilania (np. baterii 3R12). Generator odbiornika (VFO) pracuje w układzie Hartleya na tranzystorze polowym *T2* — BF245 w zakresie częstotliwości 141,4 ÷ 142,4 MHz. Częstotliwość ta zależy od wartości indukcyjności cewki L_7 oraz wypadkowej pojemności współpracujących kondensatorów (pojemności montażowych, pojemności diody pojemnościowej). Pojemność diody pojemnościowej zależy od napięcia podanego na jej katodę, czyli od ustawienia suwaka potencjometru R_6. Odbiornik jest zasilany napięciem 9 V z dwóch baterii płaskich typu 3R12, przy czym generator



Rys. 8.25. Płytka montażowa odbiornika

i wejście wzmacniacza zasilane są z pojedynczej baterii.

Odbiornik zmontowany jest na płytce laminowanej z wyfrezowanymi polami lutowniczymi (rys. 8.25).

Cewki L_1, L_2, L_7 zawierają po 5 zwojów drutu DNE 1 nawiniętych na średnicy 6 mm, przy czym cewki L_1 i L_7 mają odczepy na drugim zwoju od strony masy. Pozostałe cewki wchodzące w skład obwodów rezonansowych 3,6 MHz nawinięto na rdzeniach toroidalnych o średnicy 10 mm, a ich liczbę zwojów dobrano w czasie pomiarów przy wykorzystaniu przystawki z rys. 4.77. Z nieco gorszym skutkiem można zastosować typowe dławiki w.cz. o indukcyjności 4,7 μH każdy (ze względu na znaczne rozrzuty wartości indukcyjności może zajść konieczność korekcji pojemności kondensatorów wchodzących w skład obwodów 3,6 MHz).

Uruchomienie odbiornika sprowadza się do zestrojenia obwodów rezonansowych poprzez ustawienie trymerów, bądź dodatkowo jeszcze poprzez ściskanie czy rozginanie zwojów cewek. Najwięcej problemów zawsze jest z ustawieniem właściwej częstotliwości pracy generatora. Zamiast rezystora R_7, ograniczającego zakres przestrajania układu, wskazane jest na początku podłączenie potencjometru montażowego, a następnie zastąpienie go rezystorem stałym. W celu zapewnienia precyzyjnego dostrajania się do odbieranego sygnału najlepiej jest zastosować jako R_6 potencjometr dziesięcioobrotowy, np. typu Helipod.

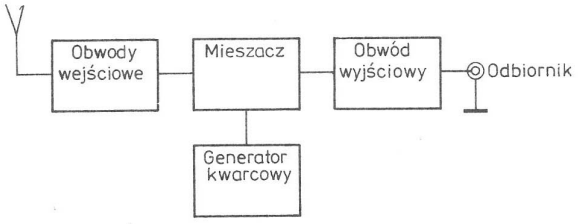
Cały odbiornik można zestroić w zasadzie „na słuch" przy odbiorze sygnału podanego na wejście antenowe z generatora FM — 145 MHz, czy nawet z lepszym skutkiem, wykorzystując fabryczny radiotelefon FM/2 m ze sztucznym obciążeniem 50 Ω.

Jak już zasygnalizowano, do odbiornika (w miejscu podania sygnału na wejście układu *US2*) można podłączyć stopień drugiej przemiany częstotliwości, np. odbiornik na pasmo 80 m czy specjalnie zbudowany w tym celu detektor iloczynowy, wykonany również na układzie scalonym UL1242 (np. zgodnie z rysunkiem 11.9). W każdym razie jest to rozwiązanie kompromisowe, jakość bowiem sygnału *CW*, czy tym bardziej *SSB*, zależy od stabilności generatora VFO, która ze względu na dużą wartość w każdym układzie będzie niewystarczająca. Znaczną poprawę komfortu odbioru powinien zapewnić generator kwarcowy lub — lepiej jeszcze — specjalny układ fazowej stabilizacji (PLL, FLL). W naszym rozwiązaniu pewną poprawę wstrajania się na sygnał jednowstęgowy można uzyskać poprzez strojenie zgrubne w okolicy pasma, gdzie najczęściej pracują stacje *SSB* (144,3 MHz) i strojenie dokładne za pomocą drugiego odbiornika. Opisany odbiornik może być również wykorzystany jako odbiornik treningowy do radiolokacji sportowej po podłączeniu anteny kierunkowej, np. trzyelementowej Yagi czy HB9CV. W każdym razie większą uwagę należy wtedy zwrócić na obudowę i miejsce zamocowania elementów regulacyjnych oraz sposób zasilania.

9

Konwertery

Konwertery są przystawkami umożliwiającymi rozszerzenie zakresu odbioru odbiornika. Schemat blokowy takiego urządzenia przedstawiono na rysunku 9.1. Układ ten można zrealizować wykorzystując bloki wcześniej opisane w tej książce. Pewien problem może stanowić dobór rezonatorów kwarcowych. Można jednak zastosować generator *LC* podobnie jak VFO. Warto przedstawić opisy dwóch bardzo prostych konwerterów, które mogą być przydatne do rozszerzenia zakresu odbioru odbiornika na pasmo 80 m. Należy jednak zaznaczyć, że odbiornik musi charakteryzować się czułością lepszą niż 1 μV, w przeciwnym razie trzeba stosować wzmacniacze.

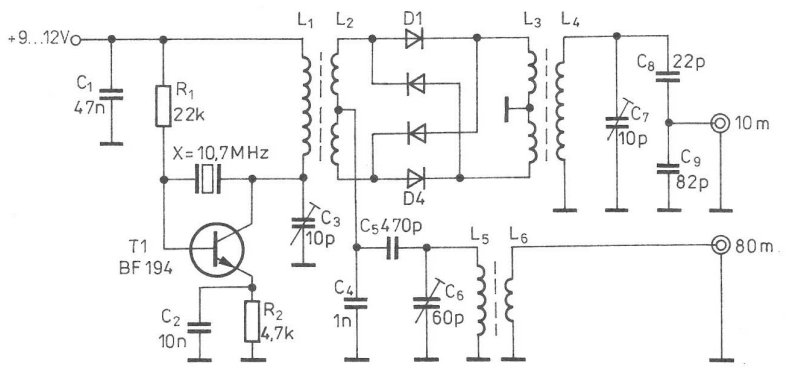


Rys. 9.1. Schemat blokowy konwertera

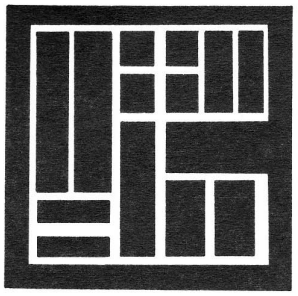
Na rysunku 9.2 przedstawiono schemat konwertera umożliwiającego odbiór w pasmie 10 m (28,3 ÷ 28,6 MHz). Tranzystor *T1* pełni funkcję prostego generatora pracującego na częstotliwości 32,1 MHz z zastosowaniem rezonatora kwarcowego 10,7 MHz pochodzącego z rozbiórki filtru PP10.7 (z radiotelefonu FM). Diody *D1* ÷ *D4* (BA280) pełnią funkcję mieszacza kołowego. Obwód rezonansowy L_4, C_7, C_8, C_9 pracuje na częstotliwości 28,45 MHz, obwód L_6, C_4, C_5, C_6 na częstotliwości 3,65 MHz.

Układ elektryczny konwertera zmontowano na małej płytce drukowanej (bez konieczności wiercenia otworów) pokazanej na rysunku 9.3. Elementy przylutowano od strony miedzi według rysunku 9.4. Obwody rezonansowe nawinięto drutem DNEJ0,5 (z wyjątkiem L_6) na rdzeniach ferrytowych RP10 × 7 × 3 z materiału F2001. Poszczególne cewki zawierają następujące ilości zwojów:

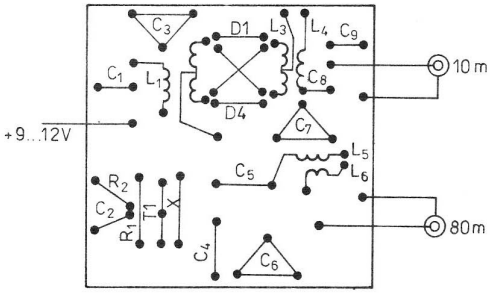
L_1 — 8, L_2 — 2 × 2, L_3 — 2 × 2, L_4 — 12, L_5 — 5, L_6 — 30 drutem DNE0,15. Zestrojenie konwertera ogranicza się do ustawienia trymerów: C_3 tak, by generator wytwarzał częstotliwość 32,1 MHz, C_6



Rys. 9.2. Schemat ideowy konwertera 10/80 m (*D1, D2* — 4xBA280)



Rys. 9.3. Płytka drukowana konwertera 10/80 m

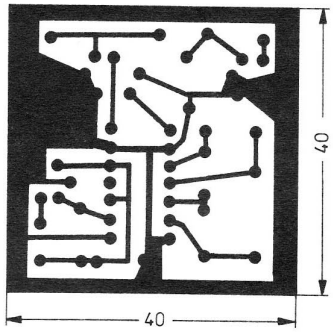


Rys. 9.4. Rozmieszczenie elementów

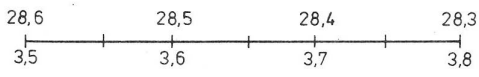
i C_7 na maksimum siły głosu odbieranego sygnału. Optymalną wartość napięcia generatora można ustawić przez korekcję rezystorów R_1, R_2 (maksimum czułości przy minimum szumów). Aby odbierać w pozostałych częściach pasma 10 m, należy przyłączać rezonatory kwarcowe (10,6; 10,7; 10,8; 10,9 MHz...).

Nomogram do odczytywania częstotliwości pasma 10 m ze skali odbiornika 80 m przedstawiono na rysunku 9.5.

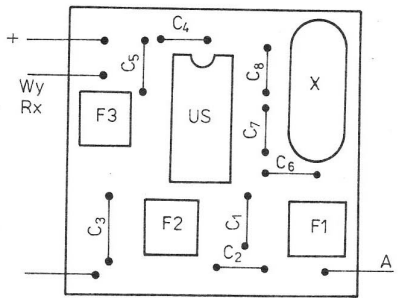
Inny konwerter, którego schemat przedstawiono na rysunku 9.6, umożliwia odbiór pasma 160 m również za pośrednictwem odbiornika 80 m. Konwerter składa się z filtru pasmowego *F1* ÷ *F2*, przenoszącego częstotliwość 1750 ÷ 1950 kHz, układu mieszacza z wewnętrznym generatorem na układzie scalonym *US1* (UL1042) oraz z filtru wyjściowego *F3*, pracującego na 3750 kHz. Zadaniem filtru pasmowego jest wytłumienie pasma lustrzanego 9,05 ÷ 9,25 MHz o około 40 dB, wyeliminowanie możliwości przenikania przez wejście konwertera pasma p.cz. 80 m oraz lokalnej stacji średniofalowej. Mieszacz pracuje w typowym układzie z zastosowaniem popularnego układu UL1042. Zamiast obwodu *LC* wstawiono bezpośrednio rezonator kwarcowy o częstotliwości 5,5 MHz. Układ elektryczny zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 9.7. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej pokazano na rysunku 9.8. W układzie wykorzystano filtry fabryczne 7 × 7 typu 127, które normal-



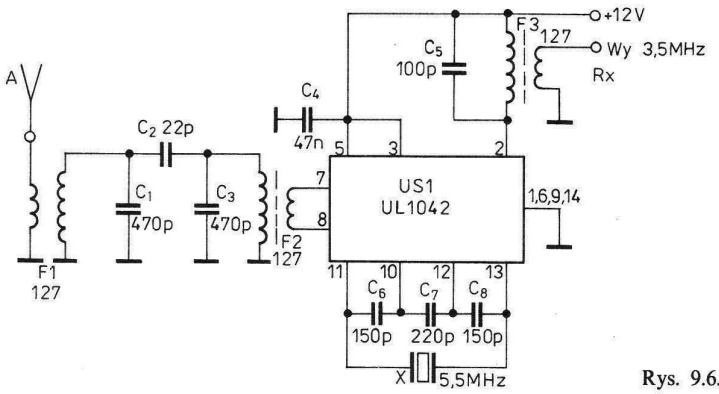
Rys. 9.7. Płytka drukowana konwertera 160/80 m



Rys. 9.5. Nomogram do odczytania częstotliwości pasma 10 m ze skali 80 m



Rys. 9.8. Rozmieszczenie elementów

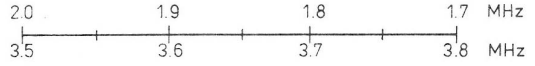


Rys. 9.6. Schemat ideowy konwertera 160/80 m

nie pracują na 465 kHz, lecz z podanymi pojemnościami zapewniają częstotliwość pracy w pasmie 160 m oraz 80 m. Zamiast rezonatora kwarcowego 5,5 MHz można zastosować inny rezonator z zakresu 5,3 ÷ 5,7 MHz lub — z nieco gorszym wynikiem — filtr 7 × 7 typu 204 (po skorygowaniu pojemności dzielnika tak, by uzyskać częstotliwość 5,5 MHz).

Po zmontowaniu układu należy najpierw sprawdzić, czy pracuje generator np. za pomocą sondy w.cz. dołączonej do wyprowadzeń rezonatora, a potem skorygować zestrojenie obwodów *LC* na maksimum siły głosu odbieranego sygnału. Najlepiej do tego wykorzystać generator w.cz.

Nomogram do odczytywania częstotliwości pasma 160 m ze skali odbiornika 80 m zamieszczono na rysunku 9.9.



Rys. 9.9. Nomogram do odczytywania częstotliwości pasma 160 m ze skali 80 m

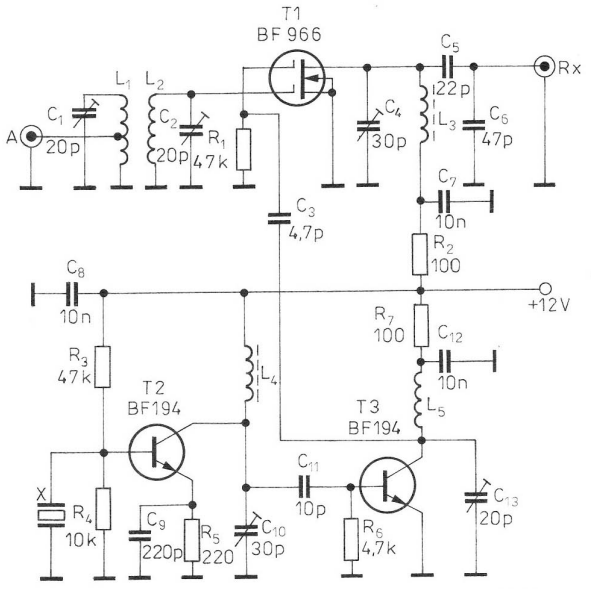
Obydwa opisane konwertery po zestrojeniu powinny być starannie ekranowane, np. blachą ocynkowaną lub paskami laminatu, przez zlutowanie, aby sygnał z pasma 80 m nie przedostawał się z anteny czy obwodów zasilania do obwodów odbiornika. Jeżeli pomimo ekranów sygnały niepożądane nadal będą odbierane, należy sprawdzić filtrację napięć zasilania, ekranowanie obwodów wejściowych odbiornika.

Konwerter 2 m/10 m (CB)

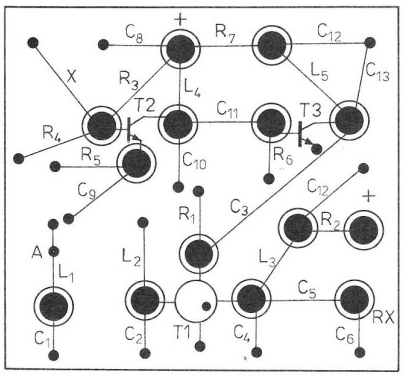
Opisywany konwerter umożliwia nasłuch całego zakresu pasma amatorskiego 2 m (144 ÷ 146 MHz) za pomocą odbiornika lub transceivera z zakresem 10 m (28 ÷ 30 MHz) lub nawet radiotelefonu CB. Jeżeli mamy prosty radiotelefon CB, z możliwością odbioru emisji FM w podstawowej czterdziestce (26,960 ÷ 27,400 MHz), to konwerter taki również będzie przydatny. Po wymianie rezonatora kwarcowego uzyskamy możliwość nasłuchu wycinka pasma 2 m, w którym najczęściej pracują stacje emisją FM. Należy jednak zdawać sobie sprawę, że radiotelefon CB powinien być wyposażony w przełącznik „0"/„5" lub pokrętło precyzyjnego dostrojenia (COARSE, CLARIFIER, RIT). Konieczność ta wynika z faktu, że odstęp międzykanałowy w pasmie obywatelskim wynosi 10 kHz, w pasmie 2 m zaś przeważnie 25 kHz.

Konwerter dołącza się do gniazda antenowego CB bez dokonywania jakichkolwiek zmian wewnątrz współpracującego urządzenia (odbiornika, radiotelefonu CB) oraz do tego samego zasilacza czy akumulatora 12 V (13,8 V). Zaleca się wykorzystanie typowej anteny na pasmo 2 m, np. GP — Lambda/4 (promiennik około 49 cm), choć odbiór będzie możliwy z posiadaną anteną CB (ale istnieje wówczas większe prawdopodobieństwo wystąpienia zakłóceń — przesłuchów — z pasma obywatelskiego).

Schemat ideowy konwertera przedstawiono na rysunku 9.9. Sygnał z anteny poprzez filtr dwuobwodowy zestrojony na częstotliwość 145 MHz podany jest na pierwszą bramkę tranzystora *T1* (BF966S), pracującego jako mieszacz. Na wyjściu mieszacza znajduje się filtr wyjściowy L_3, C_4, C_5, C_6 zestrojony na częstotliwość 28 MHz (27 MHz). Dopasowanie impedancji wejściowej odbiornika do impedancji mieszacza osiągnięto za pomocą dzielnika pojemnościowego C_5, C_6. Na drugą bramkę tranzystora *T1* przychodzi sygnał 116 MHz z generatora. Pierwszy stopień generatora z tranzystorem *T2* (BF194) pracuje na częstotliwości 38,666 MHz stabilizowanej rezonatorem kwarcowym *X*. Można tutaj zastosować rezonator 12,888 MHz, dzięki bowiem obwodowi rezonansowemu generator będzie pracował w trzecim overtonie. Drugi stopień z tranzystorem *T3* (BF194) pracuje w klasie C i pełni funkcję potrajacza częstotliwości. Obwód wyjściowy jest zestrojony na wymaganą częstotliwość 116 MHz. Jak łatwo zauważyć, w układzie występuje mieszanie sumacyjne, czyli częstotliwości 28 MHz odpowiada częstotliwość 144 MHz. Można również zastosować rezonator *X* = 58 MHz (wyjściowa czę-



Rys. 9.9. Schemat ideowy konwertera 2 m/10 m (CB)



Rys. 9.10. Płytka montażowa konwertera

stotliwość generatora będzie wtedy równa 174 MHz), ale wystąpi mieszanie różnicowe i odwrotne przyporządkowanie częstotliwości, czyli na częstotliwości 30 MHz będziemy odbierali sygnały o częstotliwości 144 MHz. Warto również pamiętać, że przy mieszaniu różnicowym następuje odwrócenie wstęgi bocznej odbieranego sygnału (istotne przy odbiorze emisji *SBB*).

Cały układ elektryczny konwertera zamontowano na płytce laminowanej (z wyfrezowanymi polami lutowniczymi) przedstawionej na rysunku 9.10. Uzwojenia cewek przylutowano w odległości około 4 mm nad masą. Cewki L_1, L_2 i L_5 zawierają po 6 zwojów drutu CuAg 1 nawiniętych na średnicy 6 mm, cewki zaś L_3 i L_4 to typowe dławiki o indukcyjności 1 μH (około 10 zwojów drutu DNE 0,3 na pręciku ferrytowym). Cewki L_2 i L_1 odsunięte są od siebie na odległość około 3 mm. Zmontowaną płytkę przymocowuje się do dolnej części obudowy z blachy wygiętej w kształcie litery „U". Do jednej ścianki obudowy przymocowano gniazdo antenowe typu BNC oraz wyprowadzono przewody zasilające, a do drugiej ścianki przykręcono łączówkę współosiową typu UC1 do podłączenia odbiornika (radiotelefonu CB).

Podczas uruchamiania konwertera w pierwszej kolejności należy zestroić generator kwarcowy. Do tej czynności można użyć sondy w.cz. oraz częstościomierza cyfrowego o maksymalnej częstotliwości 200 MHz, bądź opisany układ o mniejszej częstotliwości poprzez preskaler. Trymery C_{10} i C_{13} ustawiamy tak, aby na drugiej bramce tranzystora *T1* uzyskać maksymalną amplitudę sygnału w.cz. oraz częstotliwość 116 MHz (bądź 174 MHz). Częstościomierz cyfrowy powinien być dołączony kablem koncentrycznym poprzez kondensator o wartości rzędu 2,2 pF.

Jeżeli konwerter ma być przeznaczony do współpracy z radiotelefonem CB, to korzystnie byłoby zastosować rezonator kwarcowy $X = 39{,}333$ MHz, aby po powieleniu uzyskać częstotliwość 118 MHz. Wtedy częstotliwości 26 MHz odpowiada częstotliwość 144 MHz. W przypadku, kiedy dysponujemy tylko zakresem 26,960... 27,400 MHz, najbardziej kompromisową wartością częstotliwości rezonatora jest wartość 39,450 MHz (po powieleniu 118,350 MHz) — wtedy na kanale 2/CB będziemy mogli odbierać stacje pracujące na kanale 145,325 MHz, na 40 zaś 145,750 MHz (przemienniki w Zamościu, Bydgoszczy, Kaliszu).

Korekcji częstotliwości (+/– 50 kHz) można dokonać poprzez przylutowanie w szereg z rezonatorem kwarcowym (od strony masy) cewki $1 \div 5$ μH z rdzeniem ferrytowym lub trymera (np. 60 pF). Dołączenie indukcyjności powoduje obniżenie częstotliwości, pojemności zaś — jej podwyższenie. Jeżeli stwierdzimy, że generator pracuje poprawnie, to pozostałe trymery ustawiamy na maksimum siły odbieranego sygnału. Do tej czynności najlepiej jest użyć generatora FM i dokonać strojenia na środku pasma 2 m. Należy zwracać uwagę, aby rotor trymera nie znajdował się w pozycji maksymalnej lub minimalnej, ale w pozycji pośredniej. Przy braku wyczuwalnego punktu zestrojenia należy delikatnie rozsunąć (lub ścisnąć) zwoje cewki. Chcąc przystosować konwerter do odbioru stacji DX-owych (zwiększenie czułości układu) należy dobudować wzmacniacz w.cz., również na tranzystorze MOSFET typu BF966 (lub podobnym). Zmniejszy się wówczas również niebezpieczeństwo przenikania sygnałów niepożądanych. Po wymianie rezonatora i korekcji zestrojenia obwodów *LC* konwerter może być użyty również do nasłuchu innych zakresów pasm UKF.

10

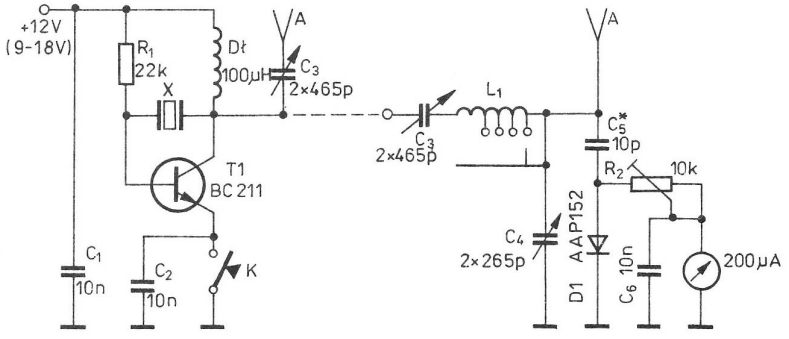
Proste nadajniki

Przedstawione zostaną dwa najprostsze nadajniki stabilizowane rezonatorami kwarcowymi. Mogą być one pierwszymi układami nadawczymi początkującego krótkofalowca. Urządzenia te oprócz właściwości dydaktycznych mogą zapewnić łączności lokalne w połączeniu z odbiornikami nasłuchowymi.

10.1. Nadajnik telegraficzny

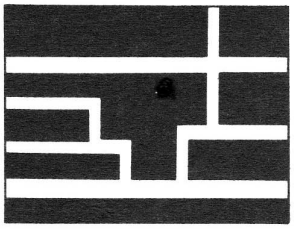
Przedstawiony układ (rysunek 10.1) należy do najprostszych nadajników pracujących emisją A1A w zakresie 1,8 ÷ 14 MHz. Częstotliwość wyjściowa zależy od zastosowanych rezonatorów. Tranzystor *T1* pracuje w układzie generatora Pierce'a, kluczowanego w obwodzie emitera. Moc wyjściowa zależy od napięcia zasilania i typu tranzystora. Przy wartościach jak na rysunku, napięciu zasilania 18 V (4 baterie płaskie połączone szeregowo) i częstotliwości rezonatora kwarcowego $X = 7$ MHz uzyskano 1 W mocy wyjściowej. Tranzystor BC211 miał założony na obudowę radiator z paska blachy aluminiowej. Przy większym napięciu zasilania, jak również przy dłuższym naciśnięciu klucza, istnieje niebezpieczeństwo uszkodzenia tranzystora. Dlatego zaleca się pracę przy 12 V zasilania. Przy zasilaniu akumulatorowym nadajnik można wykorzystać do terenowych zawodów QRP. Przy stosowaniu rezonatorów kwarcowych 1,8 ÷ 3,8 MHz należy zwiększyć indukcyjność dławika do 300 µH i równolegle do niego dołączyć dobrany kondensator (33 ÷ 200 pF) tak, by rezonans wypadł przy częstotliwości mniejszej od częstotliwości kwarcu. Wynika to z faktu, że w układzie Pierce'a obwód w kolektorze powinien mieć charakter pojemnościowy.

Ważną sprawą jest dopasowanie nadajnika do anteny. Po dołączeniu anteny o małej impedancji (50 ÷ 75 Ω) układ może zerwać drgania. W najprostszy sposób można dopasować antenę za pomocą kondensatora zmiennego kierując się maksymalnym napięciem w antenie. Po ustawieniu optymalnej wartości kondensatora zmiennego można zmierzyć jego pojemność i wstawić kondensator stały o zbliżonej wartości. Wartość tego kondensatora wynosiła 560 pF przy częstotliwości 3,5 MHz i antenie W3DZZ zasilanej kablem o impedancji 75 Ω. Przy zastosowaniu układu z prawej części schematu uzyskuje się jeszcze lepsze dopasowanie oraz filtrację częstotliwości harmonicznych. Jest to szczególnie ważne przy kłopotach



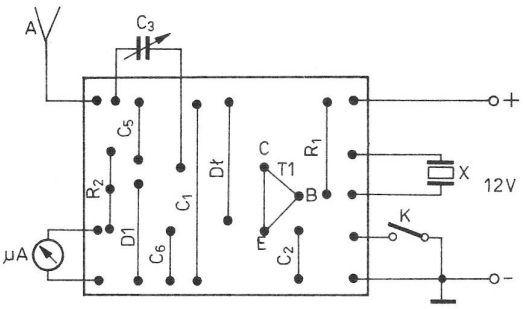
Rys. 10.1. Schemat najprostszego nadajnika A1A

z TVI (zakłóceniach w odbiorze telewizyjnym lub radiowym). Przy indukcyjności $L_1 = 30$ µH i pojemnościach jak na schemacie układ pracuje w całym zakresie KF (1,8 ÷ 30 MHz). Przy najniższej częstotliwości pracy 3,5 MHz indukcyjność może być zmniejszona do 10 µH, a pojemność do 465 pF. Strojenie wykonuje się na maksimum wychylenia wskazówki mikroamperomierza pracującego w obwodzie prostego wskaźnika w.cz. Układ generatora wraz ze wskaźnikiem w.cz. zmontowano na płytce drukowanej pokazanej na rysunku 10.2. Ze względu na prostotę połączeń



Rys. 10.2. Płytka drukowana nadajnika A1A

można zastosować płytkę uniwersalną lub nawet zmontować układ sposobem przestrzennym. Liczba zwojów dławika nie jest wartością krytyczną. Można z powodzeniem zastosować cewkę z filtru p.cz. 465 kHz z odbiornika radiowego lub nawinąć około 80 zwojów drutu DNE0,2 na korpusie cewki odbiornika telewizyjnego o średnicy 7 mm. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej pokazano na rysunku 10.3. Układ dopasowania po-

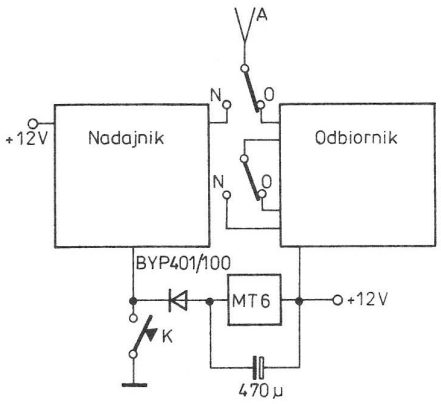


Rys. 10.3. Rozmieszczenie elementów

kazany w prawej części schematu można zmontować sposobem przestrzennym. Cewka L_1 może mieć 70 zwojów z drutu DNE0,7 na korpusie plastikowym o średnicy 30 mm (buteleczka po lekach lub inne opakowanie). W celu zestrojenia układu na różne częstotliwości i do różnych anten wskazane jest wykonanie odczepów na 3, 5, 9, 15, 23, 30, 40, 50, 60 zwoju. Dla najniższej częstotliwości pracy, tj. 3,5 MHz, liczba zwojów może być zmniejszona do 30, przy zachowaniu odczepów jak wyżej. Cewkę można również nawinąć na rdzeniu ferrytowym, np. RP25. Od wartości rezystora polaryzacji bazy zależy nie tylko wzbudzenie generatora, lecz również jakość kluczowania. Optymalną wartość tego rezystora można dobrać potencjometrem np. 47 kΩ podczas przesłuchiwania z użyciem odbiornika zestrojonego na najbardziej przyjemny ton. Wartość rezystora należy przyjąć nieco większą od wartości, przy której występuje maksymalna moc. Kondensator C_5 powinien mieć jak najmniejszą wartość, przy której uzyskuje się pełne wychylenie wskazówki mikroamperomierza.

Jako obudowę nadajnika można zastosować dowolne pudełko plastikowe lub lepiej z blachy aluminiowej. Korzystnie jest zastosować gniazdko na rezonator na wierzchu obudowy w celu szybkiej wymiany na inny o innej częstotliwości.

Do współpracy nadajnika z którymś odbiornikiem wcześniej opisanym można zastosować bardzo prosty układ BK przedstawiony na rysunku 10.4.



Rys. 10.4. Układ współpracy nadajnika z odbiornikiem

Zadaniem przekaźnika jest przełączenie anteny (po naciśnięciu klucza *K*) oraz przełączenie jej ponownie na odbiór z opóźnieniem np. 0,5 s. Stała czasowa zależy od pojemności kondensatora elektrolitycznego dołączonego do uzwojeń przekaźnika. Druga para styków przekaźnika może służyć do dodatkowej blokady wejścia lub zmniejszenia wzmocnienia do wartości niezbędnej przy podsłuchu własnego kluczowania.

Opisany nadajnik może służyć również jako generator odbiornika do pracy transceiverowej. W tym celu należy zmniejszyć napięcie wyjściowe, np. przez włączenie w obwód emitera (równolegle do zacisków klucza) rezystora o takiej wartości, aby uzyskać wymagane napięcie, a równocześnie aby nie zadziałał przekaźnik.

Jako ciekawostkę można podać, że przez załączenie w miejsce klucza telefonicznej wkładki węglowej uzyskuje się nadajnik foniczny AM (A3E) o mocy mniejszej średnio o 50% w stosunku do

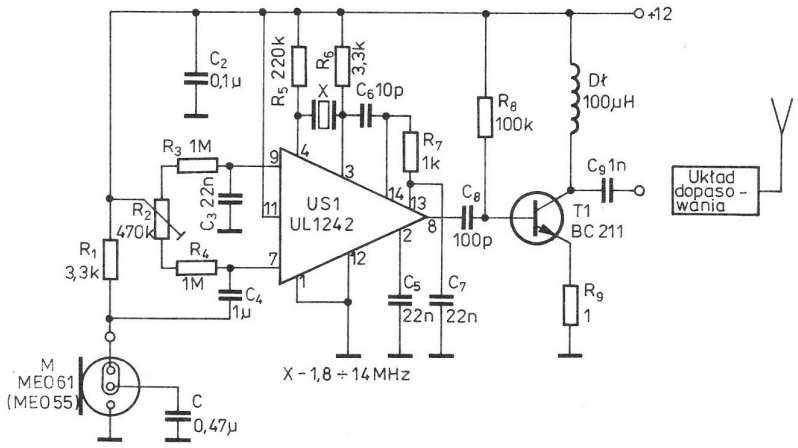
pracy telegraficznej. Jednak ten rodzaj modulacji został wyparty przez SSB i praktycznie nie jest już stosowany.

10.2. Nadajnik foniczny

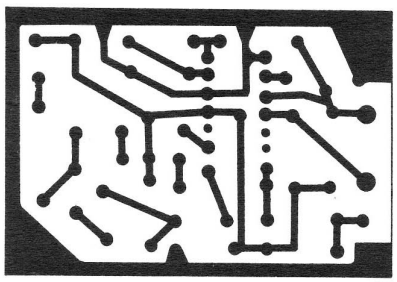
Przedstawiony nadajnik należy do najprostszych nadajników fonicznych z wytłumioną falą nośną, pracujących na częstotliwości zależnej od zastosowanych rezonatorów kwarcowych. Układ był sprawdzony z rezonatorem kwarcowym 3,7 MHz (rysunek 10.5) — pracował jako nadajnik w pasmie 80 m oraz z rezonatorem 9 MHz przy wykorzystaniu jako wzbudnica SSB. Układ scalony *US1* — UL 1242 (TBA 120S) pracuje jako modulator zrównoważony oraz jako generator fali nośnej. Sygnał z generatora jest podawany przez kondensator C_6 o niewielkiej pojemności, w celu zapewnienia właściwej pracy modulatora (małe zniekształcenia, możliwość regulacji tłumienia nośnej). Ponieważ w układzie zrezygnowano ze wzmacniacza mikrofonowego, było konieczne użycie mikrofonu elektretowego, który daje większy poziom napięcia wyjściowego w stosunku do popularnych mikrofonów dynamicznych. Rezystor R_1 stanowi obciążenie włączone w obwód drenu tranzystora polowego, znajdującego się wewnątrz mikrofonu. Kondensator C_1 blokuje rezystor w źródle, zapewniając jednocześnie spadek wzmocnienia na częstotliwościach mniejszych niż 300 Hz. Należy sować mikrofony z białą lub czerwoną kropką, ponieważ mają one wyższy poziom napięcia. Rezystor R_2 służy do równoważenia modulatora na minimum napięcia na wyjściu. Sygnał wyjściowy (dwie wstęgi boczne z wytłumioną falą nośną) jest podany przez kondensator C_8 do dodatkowego wzmacniacza z tranzystorem *T1* (BC211) i dalej przez układ dopasowania (identyczny jak w poprzednim nadajniku) do anteny.

Układ zmontowany jest na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 10.6, rozmieszczenie elementów przedstawiono na rysunku 10.7. Po zmontowaniu układ wymaga jedynie ustawienia potencjometru R_2 na minimum napięcia na wyjściu (przy odłączonym mikrofonie) oraz dobrania R_8 tak, by spadek napięcia na R_9 wynosił około 10 mV. Po podłączeniu mikrofonu napięcie w.cz. powinno zwiększać się w takt mówienia do mikrofonu. W celu przesłuchania sygnału wyjściowego można antenę odbiornika zbliżyć do wyjścia układu i zestroić odbiornik na najbardziej czysty sygnał. Należy przypomnieć, że odbiornik o bezpośredniej przemianie będzie odbierał jednakowo czysto górną i dolną wstęgę boczną. Natomiast odbiornik z filtrem kwarcowym tylko jedną wstęgę boczną, do której jest przystosowany.

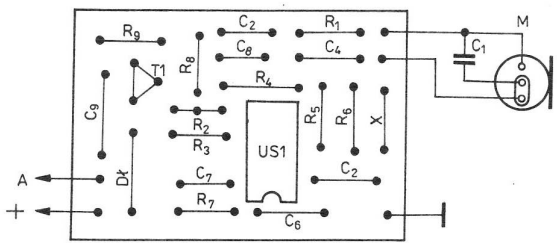
Układ może być również użyty jako nadajnik telegraficzny. W tym celu należy układ rozrów-



Rys. 10.5. Schemat ideowy najprostszego nadajnika DSB



Rys. 10.6. Płytka drukowana nadajnika DSB

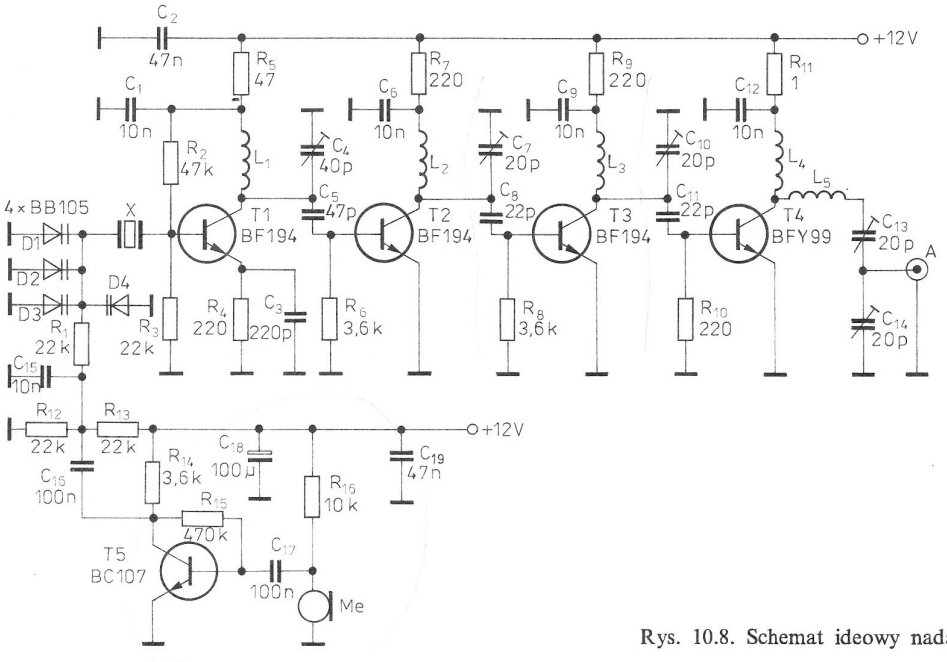


Rys. 10.7. Rozmieszczenie elementów

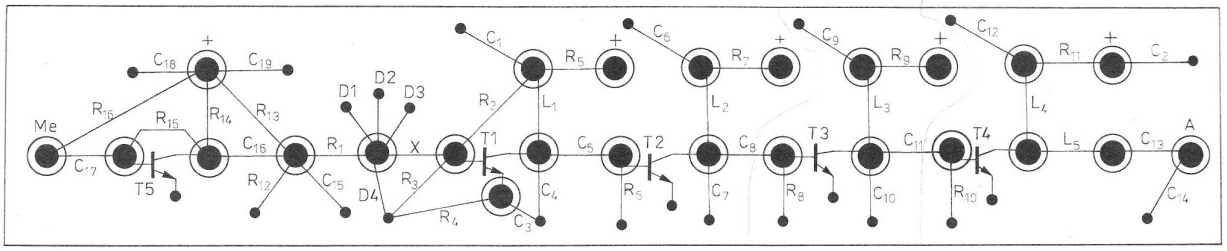
noważyć przez przesunięcie suwaka potencjometru R_2 w skrajne położenie i podłączeniu klucza np. w obwód emitera tranzystora *T1*. W miejsce R_9 należy wstawić kondensator blokujący 10 nF. Sposób kluczowania jest podany w formie przykładowej, można to rozwiązać w różny sposób. Przy pracy układu jako wzbudnicy SSB należy zamiast dławika zastosować rezystor o wartości 500 Ω (dla filtru PP9A2) w celu właściwego dopasowania do impedancji wejściowej filtru. W szereg z rezonatorem X = 9 MHz należy włączyć trymer 40 pF w celu ustawienia częstotliwości nośnej na zboczu charakterystyki filtru. Tłumienie fali nośnej w przedstawionym rozwiązaniu wynosi około 35 dB i może być większe przy zastosowaniu oddzielnego generatora fali nośnej.

10.3. Nadajnik FM/2 m

Opisany nadajnik pomimo swej prostoty może z odbiornikiem nasłuchowym FM/2 m umożliwić nawiązanie dwustronnej łączności na jednym lokalnym kanale pasma 145 MHz. Schemat ideowy nadajnika zamieszczono na rysunku 10.8.
Zasadniczym układem nadajnika jest generator kwarcowy z jednoczesnym powielaniem i modulacją częstotliwości, zbudowany na tranzystorze *T1*. W urządzeniu zastosowano rezonator kwarcowy o częstotliwości 36,35 MHz. Można tutaj również zastosować rezonator o częstotliwości podstawowej 12,116 MHz, ponieważ obwód rezonansowy L_1, C_4 w kolektorze zestrojony jest na częstotliwość 36,35 MHz. Tranzystory *T2* i *T3* są podwajaczami częstotliwości, przy czym obwód w kolektorze tranzystora *T2* (L_2, C_7) pracuje na częstotliwości 72,2 MHz, tranzystora zaś *T3* (L_3, C_{10}) na częstotliwości 145,400 MHz. Wzmacniacz końcowy mocy 0,4 W pracuje na tranzystorze *T4* (BFY99). Stopień wyjściowy nadajnika dopasowany jest do anteny typu GP-2 m za pośrednictwem dzielnika pojemnościowego C_{13}, C_{14}. Wzmacniacz mikrofonowy pracuje w jednostopniowym układzie na tranzystorze *T5*, podając wzmocniony sygnał z mikrofonu pojemnościowego na modulator.
Głównym elementem modulatora FM są diody pojemnościowe *D1* ÷ *D4* włączone w szereg z rezonatorem kwarcowym *X*. W celu zmniejszenia zniekształceń diody spolaryzowane są napięciem stałym około 6 V poprzez dzielnik rezystorowy. Przychodzący sygnał m.cz. poprzez kondensator 100 nF podany jest na katody diod pojemnościowych — dodaje się lub odejmuje od ustalonej wartości napięcia, powodując zmianę pojemności diod, a w konsekwencji zmianę częstotliwości generatora kwarcowego. Inaczej mówiąc, w takt zmian amplitudy sygnału m.cz. następuje modulowanie częstotliwości sygnału nadajnika. Im większa wartość sygnału m.cz., tym większa dewiacja. Z tego też powodu amplituda sygnału m.cz. powinna być w miarę stała i o takiej wartości, aby spowodować dewiację rzędu 3 kHz. Dewiacja na wejściu generatora powinna wynosić ok. 250 Hz, wtedy bowiem przy powieleniu × 12 na wyjściu uzyskamy akurat 3 kHz. Taką właśnie wartość zapewnia zastosowany pojedynczy stopień wzmacniacza mikrofonowego. W urządzeniu zrezygnowano z kompresora dynamiki czy ogranicznika



Rys. 10.8. Schemat ideowy nadajnika FM/2 m



Rys. 10.9. Płytka montażowa nadajnika

modulacji, dlatego podczas nadawania mikrofon należy trzymać w stałej odległości od ust. Wykorzystanie do sterowania wzmacniacza modemu Packet Radio, niweluje tę niedogodność.

Częstotliwość zastosowanego rezonatora kwarcowego zależy od tego, na którym kanale chcemy pracować. Rezonator kwarcowy dobieramy w ten sposób, że częstotliwość kanału dzielimy przez 4 (przy zaproponowanej wcześniej krotności powielania). Tę samą częstotliwość uzyskamy przy zastosowaniu rezonatora 48,466 MHz czy 16,155 MHz (trudniejsze do zdobycia). Obwód w kolektorze tranzystora *T1* powinien być zestrojony właśnie na częstotliwość 48,466 MHz, pozostałe zaś obwody już na częstotliwość wyjściową, czyli 145,400 MHz. Łatwo zauważyć, że w tym przypadku tranzystor *T2* pracuje jako potrajacz częstotliwości. Ten sposób powielania jest najkorzystniejszy. Sprawia on, że jest mniej stopni do strojenia (chodzi o selekcję częstotliwości harmonicznych), a po dokładnym zestrojeniu uzyskujemy większą moc wyjściową (około 0,5 W) przy mniejszej zawartości niepożądanych sygnałów wyjściowych. Chcąc przystosować nadajnik do pracy Packet Radio na częstotliwość 144,650 MHz rezonator kwarcowy powinien mieć częstotliwość 36,162 (12,054) MHz.

Warto wiedzieć, że łatwiejsze do zdobycia rezonatory nadawcze z pasma CB po pewnych zmianach wynikających z krotności powielania, również mogą być stosowane w pasmie 2 m. Rezonatory te z reguły pracują w trzecim overtonie i aby mogły być wykorzystane do naszego nadajnika — muszą być wzbudzone do pracy na częstotliwości podstawowej 9 MHz lub od razu na drugiej harmonicznej, czyli na częstotliwości 18 MHz ($18 \times 2 \times 2 \times 2 = 144$). Mówiąc konkretnie, aby uzyskać częstotliwość wyjściową 145,400 MHz, po zwiększeniu liczby zwojów cewek L_1, L_2, L_3 można zastosować rezonator 27,260 MHz. Spowoduje to zwiększenie trudności ze strojeniem i uzyskamy mniejszą moc wyjściową (rzędu 200 mW). Dla częstotliwości 144,650 MHz można zastosować łatwy do zdobycia rezonator 27,12 MHz.

Układ nadajnika zmontowano na płytce laminowanej z wyfrezowanymi polami lutowniczymi, przedstawionej na rysunku 10.9.

Wszystkie cewki nadajnika nawijane są drutem DNE 1 na średnicy 6 mm. Dla rezonatora 36,35 MHz cewki mają następujące liczby zwojów: L_1 — 12, L_2 — 8, L_3 i L_4 — po 5, L_5 — 3.

Strojenie toru nadajnika sprowadza się do ustawienia trymerów i ewentualnie skorygowania liczby zwojów cewek w taki sposób, aby na kolektorach tranzystorów otrzymać sygnały o maksymalnej amplitudzie przy założonej częstotliwości. Do tych czynności w najprostszym przypadku możemy posłużyć się sondą w.cz. oraz miernikiem częstotliwości (np. z preskalerem) podłączonymi poprzez kondensatory o jak najmniejszych wartościach ($1 \div 10$ pF — aby nie obciążać układu).

Korekcji częstotliwości rezonatora kwarcowego można dokonać przez włączenie w szereg z rezonatorem dobranej indukcyjności lub pojemności. W pierwszym przypadku spowoduje to obniżenie częstotliwości, a w drugim podwyższenie.

Jeżeli jesteśmy pewni, że uzyskaliśmy właściwą częstotliwość wyjściową generatora, to strojenie toru powielaczy sprowadza się do korekcji zestrojenia obwodów *LC* na maksimum mocy wyjściowej nadajnika. Na czas strojenia wyjście antenowe powinno być obciążone rezystorem 50 Ω ($47 \div 75$ Ω/1 W).

Jakość modulacji najprościej jest sprawdzić używając fabrycznego radiotelefonu FM/2 m lub odbiornika nasłuchowego.

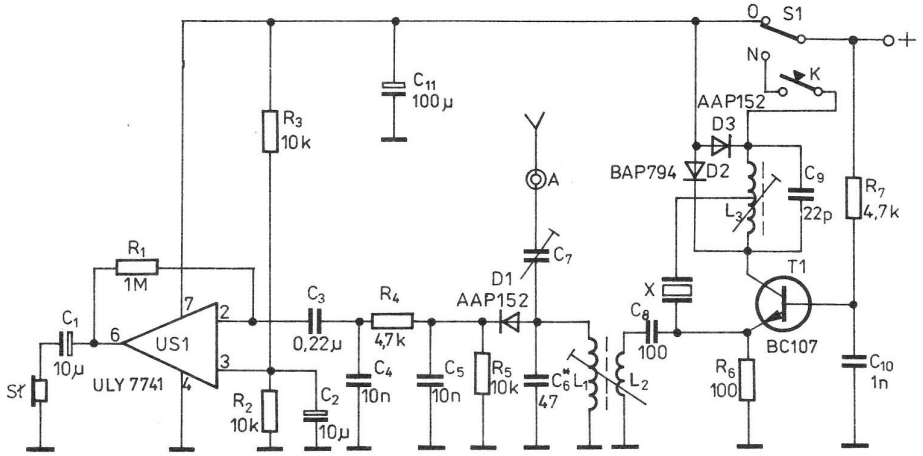
11

Transceivery

Transceivery są urządzeniami powstałymi przez połączenie odbiornika i nadajnika z wykorzystaniem wspólnych bloków. Na początku rozdziału zostaną przedstawione układy najprostsze, o bezpośredniej przemianie częstotliwości, nie wymagające drogich podzespołów, a na których można już przeprowadzić pierwsze łączności lokalne. Dalej opisane układy mogą być wykorzystane nawet do łączności DX-owych, po zastosowaniu wzmacniaczy mocy zgodnie z posiadaną licencją.

11.1. Najprostszy minitransceiver telegraficzny na pasmo 10 m

Jest to najprostszy minitransceiver jaki można zbudować, licząc na nawiązanie jakiejkolwiek łączności. Układ można polecić początkującym krótkofalowcom do pierwszych łączności CW.
Schemat elektryczny minitransceivera pokazano na rysunku 11.1. Układ składa się z generatora kwarcowego (pracującego na drugiej harmonicznej 14 MHz) z tranzystorem *T1*, mieszacza na diodzie *D1* oraz wzmacniacza m.cz. na układzie scalonym ULY7741. Przy odbiorze przełącznik *S1* znajduje się w położeniu „*O*" – odbiór. Amplituda drgań generatora kwarcowego jest ograniczona do około 0,3 V przez diody włączone w obwód kolektora tranzystora. Taki poziom napięcia jest odpowiedni dla poprawnej pracy mieszacza. Przy nadawaniu (przełącznik *S1* w pozycji „*N*") diody *D1* i *D2* są spolaryzowane zaporowo i nie blokują cewki L_3. Napięcie w.cz. jest maksymalne i transceiver generuje maksymalną moc do anteny. Wprowadzona do układu dodatkowa rezystancja przez diody *D1*, *D2* powoduje, że częstotliwość pracy generatora kwarcowego podczas nadawania różni się w stosunku do odbioru o kilkaset Hz, dając częstotliwość tonu telegraficznego. Inaczej mówiąc, możliwy jest odbiór sygnałów korespondenta bez podstrajania częstotliwości. Przy odbiorze różnica częstotliwości drugiej harmonicznej generatora i sy-



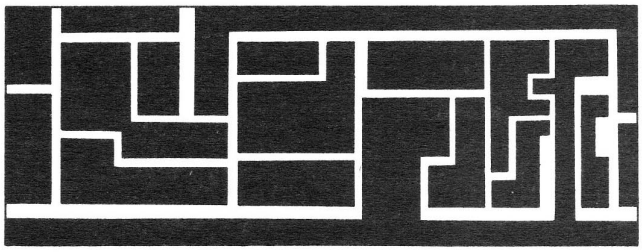
Rys. 11.1. Schemat ideowy naprostszego minitransceivera A1A

gnału wejściowego jest filtrowana w obwodzie C_4 R_4 C_5 R_5 i wzmacniana we wzmacniaczu *US1*. Regulacja siły głosu jest możliwa po zastąpieniu rezystora R_1 potencjometrem.

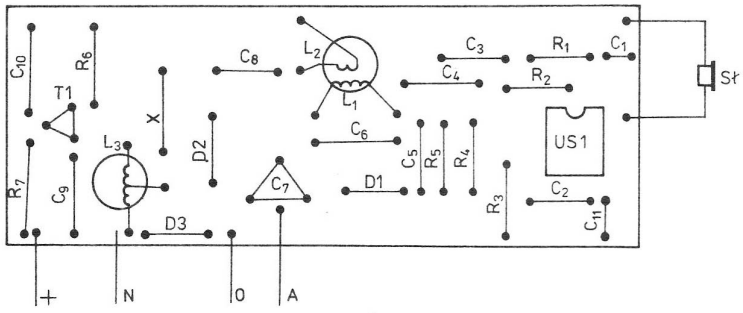
Na rysunku 11.2 przedstawiono płytkę drukowaną, a rozmieszczenie elementów na płytce — na rysunku 11.3. Uzwojenia nawinięto na korpusach cewek odbiorników telewizyjnych o średnicy 7 mm. Cewka L_1 zawiera 6 zwojów, L_2 — 2 zwoje, L_3 — 10 zwojów z odczepem w połowie. Wszystkie uzwojenia wykonano drutem DNE0,5. Korpusy przyklejono do płytki klejem Distal. Uruchomienie układu sprowadza się do zestrojenia obwodów rezonansowych i trymera C_7 na maksimum napięcia na wyjściu. Urządzenie można dostosować do innych częstotliwości po zwiększeniu indukcyjności i pojemności obwodów rezonansowych. Płytkę drukowaną można umieścić łącznie ze źródłem zasilania (3 baterie płaskie — 3R12) w obudowie metalowej.

11.2. Transceiver telegraficzny „składak"

Transceiver telegraficzny można uzyskać po przeróbce każdego odbiornika o bezpośredniej przemianie częstotliwości. Najkrócej mówiąc, wystarczy wzmocnić sygnał generatora VFO i wprowadzić układ kluczowania.



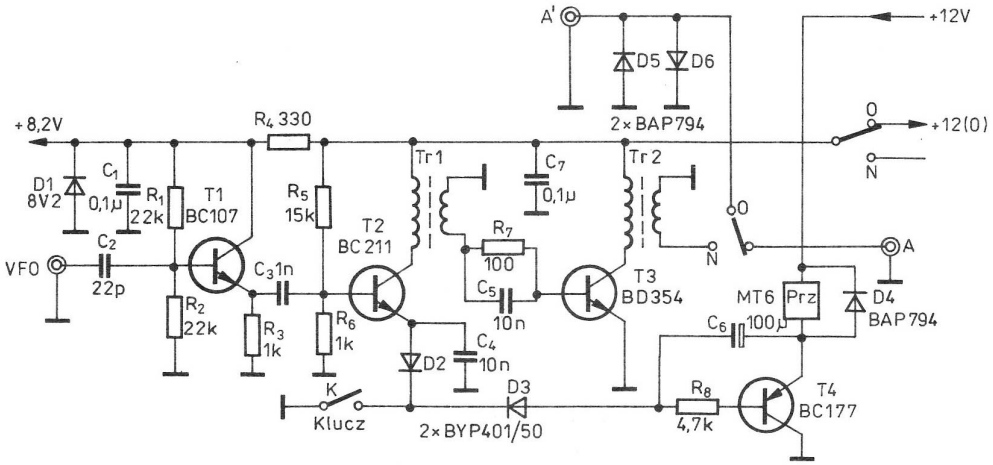
Rys. 11.2. Płytka drukowana minitransceivera A1A



Rys. 11.3. Rozmieszczenie elementów

W rozdziale przedstawiono możliwość wykonania transceivera z połączenia odbiornika o bezpośredniej przemianie częstotliwości (rozdział 8.2) z przystawką nadawczą.

Schemat elektryczny prostej przystawki o mocy wyjściowej około 3 W przedstawiono na rysunku 11.4. Na tranzystorze *T1* (BC107) zrealizowano



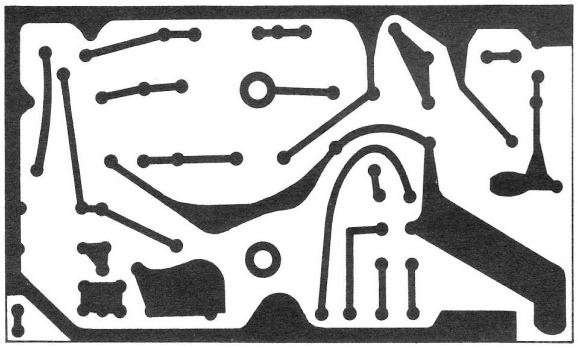
Rys. 11.4. Schemat ideowy prostej przystawki nadawczej A1A

wtórnik emiterowy, którego zadaniem jest separacja sygnału VFO. Tranzystor *T2* (BC211) jest wzmacniaczem sygnału VFO. W obwodzie emitera tego tranzystora włączono klucz telegraficzny. Wzmacniacz końcowy stanowi tranzystor *T3* (BD354) pracujący w klasie C. Naciśnięcie klucza powoduje załączenie tranzystora *T2* oraz przejście tranzystora *T4* (BC177) (tzw. układu BK) w stan nasycenia, załączenie przekaźnika MT-6 i w konsekwencji odłączenie anteny i zasilania odbiornika. Generator VFO jest zasilany przez cały czas, zarówno przy odbiorze, jak i przy nadawaniu. Zwolnienie klucza telegraficznego powoduje przejście urządzenia na odbiór po upływie około 0,5 s. Czas ten uzależniony jest od wartości kondensatora C_6, który głównie decyduje o stałej czasowej układu BK. Układ pracuje szerokopasmowo. Maksymalna częstotliwość pracy zależy od zastosowanych tranzystorów oraz transformatorów dopasowujących *Tr1* i *Tr2*. W przypadku pracy przystawki tylko w jednym zakresie (w opisywanym transceiverze tylko w pasmie 80 m) warto sprowadzić uzwojenia pierwotne transformatorów *Tr1* i *Tr2* do rezonansu na wymagane pasmo przez dołączenie kondensatorów *C*. Uzyskuje się wtedy sygnał o mniejszej zawartości harmonicznych oraz większą moc wyjściową.

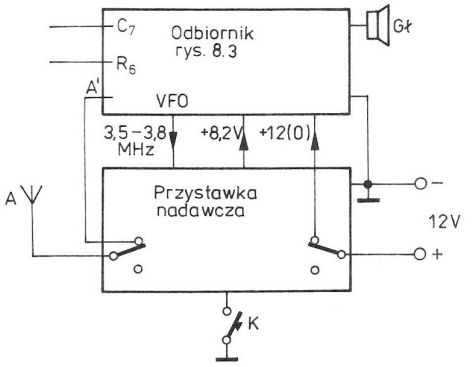
Na rysunku 11.5 przedstawiono płytkę drukowaną przystawki nadawczej. Rozmieszczenie elementów na płytce (oprócz diod *D5*, *D6*, które należy podlutować do płytki odbiornika) pokazano na rysunku 11.6. Transformatory *Tr1*, *Tr2* zawierają po 15 zwojów drutu DNE0,3 (uzwojenie pierwotne) i po 5 zwojów tego samego drutu (uzwojenia wtórne) na rdzeniach pierścieniowych uzyskanych z filtrów p.cz. 465 kHz.

Przystawkę można uruchomić przez podanie do wejścia sygnału z generatora o napięciu około 0,5 V i częstotliwości w zakresie 3,5 ÷ 3,8 MHz i dołączeniu do wyjścia miernika mocy wyjściowej w.cz. Po naciśnięciu klucza powinien zadziałać przekaźnik, a miernik — wskazać sygnał wyjściowy. Maksymalną moc wyjściową można uzyskać po przylutowaniu do uzwojeń pierwotnych transformatorów *Tr1* i *Tr2* (od strony druku) dobranych kondensatorów (220 ÷ 470 pF).

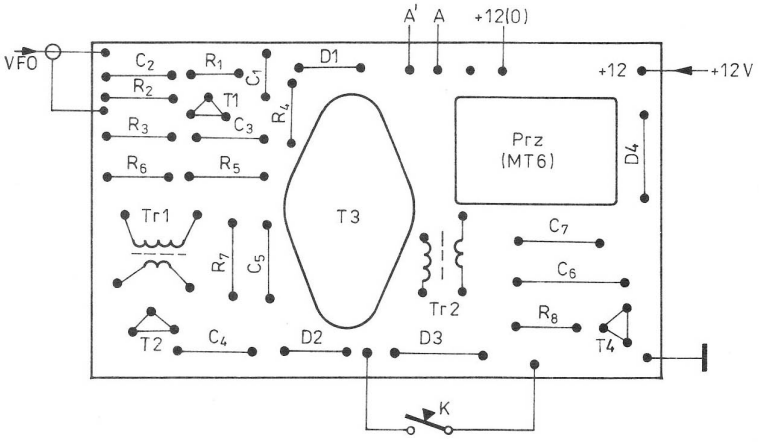
Schemat blokowy połączeń uruchomionej przystawki i odbiornika w układ transceivera 80 m — CW przedstawiono na rysunku 11.7. Płytka odbiornika z rysunku 8.3 wymaga jedynie zmian w układzie zasilania (do układu *US1* należy podać 8,2 V, a do *US2* — 12 V). Rozmieszczenie elementów transceivera wewnątrz metalowej obudowy o wymiarach 100 × 100 × 60 mm pokazano na ry-



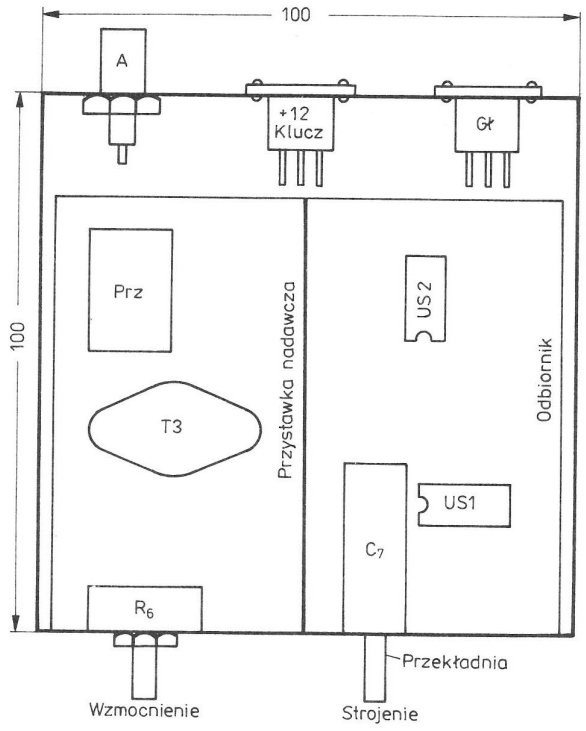
Rys. 11.5. Płytka drukowana przystawki nadawczej A1A



Rys. 11.7. Schemat połączeń przystawki z odbiornikiem w układ transceivera



Rys. 11.6. Rozmieszczenie elementów



Rys. 11.8. Rozmieszczenie elementów transceivera „składaka"

sunku 11.8. Obydwie płytki są przylutowane do ścianek obudowy oraz ekranującej przegrody wykonanej z blachy ocynkowanej o wymiarach 80 × 60 mm. Ścianka przednia zawiera przekładnię strojeniową (wykonaną na łożyskach kulkowych) oraz potencjometr siły głosu. Ścianka tylna zawiera gniazda: antenowe, zasilania i głośnikowe. Klucz został podłączony do niewykorzystanych zacisków gniazda zasilania.

Przyłączenie przystawki nadawczej do obwodu VFO odbiornika (wyprowadzenie 6 układu scalonego *US1* — UL1203) spowoduje obniżenie częstotliwości pracy generatora, dlatego należy wykręcić rdzeń z filtru *F3* lub zmniejszyć wartość kondensatora C_6 (rysunek 8.3). Naciśnięcie klucza nie powinno powodować zmiany częstotliwości sygnału z VFO większej niż 1 kHz. W przeciwnym przypadku należy zmniejszyć wartość kondensatora sprzęgającego C_2.

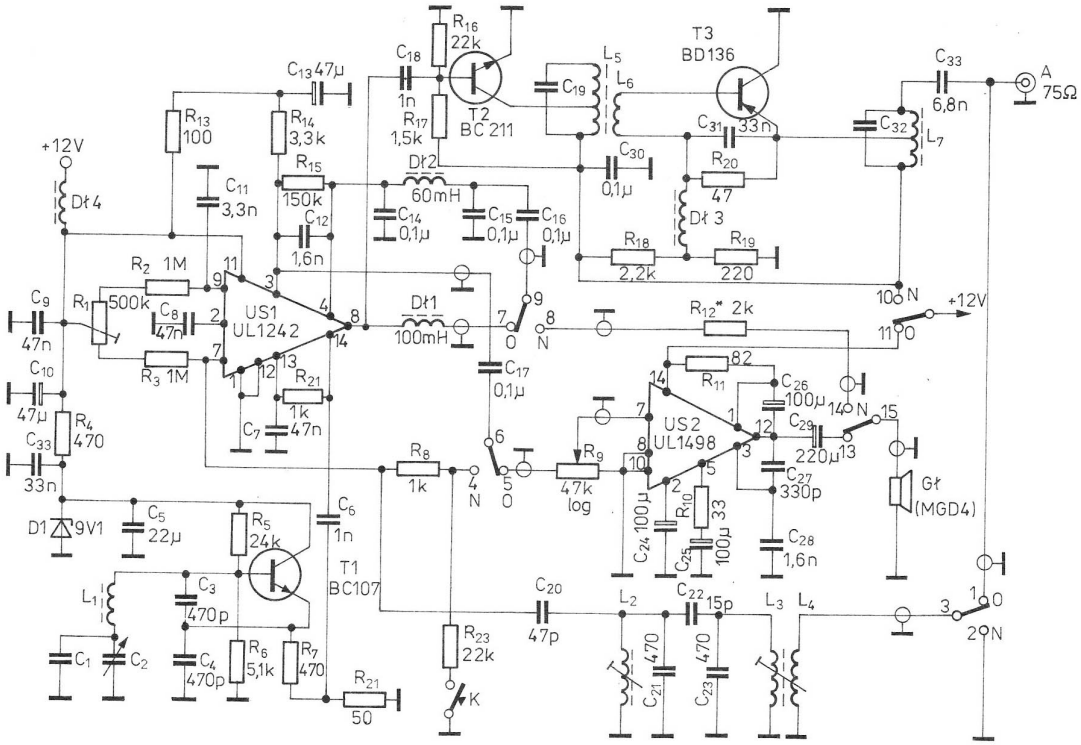
Korzystając z powyższego opisu można wykonać transceiver telegraficzny QRP w oparciu o każdy opisany w tej książce odbiornik o bezpośredniej przemianie, pod warunkiem, że jego układ VFO pracuje stabilnie.

11.3. Minitransceiver BARTEK 0

Urządzenie to zostało wykonane w zasadzie w celu sprawdzenia koncepcji wykorzystania układu UL1242 do jednoczesnej pracy zarówno przy odbiorze (detektor), jak i przy nadawaniu (modulator). Pozytywne oceny jakości sygnału otrzymywane od korespondentów potwierdzają pełną przydatność tego urządzenia dla początkujących krótkofalowców oraz jako urządzenie zastępcze np. w czasie urlopu. Transceiver pracuje w układzie bezpośredniej przemiany częstotliwości w pasmie 80 m emisją DSB (dwie wstęgi boczne z wytłumioną nośną) oraz emisją A1A (telegrafia). Ma on moc nadajnika rzędu 2 W oraz czułość odbiornika około 3 μV. Jest zasilany z akumulatora 12 V lub zasilacza stabilizowanego. Przełączanie z nadawania na odbiór jest dokonywane ręcznie przełącznikiem dźwigniowym (zmniejszenie zużycia prądu — ważne w terenie). Schemat elektryczny transceivera przedstawiono na rysunku 11.9. Generator VFO pracuje na tranzystorze *T1* (BC107) w układzie Clappa i pokrywa pasmo 3,5 ÷ 3,8 MHz. Sygnał z generatora jest podawany bezpośrednio do układu *US1* (wyprowadzenie *14* UL1242) zarówno podczas nadawania, jak i odbioru. Mimo braku dodatkowego separatora (układ scalony zawiera rozbudowany separator w postaci szeregu wzmacniaczy różnicowych) jakość sygnału jest dobra (układ pracuje stabilnie, bez dewiacji i zniekształceń).

Sygnał z anteny (przy ustawionym przełączniku jak na rysunku 11.9) przez filtr dwuobwodowy, pokrywający pasmo 80 m, jest podawany na drugie wejście układu *US1* (wyprowadzenie 7). Sygnał m.cz. będący różnicą częstotliwości sygnału generatora i sygnału z anteny pojawia się na wyprowadzeniu *8* układu *US1*. Po przejściu przez dławik *Dł1*, którego zadaniem jest oddzielenie sygnału w.cz. od m.cz., sygnał różnicowy jest kształtowany przez układ $\pi(C_{14}, Dł2, C_{15})$, a potem wzmacniany w pojedynczym stopniu wzmacniacza zrealizowanego na wewnętrznym tranzystorze układu *US1*. Kondensator C_{12} dodatkowo zmniejsza wzmocnienie w zakresie większych częstotliwości. Wzmocniony sygnał m.cz. jest podany przez potencjometr siły głosu do wzmacniacza końcowego m.cz. z układem *US2* (UL1490).

Po przełączeniu przełącznika na nadawanie głośnik pracuje jako mikrofon, układ przedwzmacniacza m.cz. zaś pełni teraz funkcję wzmacniacza mikrofonowego. Zadaniem filtru C_{14}, *Dł2*, C_{15} jest wycięcie częstotliwości powyżej 3 kHz. Jest to bardzo istotne przy bezpośrednim formowaniu sygnału. Wzmocniony i uformowany sygnał m.cz. jest podany do *7* wyprowadzenia układu *US1*, który pełni teraz rolę modulatora. Po modulatorze następuje wzmacniacz liniowy zbudowany na tranzystorach *T2* (BC211), *T3* (BD136). Tranzystor końcowy pracuje ze wspólnym emiterem mimo uziemionego kolektora. Ten sposób włączenia wybrano ze względu na dobre chłodzenie (tranzystor

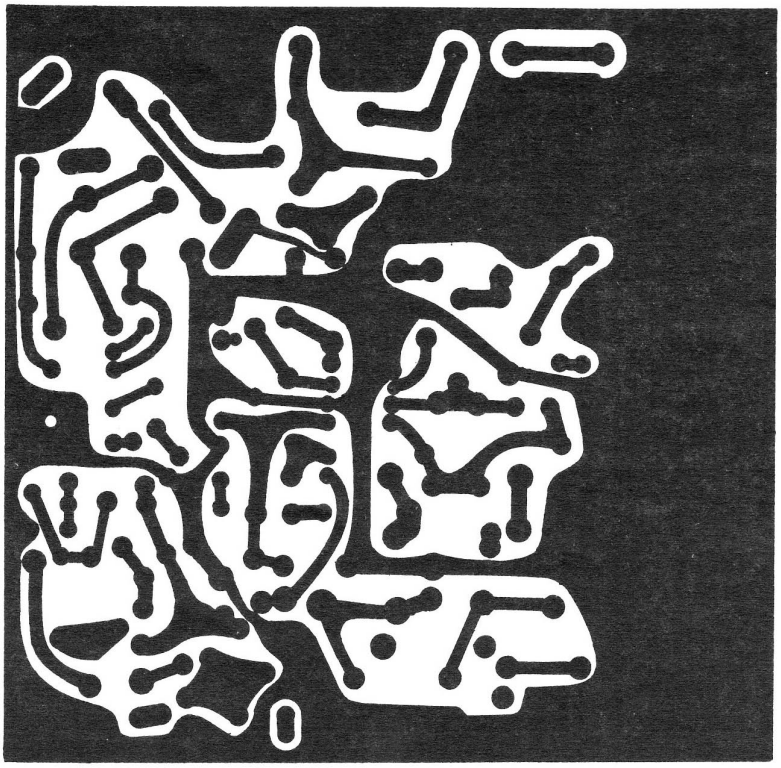


Rys. 11.9. Schemat ideowy minitransceivera BARTEK 0

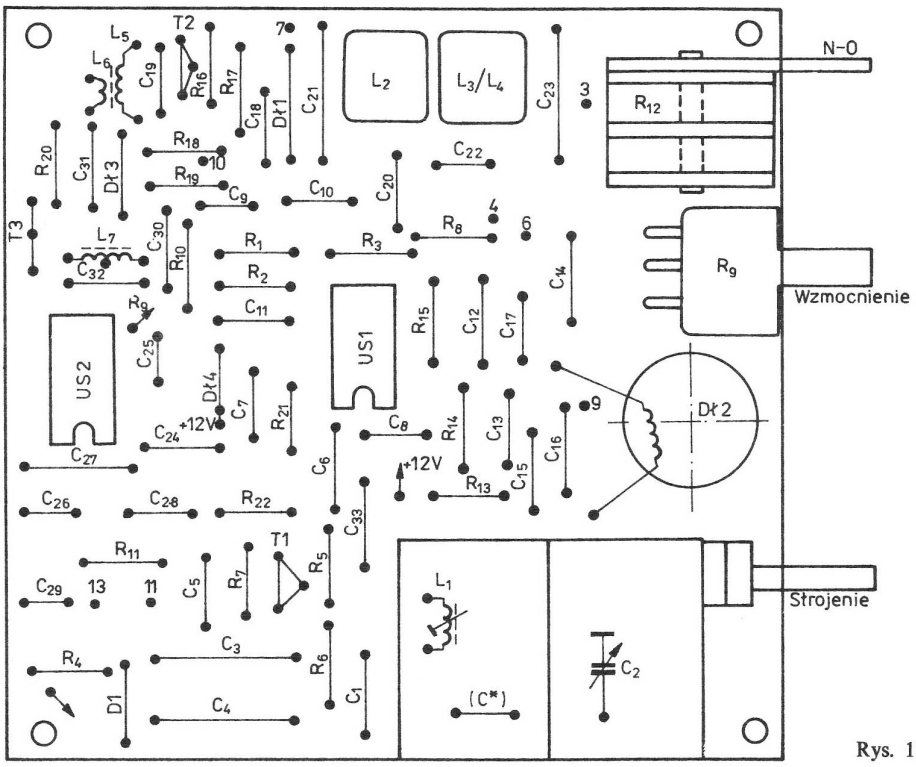
przykręcono bezpośrednio do tylnej ścianki obudowy).

Układ elektryczny transceivera zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 11.10. Rozmieszczenie elementów na płytce montażowej pokazano na rysunku 11.11.

Cewka L_1 zawiera 40 zwojów drutu DNE0,2 na korpusie cewki z odbiornika telewizyjnego o średnicy 7 mm. Cewka ta została umieszczona wewnątrz jednej z komór kondensatora zmiennego (agregatu odbiorczego 2×235 pF) po usunięciu płytek statora i rotora. Kondensator C_2 zawiera



Rys. 11.10. Płytka drukowana minitransceivera BARTEK 0



Rys. 11.11. Rozmieszczenie elementów

tylko 4 płytki rotora, pozostałe płytki sekcji 225 pF usunięto. Po rezygnacji z przeróbki można wstawić kondensator C szeregowo z kondensatorem zmiennym (jak na rysunku). Zamiast wykonywać cewkę własnoręcznie można w miejsce L_1 wstawć obwód fabryczny 7×7 typu 127 (po niewielkiej zmianie połączeń oraz dobraniu pojemności kondensatorów). Uzwojenia filtru pasmowego nawinięto na korpusy 12×12 mm. Cewki L_1, L_3 zawierają po 35 zwojów drutu DNE0,15. Cewka L_4 nawinięta na L_3 zawiera 4 zwoje drutu DNE0,2. Uzwojenia wchodzące w skład wzmacniacza liniowego nawinięto na rdzenie pierścieniowe, uzyskane z filtru p.cz. 465 kHz. Cewki L_5 i L_7 nawinięto na obwodzie rdzenia pierścieniowego i zawierają one po 2×7 zwojów drutu DNEJ0,3. Uzwojenie sprzęgające L_6 zawiera 2 zwoje drutu DNEJ0,3. Jako dławik *Dł1* wykorzystano dławik z płytki p.cz. odbiornika telewizyjnego „Libra" (50 zwojów DNE na wałeczku ferrytowym). Dławik *Dł2* zawiera 300 zwojów drutu DNE0,2 na rdzeniu kubkowym F1001 i $AL = 1100$. Dławiki *Dł3*, *Dł4* zawierają po 10 zwojów drutu DNE0,2 na wałeczkach ferrytowych. Jako przełącznik pracy „nadawanie/odbiór" wykorzystano przełącznik stosowany we wzmacniaczach WS... Można również zastosować przełącznik Isostat.

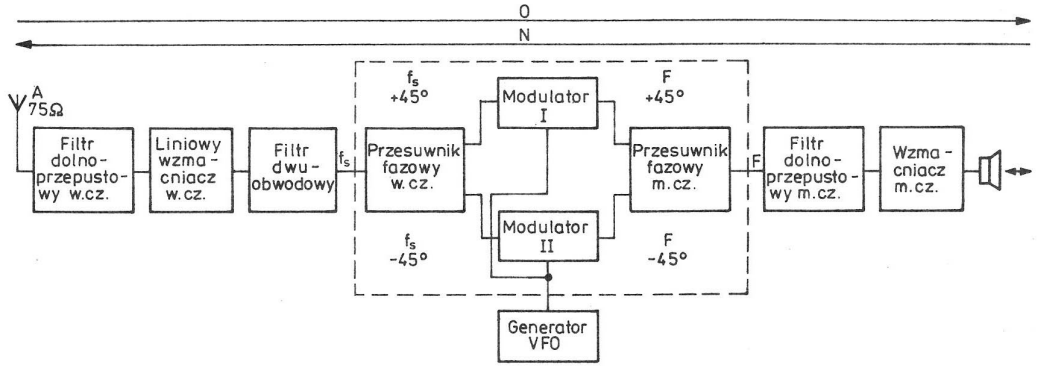
Przy uruchamianiu transceivera należy sprawdzić pracę generatora. Do kondensatora C_6 podłączamy częstościomierz cyfrowy (przez kondensator $10 \div 22$ pF) i tak dobieramy kondensator C_1, C_2 oraz ustawiamy rdzeń w cewce L_1 tak, aby w dwóch skrajnych położeniach C_2 uzyskać częstotliwość 3,5 oraz 3,8 MHz. Rdzenie filtru dwuobwodowego ustawiamy na maksimum siły głosu odbieranego sygnału (przy włączonej antenie lub za pomocą generatora w.cz.). Po ustawieniu przełącznika w pozycji „nadawanie" i przyłączeniu sztucznego obciążenia (miernik mocy w.cz.) sprawdzamy i ewentualnie korygujemy prądy spoczynkowe tranzystorów *T1* (10 mA), *T2* (20 mA) odpowiednio za pomocą rezystorów R_{17} i R_{18}. Potencjometr R_1 ustawiamy na minimum fali nośnej na wyjściu transceivera (minimum wychylenia wskazówki miernika mocy przy odłączonym mikrofonie). Gdy mówimy do mikrofonu, napięcie w.cz. na wyjściu powinno wzrastać w takt modulacji. Za pomocą dodatkowego odbiornika kontrolujemy jakość sygnału naszego transceivera. Uzyskanie pełnej mocy wyjściowej wymaga dobrania wartości kondensatorów C_{19} i C_{32}. Można w tym celu wstępnie podłączyć kondensatory zmienne od strony druku, a potem wymienić je na stałe (po zmierzeniu wartości). Kondensatory te najlepiej stroić po zwarciu klucza K.

Jako obudowę można wykorzystać jedną z wcześniej opisanych konstrucji (rozdział 6.5) lub można wygiąć z blachy dwa elementy w kształcie litery U. Ścianka czołowa zawiera dźwignię przełącznika „*N/O*", pokrętło strojenia z orientacyjną skalą „spiralną" oraz potencjometr siły głosu. Ścianka tylna zawiera gniazda: antenowe, zasilania i głoś-

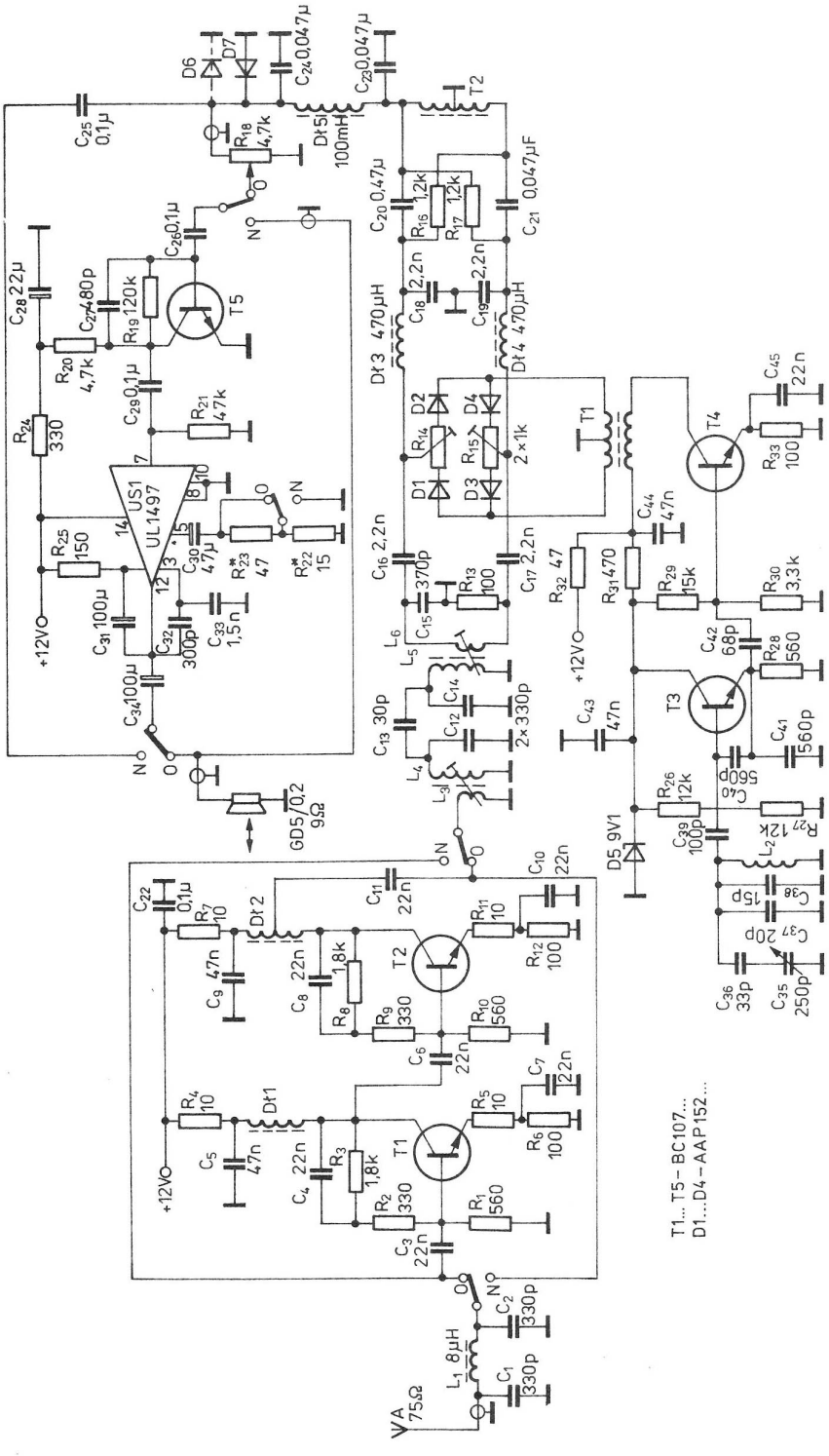
nikowe (mikrofonogłośnika MGD4). Klucz K można podłączyć do wolnych styków gniazda zasilania.
Na podstawie powyższego opisu można wykonać transceiver na inne pasma KF po wymianie obwodów rezonansowych.

11.4. Minitransceiver fazowo-homodynowy na pasmo 80 m

Urządzenie to jest przeznaczone głównie do łączności lokalnych lub jako transceiver podczas wyjazdów. Może pomóc w rozpoczęciu pracy emisyjną J3E (SSB) początkującym krótkofalowcom, nie dysponującym odpowiednim filtrem i rezonatorami kwarcowymi. Po dołączeniu liniowego wzmacniacza mocy (tranzystorowego lub lampowego) transceiver umożliwia nawiązanie dwustronnych łączności nie tylko krajowych.
Urządzenie składa się z elementów łatwo dostępnych. Zasadniczą cechą układu jest podwójne wykorzystanie wszystkich podzespołów podczas nadawania i odbioru. Przełączanie z nadawania na odbiór wykonuje się przełącznikiem typu Isostat, znajdującym się na przedniej ściance urządzenia. Schemat blokowy urządzenia z zaznaczeniem połączeń jego członów w warunkach pracy nadajnik/odbiornik przedstawiono na rysunku 11.12. Układ ten, w porównaniu z układem wykorzystującym metodę filtrową, charakteryzuje się przede wszystkim mniejszym tłumieniem drugiej wstęgi bocznej, które w zależności od częstotliwości pracy wynosi 20 ÷ 40 dB. Tłumienie fali nośnej jest nie gorsze niż 35 dB, a może być podwyższone przez zastosowanie ekranu. Moc wyjściowa nadajnika wynosi około 30 mW, czułość odbiornika zaś około 3 μV.
Schemat ideowy transceivera zamieszczono na rysunku 11.13. Podczas odbioru sygnał z anteny po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy L_1, C_1, C_2 jest wzmacniany w dwustopniowym wzmacniaczu w.cz. ($T1$, $T2$), a następnie doprowadzany do mieszacza jednowstęgowego (diody $D1 \div D4$), gdzie ulega zmieszaniu z sygnałem przestrajanego generatora (VFO – $T3$, $T4$). W rezultacie powstaje sygnał o częstotliwości akustycznej $F = f_g - f_s$, który przez filtr m.cz. jest doprowadzany do wzmacniacza akustycznego. Podczas nadawania sygnał z mikrofonogłośnika po wzmocnieniu jest doprowadzany do mieszacza jednowstęgowego, w którym ulega wytłumieniu częstotliwość nośna oraz druga wstęga boczna.
Częstotliwość wyjściowa jest równa różnicy częstotliwości generatora i sygnału m.cz., czyli $f_s = f_g - F$.
Mieszacz jednowstęgowy zarówno podczas odbioru, jak i podczas nadawania „przepuszcza" dolną, a tłumi górną wstęgę boczną oraz falę nośną. Układ ten działa w dwóch kierunkach bez konieczności przełączenia z nadawania na odbiór (zmieniają się kierunki przesyłania sygnałów f_s i F). Dzięki temu, poza ekonomiczną budową, uzyskano również eliminację zjawiska odbioru dwuwstęgowego, które występuje we wszystkich opisanych dotychczas odbiornikach o bezpośredniej przemianie częstotliwości.
Szczegółowe omówienie zasady działania mieszacza jednowstęgowego oraz przesuwnika fazowego zawarto w [37].
Za pomocą symetrycznego transformatora $Tr1$ do mieszacza jest doprowadzony sygnał o odpowiedniej fazie z przestrajanego generatora VFO. W jednym półokresie napięcia generatora przewodzą dwie górne diody, a w drugim – dolne. Sygnał z generatora, dzięki zrównoważeniu diody układu, nie przedostaje się do wyjścia modulatorów. Zrównoważenie jest dokonywane za pomocą potencjometrów montażowych R_{14}, R_{15} (2×1 kΩ).
Przesuwnik fazowy w.cz. jest wykonany w najprostszej wersji i składa się z kondensatora C_{15} (370 pF) i rezystora R_{13} (100 Ω). Wartości te są tak dobrane ($X_c = R$), aby optymalne wytłumienie górnej wstęgi wystąpiło w środku pasma fonicznego (3,7 MHz), przez co na krańcach zakresu pracy urządzenia występuje niezauważalne pogorszenie



Rys. 11.12. Schemat blokowy minitransceivera fazowo-homodynowego



Rys. 11.13. Schemat ideowy minitransceivera na pasmo 80 m

jakości sygnału. Dla innej częstotliwości pracy wartość pojemności kondensatora należy dobrać eksperymentalnie lub przeliczyć ze wzoru:

$$C_{15} = \frac{1590}{f}[\text{pF, MHz}] \quad \text{dla } R_{13} = 100\ \Omega$$

Napięcie na kondensatorze C_{15} jest przesunięte w fazie o 90 stopni względem napięcia na rezystorze R_{13}, dlatego uzyskuje się przesunięcia w kanałach 45 stopni.

Kondensatory $C_{16} \div C_{19}$ ($4 \times 2{,}2$ nF) oraz dławiki *Dł3* i *Dł4* (2×470 μH) służą do rozdzielenia sygnałów w.cz. i m.cz. przesyłanych w kanałach przez diody. Przesuwnik m.cz. powinien pracować w szerokim zakresie częstotliwości akustycznych, dlatego jego układ jest bardziej rozbudowany niż przesuwnika w.cz. Zawiera on symetryczny transformator *Tr2* oraz dwie gałęzie przesuwnika C_{21}, R_{17} oraz C_{20}, R_{16}. Jego charakterystyka częstotliwościowa

$$F = \frac{1}{2\pi RC}$$

zawiera się w dużym przybliżeniu w zakresie $0{,}3 \div 3$ kHz. Bezpośrednio do przesuwnika fazowego m.cz. jest dołączony filtr dolnoprzepustowy, który tłumi częstotliwości powyżej 3 kHz i w ten sposób kształtuje charakterystykę m.cz. podczas nadawania oraz decyduje o selektywności odbiornika.

Wzmacniacz m.cz. pracuje z tranzystorem *T3* (BC109) oraz z układem scalonym *US1* (UL1497). Podczas nadawania wzmacniacz pełni funkcję wzmacniacza mikrofonowego. Po odpowiednim połączeniu zestyków do wejścia wzmacniacza zostaje przyłączony mikrofonogłośnik, do wyjścia układu zaś filtr m.cz. i mieszacz. Skuteczne zmniejszenie wzmocnienia podczas nadawania zrealizowano przez zwiększenie wartości rezystora w dwójniku *RC* dołączonym do końcówki 5 układu scalonego *US1* (UL1497). Obcięcie niskich tonów zapewnia stosunkowo niewielkia pojemność sprzęgająca ($C_{29} = 0{,}1$ μF).

Wzmacniacz może być poprzedzony prostym ogranicznikiem amplitudy wykonanym na przeciwnie włączonych diodach (na schemacie diody te oznaczono linią przerywaną). Ogranicznik ten zwiększa średnią moc oddawaną do anteny i choć zastosowanie go powoduje wystąpienie zniekształceń i tym samym harmonicznych m.cz., to jednak przy ograniczeniu o około 6 dB (przez odpowiednie ustawienie wzmocnienia układu scalonego *US1*) zniekształcenia te są praktycznie niezauważalne — filtr dolnoprzepustowy L_3, C_{23}, C_{24} tłumi częstotliwości harmoniczne. Ogranicznik podczas odbioru nie jest odłączany, ponieważ nie ma on wpływu na pracę odbiornika (amplituda sygnału m.cz. po mieszaczu nigdy nie przekracza wartości progowych ogranicznika z diodami BAP811 $U_z = 1{,}5$ V).

Funkcję dwustopniowego, szerokopasmowego wzmacniacza mocy spełniają tranzystory *T1*, *T2* ($2 \times$ BC107). Podwójne ujemne sprzężenia zwrotne (R_2, R_5, R_9, R_{10}) oraz właściwie dobrane punkty pracy przy dużych prądach emitera (klasa A) zapewniają małe zniekształcenia oraz duży zakres liniowy pracy tego wzmacniacza. Mała impedancja wejściowa oraz wyjściowa umożliwia łatwe dopasowanie do pozostałych stopni oraz eliminuje wzbudzanie się nawet przy niewielkiej odległości „wejście — wyjście" na wyprowadzeniach przełącznika Isostat. Przyjęty układ wzmacniacza nie daje maksymalnego wzmocnienia napięciowego, ale jednak zapewnia dużą dynamikę potrzebną podczas odbioru.

Wzmacniacz w.cz. jest sprzęgnięty z mieszaczem jednowstęgowym za pomocą filtru dwuobwodowego $L_3 \div L_6$, $C_{12} \div C_{14}$ zestrojonego na stałe. Nadkrytyczne sprzężenie obwodów zapewnia prawie równomierne przenoszenie pasma 80 m.

Zadaniem antenowego filtru dolnoprzepustowego L_{15}, C_1, C_2 jest stłumienie częstotliwości harmonicznych, które mogłyby spowodować odbiór niewłaściwych sygnałów (przesłuchów z innych częstotliwości, np. z pasma 40 m) oraz tłumienie harmonicznych podczas nadawania. Filtr ten, podobnie jak filtr dwuobwodowy, jest przyłączany raz do wejścia wzmacniacza, a drugi raz do wyjścia przełącznikiem typu Isostat.

Generator pasmowy (VFO) jest zrealizowany na tranzystorze *T3* (BC107), pracującym w układzie Seylera. Zakres przestrajania wynosi $3{,}5 \div 3{,}8$ MHz i jest zależny w największym stopniu od wartości kondensatora C_{36}, połączonego szeregowo z jedną sekcją agregatu 2×225 pF. W miejsce usuniętej drugiej sekcji tego agregatu umieszczono obwód rezonansowy generatora. W dzielniku pojemnościowym C_{40}, C_{41} zastosowano kondensatory mikowe z literą „G" (zerowy współczynnik temperaturowy). Napięcie zasilania VFO jest stabilizowane diodą Zenera 9 V. Za generatorem znajduje się wzmacniacz-separator, pracujący w klasie A z tranzystorem *T4* (BC107). W obwodzie kolektora tego tranzystora znajduje się szerokopasmowy transformator różnicowy, zapewniający odpowiednią fazę napięcia modulatora diodowego.

Cały transceiver jest zmontowany na jednej płytce drukowanej o rozmiarach 135×135 mm (rysunek 11.14). Obudowę urządzenia wykonano przez wygięcie dwóch prostokątów, z blachy aluminiowej o grubości 1,5 mm, w kształt litery U. Lepszym rozwiązaniem byłoby wykonanie takiej obudowy,



Rys. 11.14. Płytka drukowana minitransceivera na pasmo 80 m

która umożliwiałaby dostęp do punktów lutowniczych (jak na rysunku 6.24). Na przedniej ściance obudowy znajduje się przełącznik „nadawanie-odbiór", potencjometr siły głosu, pokrętło VFO oraz podłużna podziałka. Na tylnej ściance umieszczono gniazda: antenowe, zasilania oraz mikrofonogłośnika.

Na rysunku 11.15 przedstawiono rozmieszczenie elementów na płytce montażowej, a na rysunku 11.16 sposób wykonania dolnej części obudowy i przekładni linkowej skali.

Dane techniczne cewek i dławików zamieszczono w tablicy 11.1.

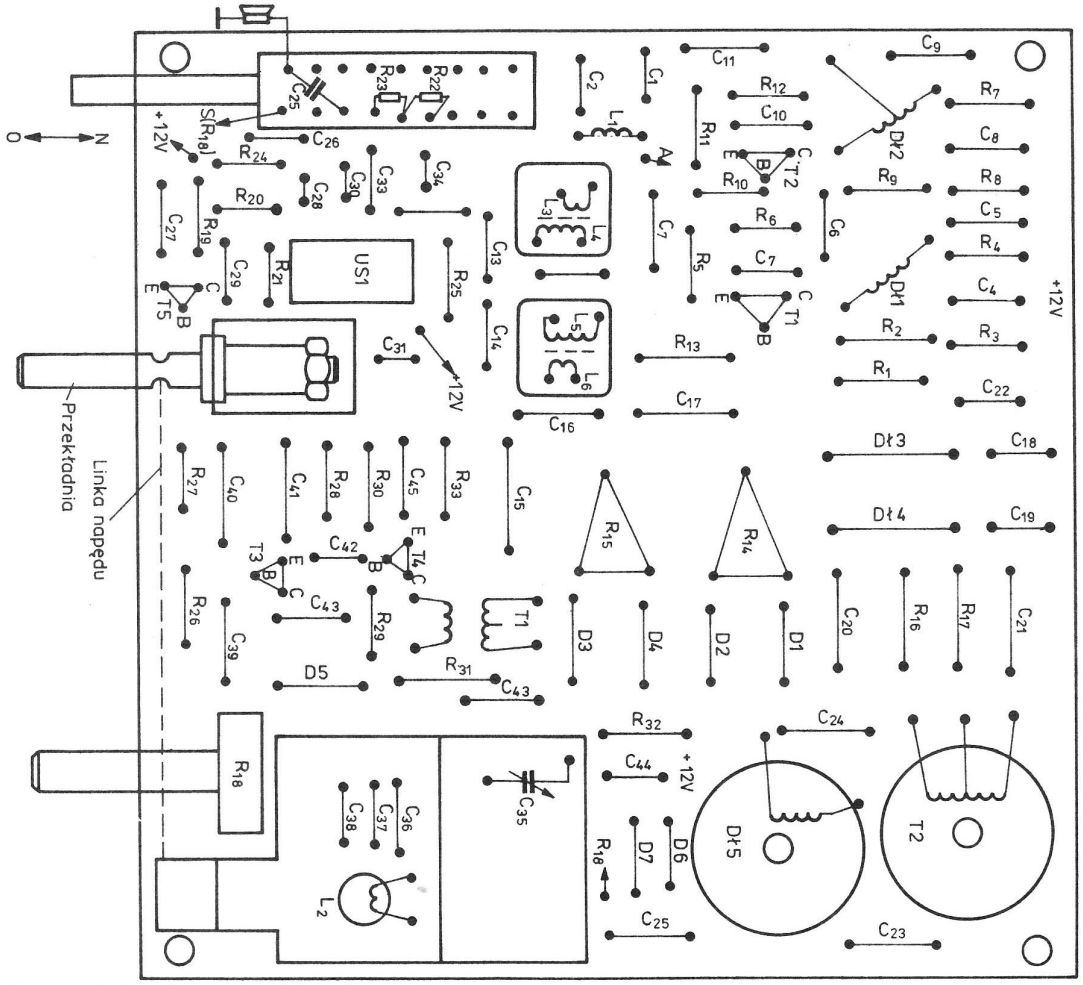
Przy montażu urządzenia można bez większego pogorszenia parametrów zastosować tranzystory z serii BC lub BF, układ scalony UL1490... oraz dowolne diody z serii DOG.... Elementy te przed wmontowaniem powinny być sprawdzone, a diody dobrane choćby w jednym punkcie za pomocą omomierza.

Do zasilania transceivera można zastosować dowolny, ale dający dobrze stabilizowane i filtrowane napięcie, zasilacz 12 V. Napięcie to ma duży wpływ na jakość sygnału nadawanego i odbieranego.

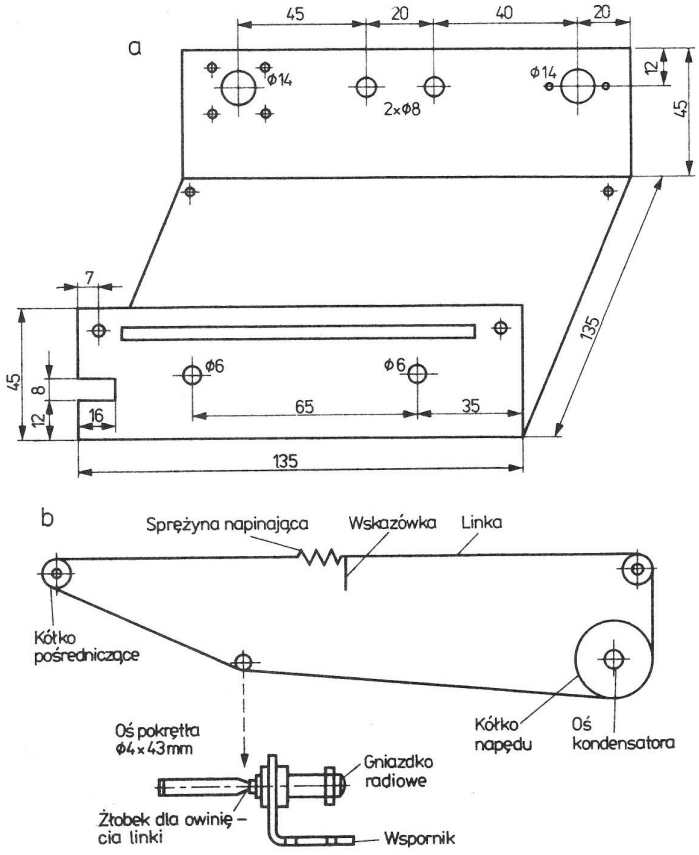
Uruchomienie układu należy rozpocząć od skontrolowania punktów pracy przez pomiar napięć na rezystorach R_6, R_{12}, R_{28}, R_{33}, kolektorze *T5* oraz wyprowadzeniu *12* układu scalonego *US1*. W następnej kolejności należy dobrać wartość rezystora R_{23}, ustalając odpowiednie wzmocnienie wzmacniacza m.cz. (przełącznik Isostat w pozycji „odbiór").

W obwodzie rezonansowym VFO dobiera się elementy tak, aby uzyskać podziałkę rozłożoną na cały zakres przestrajania 3,5 ÷ 3,8 MHz (lub 3,65 ÷ 3,8 MHz, jeżeli rezygnujemy z części telegraficznej pasma). W tym celu pomocny będzie częstościomierz cyfrowy lub dobrze wyskalowy odbiornik z zakresem 80 m.

Do gniazda antenowego włączamy sztuczne obciążenie (miernik mocy w.cz. lub rezystor 75 Ω z sondą w.cz.). Przełączamy transceiver na nadawanie i po ustawieniu potencjometrów montażowych R_1, R_2 w skrajne położenie, stroimy filtr dwuobwodowy na maksimum napięcia wyjściowe-



Rys. 11.15. Rozmieszczenie elementów



Rys. 11.16. Obudowa minitransceivera

a) sposób wykonania dolnej części obudowy, b) sposób wykonania przekładni sznurkowej

Tablica 11.1. Dane techniczne cewek i dławików

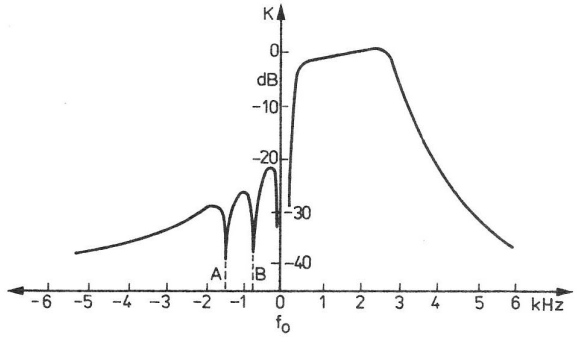
Oznaczenie	Indukcyjność [μH]	Liczba zwojów	Przewód	Sposób nawinięcia	Korpus
L_1	8	10	DNEJ0,3	zwój przy zwoju na obwodzie rdzenia	rdzeń toroidalny Ø 10 mm (z filtru p.cz. 465 kHz)
L_2	20	45	DNE0,1	zwój przy zwoju	korpus telewizyjny Ø 7 mm
L_3	–	5	DNE0,2	na uzwojeniu L_4 zwój przy zwoju	na korpusie filtru p.cz., np. F2-3-23A4
L_4	6	30	DNE0,1	zwój przy zwoju	na korpusie filtru p.cz., np. F2-3-23A4
L_5	6	30	DNE0,1	zwój przy zwoju	na korpusie filtru p.cz., np. F2-3-23A4
L_6	–	5	DNE0,2	na uzwojeniu L_5 zwój przy zwoju	na korpusie filtru p.cz., na F2-3-23A4
Dł1	–	40	DNEJ0,1	zwój przy zwoju na obwodzie rdzenia	rdzeń toroidalny Ø 10 mm (z filtru p.cz., 465 kHz)
Dł2	–	40 odczepna 30	DNEJ0,1	zwój przy zwoju na obwodzie rdzenia	rdzeń toroidalny Ø 10 mm (z filtru p.cz., 465 kHz)
Dł3	470	150	DNE0,1	masowo	wałeczek ferrytowy Ø 3 × × 15 mm wyjęty z oprawki rdzenia p.cz.
Dł4	470	150	DNE0,1	masowo	wałeczek ferrytowy Ø 3 × × 15 mm wyjęty z oprawki rdzenia p.cz.
Dł5	100 mH	500	DNE0,15	masowo	rdzeń kubkowy F1001 Al = 400
T1	–	3 × 100	DNEJ0,3	tryfilarnie (trzema przewodami jednocześnie)	rdzeń toroidalny Ø 10 mm z filtru p.cz. 465 kHz
T2	–	2 × 400	DNE0,1	bifilarnie masowo dwoma przewodami jednocześnie	rdzeń kubkowy F1001 AI = 400

Uwaga. Przy wykonywaniu uzwojeń może być konieczna zmiana liczby zwojów ze względu na duży rozrzut przenikalności magnetycznej materiału ferrytowego.

go. Podczas przestrajania VFO napięcie to powinno być w miarę jednakowe w szerokim zakresie pracy. Następnie równoważymy mieszacze potencjometrami nastawnymi na minimum napięcia wyjściowego. Po włączeniu mikrofonogłośnika miernik na wyjściu powinien wychylać się w takt modulacji. Za pomocą sprawnego odbiornika nasłuchowego kontrolujemy jakość modulacji i ustawiamy wzmocnienie wzmacniacza mikrofonowego przez dobranie wartości rezystora R_{23} na największą siłę sygnału, przy której nie zauważamy zniekształceń. Potem kontrolujemy tłumienie górnej wstęgi bocznej. W tym celu przełączamy urządzenie na odbiór, a do gniazda antenowego doprowadzamy przez tłumik sygnał z generatora w.cz. o częstotliwości około 3,7 MHz (można wykorzystać GDO). Dostrajamy się generatorem VFO do maksymalnej siły odbieranego sygnału, mierząc jednocześnie napięcie podawane do głośnika (lepiej byłoby zastosować rezystor o wartości równej impedancji znamionowej głośnika), a następnie odstrajamy się od częstotliwości wejściowej (od charakterystycznego „dołka") do około 4 kHz w stronę mniejszych częstotliwości. Jeżeli wskazania woltomierza będą co najmniej dziesięciokrotnie mniejsze od poprzedniej wartości (20 dB) w całym zakresie, to możemy uznać, że transceiver jest gotowy do pracy, gdyż przy nadawaniu mieszacz jednowstęgowy zapewnia takie samo tłumienie drugiej wstęgi jak przy odbiorze. W przypadku

niezadowalającego tłumienia górnej wstęgi bocznej należy dobrać pojemność kondensatora C_{15} lub skorygować wartość R_{13}, np. przez wlutowanie potencjometru montażowego, np. 200 Ω, i ustawienie go na minimalne wskazanie woltomierza. Jeżeli w obu przypadkach nie uzyska się zadowalających rezultatów, należy nieco zmienić wartość jednego z rezystorów R_{16} lub R_{17} przesuwnika m.cz., powtarzając regulację przesuwnika w.cz.

Charakterystykę selektywności poprawnie zestrojonego transceivera przedstawiono na rysunku 11.17. Z charakterystyki wynika, że przesuwnik



Rys. 11.17. Charakterystyka pasma przenoszenia transceivera

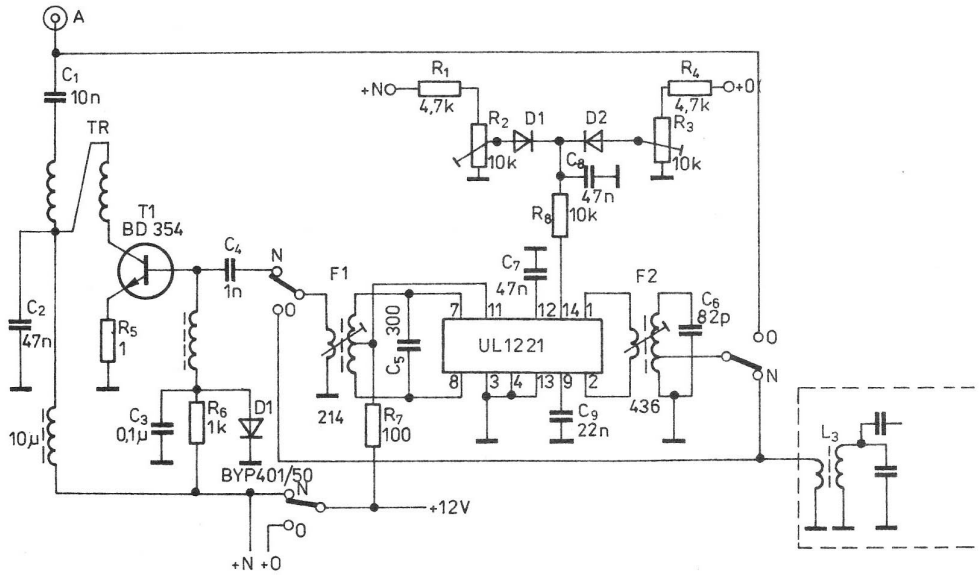
fazowy m.cz. daje przesunięcie fazowe równe 90° tylko przy częstotliwościach około 0,7 i 1,5 kHz, ponieważ w punktach A i B tłumienie drugiej wstęgi bocznej przewyższa wartość 35 dB.

Przedstawione sposoby pomiarów i regulacji transceivera nie są dokładne; są najprostsze i możliwe do przeprowadzenia przez początkujących konstruktorów. Przy budowie transceivera na inne pasmo należy pamiętać, że powyżej 10 MHz trzeba zamienić miejscami doprowadzenia sygnałów przesuwnika m.cz. w celu odwrócenia wstęgi. Praca emisją A1A (CW) jest możliwa przez:

- ustawienie potencjometrów R_{14}, R_{15} w skrajne położenie i wprowadzenie układu kluczowania w obwodzie emitera tranzystora *T1*.
- kluczowany generator akustyczny o częstotliwości około 1,7 kHz połączony z filtrem dolnoprzepustowym od strony kondensatora C_{24},
- zrównoważenie mieszacza diodowego przez doprowadzanie napięcia +12 V przez rezystor rzędu 2 kΩ do jednego z dławików *Dł3* lub *Dł4* od strony przesuwnika m.cz. (drugi dławik powinien być w tym samym czasie przyłączany do masy za pośrednictwem rezystora o wartości około 100 Ω).

Dodatkowe wskazówki dotyczące uruchamiania tego transceivera podano w [35].

Koncepcję rozbudowy tego transceivera w oparciu o układ scalony UL1221 przedstawiono na rysunku 11.18. Umożliwiło to osiągnięcie czułości około 1 μV i mocy wyjściowej około 2 W (układ z tranzystorem końcowym BD354). W układzie wykorzystano te same styki przełącznika Isostat, jak w pierwotnym rozwiązaniu. Układ scalony pracuje jako wzmacniacz liniowy z obwodami rezonansowymi zestrojonymi na środek pasma i wzmocnieniu ustalonym za pośrednictwem rezystorów R_2 i R_3 oddzielnie przy nadawaniu i przy odbiorze. Tranzystor końcowy pracuje z prądem spoczynkowym około 20 mA (odpowiednie dobranie diody *D1* i rezystora R_5 umożliwi dobór właściwego punktu pracy). W obwodzie kolektora tranzystora włączono transformator szerokopasmowy 1:2 wykonany przez nawinięcie 2×5 zwojów drutu DNEJ0,4 na środkowej kolumnie telewizyjnego rdzenia dwuotworowego. Dławiki *Dł1* i *Dł2* mają po 15 zwojów drutu DNE0,4 na wałeczku fer-



Rys. 11.18. Koncepcja rozbudowy minitransceivera

rytowym. Jako filtry *F1* i *F2* są wykorzystane gotowe filtry typu 7 × 7 mm.

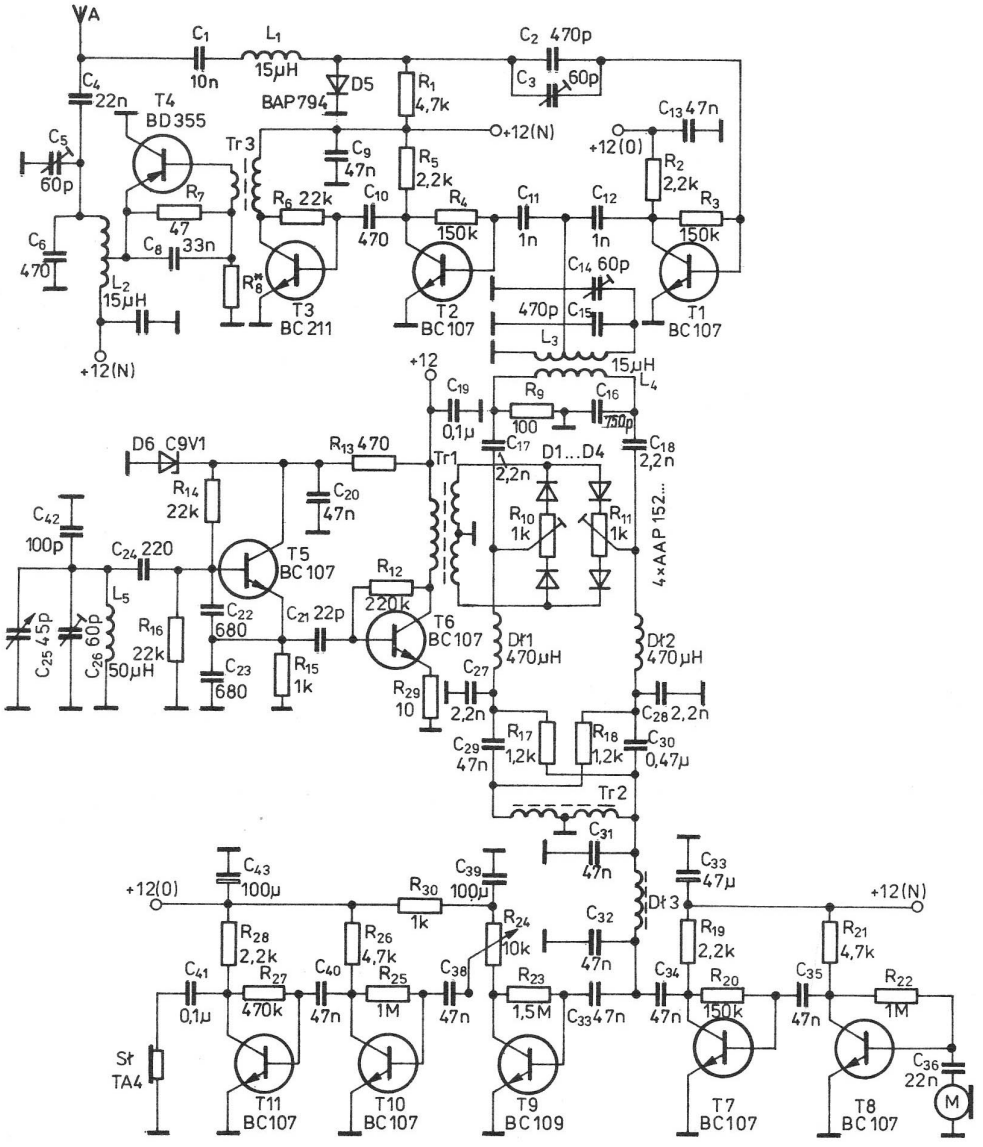
Uruchomienie układu sprowadza się do dobrania optymalnego wzmocnienia za pomocą rezystorów R_2, R_3 (tak, by układ pracował bez przesterowań, podwzbudzeń) oraz zestrojenia filtrów *F1* i *F2* na maksimum siły głosu odbieranego sygnału.

Pozostała część podzespołów transceivera nie ulega zmianie. Należy jedynie dodatkowo zamontować tłumik antenowy, np. w postaci potencjometru 1 kΩ, który jest potrzebny zwłaszcza wieczorem, przy dużym poziomie QRM-ów (zakłóceń).

11.5. Minitransceiver fazowo-homodynowy na pasmo 160 m

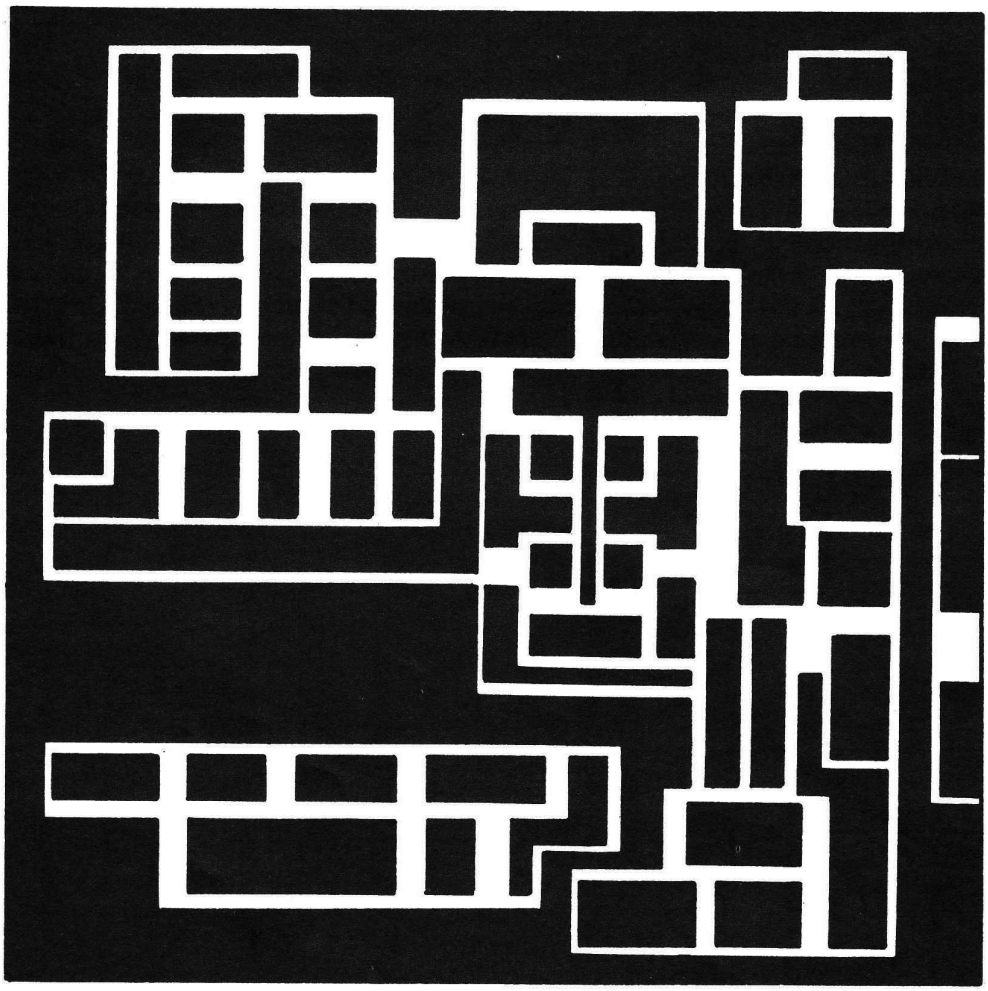
Na rysunku 11.19 przedstawiono schemat prostego minitransceivera na pasmo 160 m, w którym wykorzystano układ formowania sygnału taki, jak w transceiverze opisanym w rozdziale 11.4. Konstrukcja transceivera jest tak pomyślana, aby można było opisany układ zestawić w transwerter, umożliwiający pracę na innych pasmach KF.

Przełączenie z nadawania na odbiór następuje elektronicznie (przez napięcie zasilania) za pomocą przełącznika mikrofonowego. Elementy C_1, C_2, C_3, R_1, *D5*, L_1 umożliwiają przełączanie anteny. Przy odbiorze dioda stanowi przerwę w obwodzie i sygnał z anteny przez C_1 oraz szeregowy obwód rezonansowy L_1, C_2, C_3 (nastrojony na środek pasma 160 m) przedostaje się do wzmacniacza w.cz. na tranzystorze *T1* (BC107). Obciążeniem wzmacniacza jest obwód rezonansowy L_3, C_{14}, C_{15} i wcześniej opisany mieszacz jednowstęgowy (rozdział 11.4). Sygnał m.cz. z filtru dolnoprzepustowego jest wzmacniany w trzystopniowym wzmacniaczu na tranzystorach *T9*, *T10*, *T11* (3 × BC109). Mimo swej prostoty układ zapewnia

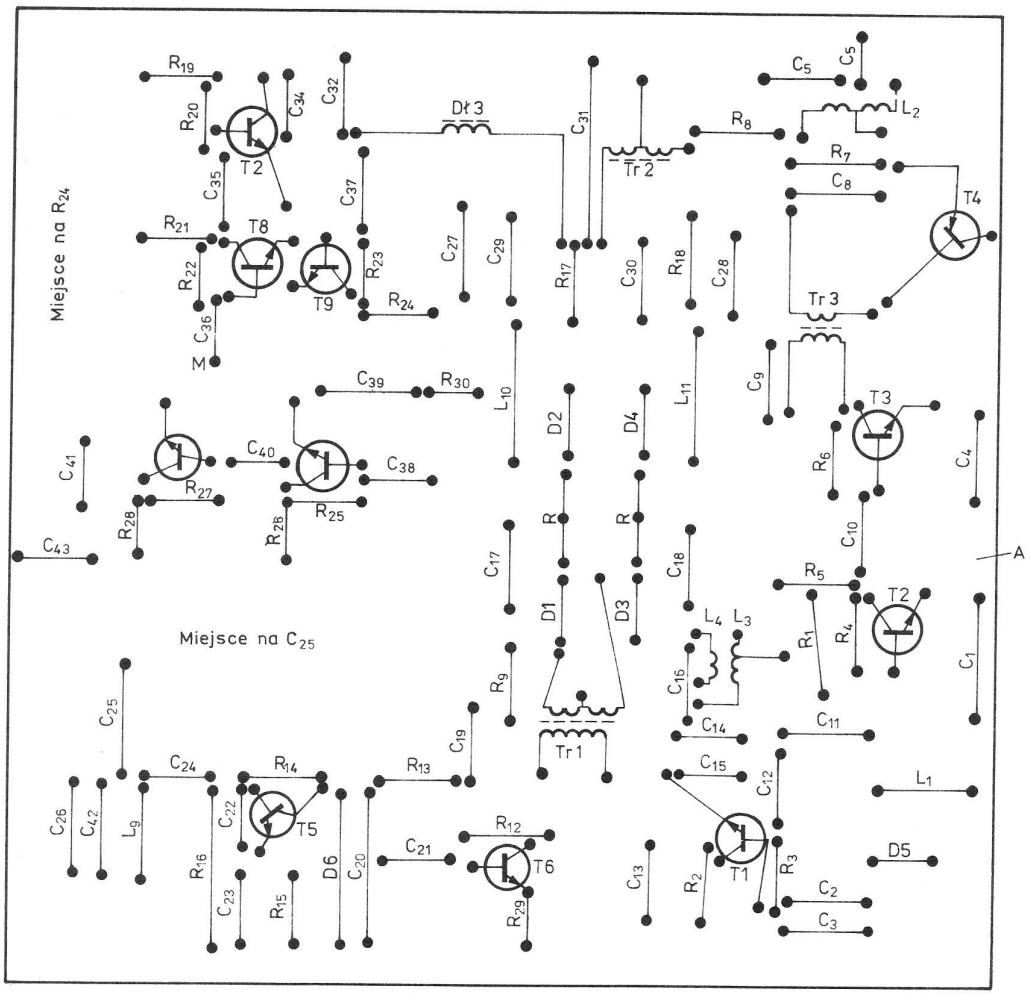


Rys. 11.19. Schemat ideowy minitransceivera fazowo-homodynowego na pasmo 160 m

wzmocnienie napięciowe około 90 dB i zasila słuchawki komunikacyjne TA4 (wysokooporowe).
Podczas nadawania pracuje prosty wzmacniacz mikrofonowy na tranzystorach *T7*, *T8* (2 × BC107). Uformowany sygnał SSB w mieszaczu jednowstęgowym jest podawany na wstępny wzmacniacz w.cz. z tranzystorem *T2* (BC107). Liniowy stopień końcowy na tranzystorach *T3* (BC211) i *T4* (BD355) pracuje ze sprzężeniem transformatorowym. Tranzystor *T4* jest przykręcony bezpośrednio do tylnej ścianki urządzenia, stanowiącej radiator. Moc wyjściowa transceivera podczas nadawania wynosi około 2 W. Dioda *D1* jest spolaryzowana przepustowo i zwiera stronę odbiorczą do masy.
Generator VFO jest zrealizowany na tranzystorze *T5* (BC107). Generator jest przestrajany kondensatorem (z przekładnią) 3 × 15 pF w zakresie 1800 ÷ 1900 kHz. Po generatorze następuje prosty wzmacniacz — separator na tranzystorze *T6* (BC107). Obwody rezonansowe $L_1 \div L_5$ są nawinięte na rdzeniach toroidalnych uzyskanych z filtrów p.cz. 465 kHz. Cewka L_1 zawiera 30 zwojów drutu DNEJ0,2, L_2 — 2 × 15 zwojów drutu DNEJ0,4, L_3 — 30 zwojów (odczep po 5 zwoju od masy) drutu DNEJ0,2, L_4 (nawinięta na L_3) zawiera 10 zwojów drutu DNEJ0,3, L_5 — 50 zwojów drutu DNEJ0,15. Transformatory *Tr1* i *Tr3* nawinięto również na podobnych rdzeniach. Uzwojenie pierwotne *Tr3* zawiera 30 zwojów DNEJ0,3 wtórne zaś 5 zwojów DNEJ0,4. Pozostałe indukcyjności są wykonane identycznie jak w poprzednim transceiverze (patrz tablice 11.1).
Cały minitransceiver wykonano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 11.20. Rozmieszczenie elementów na płytce montażowej zamieszczono na rys. 11.21. W układzie można stosować elementy o różnej wielkości lutując je bezpośrednio od strony druku bez wiercenia otworów. Taki sposób montażu stwarza możliwość do eksperymentów. Płytkę przykręcono bezpośrednio do obudowy wykonanej z blachy aluminiowej wygiętej w kształcie litery U.
Strojenie mieszacza jednowstęgowego nie różni się od strojenia mieszacza transceivera z rozdziału 11.4. Punkty pracy wzmacniaczy oporowych są



Rys. 11.20. Płytka drukowana minitransceivera fazowo-homodynowego na pasmo 160 m



Rys. 11.21. Rozmieszczenie elementów

tak dobrane, aby napięcia na kolektorach tranzystorów wynosiły ok. 6 V. Prądy spoczynkowe wzmacniaczy z indukcyjnym obciążeniem powinny wynosić:

dla *T6* 5 mA,
T3 10 mA,
T4 20 mA.

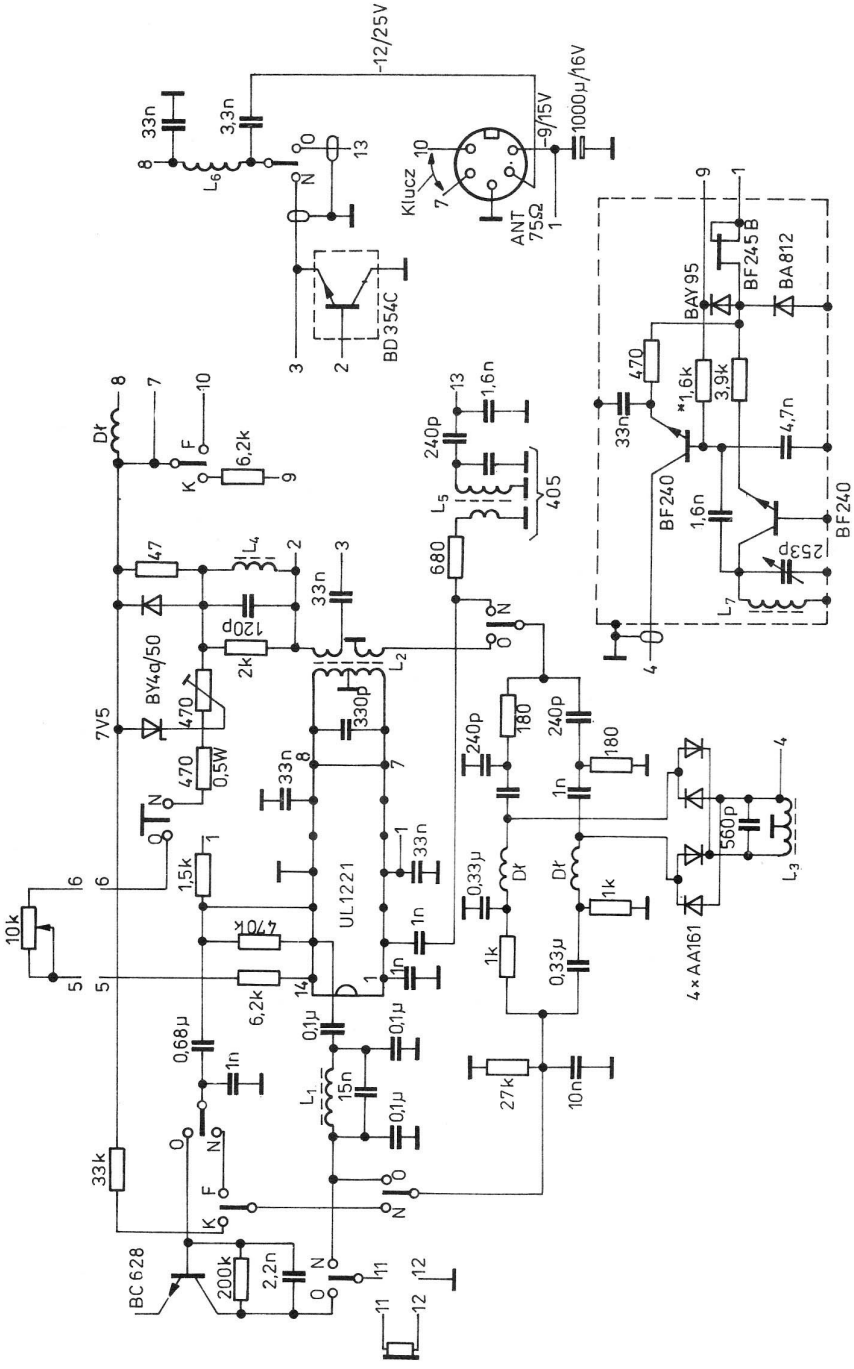
Po dobraniu punktów pracy poszczególnych stopni należy ustawić odpowiednie trymery obwodów rezonansowych na maksymalną moc wyjściową na wyjściu antenowym (przy nadawaniu) oraz na maksymalną słyszalność odbieranej stacji przy odbiorze.

11.6. Transceiver TRAPER-83

Na zakończenie opisów konstrukcji prostych urządzeń nadawczo-odbiorczych o bezpośredniej przemianie częstotliwości zostanie przedstawiony opis transceivera TRAPER-83, produkowanego przez Rzemieślniczy Zakład Elektroniczny w Zielonej Górze. Urządzenie ma następujące parametry, podane przez producenta:

- zakres częstotliwości 3,5÷3,8 MHz (były produkowane wersje 1,75÷1,95 MHz),
- emisje CW, SSB,
- metoda formowania sygnału SSB i tłumienie niepożądanej wstęgi przy odbiorze homodynowo-fazowa,
- szczytowa moc doprowadzona przy zasilaniu 12 V 2,7 W,
- czułość odbiornika 2 μV,
- moc wyjściowa m.cz. odbiornika około 50 mW,
- pasmo przenoszenia m.cz. tx/rx 300÷2700 Hz,
- impedancja wyjściowa 75 Ω,
- wymiary zewnętrzne 120 × 65 × 45 mm,
- zasilanie bateryjne, akumulatorowe lub z zasilacza sieciowego.

Schemat elektryczny transceivera zamieszczono na rysunku 11.22. Przy odbiorze sygnał z anteny przez styki przełącznika Isostat oraz filtr typu 405 zestrojony na środek pasma jest podawany do

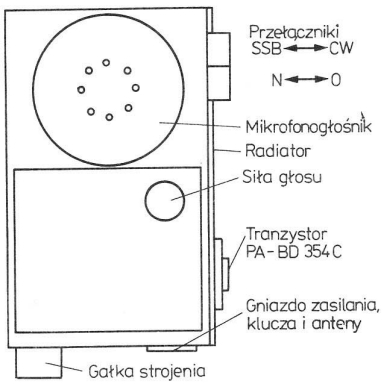


Rys. 11.22. Schemat ideowy minitransceivera TRAPER-83

wzmacniacza w.cz. na układzie scalonym UL1221. Przez zmianę napięcia na wyprowadzeniu *14* za pomocą potencjometru 10 kΩ uzyskano zmianę wzmocnienia (zarazem regulację siły głosu). Wzmocniony sygnał (maksimum 60 dB) jest podawany do mieszacza jednowstęgowego składającego się z czterech diod germanowych. Sygnał ulega w nim zmieszaniu z sygnałem przestrajanego generatora VFO. Dzięki przesuwnikom fazowym: w.cz. ($2 \times 180\ \Omega$, 2×240 pF) i m.cz. (2×1 kΩ, $2 \times 0{,}33$ μF) na wyjściu następuje sygnał m.cz. ze stłumioną górną wstęgą boczną. Sygnał dolnej wstęgi przez filtr dolnoprzepustowy jest podawany do wzmacniacza m.cz. (wykorzystano część struktury UL1221: wejście – wyprowadzenie *13*, wyjście – *12*). Wzmocniony sygnał m.cz. przez tranzystor BC628 steruje słuchawką W66.

Przy nadawaniu ta sama wkładka W66 jest wykorzystywana jako mikrofon, wzmacniacz m.cz. wewnątrz UL1221 zaś jako wzmacniacz mikrofonowy. Przy nadawaniu mieszacz jednowstęgowy pracuje w kierunku odwrotnym w stosunku do odbioru: przepuszcza dolną, a tłumi górną wstęgę boczną oraz falę nośną. Uformowany sygnał SSB jest wzmacniany we wzmacniaczu w.cz. na UL1221 (maksymalne wzmocnienie, gdy *14* wyprowadzenie nie podłączone). Wzmacniacz ten steruje tranzystorem BD354 przykręconym bezpośrednio do masy (stało się to możliwe ze względu na fakt, że w transceiverze zastosowano zasilanie z „+" na masie). Punkt pracy tranzystora ustalono potencjometrem montażowym 470 Ω (prąd spoczynkowy około 30 mA).

Generator VFO pracuje na dwóch tranzystorach BF240 i jest zmontowany wraz z cewką wewnątrz jednej z komór kondensatora zmiennego (po usunięciu statora i rotora). Układ jest zasilany przez stabilizator zbudowany na diodzie BA812. Urządzenie można zasilać napięciem $9 \div 15$ V dlatego tranzystor BF245 stanowi źródło prądowe do zasilania diody Zenera (zamiast rezystora). Przy pracy telegrafią częstotliwość VFO jest przesunięta o około 1 kHz w stosunku do odbioru. Eliminuje się w ten sposób konieczność stosowania RIT-a; korespondent słucha na tej samej częstotliwości, na której nadaje. Szkic obudowy transceivera TRAPER-83 wraz z elementami zewnętrznymi przedstawiono na rysunku 11.23.



Rys. 11.23. Szkic obudowy minitransceivera

11.7. Minitransceiver BARTEK I

Przedstawiony minitransceiver jest pierwszym z urządzeń nadawczo-odbiorczych wykorzystujących przemianę częstotliwości (z zastosowaniem filtru kwarcowego), które zostaną opisane w tej książce.

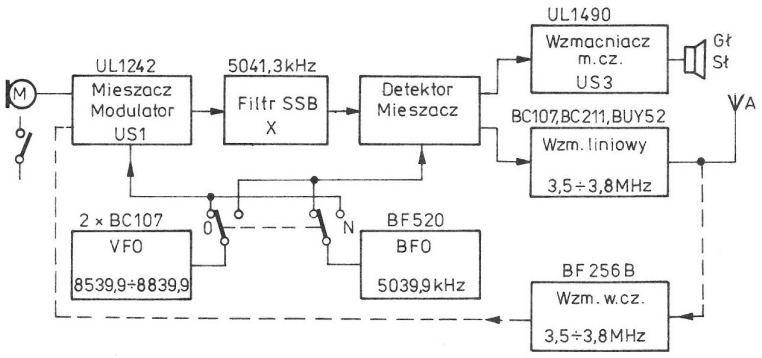
Konstrukcja ta została pomyślana jako urządzenie terenowe, ale równie dobrze może być zastosowana jako urządzenie stacjonarne po dodaniu wzmacniacza liniowego o większej mocy.

Podstawowe parametry minitransceivera BARTEK I:

- zakres częstotliwości $3{,}5 \div 3{,}8$ MHz,
- moc wyjściowa nadajnika ok. 3 W,
- czułość odbiornika ze wzmacniaczem w.cz. ok. 1 μV,
- moc wyjściowa m.cz. ok. 1 W (z głośnikiem 10 Ω),
- emisja J3E (SSB),
- tłumienie wstęgi bocznej, selektywność zależą od zastosowanego filtru kwarcowego,
- tłumienie fali nośnej większe od 40 dB,
- zasilanie akumulator 12 V lub sieciowy zasilacz stabilizowany 12 V/1A
- załączenie nadajnika ręczne (przycisk przy mikrofonie),
- wymiary obudowy $170 \times 170 \times 60$ mm.

Odbiornik ze wzmacniaczem w.cz. charakteryzuje niezbyt duża odporność na modulację skrośną ze względu na zastosowany mieszacz z układem scalonym UL1242. Jednak tłumik na wejściu umożliwia dobry odbiór nawet w porze nocnej, gdy poziom sygnałów jest duży.

Uproszczony schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rysunku 11.24. Układ urządzenia jest zbliżony do układu, popularnego w Stanach Zjednoczonych i Europie Zachodniej, transceivera ATLAS. Zasadnicza różnica między opisywanym układem a układem ATLAS-a polega na zastąpieniu pierścieniowych mieszaczy-modulatorów diodowych popularnymi układami scalonymi UL1242 (TBA120S, A220). Dzięki temu uzyskano małą liczbę części składowych (układy scalone UL1242 w zastosowanym układzie dają wzmocnienie napięciowe około 60 dB, w odróżnieniu od mieszaczy diodowych, na których następuje strata wzmocnienia ponad 6 dB) przy nieco gorszych właściwościach dynamicznych i mniejszej odporności na modulację skrośną.



Rys. 11.24. Schemat blokowy minitransceivera BARTEK I

Schemat ideowy minitransceivera jest przedstawiony na rysunku 11.25. Sygnał z anteny jest doprowadzany przez tłumik regulowany (potencjometr R_{45}) do dwuobwodowego filtru *F1*. Zmniejszenie wartości sygnału niepożądanego tłumikiem jakkolwiek osłabia również sygnał pożądany, chroni jednak układ scalony *US1* przed przesterowaniem. Tłumik ten jest także nieodzowny ze względu na silne sygnały pobliskich stacji, zwłaszcza w dużych aglomeracjach miejskich.

Układ scalony *US1* odbiornika zabezpieczono przed uszkodzeniem przez zwieranie wejścia do masy (przekaźnik PrB – MT6) i dodatkowo przez ogranicznik diodowy *D1*, *D2*. Aby ogranicznik działał skutecznie, należy stosować diody o małej pojemności złącza, najlepiej diody Schottky'ego lub z serii DG, AAP, które mają mniejsze napięcie progowe niż diody krzemowe.

Podczas odbioru układ scalony *US1* pracuje jako mieszacz zrównoważony. Rezystor nastawny R_{15} służy do zrównoważenia układu po stronie prądu stałego. Dioda *D5* jest spolaryzowana zaporowo, co zapewnia maksymalne wzmocnienie układu scalonego. Wymagana jest dioda o jak najmniejszej upływności (w transceiverze modelowym użyto diody BAY55).

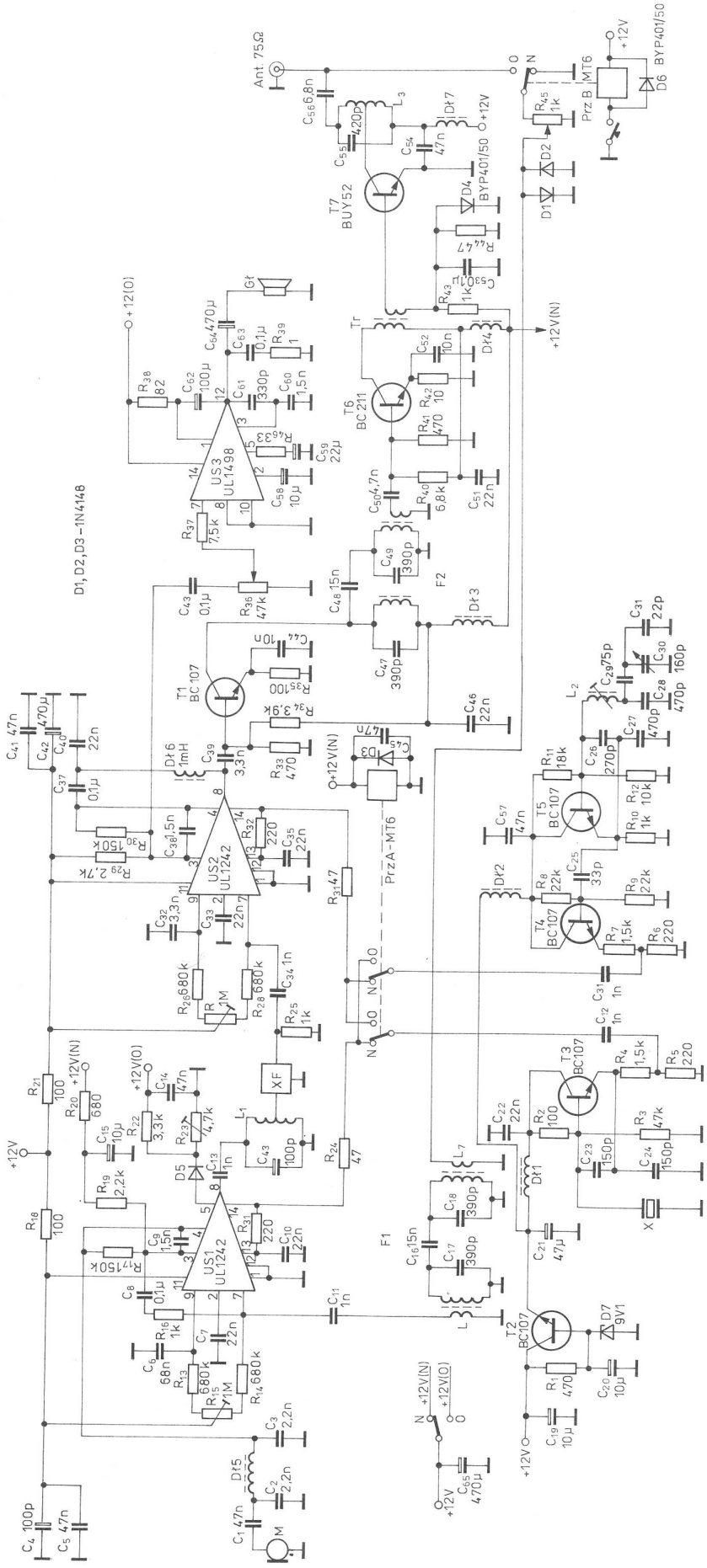
Dopasowanie impedancji wyjściowej mieszacza (około 2,7 kΩ) do impedancji czterokwarcowego filtru McCoya (rysunek 6.8) osiągnięto przez dobranie odczepu w obwodzie rezonansowym L_1. Z drugiej strony filtr jest obciążony rezystorem 1 kΩ. Dopasowanie impedancji wejściowej i wyjściowej jest bardzo ważne ze względu na uzyskanie odpowiedniej charakterystyki filtru.

Układ scalony *US2* pracuje jako detektor zrównoważony, a z jego wyjścia sygnał m.cz. steruje przedwzmacniacz m.cz. z pojedynczym tranzystorem układu scalonego UL1242 (wyprowadzenia 3, 4, 12) przez dławik filtrujący *Dł6*. Sygnał m.cz. wzmocniony o ponad 20 dB i częściowo ograniczony w pasmie częstotliwości powyżej 3 kHz (dzięki *Dł6*, C_{40} i C_{38}) zostaje doprowadzony przez potencjometr siły głosu (C_{36}) do wzmacniacza mocy m.cz. układu scalonego *US3* – UL1498 (UL1490...). Wzmacniacz ten nie wymaga omówienia, warto jednak wspomnieć, że przez dobór rezystora R_{46} można ustawić maksymalną wartość wzmocnienia napięciowego, przy którym układ pracuje jeszcze stabilnie nie powodując zniekształceń sygnału wyjściowego. Przez dobór kondensatora C_{59} można kształtować charakterystykę od strony małych częstotliwości. Również kondensatory C_{61} i C_{60} kształtują charakterystykę mocy wyjściowej w funkcji częstotliwości.

Podczas nadawania układ scalony *US1* pracuje jako modulator zrównoważony. Tłumienie fali nośnej na wyjściu wynosi około 35 dB (równoważenie rezystorem R_{15}). Dodatkowe tłumienie fali nośnej około 15 dB daje filtr kwarcowy. Pojedynczy tranzystor układu scalonego *US1* został wykorzystany jako wzmacniacz mikrofonowy w układzie OE. Wzmocnienie tego tranzystora (około 15 dB) wystarcza do wysterowania modulatora z mikrofonu dynamicznego MDU 22 lub z popularnej wkładki telefonicznej W66. Napięcie modulujące jest doprowadzane do 7 wyprowadzenia przez dwójnik R_{16}, C_8. Ograniczenie sygnału modulującego w pasmie powyżej 3 kHz, polepszające jakość emisji SSB, uzyskano przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego, polegającego na włączeniu kondensatora C_9. Napięcie wyjściowe (wyprowadzenie *8 US1*) dochodzi do ok. 0,2 V, co jest wartością zbyt dużą do doprowadzenia do układu scalonego *US2*, który pracuje teraz jako mieszacz. Skutecznego zmniejszenia amplitudy sygnału wyjściowego z układu scalonego *US1* dokonano przez dołączenie rezystancji zewnętrznej do wyprowadzenia 5 (dioda *D5* jest w tym przypadku spolaryzowana w kierunku przepustowym).

Mieszacz układu scalonego *US2* jest wykonany identycznie jak modulator w układzie formowania sygnału, toteż na jego wyjścu występuje znikoma wartość niepożądanych częstotliwości. Układ zrównoważono podobnie jak w *US1* rezystorem nastawnym R_{27}.

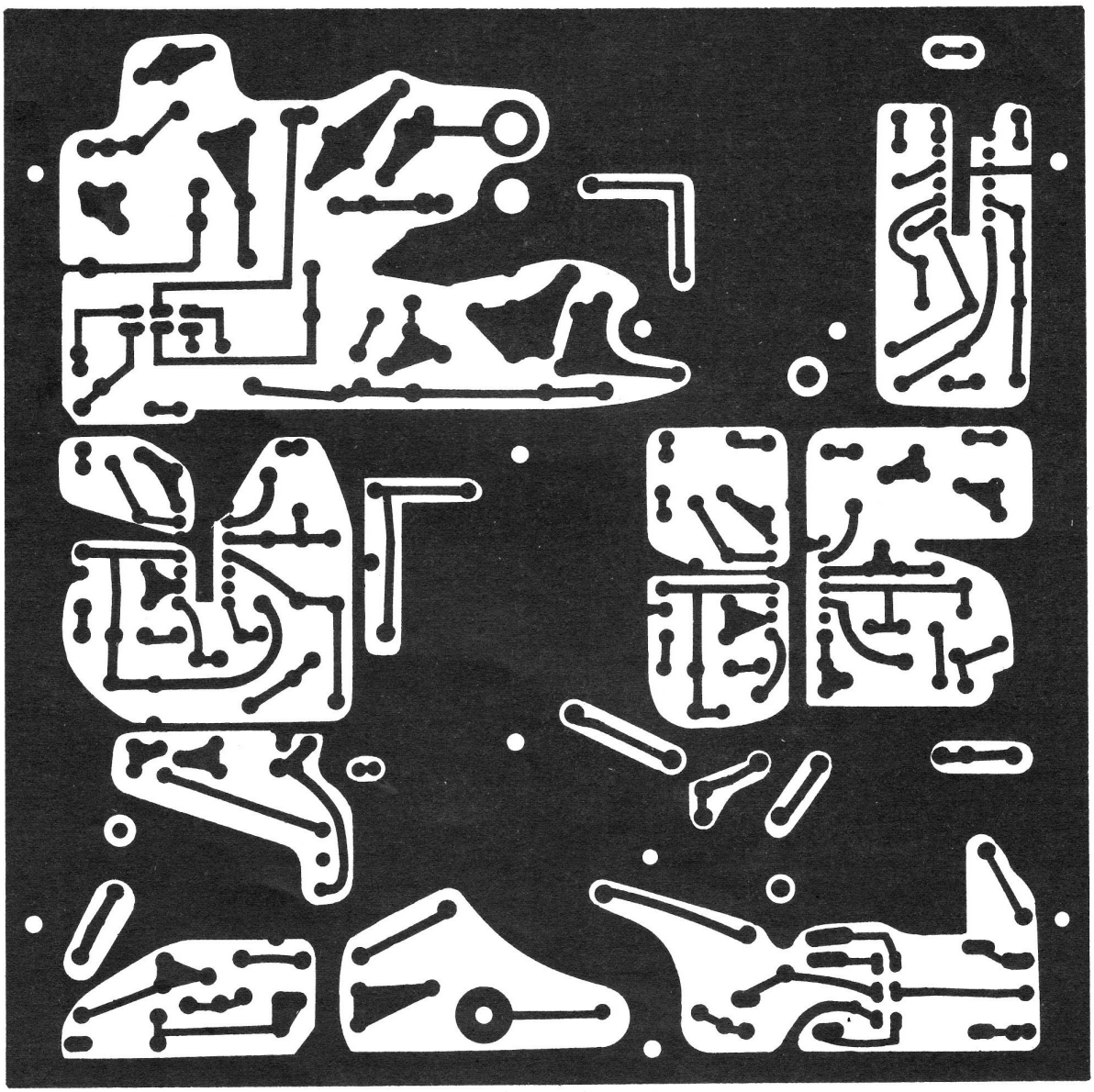
Trzystopniowy wzmacniacz wyjściowy zrealizowano na tranzystorach *T1* (BC107), *T6* (BC211), *T7* (BUY52). Po doborze odpowiedniego punktu pra-



Rys. 11.25 Schemat ideowy minitransceivera BARTEK 1

cy wszystkie stopnie pracują liniowo, zapewniając małe zniekształcenia i duże wzmocnienie. Sprzężenie między tranzystorami *T1* i *T6* następuje za pomocą filtru dwuobwodowego *F2*, zestrojonego na stałe. Dzięki nadkrytycznemu sprzężeniu obwodów, filtr ten, podobnie jak identyczny filtr w torze odbiorczym, pokrywa całe pasmo amatorskie (3,5 ÷ 3,8 MHz) z poziomem −6 dB. W kolektorze tranzystora *T6* znajduje się szerokopasmowy transformator w.cz. (*Tr*), którego wtórne uzwojenie steruje bazą stopnia wyjściowego. W stopniu mocy na uwagę zasługuje diodowa stabilizacja punktu pracy. Spolaryzowana w kierunku przewodzenia dioda *D4*, umieszczona bezpośrednio pod obudową tranzystora *T7*, zapewnia jego częściową ochronę przed przeciążeniami. Wzrost temperatury obudowy tranzystora mocy powoduje zmniejszenie przedpięcia, a zatem i prądu spoczynkowego. Dopasowanie impedancji wyjściowej tranzystora mocy do impedancji obciążenia 75 Ω osiągnięto za pomocą odczepu cewki L_3. Obwód wyjściowy ma stosunkowo małą dobroć, dlatego odznacza się płaską charakterystyką przenoszenia i nie wymaga dostrajania w pasmie 3,5 ÷ 3,8 MHz. Obwód ten podczas odbioru nie jest odłączony, dzięki czemu poprawia wypadkową selektywność dwuobwodowego filtru wejściowego.

Generator fali nośnej (w rozwiązaniu modelowym o częstotliwości 5039,9 kHz), przy odbiorze generator BFO, pracuje w układzie prostego generatora kwarcowego rezonansu równoległego z tranzystorem *T3* (BC107). Ponieważ napięcie na wyprowadzeniu 14 układu scalonego UL1242 ze względu na możliwość przesterowania nie może



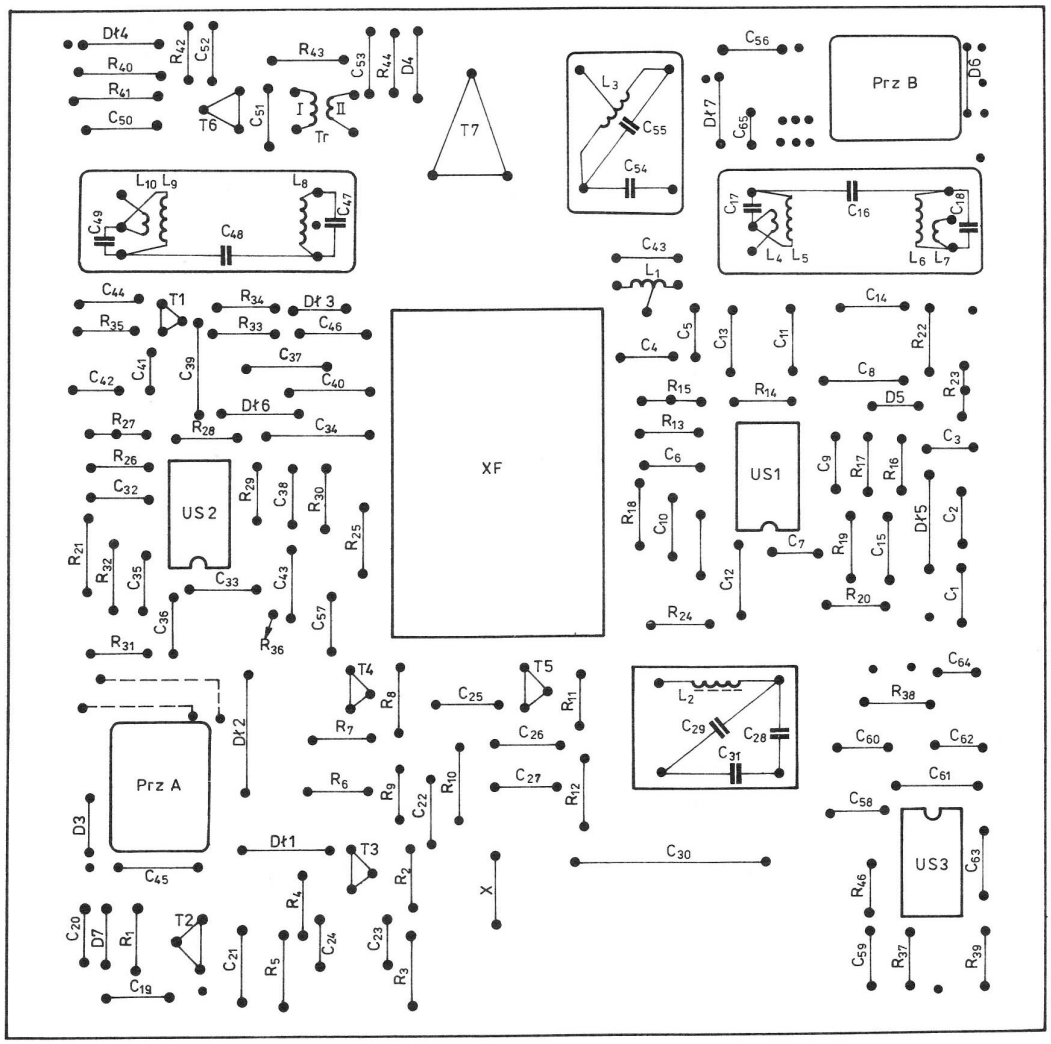
Rys. 11.26. Płytka drukowana minitransceivera BARTEK 1

przekraczać 50 mV, napięcie wyjściowego generatora kwarcowego jest pobierane z dzielnika rezystancyjnego w emiterze (R_4, R_5).

Generator VFO pracuje na częstotliwości większej od odbieranej o wartość częstotliwości pośredniej (w rozwiązaniu modelowym 8539,9 ÷ 8839,9 kHz), dzięki czemu jest zapewniona właściwa wstęga odbieranego i nadawanego sygnału. Pracuje on w stabilnym układzie Clappa z tranzystorem *T5* (BC107). Po generatorze następuje separator z tranzystorem *T4* (BC107) w układzie OC (wtórnik emiterowy). Lepszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie wtórnika z tranzystorem polowym, jednak przyjęte rozwiązanie w zupełności wystarcza, ponieważ układy scalone UL1242 zawierają wewnątrz rozbudowany separator w postaci szeregu szerokopasmowych wzmacniaczy różnicowych. Dzielnik napięcia w tranzystorze *T4*, podobnie jak w generatorze kwarcowym, zapewnia odpowiednią amplitudę sygnału wyjściowego. Zamianę sygnału z BFO i VFO podczas nadawania i odbioru osiągnięto przez odpowiednie połączenie zestyków przekaźnika *PrA* (MT6). Aby uniezależnić się od wahań napięcia zasilającego, które w zdecydowany sposób mogłoby wpływać na stabilność częstotliwości urządzenia, obydwa generatory są zasilane z prostego stabilizatora szeregowego z tranzystorem *T2*.

Transceiver jest zmontowany na jednej płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 11.26. Płytka montażowa jest przymocowana czterema wkrętami M3 do mosiężnych prętów z nagwintowanymi otworami. Sposób wykonania obudowy do tego urządzenia przedstawiono na rysunku 6.23. Do płyty czołowej jest przymocowana przekładnia sznurkowa kondensatora generatora VFO, tłumik regulowany R_{45} i potencjometr siły głosu R_{36} z wyłącznikiem. Natomiast płyta tylna zawiera gniazda: antenowe, głośnika, zasilania i mikrofonowe. Można jeszcze dodatkowo zainstalować gniazdo do sterowania przekaźnika dodatkowego wzmacniacza o większej mocy wyjściowej i doprowadzić napięcie +12 V („*N*") lub niezależnie napięcie +12 V („*N*") +12 V („*O*") przy stosowaniu pojedynczych kontaktronów.

Rozmieszczenie elementów na płytce montażowej



Rys. 11.27. Rozmieszczenie elementów

przedstawiono na rysunku 11.27. Sposoby wykonania cewek zebrano w tablicy 11.2. Obwody rezonansowe były wstępnie zestrojone za pomocą GDO, a uzwojenia cewek zabezpieczone przed rozsuwaniem się zwojów przez zalanie wodoodpornym klejem Uniwersal. Rdzenie toroidalne wykonano z kubków ferrytowych pochodzących z filtrów p.cz. 465 kHz po odpowiednim oszlifowaniu. Ponieważ materiał ferrytowy ma duży rozrzut przenikalności, podane w tablicy liczby zwojów cewek należy traktować orientacyjnie; wskazane byłoby dobranie ich za pomocą GDO lub miernika indukcyjności.

Uruchomienie transceivera należy rozpocząć od strony odbiorczej. Przede wszystkim należy sprawdzić wzmacniacz m.cz., poziomy napięć oraz częstotliwości VFO i BFO. Poziomy napięć z generatorów na końcówce *14* układów scalonych *US1* i *US2* nie powinny przekraczać 50 mV (poziomy te należy dobrać w zależności od egzemplarza układu scalonego na najmniejszy poziom szumów przy maksymalnym napięciu wyjściowym). Wartości tych napięć można dobrać stosując potencjometr włączony między emiter i masę, który następnie należy zastąpić rezystorami stałymi. Częstotliwość generacji sprawdza się częstościomierzem cyfrowym. Należy tak dobrać pojemności obwodu rezonansowego VFO, aby uzyskać skalę rozłożoną na cały zakres przestrajania (3,5 ÷ 3,8 MHz). Gdyby napięcie mierzone między masą a końcówką 3 układu scalonego *US2* różniło się bardzo od 6 V, należy skorygować wartość rezystorem R_{30}. Dobre zestrojenie filtru pasmowego zapewnia przenoszenie częstotliwości 3,5 ÷ 3,8 MHz na poziomie −6 dB, co daje wyrównaną czułość w całym zakresie pasma amatorskiego. Najprostsze jest zestrojenie za pomocą wobulatora. Kształt krzywej przenoszenia zależy przede wszystkim od doboru kondensatora C_{16} i od ustawienia rdzeni w cewkach (może okazać się, że sprzężenie magnetyczne

Tablica 11.2. Dane techniczne cewek

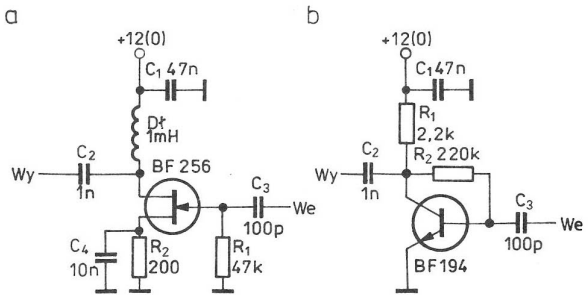
Cewka	Indukcyjność	Liczba zwojów	Przewód mm	Korpus mm	Sposób nawinięcia
L	10 µH	2×7	0,3 Cu w izolacji igelitowej	10×5×4 rdzeń toroidalny	bifilarnie
L_1	9,6 µH	14	0,3 Cu w izolacji igelitowej	10×5×4 rdzeń toroidalny	zwój przy zwoju odczep na 8 zwoju od masy
L_2	1,1 µH	10	0,5 CuE	10 z filtru radiotelefonu FM	zwój przy zwoju
L_3	4,6 µH	20	0,5 CuE	10 z filtru radiotelefonu FM	zwój przy zwoju odczep na 12 zwoju od masy
L_4, L_7, L_{10}	–	4	0,3 CuE	7 z telewizyjnego filtru (dwuobwodowego) p.cz.	odpowiednio obok L_5, L_6, L_9 od strony zimnego końca
L_5, L_6, L_8, L_9	5,2 µH	30	0,3 CuE	7 z telewizyjnego filtru (dwuobwodowego) p.cz.	zwój przy zwoju
TR	I 10 µH II –	I 16 II 3	0,3 CuE	10×5×4 rdzeń toroidalny	zwój przy zwoju II obok I
Dł	1 mH	300	0.07 CuE	3×15 wałeczek ferrytowy	masowo
Dł1, *Dł2*, *Dł3*, *Dł4*	–	10	0,3 CuE	3×10 wałeczek ferrytowy	zwój przy zwoju

w cewkach zapewnia odpowiednie pasmo przenoszenia i wtedy kondensator sprzęgający jest zbędny). Nie mając dostępu do wobulatora zestrojenie obwodów pasmowych można wykonać na słuch, kierując się siłą sygnału odbieranej stacji (lub sygnału z generatora w.cz.).

Jeżeli odbiornik pracuje poprawnie, strojenie toru nadajnika jest proste. Wyjście transceivera powinno być podczas uruchamiania obciążone miernikiem mocy lub rezystorem 75 Ω/2 W z sondą w.cz. Po przełączeniu transceivera na nadawanie kontroluje się i ewentualnie koryguje prądy spoczynkowe tranzystorów wzmacniacza liniowego. Można między bazą a masą włączyć rezystory nastawne o odpowiednio większej rezystancji, lecz aby ustrzec się przed przeciążeniem, a nawet zniszczeniem tranzystora, należy suwaki ustawić tak, aby baza była połączona z masą. Ostrożnie regulując suwaki ustawia się odpowiednie prądy spoczynkowe, a następnie montuje rezystory stałe. Napięcie na końcówce *3* układu scalonego *US1* koryguje się podobnie jak układu *US2*. Wartość rezystorów nastawnych R_{15} i R_{27} ustawia się na połowę ich zakresu, a potencjometru R_{23} na maksymalną wartość. Zamiast mikrofonu byłoby wskazane podłączyć generator akustyczny o częstotliwości 1 kHz i napięciu rzędu 20 mV. Cewkę L_3 oraz filtr pasmowy L_8, L_9 należy dostroić na maksimum mocy wyjściowej. Dobrze zestrojone obwody zapewniają mniej więcej wyrównany poziom w całym zakresie przestrajania. Po odłączeniu generatora akustycznego równoważy się modulator rezystorem R_{15} na minimum sygnału na wyjściu. Po tej czynności należy przyłączyć mikrofon i sprawdzić jakość sygnału SSB za pomocą odbiornika nasłuchowego. Właściwy poziom sygnału (nie zniekształconego) ustawa się rezystorem R_{23}, natomiast rezystorem R_{27} równoważy się mieszacz na minimum niepożądanych sygnałów odbieranych przez odbiornik.

Jakość otrzymanego sygnału SSB zależy nie tylko od charakterystyki filtru kwarcowego, lecz jest w znacznym stopniu uzależniona od umieszczenia częstotliwości fali nośnej na zboczu charakterystyki filtru. Niewielką zmianę częstotliwości fali nośnej można uzyskać za pomocą trymera (3÷60 pF) dołączonego do kwarcu od strony druku. Zwiększenie pojemności powoduje zmniejszenie częstotliwości, a tym samym odsunięcie częstotliwości fali nośnej od środkowej części charakterystyki filtru. Przez zmianę punktu ustawienia częstotliwości nośnej na zboczu charakterystyki filtru można uzyskać zmianę pasma przenoszonych częstotliwości akustycznych, jak również różne tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej. Po upewnieniu się, że sygnał jest prawidłowy, można podłączyć antenę zasilaną kablem koncentrycznym.

Jeżeli okaże się, że czułość odbiornika jest niewystarczająca, można zainstalować dodatkowy wzmacniacz w.cz., przedstawiony na rysunku 11.28. Układ przedstawiony na rysunku *a*, dzięki zaletom tranzystorów polowych, jest bardziej odporny na przesterowania dużymi sygnałami, w odróżnieniu od układu z tranzystorem bipolarnym



Rys. 11.28. Dodatkowy wzmacniacz w.cz. odbiornika
a) na tranzystorze polowym, b) na tranzystorze bipolarnym

z rysunku *b*. Ustalenie punktu pracy (prąd drenu około 3 mA) odbywa się przez zmianę wartości rezystancji w źródle. Natomiast w układzie z tranzystorem bipolarnym przez zmianę rezystancji w obwodzie polaryzacji bazy tak, aby napięcie między masą a kolektorem było zbliżone do około 6 V. Układ z rysunku *b*, mimo gorszych właściwości dynamicznych i mniejszej odporności na modulację skrośną, daje jednak większe wzmocnienie napięciowe niż układ z rysunku *a*. Można dodatkowo zastosować wyłącznik wzmacniacza w.cz.; przy dobrych warunkach propagacyjnych wzmacniacz ten nie jest potrzebny.

Transceiver można zabezpieczyć przed odwrotnym włączeniem zasilania, np. przez włączenie szeregowo w obwód zasilania diody spolaryzowanej przepustowo o prądzie znamionowym nie mniejszym niż 1 A.

Na podstawie powyższego opisu można wykonać transceiver na inne częstotliwości pracy. Ponieważ układy scalone UL1242 pracują dobrze w całym zakresie KF wystarczy wymienić obwody rezonansowe i tranzystory mocy (o większej częstotliwości granicznej).

1.8. Modernizacja minitransceivera BARTEK I

W poprzednim rozdziale przedstawiono najprostszą wersję minitransceivera BARTEK. Podczas eksploatacji była ona modernizowana o dodatkowe układy, mające na celu polepszenie parametrów i rozszerzenie możliwości pracy. Poniżej zo-

staną przedstawione tylko niektóre, wybrane układy, które nie wymagają dużych zmian na głównej płytce montażowej, a jednocześnie poprawiają możliwości transceivera.

Filtr kwarcowy

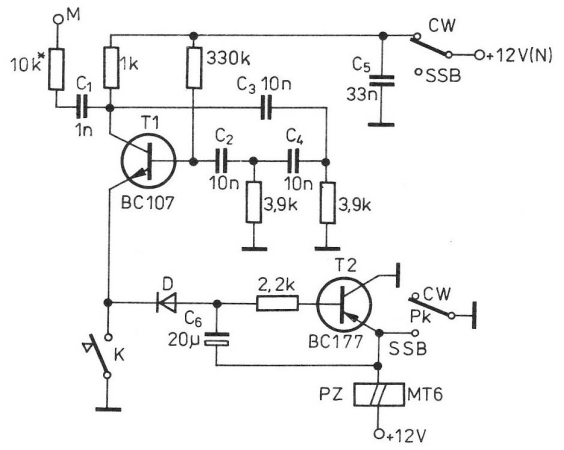
Zastosowanie fabrycznego filtru kwarcowego 9 MHz typu PP9A2 lub jego zachodniego odpowiednika XF9B wymaga wykonania innych otworów w płytce montażowej oraz zmian w układzie dopasowania i innych częstotliwości generatorów VFO, BFO. Dopasowanie filtru od strony układu *US1* można przeprowadzić jak w poprzednim rozwiązaniu (dobrać kondensator C_{43} tak, aby powstał rezonans z cewką L_1 na częstotliwości 9 MHz oraz zmienić odczep na cewce). Dopasowanie od strony *US2* polega na wymianie rezystora R_{25} na 500 Ω. Zamiast L_1 można wstawić filtr fabryczny 1–24F3 z dowiniętym uzwojeniem sprzęgającym (7,5 zwoja drutu DNE0,15). Do zacisków filtru można dolutować od strony wyprowadzeń trymery 30 pF, ustawienie których ma wpływ na nierównomierność tłumienia filtru w pasmie przepustowym (przeciętnie 22 pF). Jakość sygnału SSB przy nadawaniu po zastosowaniu filtru PP9A2 nie uległa zauważalnej poprawie. Zalety filtru fabrycznego (duże tłumienie w pasmie zaporowym) dały się zauważyć w odbiorniku szczególnie przy odbiorze silnych sygnałów. Nastąpiła zauważalna poprawa selektywności.

Należy pamiętać, że aby zapewnić odpowiednią wstęgę sygnału (pasmo 3,5 MHz – dolna wstęga i 14 MHz – górna) przy częstotliwości VFO 5,0 ÷ 5,5 MHz należy dla pasma 3,5 MHz włączyć rezonator (pilot) o częstotliwości 9001,5 kHz, dla pasma zaś 14 MHz o częstotliwości 8998,5 kHz. Optymalne ustawienie częstotliwości nośnej na zboczu charakterystyki filtru wykonuje się trymerem 3 ÷ 60 pF włączonym z rezonatorem. Szeregowe połączenie trymera z rezonatorem zwiększa częstotliwości BFO, równoległe zaś zmniejsza.

Częstotliwości VFO można obniżyć do wymaganej wartości przez zwiększenie liczby zwojów cewki L_2 do około 50. Kondensatory wchodzące w skład VFO powinny być tak dobrane, aby w dwóch skrajnych położeniach uzyskać zakres przestrajania 5,0 ÷ 5,5 MHz (5,2 ÷ 5,5 MHz tylko dla zakresu 3,5 MHz).

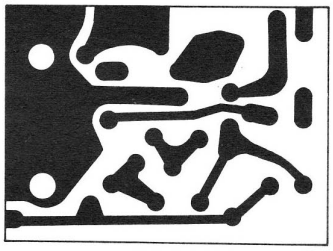
Telegrafia

Na rysunku 11.29 przedstawiono schemat generatora sinusoidalnego z tranzystorem *T1* (BC107) oraz układ manipulacji (BK) z tranzystorem *T2* (BC177). Przy pierwszym naciśnięciu klucza układ przełącza urządzenie na nadawanie, a po zwolnieniu klucza, po około 0,3 s, przełącza na odbiór.

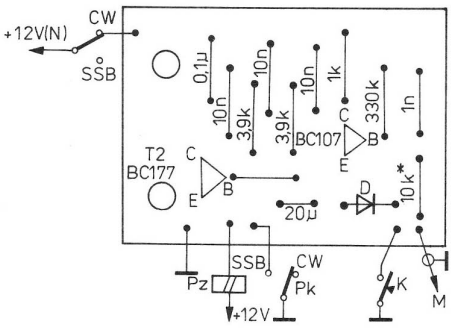


Rys. 11.29. Schemat ideowy generatora CW-BK (*D*-1N4148)

Stała czasowa zależy od pojemności kondensatora elektrolitycznego C_6 oraz indukcyjności uzwojeń przekaźnika. Płytkę drukowaną pokazano na rysunku 11.30, a rozmieszczenie elementów na płytce na rysunku 11.31. Zmontowany układ działa od razu. Bardzo ważny jest dobór rezystora R_1 doprowadzającego sygnał o częstotliwości 1,8 kHz w miejsce mikrofonu, gdyż od poziomu tego sygnału zależy jakość tonu telegraficznego.



Rys. 11.30. Płytka drukowana

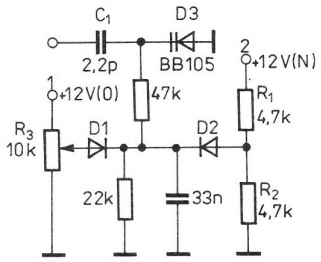


Rys. 11.31. Rozmieszczenie elementów

RIT

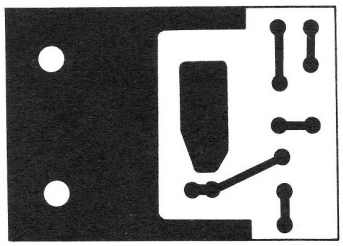
Podczas pracy telegrafią szczególnie jest potrzebne odstrojenie częstotliwości VFO podczas odbioru w stronę mniejszych lub większych częstotliwości o kilka kHz od częstotliwości nadawania. Układ

realizujący to odstrojenie (RIT) przedstawiono na rysunku 11.32. Podczas nadawania pojemność diody pojemnościowej *D3* (BB105) jest ustalana przez dzielnik rezystancyjny R_1, R_2. Natomiast



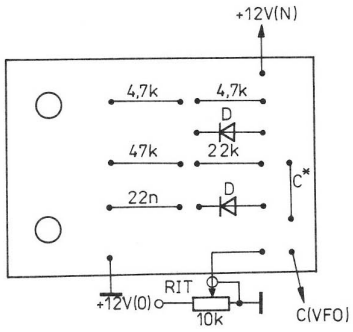
Rys. 11.32. Schemat ideowy RIT-a (*D1*, *D2* — 1N4148)

podczas odbioru pojemność diody jest zmieniana potencjometrem R_3 (10 kΩ). Kondensator oznaczony C' oddziela obwód polaryzacji diody od obwodu przestrajanego, a od jego wartości zależy zakres zmian częstotliwości VFO. Płytę montażową układu przedstawiono na rysunku 11.33, roz-



Rys. 11.33. Płytka drukowana RIT-a

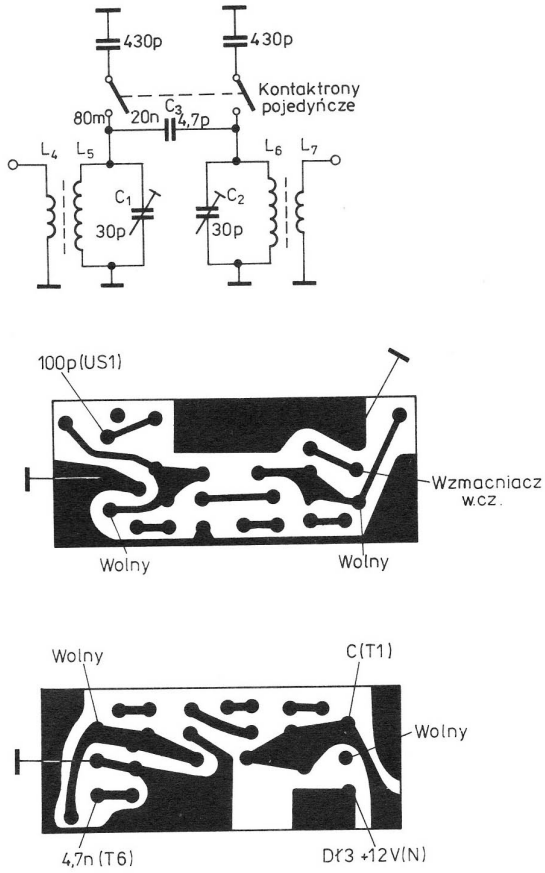
mieszczenie zaś elementów na niej na rysunku 11.34. Płytka powinna być umieszczona w bliskim sąsiedztwie kondensatora zmiennego C_{30}. W przedstawionym rozwiązaniu nie przewidziano możliwości wyłączania RIT-a. Z tego powodu na płycie czołowej minitransceivera należy wyznaczyć częstotliwość, przy której występuje zgodność częstotliwości nadawania i odbioru. Należy zasygnalizować, że układ jest przełączany napięciowo i w przypadku zasilacza o małej stabilizacji może wystąpić dewiacja częstotliwości na sygnale wyjściowym.



Rys. 11.34. Rozmieszczenie elementów

Pasmo 20 m

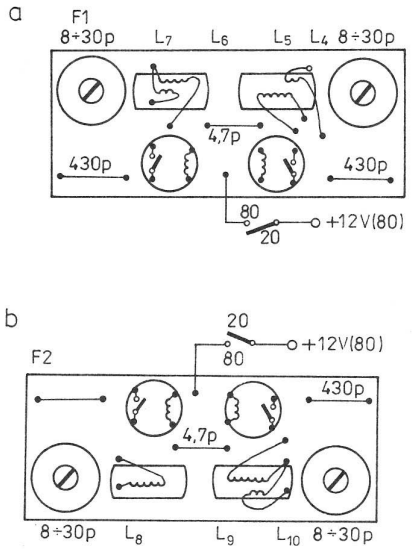
Zastosowanie filtru 9 MHz (częstotliwość VFO 5,0 ÷ 5,5 MHz) oraz filtru 5,2 MHz (częstotliwość VFO 8,7 ÷ 9,15 MHz) umożliwia pracę w pasmie 20 m, przez dokonanie zmian w filtrach pasmowych *F1* i *F2*. Częstotliwość 5,2 MHz jest korzystniejsza, ponieważ bez konieczności zmian częstotliwości BFO uzyskuje się właściwą (górną) wstęgę. Na rysunku 11.35 przedstawiono najprostszy spo-



Rys. 11.35. Sposób zmiany częstotliwości filtrów
a) płytki montażowe pod filtry *F1*, b) *F2*

sób zmiany częstotliwości filtrów pasmowych *F1* i *F2*. Zmiana częstotliwości obwodów rezonansowych polega na dołączeniu kondensatorów C_1 i C_2 (w egzemplarzu modelowym 2 × 430 pF) dla pasma 80 m za pomocą pojedynczych kontaktronów. W pasmie 20 m kondensatory są odłączone, a obwody pracują w rezonansie z pojemnościami trymerów i pojemnościami montażowymi.

Płytki montażowe filtrów pasmowych *F1* i *F2* zamieszczono na rysunku 11.35, rozmieszczenie elementów na płytkach pokazano na rysunku 11.36. Płytki te po zmontowaniu umieszcza się nad płytą montażową przez połączenie odpowiednich punk-

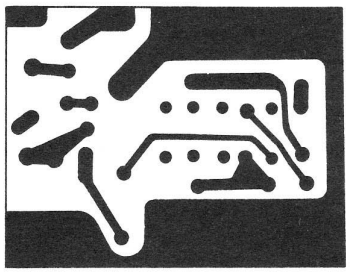


Rys. 11.36. Rozmieszczenie elementów
a) *F1*, b) *F2*

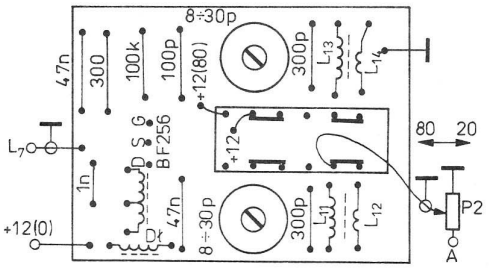
tów poprzednich filtrów odcinkami drutu srebrzonego o średnicy 1 mm. Zastosowane przekaźniki kontaktronowe zostały wykonane przez nawinięcie na szklanej rurce kontaktronu 500 zwojów drutu DNE0,1. Na płytkach zostały one zmontowane w pozycji pionowej. Uzwojenia cewek zostały połączone szeregowo. Na przekaźniki założono ekrany z folii miedzianej, którą następnie połączono z masą. Napięcie zasilające +12 V, potrzebne do zamknięcia zestyków kontaktronu w pasmie 80 m, jest przełączane przełącznikiem typu Isostat, który jednocześnie przełącza obwody rezonansowe wzmacniacza w.cz. odbiornika. Obwody rezonansowe w tym wzmacniaczu są konieczne, ponieważ zrezygnowano z selektywnego obwodu L_3, C_{65} (wstawiono transformator szerokopasmowy).

Obwody filtrów *F1* i *F2* nawinięto na rdzeniach toroidalnych uzyskanych z oszlifowanych kubków ferrytowych filtrów p.cz. 10,7 MHz. Obwody te zawierają w rozwiązaniu modelowym o odpowiednio: L_5, L_6, L_8, L_9 po 26 zwojów drutu DNEJ0,3 (4,2 μH), L_4, L_7 po 4 zwoje drutu DNEJ0,3. Filtry *F1* i *F2* stroi się za pomocą trymerów na pasmo 20 m, a po przełączeniu przełącznikiem Isostat dobiera się kondensatory dodatkowe w taki sposób, aby pracowały w pasmie 80 m.

Schemat dodatkowego wzmacniacza w.cz. odbiornika zamieszczono na rysunku 11.37. Na rysunkach 11.38 i 11.39 pokazano płytkę montażową

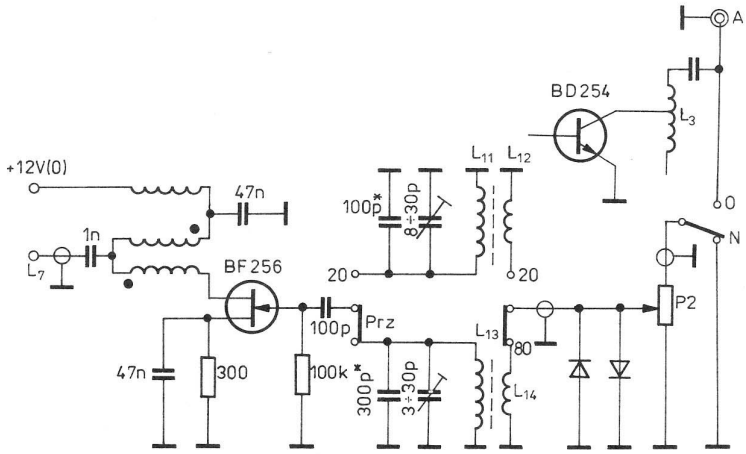


Rys. 11.38. Płytka drukowana wzmacniacza w.cz. odbiornika 80/20 m



Rys. 11.39. Rozmieszczenie elementów

i rozmieszczenie na niej elementów. Obwód wyjściowy tranzystora *T7* (BD354 zamiast BUY52) pracuje szerokopasmowo. Został on wykonany przez nawinięcie na dwuotworowym rdzeniu telewizyjnym 15 zwojów drutu DNEJ0,4. Odczep kolektorowy został dobrany na maksymalną moc wyjściową. Tak wykonany wzmacniacz mocy w rozwiązaniu modelowym oddawał około 30%

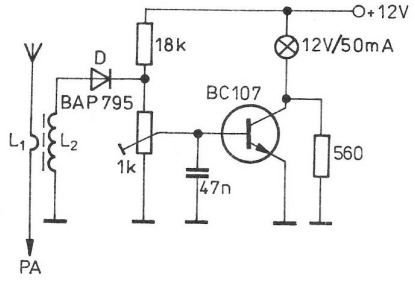


Rys. 11.37. Schemat ideowy wzmacniacza w.cz. odbiornika 80/20 m

mniejszą moc w pasmie 20 m w porównaniu z pasmem 80 m (ze względu na mniejsze wzmocnienie tranzystorów BC211 i BD354 przy 14 MHz). Obwody rezonansowe zostały nawinięte na podobnych rdzeniach jak filtry *F1* i *F2*. Zawierają one następujące liczby zwojów: cewka L_{13} – 35 zwojów DNEJ0,2 (6 μH), L_{14} – 2 zwoje DNEJ0,3, L_{11} – 12 zwojów DNEJ 0,4 (1,1 μH), L_{12} – 2 zwoje DNEJ0,4. Uruchomienie płytki ogranicza się do ustawienia trymerów obwodów rezonansowych na maksymalną siłę odbieranych sygnałów.

Wskaźnik mocy wyjściowej

Przedstawiony na rysunku 11.40 prosty wskaźnik mocy wyjściowej okazał się bardzo wygodny i potrzebny. Umożliwia on wzrokową kontrolę poziomu sygnału dostarczanego do anteny. Ze względu na brak miejsca na płycie czołowej minitransceivera zrezygnowano z mikroamperomierza i zainstalowano małą żarówkę telefoniczną 12 V/50 mA. Układ zmontowano na małej płytce uniwersalnej. Transformator sondy nawinięto na pierścieniu ferrytowym pochodzącym z filtru p.cz. 465 kHz. Uzwojenie pierwotne stanowi odcinek przewodu w izolacji igelitowej, przechodzący przez środek rdzenia, uzwojenie wtórne zaś to 8 zwojów drutu DNEJ0,3. Potencjometr 1 kΩ umożliwia ustawienie punktu pracy wzmacniacza tranzystorowego podczas mówienia do mikrofonu. Płytkę należy zamontować w pobliżu gniazda antenowego.



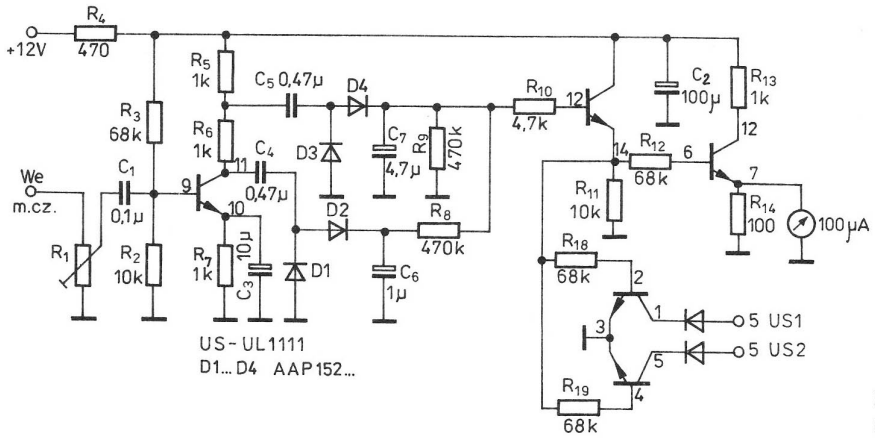
Rys. 11.40. Schemat ideowy wskaźnika mocy wyjściowej

Wskaźnik ma oprócz tego jeszcze jedno zastosowanie. Umożliwia nie tylko wzrokową kontrolę sygnału wyjściowego podczas nadawania, ale służy także w czasie strojenia cewek filtrów wyjściowych, ustawienia poziomu wzmocnienia wzmacniacza mikrofonowego i równoważenia modulatora.

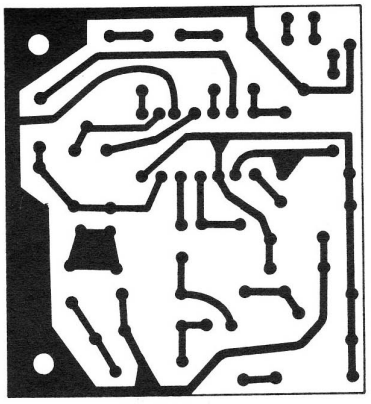
Układ ARW

Układ automatycznej regulacji wzmocnienia ARW (rysunek 11.41) jest sterowany sygnałem m.cz. z przed potencjometra siły głosu. Regulacja wzmocnienia układu *US1* oraz *US2* następuje przez wyprowadzenie 5. Dzięki wykorzystaniu tranzystorów *T4*, *T5* jako rezystorów regulowanych napięcia na wyprowadzeniach 5 zmieniają się od 3,2 V do 2 V w zależności od poziomu sygnału wejściowego w.cz. (przy silnych stacjach lokalnych spada do kilkuset mV), co daje dynamikę rzędu 60 dB. Czas zadziałania ARW wynosi około 10 ms, czas opadania zaś około 1 s. Wartości te zależą od stałych czasowych *RC* obwodów. Zamiast tranzystorów $T1 \div T5$ zastosowano układ scalony UL1111. Płytkę montażową ARW zamieszczono na rysunku 1.42, rozmieszczenie zaś elementów na rysunku 11.43. Podczas uruchamiania należy dobrać stałe czasowe przez dobór kondensatorów, ustawienie wzmocnienia wskaźnika *S* za pomocą rezystora R_{14} oraz „0" przez R_{16}.

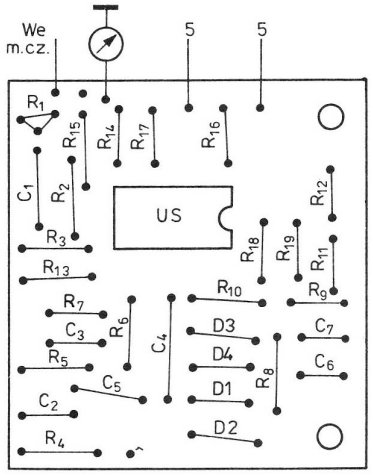
Wiele innych ciekawych układów modernizujących minitransceiver (w tym przełączniki elektroniczne zastępujące przekaźniki MT 6) można znaleźć w [35]. Wszystkie proponowane tam usprawnienia wymagają przekonstruowania płytki montażowej. Warto jednak jeszcze wspomnieć o moż-



Rys. 11.41. Schemat ideowy ARW (*R1* — 10k)



Rys. 11.42. Płytka drukowana ARW

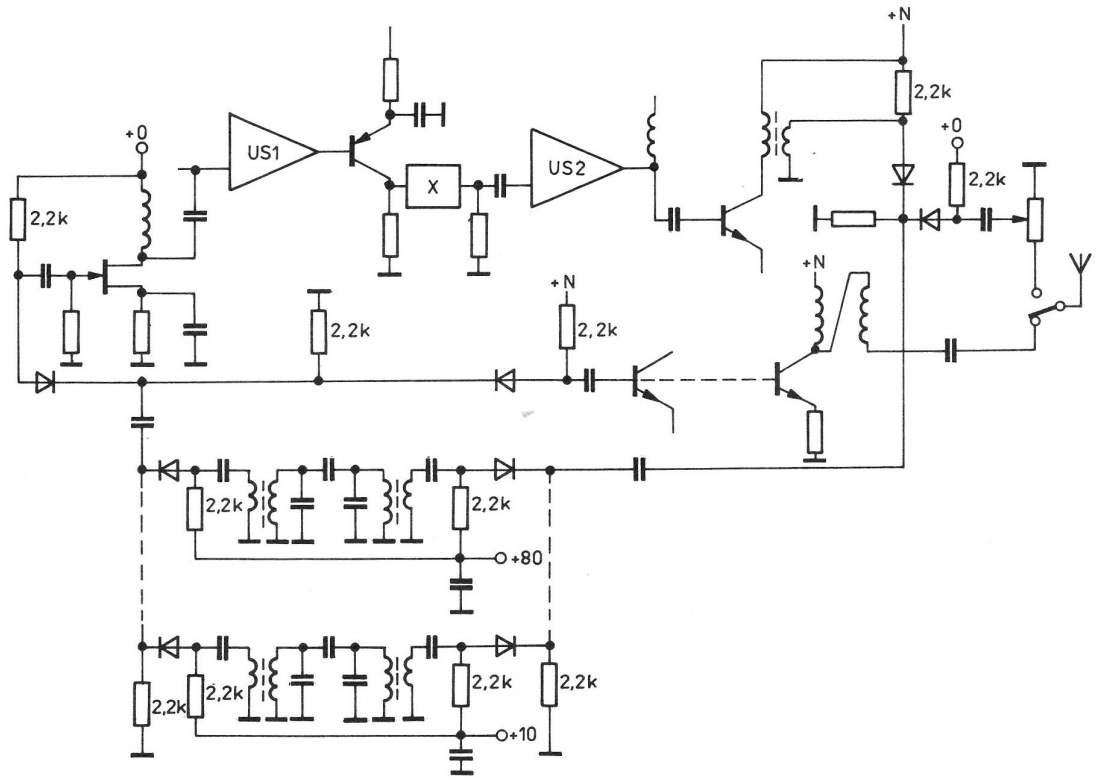


Rys. 11.43. Rozmieszczenie elementów

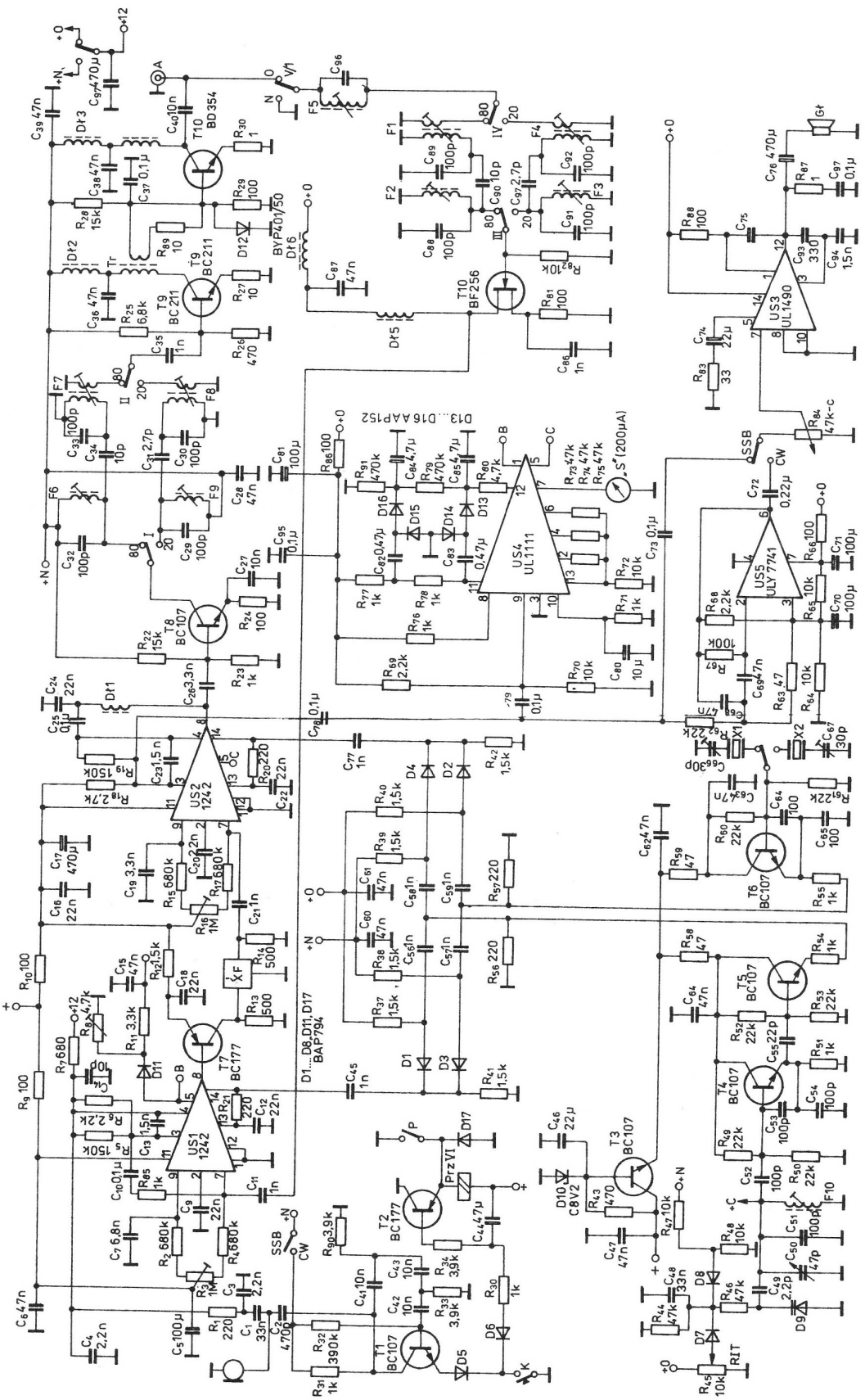
liwości rozbudowy BARTKA o dalsze pasma KF. Na rysunku 11.44 przedstawiono szkic schematu BARTKA z uwzględnieniem przełączeń elektronicznych obwodów. W układzie tym filtry pasmowe są wykorzystane przy nadawaniu oraz przy odbiorze. Przełączanie pasm dokonuje się napięciowo przez polaryzację diod po raz pierwszy w kierunku przewodzenie, a drugi raz w kierunku zaporowym. Można wykonać tyle obwodów VFO, ile planuje się pasm i przełączać je mechanicznie połową sekcji przełącznika 2 × 5 (druga połowa może służyć do przełączania napięcia). Istnieje również możliwość przełączania VFO napięciowo (osobny VFO na każde pasmo). Jest to rozwiązanie lepsze ze względu na stabilność.
Rozbudowę minitransceivera na pozostałe pasma KF powinni wykonywać konstruktorzy mający już pewne doświadczenie.

11.9. Minitransceiver BARTEK II

Opisane urządzenie jest udoskonaloną wersją minitransceivera prezentowanego na Krajowym Konkursie Twórczości Krótkofalarskiej w 1985 roku. Zasadniczą zaletą rozwiązania, oprócz większych możliwości technicznych, jest zastosowanie typowych elementów i podzespołów fabrycznych, co prowadzi do wyeliminowania m.in. konieczno-



Rys. 11.44. Koncepcja rozbudowy BARTKA o dalsze pasma KF



Rys. 11.45. Schemat ideowy minitransceivera BARTEK II

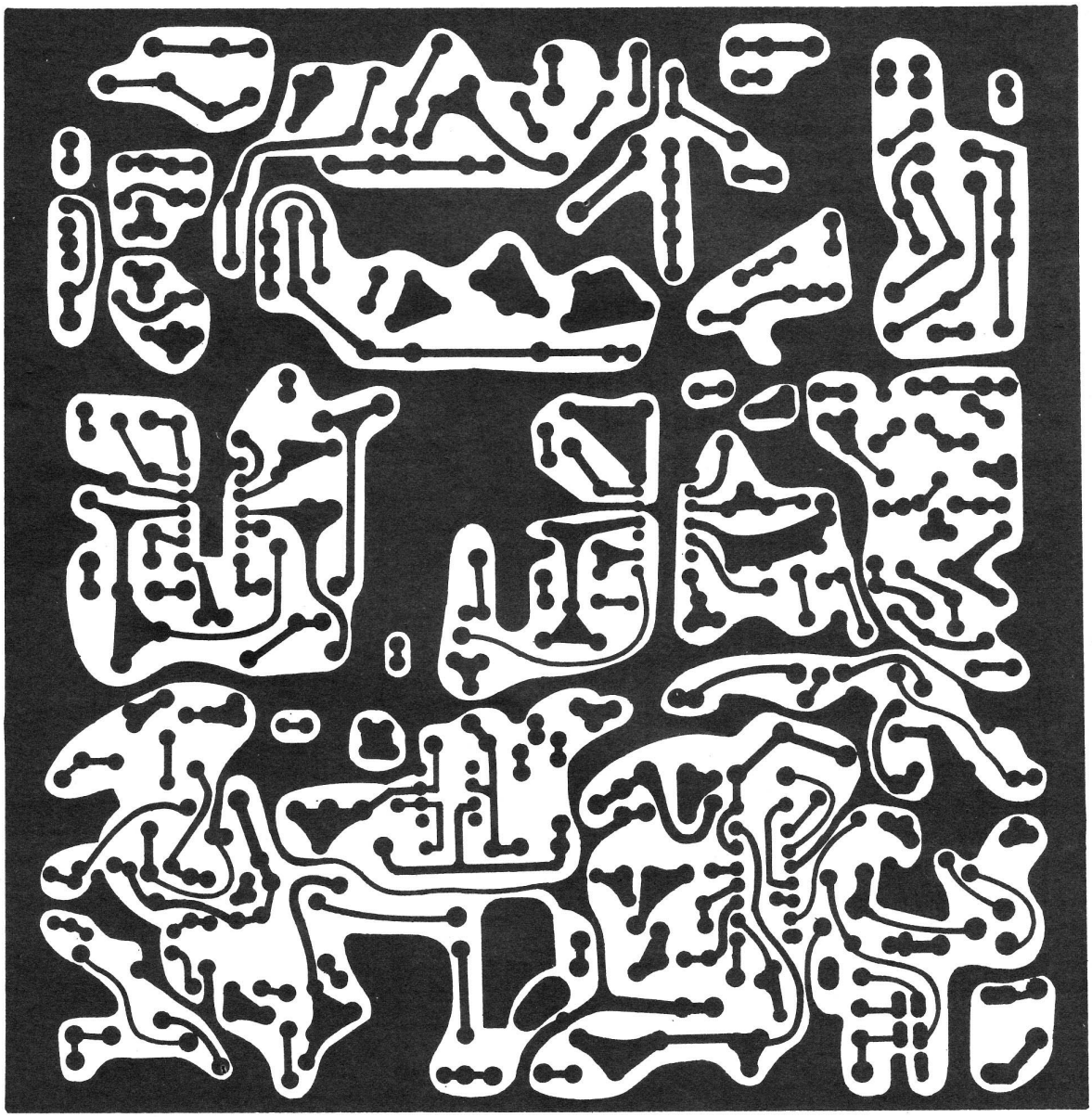
ści nawijania cewek obwodów rezonansowych. Konstrukcja urządzenia jest zbliżona do wersji BARTEK I.

Podstawowe parametry urządzenia:

- pasma 3,5 ÷ 3,8, 14,0 ÷ 14,35 MHz,
- emisje E3J (SSB), A1A (CW),
- czułość odbiornika 0,5 μV/3,5 MHz, i 1 μV/14 MHz,
- moc wyjściowa nadajnika 2 W/3,5 MHz, 1,5 W/14 MHz.

Ponadto urządzenie może zawężać odbierane pasmo przy pracy CW, ma możliwość odstrojenia odbiornika (RIT), ARW oraz możliwość podłączenia S-metra.

Schemat ideowy minitransceivera przedstawiono na rysunku 11.45. Układy scalone *US1*, *US2*, *US3* pracują w podobnych układach połączeń jak w wersji BARTEK I, z tą różnicą, że przy odbiorze układy *US1* i *US2* są objęte pętlą automatycznej regulacji wzmocnienia. W urządzeniu zastosowano filtr fabryczny PP9A2, dopasowany za pomocą tranzystora *p-n-p T7* (BC107), dwa „piloty" ustawione trymerami na częstotliwości 8998,5 kHz (pasmo 20 m) i 9001,5 kHz (pasmo 80 m), obwody pasmowe przełączane za pomocą miniaturowych przekaźników *Pr1* — *PrV* (RES 10/12 V). Zastosowano fabryczne cewki obwodów rezonansowych typu 7 × 7 mm. W pasmie 80 m (*F1*, *F2*, *F6*, *F7*) użyto cztery obwody typu 127, w pasmie 20 m (*F3*, *F4*, *F8*, *F9*) obwody 204. Również w eliminatorze p.cz. C96F5 pracuje obwód 204. W układzie VFO (5,0 ÷ 5,5 MHz) zastosowano obwód



Rys. 11.46. Płytka drukowana minitransceivera BARTEK II

401. Można zastosować również inne obwody, lecz wymaga to zmian doprowadzeń na płytce drukowanej i zmian pojemności kondensatorów. Przełączanie generatorów VFO i BFO następuje elektronicznie za pomocą przełącznika diodowego. Podczas odbioru diody *D1* i *D2* są spolaryzowane w kierunku przewodzenia za pośrednictwem rezystorów R_{37}, R_{41} i R_{40}, R_{42}, natomiast diody *D3* i *D4* są spolaryzowane zaporowo („+" na katodach). Powoduje to podanie sygnału z VFO przez diodę *D1* do mieszacza z układem *US1* oraz sygnału z BFO przez diodę *D2* do detektora z układem *US2*.

Podczas nadawania polaryzacja diod jest przeciwna niż przy odbiorze. Przewodzą diody *D3* i *D4*, powodując zamianę miejscami wyjściowych sygnałów z BFO i VFO. Sygnał z BFO przez diodę *D3* jest podany do *US1* (modulator), sygnał z VFO przez *D4* jest podany do *US2* (mieszacz).

Napięcie zasilania +12 V („*O*") i +12 V („*N*") oraz antenę przełącza przekaźnik *PrVI* (MT 6/12 V). Przy pracy CW pracuje generator 1,8 kHz oraz układ opóźnienia czasowego *T2*, a także filtr środkowoprzepustowy $f_0 = 800 \div 1000$ Hz o szerokości pasma około 100 Hz (*US5*). Układ zawężający pasmo ma wzmocnienie równe 1.

Transceiver zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 11.46. Sposób rozmieszczenia elementów na płytce montażowej pokazano na rysunku 11.47.

Podczas uruchamiania urządzenia należy skorzystać z uwag zawartych w rozdziale 11.8. W pierw-



Rys. 11.47. Rozmieszczenie elementów

szej kolejności należy uruchomić: VFO, BFO, *US1*, *US2*, *US3*. Uruchomienie układu podstawowego sprowadza się do:
- skontrolowania punktów pracy tranzystorów,
- ustawienia częstotliwości wyjściowej VFO, BFO,
- ustawienia poziomu napięć VFO, BFO,
- zestrojenia obwodów wejściowych na maksimum siły odbieranego sygnału,
- zestrojenia obwodów wyjściowych na maksimum mocy na wyjściu antenowym.

Gdy układ podstawowy będzie pracował poprawnie, można przystąpić do uruchamiania układów dodatkowych:
- dobrania wartości kondensatora C_{44} w układzie BK,
- dobrania wartości C_2 na najbardziej czysty ton telegraficzny,
- dobrania wartości rezystora R_{63} wedle upodobań operatora,
- dobranie stałych czasowych RC (C_{84}, C_{85}) w układzie ARW,
- skontrolowania i wyskalowania układu S-metra.

Na płytce drukowanej zaznaczono linią przerywaną przekaźnik *PrVII* (kontaktron PK9/1). Jest on potrzebny do obniżenia częstotliwości VFO przez załączenie dodatkowego kondensatora C' w przypadku zastosowania filtru innego niż 9 MHz, np. przy włączeniu filtru na częstotliwość 4816 kHz wykonanego według rysunku 6.11 VFO powinien pracować w zakresie 8118÷9732 kHz. W obwodzie generatora zastosowano cewkę typu 204 (C_{50} = 25 pF). Najpierw zestrojono obwód rezonansowy *F10* (C_{51}) na częstotliwość 9382 kHz (dla 14 MHz) przy wkręconym rotorze kondensatora C_{50}. W drugim skrajnym położeniu C_{50} częstotliwość była nieco większa od 9732 kHz (dla 14,34 MHz). Po dołączeniu przekaźnikiem *PrVII* kondensatora C' (dobranego eksperymentalnie) uzyskano obniżenie częstotliwości VFO do zakresu 8118÷8418 kHz (dla 3,5÷3,8 MHz). Zastosowanie takiego sposobu przemiany nie wymaga przełączania rezonatorów w generatorze BFO — przekaźnik *PrV* jest zbędny. Przy jednym rezonatorze ustawionym na dolnym zboczu charakterystyki filtru uzyskuje się formowanie sygnału na górnej wstędze tak, że w wyniku przemiany w zakresie 80 m uzyskujemy LSB (dolną wstęgę), a w zakresie 20 m — USB (górną wstęgę).

W układzie były stosowane również inne cewki niż podane wcześniej w opisie. Cewki nawijano na pierścienach ferrytowych (konieczne dolutowanie trymerów), jak również na korpusach stosowanych w blokach generatorów radiotelefonów, np. FM-306 (konieczne przyklejanie korpusów do płytki).

Obudowa była wykonana jak w wersji BARTEK I, ale na przedniej ściance zamontowano: potencjometr RIT-a, potencjometr siły głosu, przełącznik CW/SSB, przełącznik 80 m/20 m, S-meter, przekładnię na łożyskach kulkowych.

11.10. Radiotelefon FM/2 m

Opis dotyczy sposobu wykonania prostego jednokanałowego radiotelefonu przystosowanego do pracy w pasmie 2 m (145 MHz) z modulacją częstotliwości, przeznaczonego do pracy poprzez przemienniki FM/2 m. Schemat radiotelefonu przedstawiono na rysunku 11.48.

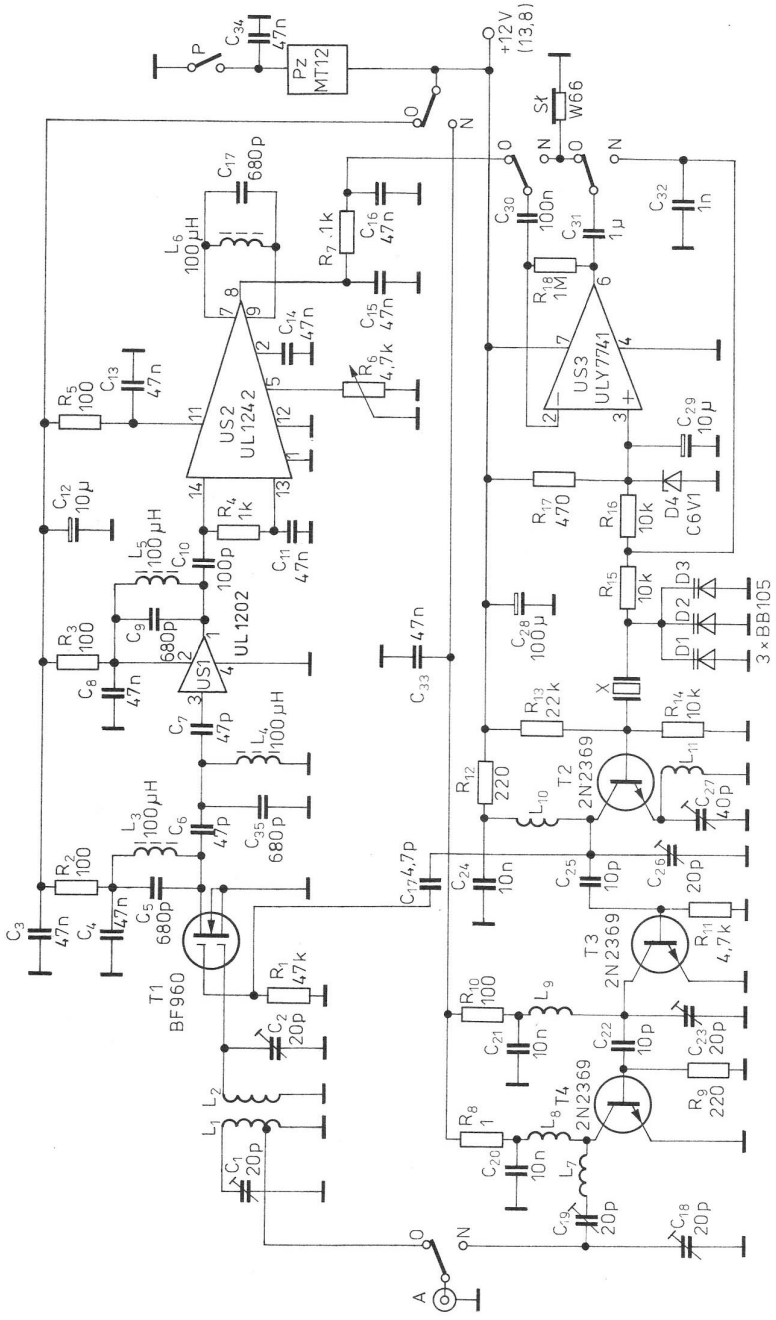
Przemiana częstotliwości w radiotelefonie jest tak zaprojektowana, aby za pomocą jednego rezonatora kwarcowego możliwa była praca (zarówno nadawanie, jak i odbiór) poprzez przemiennik amatorski FM. Ponieważ w myśl obowiązujących ustaleń amatorskie przemienniki w pasmie 2 m odbierają sygnały na samym początku zakresu 145 MHz i jednocześnie retransmitują (nadają) o 600 kHz powyżej tej częstotliwości. Częstotliwość pośrednia w naszym urządzeniu, jako różnica częstotliwości nadawania i odbioru, musi wynosić dokładnie 600 kHz.

Odbierany sygnał w pasmie częstotliwości 145 MHz jest przetwarzany na częstotliwość pośrednią 600 kHz w mieszaczu z dwubramkowym tranzystorem polowym MOSFET BF966-*T1*. Sygnał pośredniej częstotliwości jest następnie kierowany na wzmacniacz p.cz. z układem scalonym *US1* — UL1202. Tak jak w odbiorniku opisanym w rozdziale 8.6 pominięto filtr ceramiczny czy kwarcowy.

Drugi stopień wzmacniacza p.cz. łącznie z detektorem zbudowany jest na układzie *US2* — UL1242 (TBA120S). Zasada pracy zastosowanego detektora koincydencyjnego jest taka sama, jak w opisanym odbiorniku nasłuchowym. Potencjometr R_6 pełni funkcję regulatora siły głosu.

Odfiltrowany sygnał o częstotliwości akustycznej z nóżki *8* podany jest następnie na wzmacniacz m.cz. ULY7741 — *US2*. Przy braku sygnału wejściowego na wyjściu detektora występuje niepożądany sygnał o nieokreślonej częstotliwości, czyli szum. W celu wyeliminowania tego nieprzyjemnego dla ucha zjawiska można zastosować specjalny układ blokady szumu, który będzie w tym czasie zwierał potencjometr R_6 do masy.

Generator odbiornika jest jednocześnie torem nadajnika z modulacją częstotliwości. Na tranzystorze *T2* zrealizowany jest generator kwarcowy z jednoczesnym powielaniem i modulacją częstotliwości. Obwód rezonansowy w emiterze (L_{11}, C_{27})



Rys. 11.48. Schemat ideowy radiotelefonu FM/2 m

jest zestrojony na częstotliwość 48 MHz, w kolektorze zaś (L_{10}, C_{26}) na 145 MHz.

Głównym elementem modulatora FM są diody pojemnościowe *D1* ÷ *D3* włączone w szereg z rezonatorem kwarcowym, decydującym o częstotliwości pracy. W celu zmniejszenia zniekształceń diody pojemnościowe są spolaryzowane napięciem stałym około 6 V, uzyskanym dzięki diodzie Zenera *D4*. Z tego samego napięcia 6 V jest zasilane nieodwracające wejście wzmacniacza operacyjnego.

Przychodzący sygnał m.cz. poprzez kondensator C_{31} podany jest na katody diod pojemnościowych — dodaje się lub odejmuje od ustalonej wartości napięcia powodując zmianę pojemności diod, a w konsekwencji zmianę częstotliwości generatora kwarcowego. Inaczej mówiąc, w takt zmian amplitudy m.cz. następuje modulowanie częstotliwości sygnału nadajnika. Im większa wartość sygnału m.cz., tym większa dewiacja. Z tego też powodu amplituda sygnału m.cz. powinna być w miarę stała i o takiej wartości, aby spowodować dewiację rzędu 3 kHz. Dewiacja na wejściu generatora powinna wynosić ok. 0,33 kHz, wtedy bowiem przy powieleniu × 9 na wyjściu uzyskamy akurat 3 kHz. Taką właśnie wartość zapewnia wzmacniacz z układem scalonym *US3*, który pełni przy nadawaniu funkcję wzmacniacza mikrofonowego sterowanego z tej samej słuchawki telefonicznej, pełniącej podczas nadawania funkcję mikrofonu. Ze względu na prostotę również i w tym rozwiązaniu zrezygnowano z kompresora dynamiki czy ogranicznika modulacji, dlatego podczas nadawania do mikrofonu należy starać się zachować jednakowe natężenie głosu.

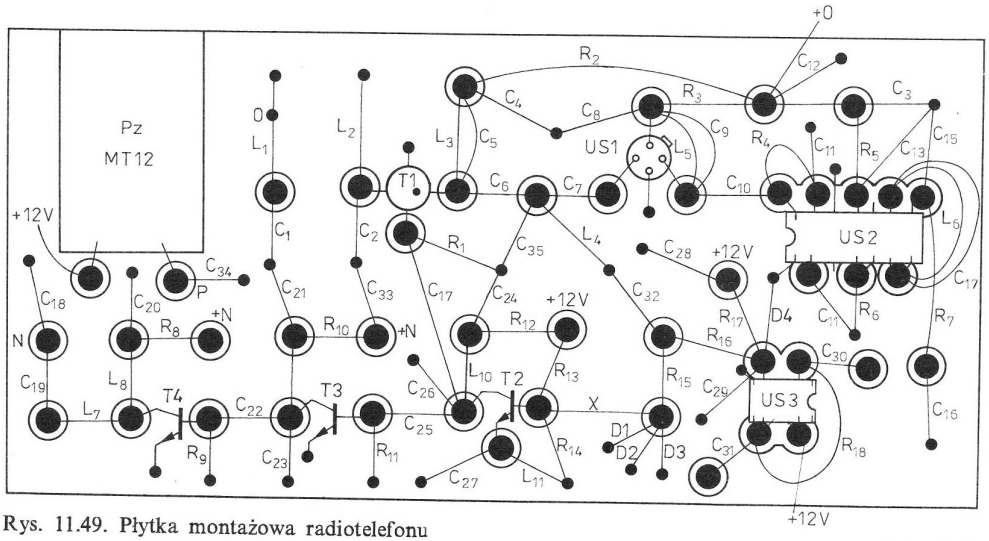
W radiotelefonie zastosowano przekaźnik MT-12, którego styki wykorzystano do przełączania: anteny z odbioru na nadawanie, napięcia zasilającego 12 V z toru nadajnika na tor nadajnika oraz wzmacniacza *US3* (podczas nadawania pełni on funkcję wzmacniacza mikrofonowego). Włączenie nadawania następuje poprzez naciśnięcie przycisku *P*.

Rezonator kwarcowy *X* powinien mieć dobraną częstotliwość w zależności od tego, przez który przemiennik chcemy pracować (patrz DODATEK). Jeżeli na przykład mieszkamy w Warszawie lub okolicy, to możemy zastosować rezonator kwarcowy o częstotliwości 48,366 (16,122) MHz, bo wtedy przy powieleniu × 3 (× 9) uzyskamy na wyjściu radiotelefonu częstotliwość 145,1 MHz, czyli dokładnie taką, na jakiej pracuje warszawski przemiennik SR5A. Z takim rezonatorem nasz odbiornik będzie odbierał sygnał o częstotliwości 145,700 MHz. Warto w tym miejscu zwrócić uwagę, że może zaistnieć sytuacja odbioru oprócz sygnału pożądanego (145,700 MHz) także sygnału o częstotliwości 144,500 MHz (sygnał „lustrzany"). Prawdopodobieństwo zaistnienia takiej sytuacji jest jednak niewielkie, jeżeli mieszkamy w pobliżu nadajnika przemiennika lub w miejscowości o mniejszej liczbie krótkofalowców aktywnie pracujących w tym akurat zakresie pasma 2 m.

Aby włączyć przemiennik należy na modulator podać sygnał 1750 Hz. Można w tym celu spróbować zagwizdać do mikrofonu (bywa skuteczne, ale jest mało eleganckie). Lepiej oczywiście zastosować specjalny generator tonu m.cz. o takiej właśnie częstotliwości (1750 Hz). Generator taki można zbudować z wykorzystaniem układu scalonego ULY7855, na przykład według rysunku 7.5 (po niewielkiej korekcji elementów *RC*). W najprostszym przypadku można przystosować układ scalony *US3* do generacji sygnału poprzez połączenie wyjścia z wejściem za pośrednictwem dobranego kondensatora (aby uzyskać częstotliwość zbliżoną do 1750 Hz). Warto więc przewidzieć na płycie czołowej urządzenia specjalny przycisk „TON" do włączania przemiennika.

Zadaniem wzmacniacza z tranzystorem *T3* pracującym w klasie C jest wzmocnienie sygnału generatora zmodulowanego częstotliwościowo i przekazanie go następnie do wzmacniacza końcowego z tranzystorem *T4* (BFY99). Dopasowanie stopnia wyjściowego do anteny zrealizowane jest za pomocą dzielnika pojemnościowego C_{18}, C_{19}. Moc wyjściowa stopnia końcowego wynosi około 0,5 W. Eksperymentalny układ radiotelefonu zmontowano na płytce laminowanej z wyfrezowanymi polami lutowniczymi przedstawionej na rysunku 11.49. Cewki w.cz. nawinięto drutem DNE 1 na średnicy 6 mm. Uzwojenia L_1, L_2, L_8, L_9, L_{10} zawierają po 5 zwojów, L_7 — 3 zwoje, a L_{11} — 10 zwojów. Obwody p.cz. o częstotliwości 600 kHz można uzyskać w prosty sposób przez korekcję pojemności popularnych obwodów p.cz. 465 kHz. Można też zastosować jako L_3, L_4, L_5, L_6 typowe dławiki o indukcyjności 100 μH, z podanymi bowiem na schemacie kondensatora 680 pF uzyska się częstotliwość rezonansową akurat 600 kHz.

Uruchomienie urządzenia rozpoczynamy od generatora kwarcowego z tranzystorem *T2*. Poprzez ustawienie trymerów powinniśmy uzyskać na kolektorze tranzystora sygnał o częstotliwości 145 MHz. Korekcji częstotliwości rezonatora kwarcowego można dokonać przez włączenie w szereg z rezonatorem dobranej indukcyjności lub pojemności. W pierwszym przypadku spowoduje to obniżenie częstotliwości, a w drugim podwyższenie. Jeżeli jesteśmy pewni, że uzyskaliśmy właściwą częstotliwość wyjściową generatora, to strojenie toru odbiornika oraz nadajnika sprowadza się do korekcji zestrojenia obwodów *LC* na maksimum czułości oraz mocy wyjściowej nadajnika.



Rys. 11.49. Płytka montażowa radiotelefonu

Do uruchomienia radiotelefonu można wykorzystać wcześniej opisane przyrządy: sondę w.cz., miernik częstotliwości i generator FM.

Jeżeli chcemy przystosować radiotelefon do pracy simplex, czyli takiej, gdy częstotliwość nadawania jest taka sama, jak częstotliwość odbioru, należy zastosować w obwodzie generatora dwa rezonatory kwarcowe o częstotliwościach różniących się o 66,6 kHz (200 kHz). Chcąc pracować np. na częstotliwości 145,3 MHz należy zastosować w obwodzie nadajnika rezonator 48,433 (16,144) MHz, w obwodzie zaś odbiornika 48,633 (16,211) MHz. Po powieleniu uzyskamy na wyjściu częstotliwość przy nadawaniu 145,3 MHz, a przy odbiorze 145,9 MHz. W przypadku trudności z uzyskaniem wymaganej wartości częstotliwości rezonatora odbiornika można zmienić częstotliwość pośrednią w zależności od potrzeb.

12

Transwertery

Transwertery są przystawkami umożliwiającymi rozszerzenie zakresu transceivera. Schemat blokowy takiego urządzenia (pod warunkiem, że układ pracuje rewersyjnie — dwukierunkowo) jest taki sam jak konwertera z rysunku 9.1. Również schemat ideowy konwertera z rysunku 9.2 może być wykorzystany do budowy transwertera. Należy dodatkowo zastosować wzmacniacz odbiornika, wzmacniacz nadajnika oraz układ przełączania anteny.

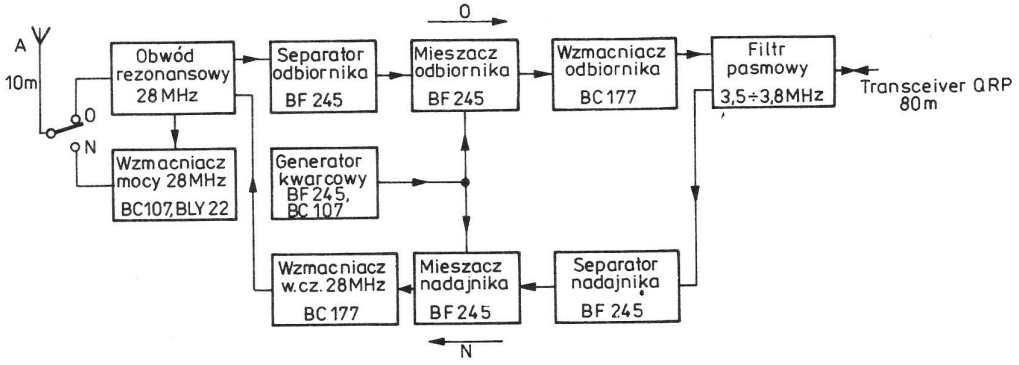
12.1. Transwerter QRP 10/80 m

Transwerter QRP 10/80 m umożliwia posiadaczom jednopasmowego transceivera QRP (SSB-CW) na zakres 3,5÷3,8 MHz pracę w pasmie 28 MHz. Moc wyjściowa toru nadawczego wynosi około 1 W przy mocy wejściowej z transceivera 20÷50 mW. Czułość toru odbiorczego jest nie gorsza niż 1μV i głównie zależy od czułości transceivera.

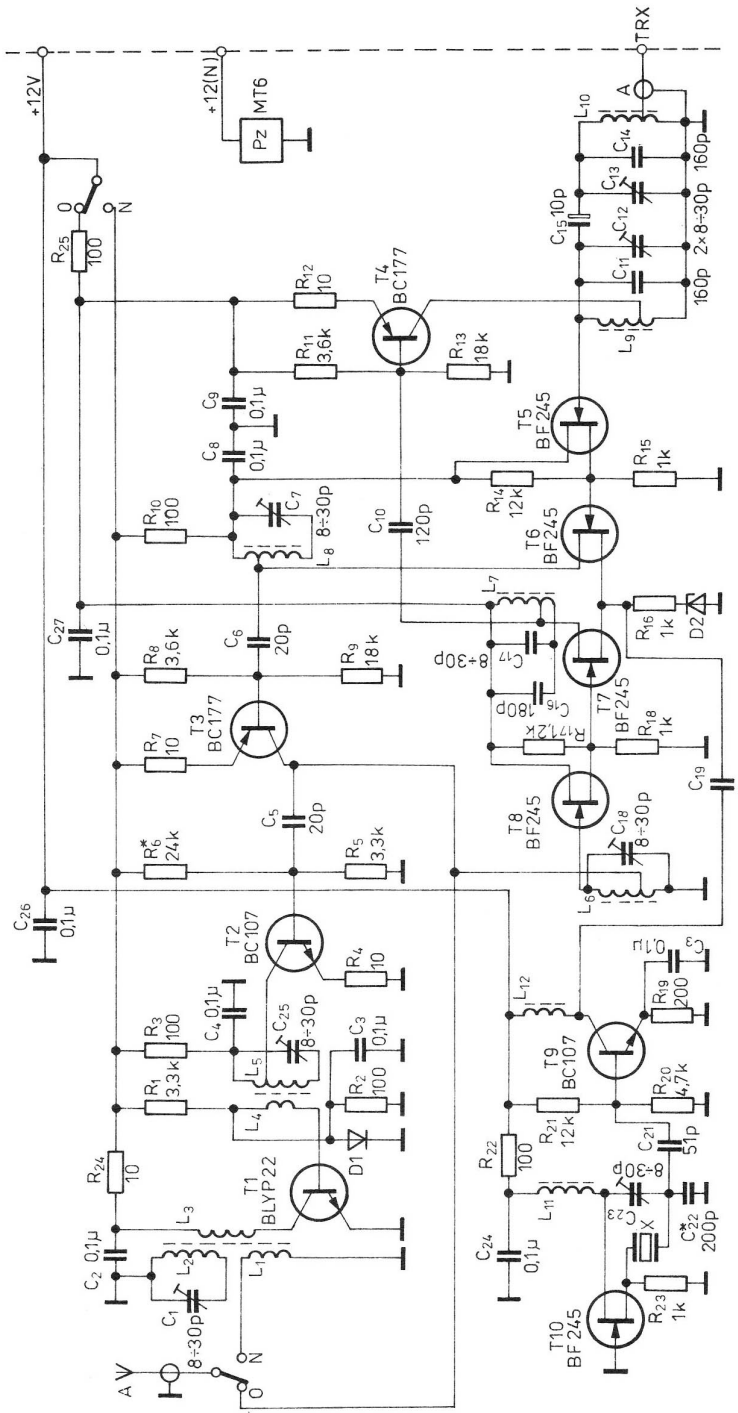
Schemat blokowy transwertera, z zaznaczeniem powiązań jego członów w warunkach pracy jako odbiornik bądź jako nadajnik, przedstawiono na rysunku 12.1. W urządzeniu zastosowano łatwo dostępne podzespoły czynne i bierne produkcji krajowej.

Schemat ideowy przystawki przedstawiono na rysunku 12.2. Podczas odbioru sygnał z anteny przez zestyki przekaźnika *Pr* jest doprowadzany do obwodu rezonansowego L_6, C_{18}, a następnie do wtórnika źródłowego z tranzystorem *T8*. Rezystor R_{18} jest obciążeniem wtórnika, jednocześnie stanowi wraz z rezystorem R_{17} dzielnik napięcia ustalający punkt pracy mieszacza z tranzystorem *T7*. W celu ustawienia punktu pracy mieszacza na odcinku kwadratowej charakterystyki napięciowo-prądowej zastosowano dodatkowo w źródle diodę Zenera *D2* oraz rezystor R_{16}. Z obwodu wyjściowego mieszacza L_7, C_{16}, C_{17} sygnał pośredniej częstotliwości (3,5÷3,8 MHz) jest wzmacniany przez tranzystor *T4*, a następnie doprowadzany do wejścia antenowego transceivera za pomocą dwuobwodowego filtru L_9, C_1, C_{12}, C_{15}, L_{10}, C_{13}, C_{14}.

Podczas nadawania sygnał z transceivera przez ten sam filtr dwuobwodowy oraz wtórnik źródłowy



Rys. 12.1. Schemat blokowy transwertera



Rys. 12.2. Schemat ideowy transwertera 10/80 m (*D1* — BYP401/50, *D2* — 3V3)

z tranzystorem *T5* jest doprowadzany do mieszacza z tranzystorem *T6*. W celu uproszczenia sposobu przełączania nadawanie/odbiór źródła tranzystorów polowych *T7* i *T6* zostały połączone ze sobą. W obwodzie rezonansowym L_8, C_7 powstaje sygnał leżący w pasmie 10 m, który następnie zostaje wzmocniony w układzie z tranzystorem *T3*. Dzięki obwodowi L_6, C_{18} sygnał zostaje dodatkowo odfiltrowany, a następnie doprowadzony do dwustopniowego wzmacniacza mocy z tranzystorami *T2*, *T1*. Obciążeniem tranzystora *T2* jest obwód rezonansowy L_5, C_{25}, którego wtórne uzwojenie L_4 steruje wzmacniacz z tranzystorem *T1*. Sygnał wyjściowy, uformowany w pasmie 10 m przez obwód L_3, L_2, C_1 oraz wtórne uzwojenie sprzęgające L_1, jest doprowadzony przez zestyki przekaźnika do anteny.

Generator kwarcowy pracuje z tranzystorem polowym *T10* w układzie z uziemioną bramką. Tranzystor *T11* stanowi wzmacniacz sygnałów generatora, zapewniając wyjściową amplitudę sygnału w.cz. około 2,5 V. W urządzeniu modelowym zastosowano rezonator kwarcowy o częstotliwości 32,1 MHz (rozdział 10.7), przez co uzyskano częstotliwość pracy przystawki 28,3 ÷ 28,6 MHz. W zależności od zastosowanego w generatorze rezonatora kwarcowego uzyska się pokrycie odpowiedniego wycinka pasma 10 m. Chcąc uzyskać pokrycie całego pasma amatorskiego należy zastosować rezonatory o następujących wartościach: 31,8, 32,1, 32,4, 32,7, 33,0 i 33,3 MHz przełączane sześciopozycyjnym przełącznikiem podzakresów.

Wszystkie uzwojenia w transwerterze zostały nawinięte na pierścieniowych rdzeniach toroidalnych, o średnicy zewnętrznej 10 mm z materiału U11, pochodzących z filtrów FM. W przypadku gdy mamy pierścienie ferrytowe z nieznanego materiału (o nieznanej liczbie *AL*) liczby zwojów należy ustalić doświadczalnie, zachowując indukcyjności podane w tablicy 12.1. Stosowanie rdzeni pierścieniowych umożliwia wyeliminowanie ekranów.

Tablica 12.1. Dane techniczne cewek

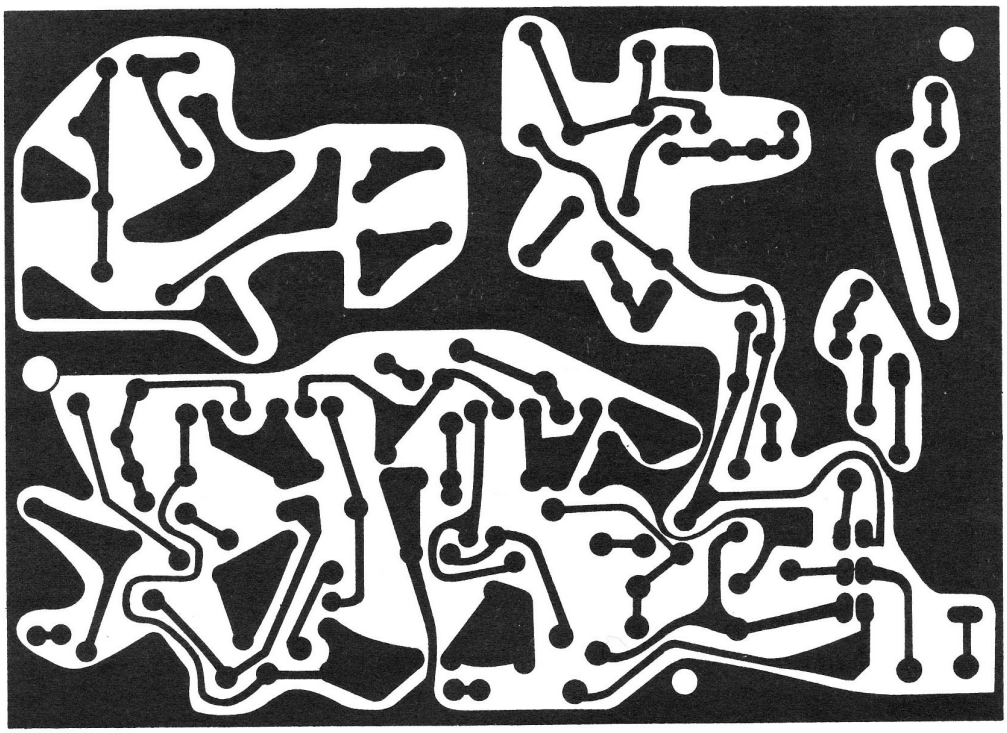
Oznaczenie	Indukcyjność [μH]	Liczba zwojów	Ø drutu [mm]
L_1	–	3	0,4
L_2	1,4	12	0,4
L_3	–	2	0,4
L_4	–	2	1,4
L_5	0,5	3+5	0,4
L_6	0,5	3+5	0,4
L_7	7,5	20+5	0,2
L_8	0,5	2+6	0,4
L_9	7,5	20+5	0,2
L_{10}	7,5	20+5	0,2
L_{11}	0,67	7	0,4
L_{12}	100	40	0,2

Uwaga. Rdzenie pierścieniowe o średnicy 10 mm z materiału U-11 (z filtrów p.cz. FM).

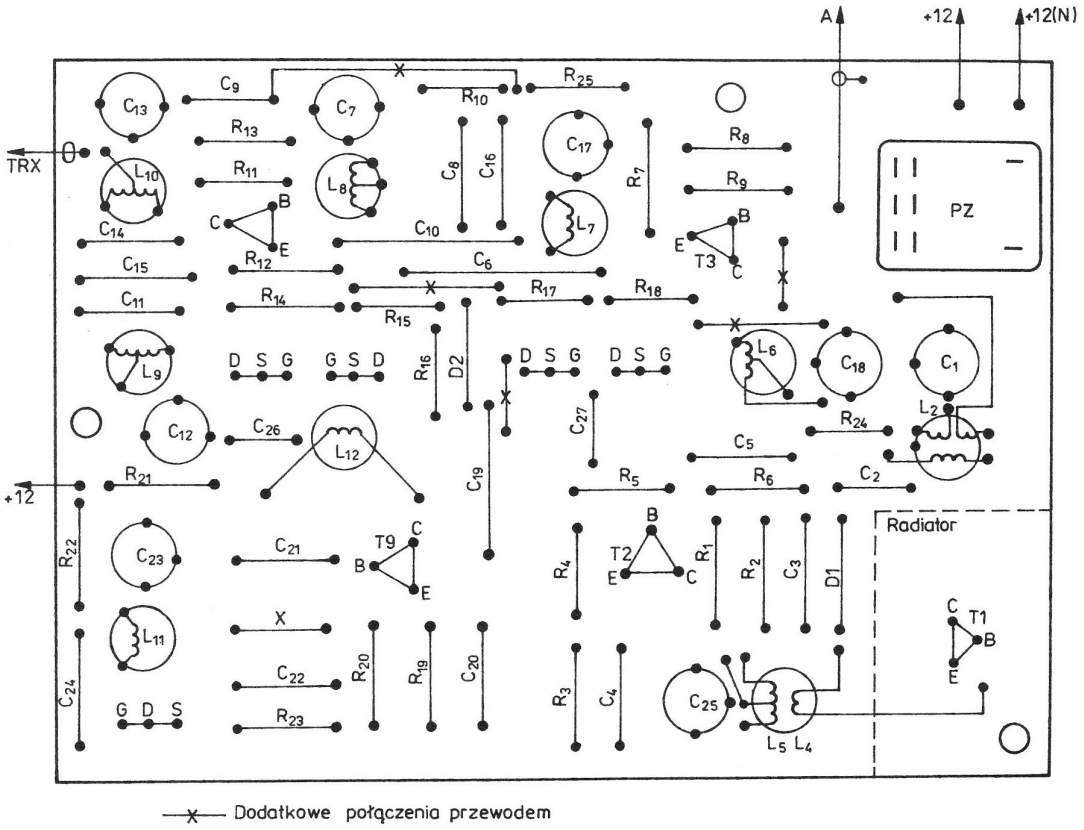
Całe urządzenie zmontowano na jednaj płytce drukowanej przedstawiono na rysunku 12.3. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rysunku 12.4. Płytkę umieszczono w obudowie wykonanej przez wygięcie dwóch prostokątów z blachy aluminiowej w kształcie litery U. Urządzenie jest wyposażone w dwa gniazda BNC zapewniające wejście i wyjście oraz w gniazdo diodowe doprowadzające napięcie zasilania oraz napięcie sterujące przekaźnik. Napięcia te są pobierane z transceivera. Uruchomienie transwertera rozpoczynamy od generatora kwarcowego. Jego zestrojenie na częstotliwość pracy rezonatora należy wykonać przez regulację trymerem C_{23}. W razie trudności z uzyskaniem drgań należy zmienić wartość kondensatora C_{22}. Napięcie o amplitudzie około 2,5 V o możliwie sinusoidalnym przebiegu należy uzyskać na źródłach tranzystorów w mieszaczu przez dobranie elementów C_{21} i R_{21}.

Następnie należy zestroić filtr dwuobwodowy za pomocą trymerów C_{12}, C_{13}. W tym celu do bazy tranzystora *T4* przez kondensator o pojemności rzędu 10 pF należy doprowadzić sygnał o częstotliwości około 3,65 MHz i mocy około 15 mW (można połączyć przez tłumik wyjście transceivera przystosowanego do pracy emisją A1A). Napięcie na wyjściu A – TRX mierzymy woltomierzem w.cz. lub miernikiem uniwersalnym z sondą w.cz. Trymery C_{12}, C_{13} należy tak ustawić, aby uzyskać jak najbardziej równomierne wychylenie wskazówki woltomierza podczas przestrajania generatora w zakresie 3,5 ÷ 3,8 MHz. Następnie sygnał z generatora o częstotliwości zbliżonej do częstotliwości środkowej żądanego pasma 10 m i amplitudzie kilku μV doprowadzamy do gniazda antenowego transwertera i ustawiamy trymery C_{18}, C_{17} na maksimum wskazań na wyjściu A-TRX. Po ustawieniu trymerów kierując się jednocześnie maksymalnym napięciem na wyjściu dobieramy wartość rezystora R_{17}.

W torze nadawczym po przełączeniu transwertera na nadawanie i doprowadzeniu sygnału o częstotliwości 3,65 MHz oraz 20 mW do gniazda A-TRX należy ustawić trymer C_7 tak, aby uzyskać maksymalną amplitudę napięcia na drenie tranzystora *T6*. Wartość rezystora R_{14} należy dobrać również tak, aby uzyskać maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego. Szczególną uwagę należy zwrócić na dobór punktów pracy tranzystorów we wzmacniaczu mocy. Prąd spoczynkowy tranzystora *T2* należy ustalić rezystorem R_6 do wartości zbliżonej do 5 mA, a tranzystora *T1* dobraniem wartości rezystora R_1 do wartości prądu 10 ÷ 15 mA. Pomiar prądów spoczynkowych należy wykonać pośrednio za pomocą pomiaru spadków napięć na



Rys. 12.3. Płytka drukowana transwertera 10/80 m



Rys. 12.4. Rozmieszczenie elementów

rezystorach R_4 i R_{24}. Tranzystor mocy *T1* umocowano na płytce z blachy aluminiowej o grubości 4 mm i rozmiarach 24 × 35 mm, którą przykręcono do obudowy. Dioda *D1* powinna dotykać obudowy radiatora, gdyż tylko w ten sposób będzie wpływać na zmniejszenie prądu tranzystora *T1* przy wzroście jego temperatury. W celu uzyskania maksymalnej sprawności wzmacniacza mocy można dobrać liczbę zwojów cewki L_4 regulując za każdym razem ustawienie trymera C_{25} na maksymalne napięcie występujące na rezystorze 75 Ω (mierniku mocy w.cz.) dołączonym do wyjścia antenowego.

Obwód wyjściowy wzmacniacza mocy korygujemy również przez dobranie liczby zwojów cewki L_1 oraz ustawienie trymera C_1 na maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego. Jeżeli wzmacniacz mocy będzie wykazywał tendencje do samowzbudzenia można w szereg z uzwojeniem cewki L_4 włączyć rezystor o wartości kilku Ω. Proces strojenia transwertera będzie przebiegał znacznie szybciej, jeśli wszystkie obwody rezonansowe zostaną wstępnie zestrojone „na zimno" za pomocą GDO. Sposób połączenia transceivera o mocy wyjściowej większej od 50 mW z opisanym transwerterem przedstawiono na rysunku 12.5. W przypadku mocy większej niż 2 ÷ 3 W nie zaleca się stosowania tłumika nie tylko ze względu na ekonomiczne zasilanie, lecz również ze względu na możliwość uszkodzenia elementów wejściowych transwertera. W takim przypadku lepiej dobudować dodatkowe gniazdo BNC w transceiverze, pomijając wzmacniacz mocy.

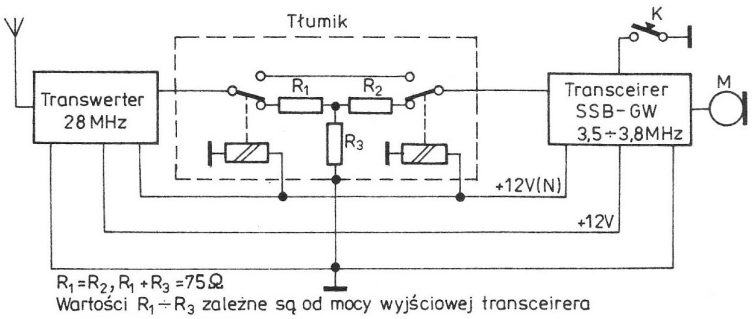
12.2. Transwerter do transceivera 160 m

Przedstawiony układ transwertera jest przeznaczony do rozszerzenia możliwości pracy transceivera (rozdział 11.5) na pasma 80, 40, 20, 15 m (w wybranej części podzakresu). Konstrukcja tego układu jak również wymiary płytki montażowej są identyczne jak w transceiverze 160 m, można więc te urządzenia zestawić w jedną całość.

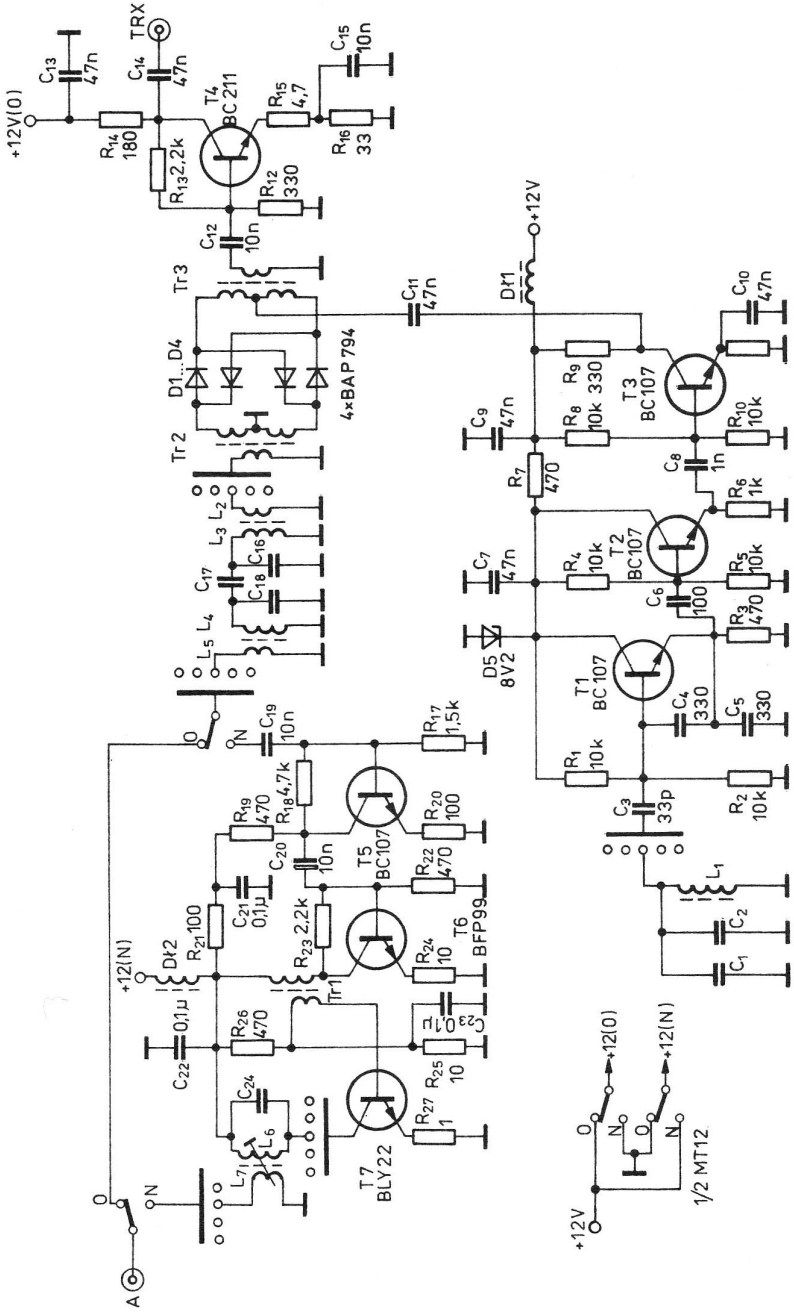
Schemat elektryczny transwertera przedstawiono na rysunku 12.6. Sterowanie przekaźnika „*N/O*" (nadawanie/odbiór) (MT12) odbywa się z transceivera przez podanie napięcia +12 V (N). Sygnał z anteny przez filtr dwuobwodowy ($L_2 \div L_5$, $C_{16} \div C_{18}$) jest podany do diodowego mieszacza szerokopasmowego $D1 \div D4$. Również do mieszacza przez C_{11} jest podany sygnał z generatora. Całe widmo sygnału z wyjścia mieszacza podlega wzmocnieniu we wzmacniaczu szerokopasmowym na tranzystorze *T4*, a właściwa selekcja sygnału następuje w transceiverze. Ze względu na trudności z nabyciem odpowiednich rezonatorów w generatorze zastosowano obwody *LC*. Stabilność częstotliwości zależy w dużym stopniu od zastosowanych kondensatorów $C_1 \div C_6$. Kondensatory C_1, C_2 powinny być dobrane pod względem kompensacji temperaturowej. Tranzystor *T1* (BC107) pracuje w układzie generatora Seylera. Natomiast tranzystory *T2*, *T3* (2 × BC107) stanowią odpowiednio separator w układzie wtórnika emiterowego oraz wzmacniacz z obciążeniem rezystancyjnym. Częstotliwości VFO na dwóch najniższych pasmach (80 i 40 m) są wyższe od częstotliwości wejściowej o wartość częstotliwości pośredniej (1,8 MHz), na dwóch wyższych pasmach (20 i 15 m) zaś odpowiednio mniejsze — w celu zachowania właściwej wstęgi sygnału.

Przy nadawaniu następuje automatycznie zmiana kierunku sygnału w mieszaczu i filtrze pasmowym. Sygnał z transceivera jest podany do mieszacza przez tłumik R_{14}, R_{13}, R_{12} wchodzący w skład wzmacniacza (R_{14} połączony z masą za pośrednictwem styków przekaźnika MT12). Po filtrze pasmowym sygnał podlega wzmocnieniu we wzmacniaczu liniowym na tranzystorach *T+*, *T6*, *T7* (BC107, BFP99, BLY22). Pierwszy stopień pracuje z obciążeniem rezystancyjnym, drugi tranzystor natomiast z obciążeniem indukcyjnym. Obwód L_6, C_{24} jest zestrojony na środek pasma wyjściowego. Dopasowanie do anteny odbywa się przez uzwojenie sprzęgające L_7. Moc wyjściowa urządzenia wynosi około 2 W.

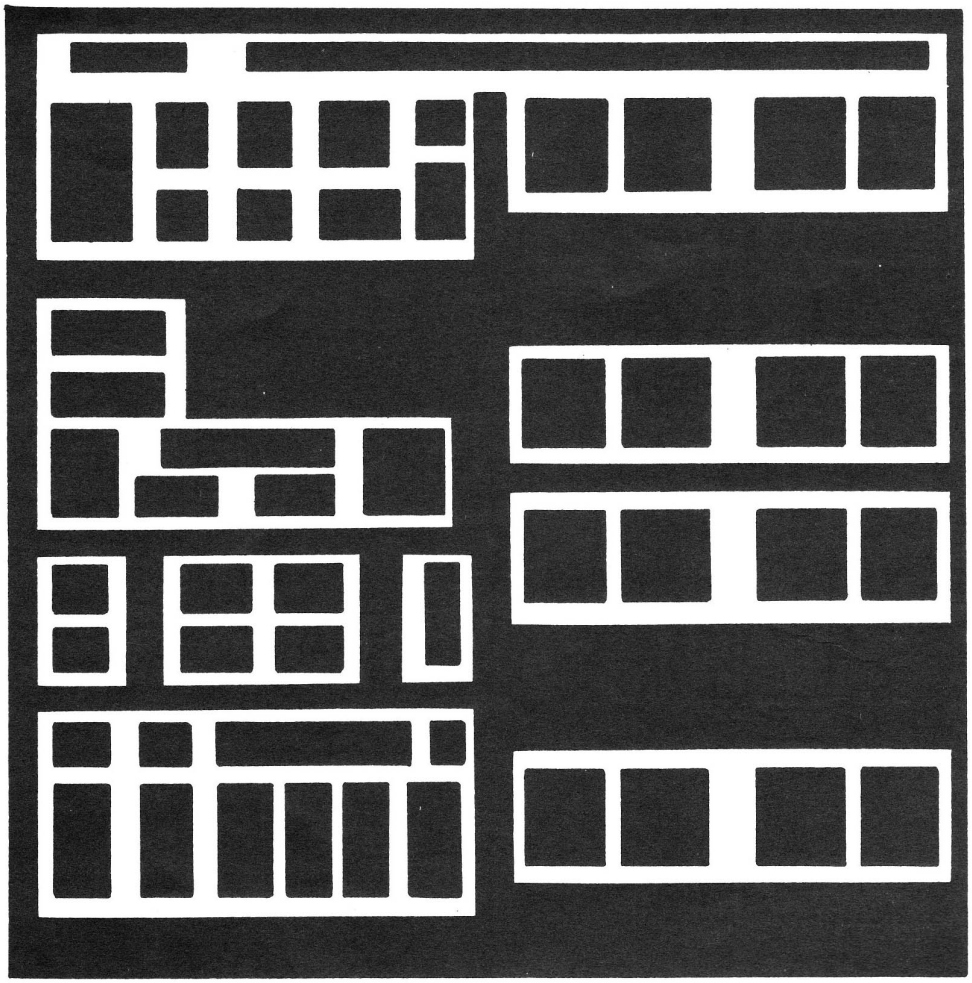
Układ elektryczny zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 12.7. Wszystkie elementy przylutowano od strony miedzi bez ko-



Rys. 12.5. Schemat połączeń transwertera z transceiverem



Rys. 12.6. Schemat ideowy transwertera do transceivera 160 m



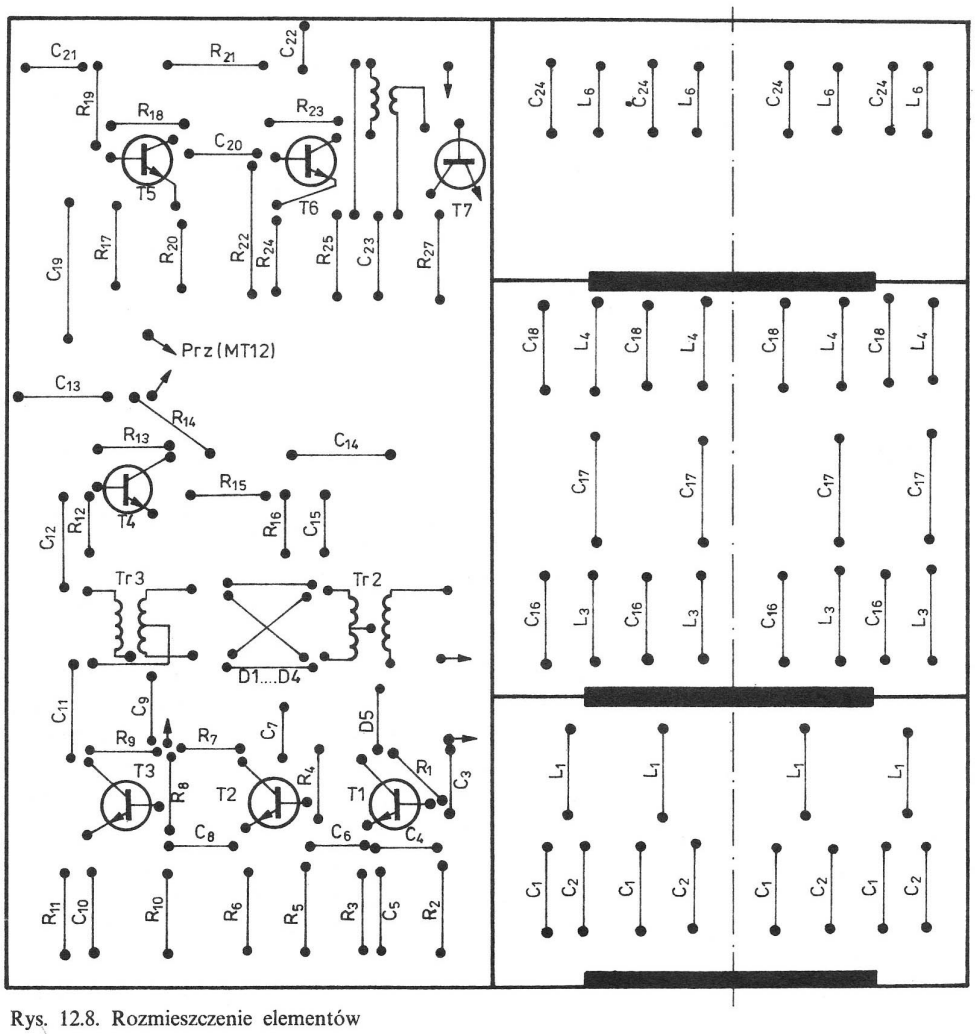
Rys. 12.7. Płytka drukowana transwertera do transceivera 160 m

nieczności wiercenia otworów. Taki montaż jest wygodny zarówno do różnego rodzaju eksperymentów, jak również ze względu na fakt zastosowania elementów i podzespłów różnych wielkości. Sposób montażu przedstawiono na rysunku 12.8. Poszczególne grupy obwodów rezonansowych *LC* są oddzielone od siebie przegrodami ekranującymi. W ekranach poprzecznych znajdują się centrycznie wykonane otwory o średnicy 7 mm, przez które przechodzi oś mechanizmu przełącznika obrotowego. „Gorące" końce obwodów rezonansowych przylutowano bezpośrednio do styków przełącznika obrotowego, którego płytki przykręcono do ekranów. Tranzystor końcowy *T7* przykręcono do tylnej ścianki urządzenia w celu lepszego chłodzenia. Obudowę stanowią dwa elementy wygięte z blachy aluminiowej 225×135 mm o grubości 2 mm.

Obwody rezonansowe nawinięto na korpusach cewek odbiorników telewizyjnych o średnicy 7 mm, przyklejonych do płytki w miejscach zaznaczonych na rysunku krzyżykiem. Transformatory *Tr2*, *Tr3* zawierają po 3 uzwojenia po 8 zwojów nawinięte drutem DNEJ0, 3 na rdzeniach toroidalnych RP $10 \times 7 \times 3$ z materiału F2001. Transformator *Tr1* nawinięto takim samym drutem na takim samym rdzeniu, z tym, że uzwojenie pierwotne ma 15 zwojów, a wtórne 2 zwoje. Dane obwodów rezonansowych przedstawiono w tablicy 12.2.

Sposób uruchamiania i strojenia nie różni się od wcześniej opisywanych metod. Najpierw należy skontrolować i ewentualnie skorygować punkty pracy tranzystorów, potem ustawić częstotliwości generatora, a na koniec zestroić obwody pasmowe na maksimum siły głosu przy odbiorze. Obwód wyjściowy nadajnika należy zestroić na maksimum mocy oddawanej do anteny.

Chcąc uzyskać pokrycie całych podzakresów pasm, można wprowadzić dostrojenie VFO za pomocą dodatkowego kondensatora zmiennego lub przez dodatkowe pojemności C_1 dołączane np.



Rys. 12.8. Rozmieszczenie elementów

dwunastopozycyjnym przełącznikiem obrotowym. Obudowa urządzenia zależy od inwencji konstruktora i powinna być dopasowana do obudowy transceivera 160 m.

Tablica 12.2. Dane techniczne cewek

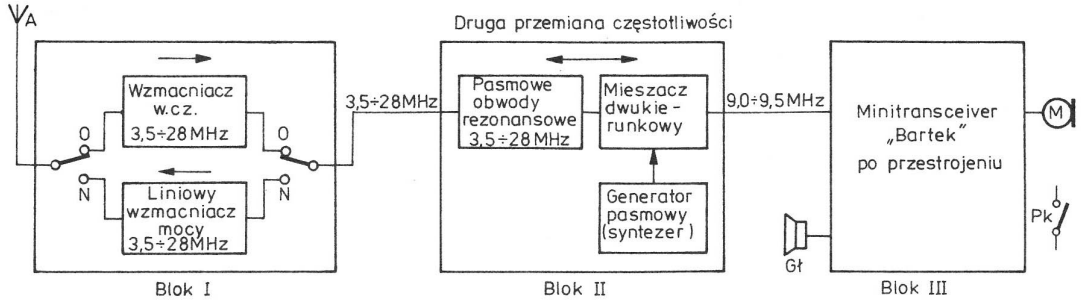
Pasmo [MHz]	VFO [MHz]	L_1 liczba zwojów	C_1+C_2 [pF]	Ø drutu [mm]
3,5	5,4	63	100	0,15
7,0	5,2	63	100	0,15
14,0	12,2	20	47	0,25
21,0	19,0	14	36	0,25

Pasmo [MHz]	C_{16}, C_{18} [pF]	C_{17} [pF]	L_4, L_3 liczba zwojów	L_5 L_2 liczba zwojów	Ø drutu [mm]
3,5	150	15	35	5	0,15
7,0	220	8,2	15	3	0,2
14,0	150	3,9	8	1	0,4
21,0	120	3,3	7	0,5	0,6

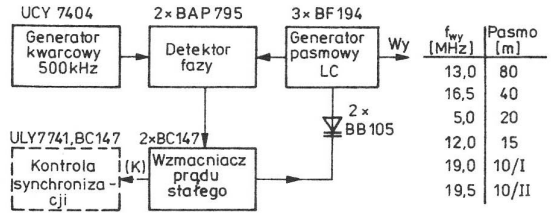
12.3. Transwerter pięciopasmowy do minitransceivera BARTEK I

Schemat blokowy transwertera zamieszczono na rysunku 12.9. Opisano tu szczegółowo blok II jako drugą przemianę częstotliwości oraz blok III w części dotyczącej przystosowania minitransceivera BARTEK w pasmie 9,0÷9,5 MHz. Przy użyciu opisanego układu jest możliwa praca w pasmie 3,5÷28 MHz po dodaniu bloku I (wzmacniacza liniowego mocy oraz wzmacniacza w.cz. odbiornika). Stopnie te można zbudować według opisów zamieszczonych w różnych częściach książki lub zrobić według własnego uznania.

Na rysunku 12.10 pokazano schemat blokowy generatora (syntezera częstotliwości), który pracuje z fazową pętlą synchronizacji – PLL. Wykorzystując rezonator kwarcowy 500 kHz układ dostarcza częstotliwości potrzebnych do przemiany częstotliwości o takich wartościach, które pozwalają uzyskać właściwą wstęgę boczną sygnału SSB we wszystkich zakresach.

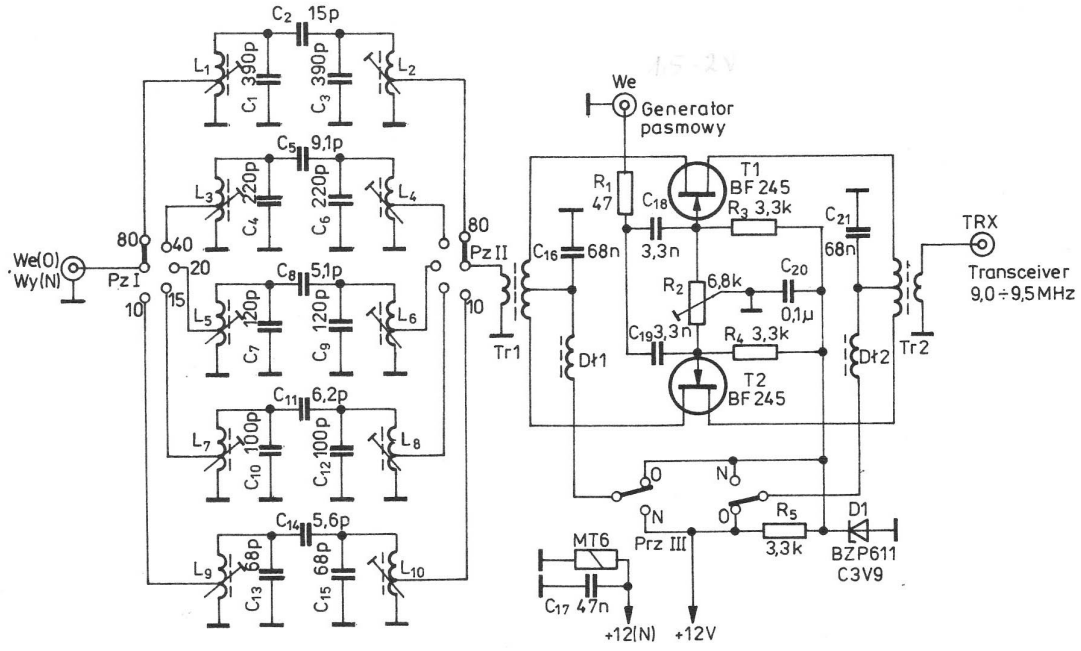


Rys. 12.9. Schemat blokowy transwertera



Rys. 12.10. Schemat blokowy generatora–syntezera

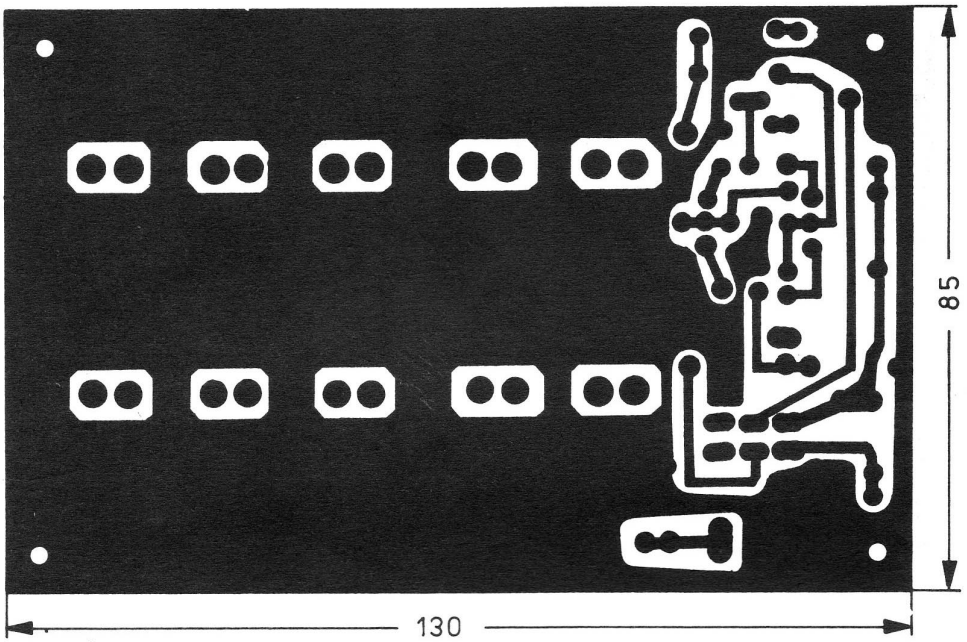
Schemat ideowy dwukierunkowego mieszacza wraz z pasmowymi obwodami rezonansowymi jest przedstawiony na rysunku 12.11. Cechą charakterystyczną zastosowanego rozwiązania jest dwukierunkowość bloku, polegająca na pracy zarówno przy nadawaniu, jak i przy odbiorze bez konieczności stosowania przełączeń (We/Wy), w torze sygnału w.cz. O kierunku transmisji sygnału między wejściem a wyjściem decyduje odpowiednia polaryzacja elektrod źródła i drenu tranzystorów polowych. Inaczej mówiąc, rewersyjna realizacja układu z tranzystorem polowym polega na zamianie miejscami biegunów źródła zasilania *S* i *D*. Odpowiedni punkt pracy mieszacza zrównoważonego z tranzystorami *T1*, *T2* (2 × BF245) zapewnia przekaźnik MT6, którego styki są tak połączone, że na środkowych odczepach uzwojeń transformatorów szerokopasmowych *Tr1*, *Tr2*, a tym samym na *S* i *D*, raz występuje napięcie +3,9 V, a drugi raz +12 V. W stanie spoczynkowym styki wspomnianego przekaźnika zapewniają transmisję sygnału dla kierunku odbiorczego, a po podaniu na jego uzwojenie +12 V („N") dla kierunku nadawczego. Sygnał z generatora o amplitudzie 1,5÷2 V jest podany na bramki tranzystorów przez rezystor R_1 oraz pojemności C_{18} i C_{19}. Potencjometr R_2 służy do równoważenia mieszacza. Tłumienie częstotliwości nośnej mieszacza wynosi około 30 dB. Całkowite wzmocnienie przemiany w rozwiązaniu modelowym wynosiło około 6 dB (w przeciwieństwie do mieszaczy diodowych, na których następuje strata wzmocnienia).



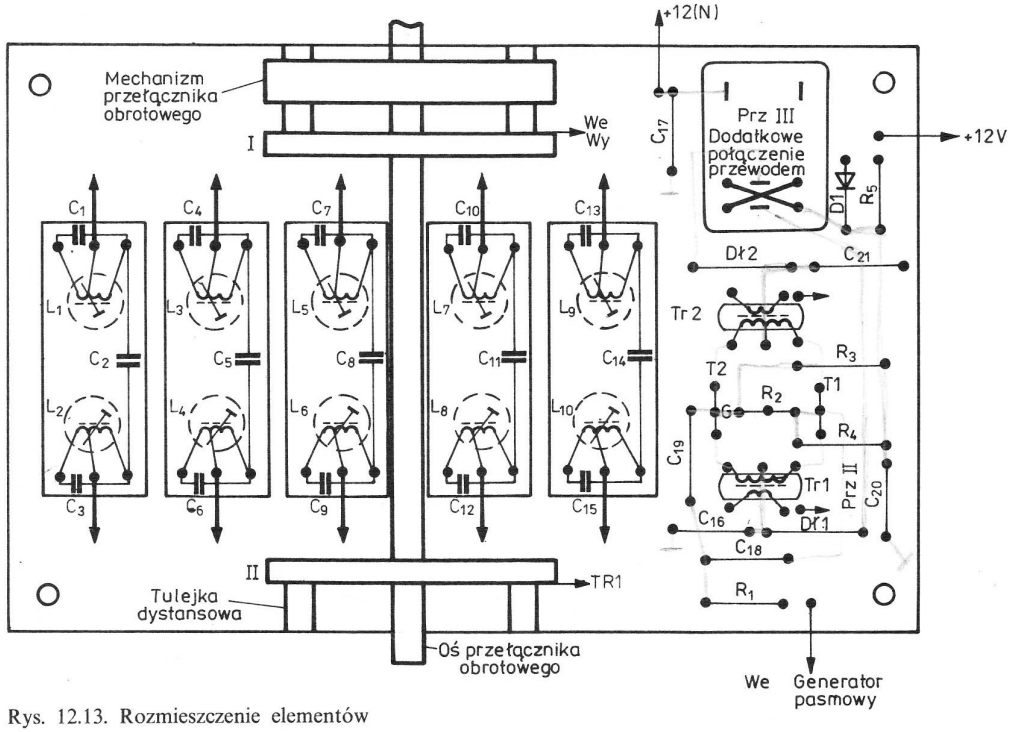
Rys. 12.11. Schemat ideowy mieszacza rewersyjnego z obowodami pasmowymi

Na rysunku 12.12 przedstawiono płytkę drukowaną mieszacza wraz z pasmowymi obwodami rezonansowymi, na rysunku 12.13 zaś rozmieszczenie elementów na płytce montażowej.

Transformatory *Tr1* i *Tr2* są wykonane na rdzeniach dwuotworowych z materiału F81 z odbiorników telewizyjnych. Ich uzwojenie nawinięto przewodem DNEJO,3. Strona pierwotna zawiera po 2 uzwojenia po 4 zwoje, a strona wtórna (uzwojenie sprzęgające) — 2 zwoje. Dławiki odsprzęgające *Dł1*, *Dł2* zawierają po około 60 zwojów drutu DNE0,1 na pręciku ferrytowym wyjętym z oprawki o średnicy 3 mm (wartości niekrytyczne). Odpowiednią selekcję sygnałów zapewniają filtry dwuobwodowe: po prawej stronie mieszacza — filtr pasmowy 9,0÷9,5 MHz umieszczony wewnątrz minitransceivera, a po lewej stronie mieszacza przełączane filtry — każdy na oddzielne pasmo. Dane uzwojeń $L_1 \div L_{10}$ zawarto w tablicy 12.3. Jako przełączniki *Pr1*, *Pr2* wyko-



Rys. 12.12. Płytka drukowana mieszacza z obwodami pasmowymi



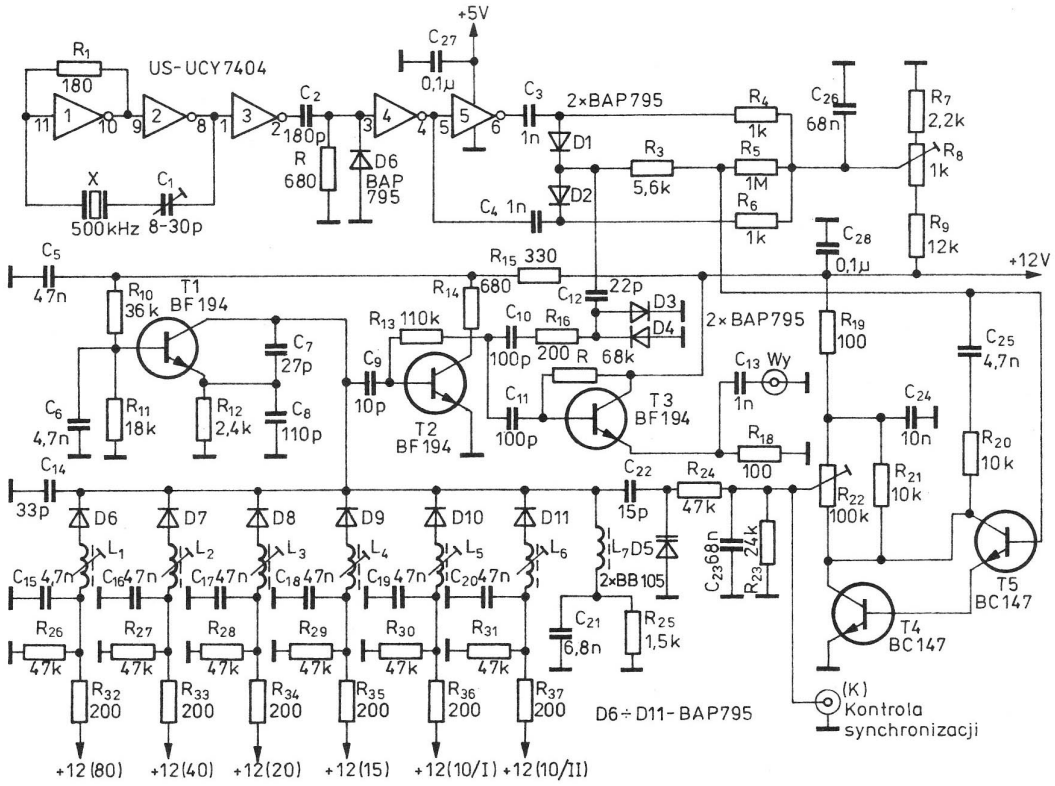
Rys. 12.13. Rozmieszczenie elementów

Tablica 12.3. Dane techniczne cewek

Oznaczenie		Częstotliwość pracy [MHz]	Liczba zwojów	Odczep od masy	Przewód DNE	Korpus	Długość nawinięcia [mm]
Obwody pasmowe	L_1, L_2	3,5 ÷ 3,8	30	4	0,2	Telewizyjne filtry dwu-obwodowe p.cz. (średnica 7 mm)	Zwój przy zwoju
	L_3, L_4	7,0 ÷ 7,1	17	3	0,29		
	L_5, L_6	14,0 ÷ 14,35	14	3	0,35		
	L_7, L_8	21,0 ÷ 21,45	8	2	0,62		
	L_9, L_{10}	28,0 ÷ 29,0	7	2	0,62		
Obwody generatora	L_1	13,0	12	–	0,49	Telewizyjne obwody płaskiego montażu z TV Libra (średnica 7 mm)	10
	L_2	16,5	10	–	0,49		10
	L_3	5,0	30	–	0,27		14
	L_4	12,0	13	–	0,49		10
	L_5	19,0	8	–	0,49		10
	L_6	19,5	8	–	0,49		10

rzystano pięciopołożeniowe obrotowe przełączniki ceramiczne. Uruchomienie płytki ogranicza się do zrównoważenia mieszacza potencjometrem R_2 oraz ustawienia rdzeni w filtrach pasmowych. Zrównoważenie mieszacza można w prosty sposób przeprowadzić za pomocą odbiornika nasłuchowego z S-metrem (radiokomunikacyjnego), ustawionego na 9 MHz i dołączonego do wyjścia transformatora *Tr1*. Do *Tr2* powinien być podany sygnał 9 MHz o mocy nie większej niż 20 mW, a do wejścia generatora sygnał o dowolnej częstotliwości np. 5 MHz i napięciu 1,5 ÷ 2 V. Potencjometr R_2 należy ustawić na minimum wychylenia S-metra. Oczywiście układ musi być zaekranowany, aby sygnały do odbiornika nie docierały inną drogą, lecz tylko przez mieszacz. Filtry pasmowe najlepiej wyregulować za pomocą wobulatora, choć można również za pomocą generatora pokrywającego pasma amatorskie i sondy w.cz. (filtr powinien być obciążony rezystorem 75 Ω).

Na rysunku 12.14 przedstawiono schemat ideowy generatora pasmowego (syntezera) z wykorzystaniem fazowej pętli synchronizacji. Generator częstotliwości odniesienia jest multiwibratorem stero-

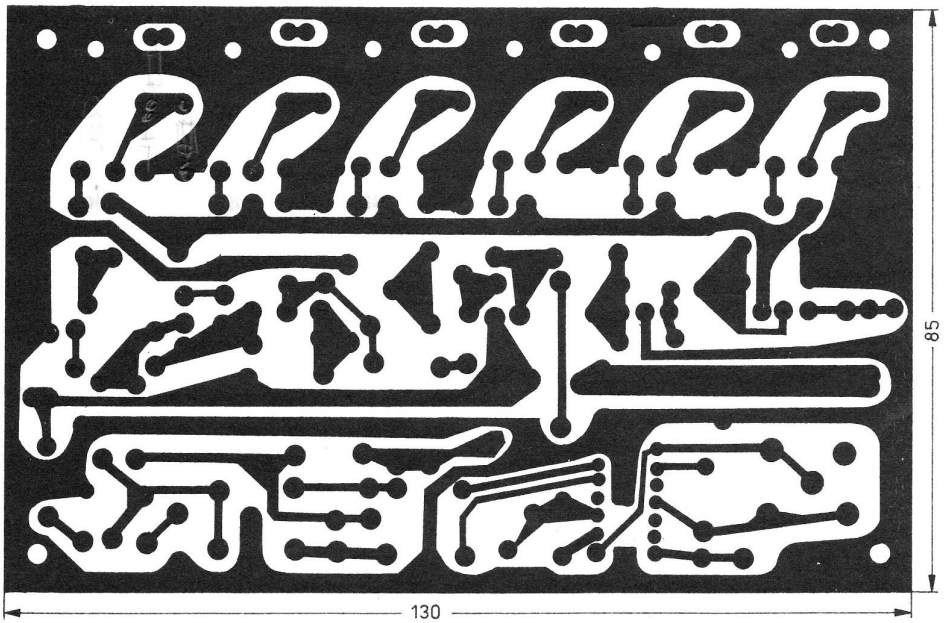


Rys. 12.14. Schemat ideowy generatora–syntezera

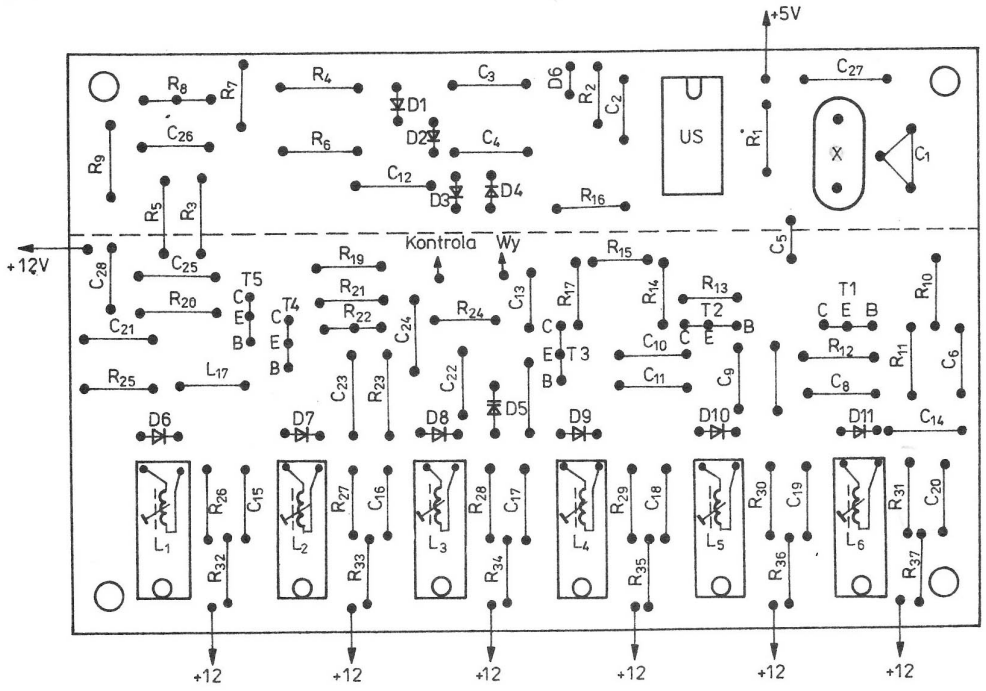
wanym kwarcem 500 kHz i wykonanym na inwerterach *1* i *2* wchodzących w skład układu *US1* (UCY7404). Wyjściowy sygnał prostokątny jest podawany do obwodu różniczkującego C_2, R_2, którego zadaniem jest powiększenie szerokości widma częstotliwości harmonicznych 500 kHz. Inwertery *4* i *5* zapewniają odpowiednie fazy impulsów. Detektor fazy pracuje na diodach *D1* i *D2* oraz rezystorach $R_3 \div R_9$ w konfiguracji często stosowanej w technice tv. Przez kondensator C_{12} sygnały są podawane do detektora fazy z generatora pasmowego *LC* po uprzednim zniekształceniu przebiegu w ograniczniku diodowym *D3*, *D4*. W generatorze fazy są porównywane te częstotliwości z najbliższą częstotliwością harmoniczną 500 kHz. Z tego względu własna niestabilność generatora pasmowego *LC* nie może przekraczać ± 250 kHz, aby nie nastąpiła synchronizacja układu na sąsiednim prążku. Ze względu na wąski zakres trzymania pętli należy dążyć do jak największej stabilności generatora *LC*. Jeżeli po włączeniu układu odchyłka częstotliwości będzie wynosiła nie więcej niż kilkadziesiąt kHz w stosunku do *n*-tej harmonicznej częstotliwości 500 kHz, to na wyjściu detektora fazowego powstanie sygnał błędu fazy, który zostanie wzmocniony we wzmacniaczu prądu stałego na tranzystorach *T4* i *T5* ($2 \times$ BC147...). Zmiana napięcia na kolektorze tranzystora *T4* wynosi $2 \div 10$ V. W konsekwencji nastąpi zmiana pojemności diody pojemnościowej *D5* (dwie równolegle połączone diody BB105) i częstotliwość generatora *LC* przyjmie wartość $n \cdot 500$ kHz. Tak więc stabilność częstotliwości generatora jest uzależniona od stabilności i dokładności ustawienia wzorca częstotliwości. Chcąc uzyskać większą stabilność należy układ zamknąć w termostacie. W momencie utraty synchronizacji układu w punkcie *K* (kontrola) pojawi się napięcie zmienne, które następnie zastanie podane do układu kontroli synchronizacji, powodując gaśnięcie diody LED. Inaczej mówiąc, przy prawidłowej pracy pętli synchronizacji dioda LED świeci.

Generator *LC* pracuje na tranzystorze *T1* (BF194) w układzie wspólnej bazy. Przyłączenie indukcyjności następuje elektronicznie przez podanie napięcia na odpowiednią cewkę obwodu rezonansowego $L_1 \div L_6$. Do przełączenia napięcia wykorzystano jedną połowę przełącznika podzakresów filtrów dwuobwodowych. W celu pokrycia pasma 28 MHz zastosowano dodatkowo na płycie czołowej transceivera przełącznik $28 \div 28{,}5$ (nie uwidoczniony na schemacie). Przy pracy np. na pasmie 80 m napięcie zostaje podane do rezystora R_{32}. Dioda *D6* zostaje spolaryzowana przepustowo i o częstotliwości pracy generatora decyduje indukcyjność cewki L_1. Pozostałe cewki $L_2 \div L_6$ zostają odłączone na skutek polaryzacji diod $D7 \div D11$ w kierunku zaporowym. Do takiej właśnie polaryzacji służą rezystory $R_{27} \div R_{31}$. Tranzystory *T2*, *T3* ($2 \times$ BF194) tworzą odpowiednio wzmacniacz i separator generatora. Sygnał z emitera *T3* przez kondensator C_{13} podany zostaje do wcześniej opisanego mieszacza.

Na rysunku 12.15 przedstawiono płytkę drukowaną generatora–syntezera, a na rysunku 12.16 rozmieszczenie elementów na płytce. Cewki $L_1 \div L_6$ nawinięto na korpusach cewek odbiornika telewizyjnego „Libra". Dane wszystkich uzwojeń zebrano łącznie z danymi filtrów pasmowych w tabeli 12.3. Cewka L_7 pochodzi z filtru p.cz. 465 kHz



Rys. 12.15. Płytka drukowana generatora–syntezera



Rys. 12.16. Rozmieszczenie elementów

ze starego odbiornika radiowego. Do zasilania można wykorzystać opisany wcześniej zasilacz stabilizowany 12 V i 5 V.

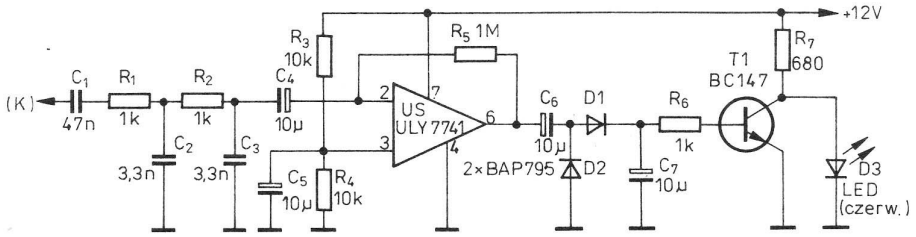
Uruchomienie układu należy rozpocząć od ustawienia trymera C_1 tak, by na wyprowadzeniu 2 UCY7404 występowała częstotliwość 500000 ± 1 Hz. Pomiar można wykonać dokładnym cyfrowym miernikiem częstotliwości lub za pomocą dobrze wyskalowanego odbiornika komunikacyjnego przez zdudnianie na częstotliwości 10 MHz. Regulację detektora należy rozpocząć przy rozwartej pętli synchronizacji. W tym celu należy rezystor R_{24} odłączyć jedną stroną od R_{23} i podać napięcie 6 V (np. przez wykonanie prowizorycznego dzielnika napięcia złożonego z dwóch rezystorów po 10 kΩ dołączonego do +12 V). Do wyjścia generatora pasmowego podłączamy cyfrowy miernik częstotliwości lub wejście odbiornika i przez kolejne podawanie napięcia +12 V na poszczególne podzakresy generatora kontrolujemy częstotliwości wyjściowe. Za pomocą rdzeni cewek należy ustawić wymagane częstotliwości:

L_1 – 13,0 MHz, L_2 – 16,5 MHz,
L_3 – 5 MHz, L_4 – 12 MHz,
L_5 – 19 MHz, L – 19,5 MHz.

W przypadku trudności z uzyskaniem podanych wartości częstotliwości, przy położeniu rdzeni w środkowych częściach korpusów należy skorygować liczby zwojów. Amplituda wyjściowego sygnału powinna wynosić 1,5÷2 V. Jest ona zależna od wzmocnienia tranzystorów i z tego względu może być konieczne dobranie punktów pracy, za pomocą R_{10}, R_{13}, R_{17} tak, by osiągnąć wymaganą amplitudę przy jak najmniejszych zniekształceniach sinusoidy. Następnie do punktu K podłączamy woltomierz o dużej rezystancji wewnętrznej. Potencjometr R_{22} należy ustawić na największą wartość rezystancji (suwak od strony kolektora tranzystora $T4$), R_8 zaś w takie położenie, by woltomierz wskazywał 6 V. W przypadku trudności należy skorygować wartość R_{23}. Po tej czynności można zamknąć już pętlę synchronizacji fazowej przez dolutowanie rezystora R_{24} na swoje miejsce. Częstotliwość nie powinna ulec zmianie. Chcąc sprawdzić działanie synchronizacji należy w sposób sztuczny przestroić generator LC przez pokręcenie rdzeniem w aktualnie włączonej cewce. Częstościomierz powinien wskazywać tą samą wartość częstotliwości, a przy dalszym pokręceniu rdzeniem powinien nastąpić przeskok na częstotliwość większą lub mniejszą o 500 kHz od uprzednio zadanej.

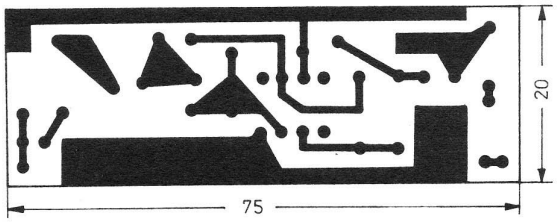
W następnej kolejności sprawdzamy „czystość" sygnału wyjściowego za pomocą oscyloskopu lub odbiornika. Jeżeli przy przesłuchiwaniu sygnału odbiornikiem występuje charakterystyczny szum, należy zwiększyć wzmocnienie wzmacniacza przez zmniejszenie rezystancji potencjometru R_{22} i następnie powtórzyć opisane czynności strojenia.

Na rysunku 12.17 zamieszczono schemat ideowy układu do kontroli synchronizacji (układ pomocniczy, może być pominięty). Jak już podano, przy zerwaniu synchronizacji pętli fazowej w punkcie K pojawia się napięcie zmienne. Zostaje ono



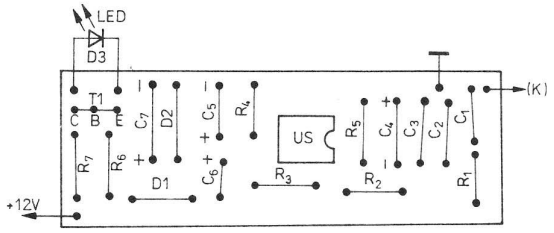
Rys. 12.17. Schemat ideowy układu do kontroli synchronizacji

podane przez filtr dolnoprzepustowy C_2, R_2, C_3 do wzmacniacza operacyjnego, a następnie podlega wyprostowaniu w podwajaczu napięcia na diodach *D1*, *D2*. W konsekwencji następuje nasycenie tranzystora *T1* i zgaśnie dioda LED.
Na rysunku 12.18 przedstawiono płytkę drukowaną układu kontroli synchronizacji, a na rysunku 12.19 rozmieszczenie elementów na płytce.



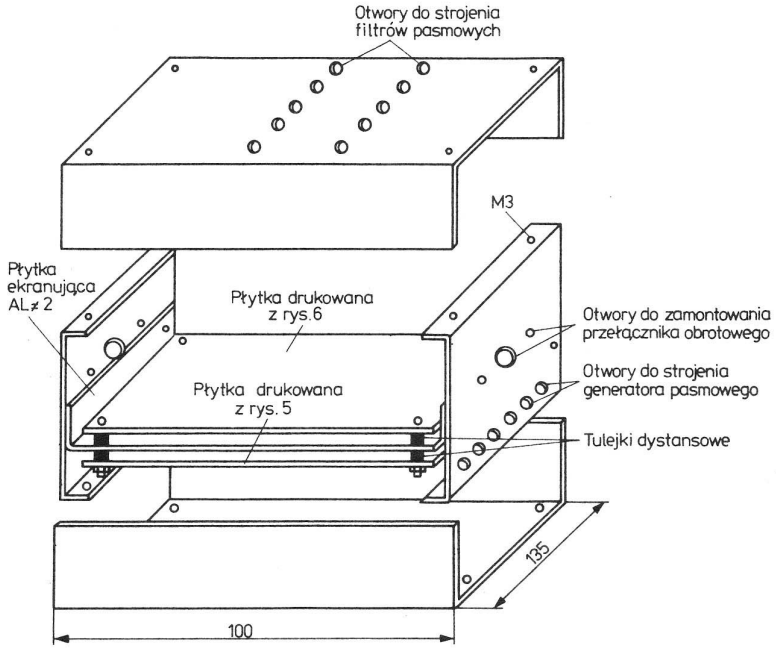
Rys. 12.18. Płytka drukowana układu do kontroli synchronizacji

W rozwiązaniu modelowym zastosowano ekran z blachy aluminiowej, oddzielający generator częstotliwości wzorcowej wraz z detektorem od reszty układu. Jak się okazało nie jest to wystarczające

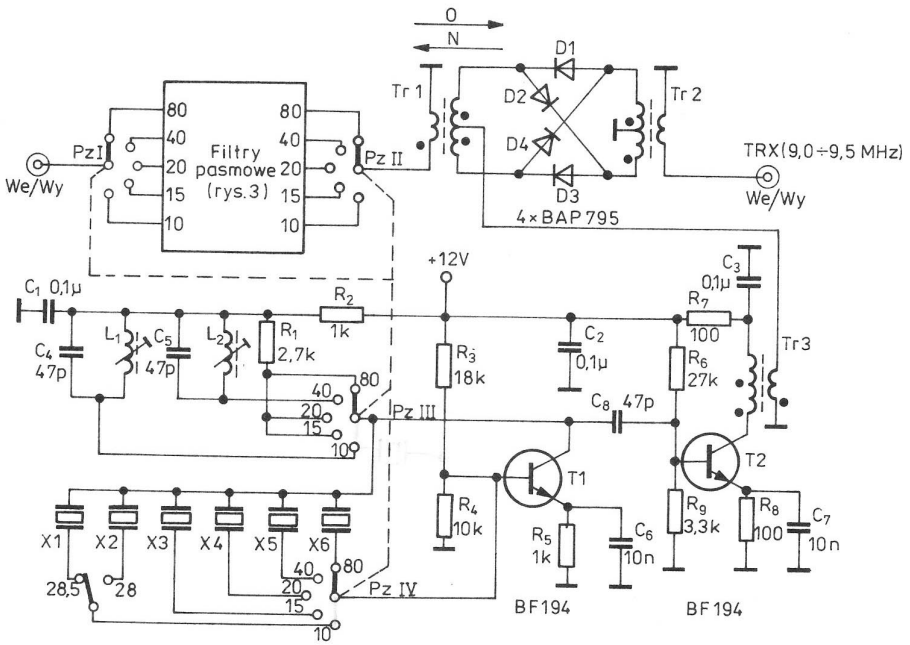


Rys. 12.19. Rozmieszczenie elementów

ekranowanie. W części odbiorczej da się zauważyć charakterystyczne „ptaszki" na początku i na końcu zakresu (co 500 kHz). W ten sposób uzyskano nie zamierzony efekt w postaci kalibracji. Przykładowy sposób montażu bloku II przemiany częstotliwości przedstawiono na rysunku 12.20. Po zamknięciu pokryw ekranujących może być konieczna korekta zestrojenia przez otwory w obudowie.
Bardzo uproszczoną wersję przedstawionego transwertera pokazano na rysunku 12.21. W układzie zastosowano diodowy mieszacz szerokopasmowy opisany w rozdziale 6.4 oraz rezonatory



Rys. 12.20. Przykładowy sposób montażu bloku II przemiany



Rys. 12.21. Schemat uproszczonej wersji transwertera

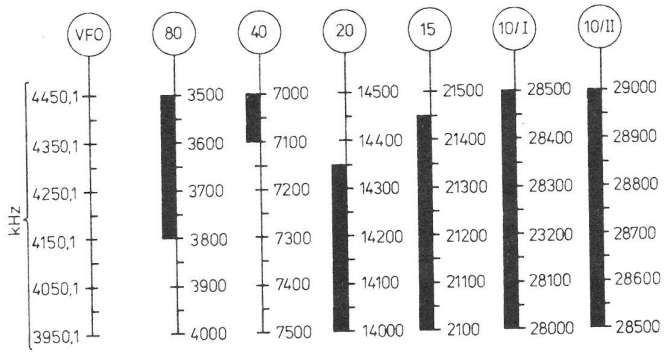
kwarcowe: $X1 = 19{,}5(9{,}75)$, $X2 = 19{,}0(9{,}5)$, $X3 = 12{,}0$, $X4 = 5{,}0$, $X5 = 16{,}5(8{,}25)$, $X6 = 13{,}0$ MHz. Z rezonatorami o wartościach podanych w nawiasach generator z tranzystorem *T1* (BC107) będzie pracował na drugiej harmonicznej. Na tranzystorze *T2* zrealizowano wzmacniacz sygnału generatora z obciążeniem transformatorowym. Transformator *Tr1* zawiera 3 razy 10 zwojów drutu DNEJ0,3 na rdzeniu pierścieniowym z materiału F81. Filtry pasmowe można zastosować identyczne jak w poprzednim rozwiązaniu. Cewki L_1 i L_2 mogą być wykonane podobnie jak cewki generatora L_5 i L_2 (patrz tablica). Płytkę drukowaną można zaprojektować wspólną dla tego transwertera i dla wzmacniaczy (blok III). Uruchomienie układu ogranicza się do zestrojenia obwodów rezonansowych i ewentualnie skorygowanie rezystorów polaryzacji baz tranzystorów *T1*, *T2*. Układ charakteryzuje się kilkudecybelowym tłumieniem przemiany w przeciwieństwie do wcześniej opisanego.

Przystosowanie minitransceivera BARTEK I do współpracy z transwerterem

W celu przystosowania płytki minitransceivera RARTEK I do współpracy z blokiem II przemiany częstotliwości należy dokonać przestrojenia obwodów rezonansowych VFO z 8539,9÷8839,9 kHz na 3958,7÷4458,7 kHz oraz filtrów pasmowych *F1*, *F2* z 3,5÷3,8 MHz na 9,0÷9,5 MHz. Należy również obniżyć moc wyjściową do kilkudziesięciu mW. W układzie istnieje możliwość płynnej regulacji mocy wyjściowej i uzyskanie wymaganego poziomu mocy potrzebnego do wysterowania mieszacza można uzyskać przez ustawienie rezystora R_{23}, jednak sposobu tego nie należy polecać. Powoduje on wzrost poziomu szumów, straty energii zasilającej i zawsze istnieje niebezpieczeństwo przesterowania (zniszczenia) tranzystorów bloku II przemiany częstotliwości. W rozwiązaniu modelowym pominięto stopień mocy z tranzystorami *T6*, *T7* i wyjście strony nadawczej wyprowadzono z filtru *F2*.

Filtry pasmowe *F1*, *F2* w najprostszy sposób można przestroić na pasmo 9,0÷9,5 MHz przez wymianę kondensatorów wchodzących w skład obwodów rezonansowych 390 pF na 68 pF, a kondensatorów sprzęgających 15 pF na miniaturowe trymery ceramiczne 15 pF, których pojemność należy tak ustawić, aby uzyskać najbardziej równomierne pasmo przenoszenia. Nie jest to rozwiązanie najlepsze i w miarę możliwości należy dążyć do zapewnienia regulacji pasma przenoszenia filtru, np. przez przestrojenie za pomocą diod pojemnościowych. Wymaga to zamontowania na płycie czołowej urządzenia dodatkowego potencjometru.

W celu przestrojenia VFO na częstotliwość 3958,7÷4458,7 kHz należy zwiększyć liczbę zwojów cewki VFO oraz zwiększyć pojemność kondensatora C_{29}. W rozwiązaniu modelowym L_2 zawiera 18 zwojów drutu DNE0,3 a $C_{29} = 220$ pF. Na rysunku 12.22 przedstawiono nową skalę kondensatora zmiennego VFO, która jest słuszna dla filtru kwarcowego 5041,3 kHz. Przy



Rys. 12.22. Nowa skala transceivera BARTEK (dla $f = 5041{,}3$ kHz)

innych częstotliwościach należy przeliczyć VFO ze wzoru: $f_{VFO} = (9{,}0 \div 9{,}5)\, f_{BFO}$. Specyfiką przedstawionego rozwiązania jest strojenie VFO stale w tym samym zakresie, bez względu na pasmo. Niedogodnością jest nierównomierne pokrycie pasma amatorskiego na skali (np. pasmo 40 m jest pokryte na 1/5 całego zakresu VFO), jednak odpada przełączanie cewek i kondensatorów w generatorze strojonym, co daje powiększenie ogólnej stabilności urządzenia. Dodatkową zaletą uzyskaną przez zastosowanie opisanego transwertera jest zwiększenie odporności odbiornika na modulację skrośną.

Przy stosowaniu innych filtrów kwarcowych należy najpierw przeanalizować sposób przemiany (pod względem wystąpienia różnych częstotliwości harmonicznych i ich kombinacji). Przy zastosowaniu filtru elektromechanicznego 500 kHz, np. EMF-9D-3W (ZSRR), VFO będzie pracował na częstotliwości 8,5 ÷ 9,0 MHz. Dodatkową zaletą jest możliwość wykorzystania kwarcu 500 kHz (pilota) jako źródła częstotliwości wzorcowej w generatorze syntezera (po odpowiednim ukształtowaniu sygnału).

Sądzić należy, że przy zastosowaniu filtru 9 MHz (PP9A2) można uzyskać również pozytywne wyniki. Transceiver może pracować na częstotliwości 11,0 ÷ 11,5 MHz, VFO zaś na częstotliwości 2,0 ÷ 2,5 MHz (korzystanie ze względu na stabilność). Częstotliwości generatora-syntezera będą wtedy wynosiły dla pasma

3,5 – 15 MHz, 7 – 18,5 MHz,
14 – 3 MHz, 21 – 10 MHz,
28 – 18 MHz, 28,5 – 18,5 MHz.

Jako częstotliwość wzorcową można wykorzystać sygnał generatora BFO po uformowaniu go w sygnał prostokątny TTL i po podzieleniu częstotliwości w taki sposób, aby uzyskać 500 kHz (dzielenie przez 9 UCY7490, przez 2 UCY7474). Uzyskuje się w ten sposób niedokładność skalowania nie większą od ±3 kHz.

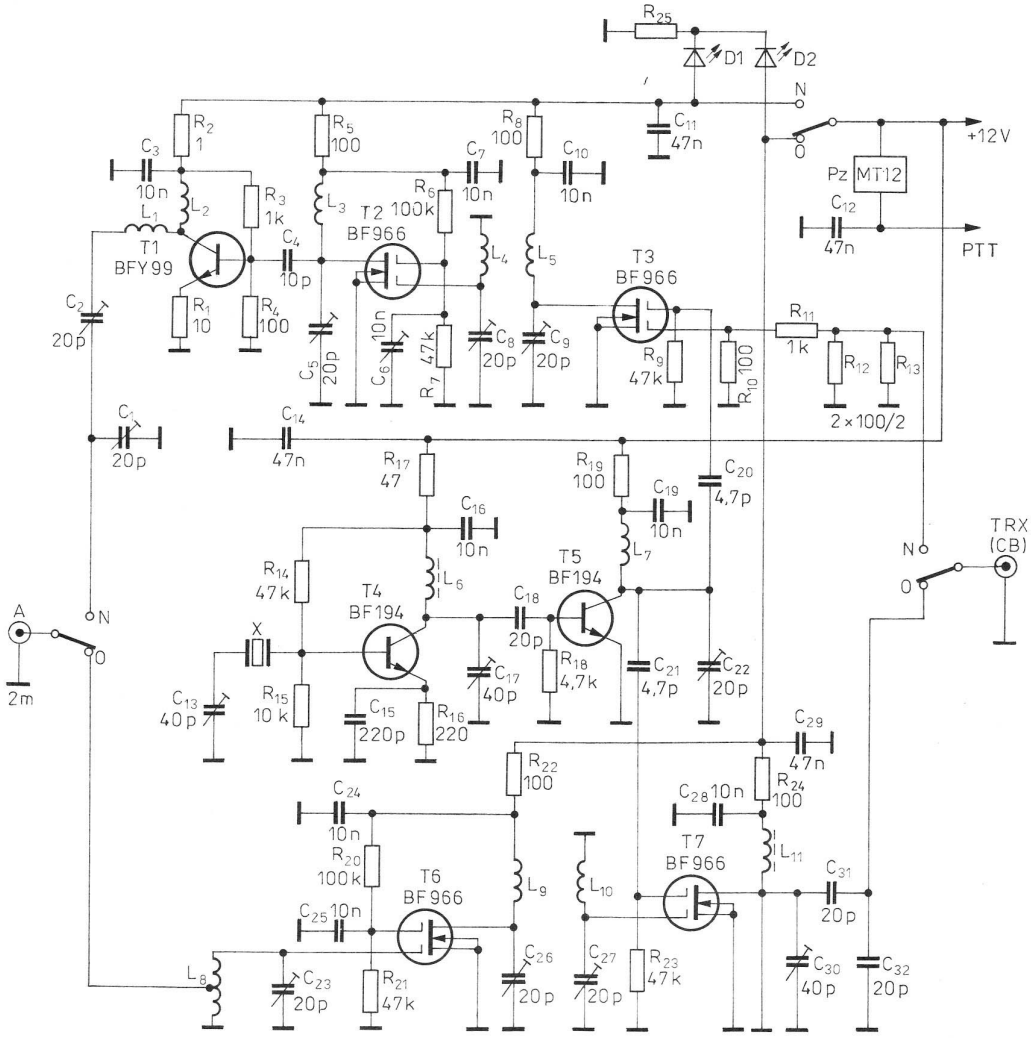
12.4. Transwerter 2 m/10 m (CB)

Opisany transwerter umożliwia normalną pracę w całym zakresie pasma 2 m (144 ÷ 146 MHz) za pośrednictwem posiadanego transceivera 10 m (28 ÷ 30 MHz) czy — po niewielkiej zmianie — również poprzez radiotelefon CB. Jednak popularne radiotelefony CB/AM nie nadają się do zastosowania — typowa modulacja amplitudy nie jest już wykorzystywana przez krótkofalowców. Radiotelefony z emisjami CW, SSB, FM czy choćby tylko z FM będą odpowiednie do naszych zastosowań.

Schemat ideowy urządzenia przedstawiono na rysunku 12.23.

W skład transwertera wchodzą dwa stopnie przemiany częstotliwości ze wzmacniaczami (oddzielny dla toru nadajnika i odbiornika), generator kwarcowy, przełącznik napięć oraz układ dopasowania mocy. Moc sterującą (wyjściowa transceivera czy radiotelefonu CB) nie powinna przekraczać 4 W. Moc wyjściowa w pasmie 145 MHz wynosi około 0,5 W. Czułość odbiornika zależy głównie od czułości strony odbiorczej radiotelefonu CB. Wypadkowa czułość typowego radiotelefonu — transwertera jest z reguły lepsza niż 1 μV. Do zasilania można wykorzystać ten sam zasilacz (akumulator) 12 ÷ 13,8 V, z którego jest zasilane współpracujące urządzenie. Włączenie transwertera następuje poprzez układ PTT (włączenie nadajnika z chwilą naciśnięcia przycisku przy mikrofonie). Obsługa transwertera ogranicza się tylko do dołączenia anteny, zasilania i krótkiego przewodu koncentrycznego łączącego urządzenia.

Przy odbiorze sygnał z anteny poprzez styki przekaźnika MT-12 podany jest na filtr L_8, C_{23}, a następnie na wzmacniacz w.cz. 145 MHz, w skład którego wchodzi tranzystor polowy MOSFET BF966 (*T6*). Wzmocniony o około 20 dB sygnał w.cz. poprzez filtr dwuobwodowy L_9, C_{26}, C_{10}, C_{27} podany jest na pierwszą bramkę mieszacza (*T7*) BF966. Na drugą bramkę tego tranzystora podany jest sygnał z generatora 116,000 MHz. Sygnał różnicowy z obwodu drenu leżącego



Rys. 12.23. Schemat ideowy transwertera 2 m/10 m (CB)

w pasmie 10 m poprzez pojemnościowy dzielnik C_{31}, C_{32} skierowany jest na wejście odbiornika transceivera (radiotelefonu CB).

Generator kwarcowy pracuje w typowym układzie z tranzystorem *T4* i rezonatorem kwarcowym *X* (38,666 MHz). Wartość częstotliwości rezonatora będzie inna, jeżeli zaplanujemy inny sposób przemiany częstotliwości (patrz opis konwertera). Jeżeli planujemy pracę poprzez amatorskie przemienniki, to musimy przewidzieć możliwość włączenia podczas nadawania drugiego rezonatora kwarcowego o częstotliwości mniejszej od pierwszego o 200 kHz, tak by po powieleniu uzyskać obniżenie częstotliwości nadawania względem odbioru dokładnie o 600 kHz. W naszym przypadku będzie to rezonator o częstotliwości 38,466 MHz przełączany za pośrednictwem dodatkowego przekaźnika sterowanego napięciem zasilania nadajnika.

Należy również przewidzieć konieczność zainstalowania dodatkowego przełącznika Simpleks — Duosimpleks.

Tranzystor *T5* pracuje jako potrajacz częstotliwości zestrojony trymerem C_{33}. Z wyjścia potrajacza sygnał generatora skierowany jest na mieszacze odbiornika i nadajnika. Podczas nadawania sygnał z transceivera (radiotelefonu CB) poprzez styki przekaźnika i rezystorowy tłumik jest podany na pierwszą bramkę tranzystora polowego *T3* (BF966) pracującego jako mieszacz. Wartości rezystorów R_{12}, R_{13} są tak dobrane, aby uzyskać impedancję wejściową 50 Ω (4 W) oraz ograniczenie sygnału wejściowego ok. 20 dB. Na drugą bramkę tranzystora mieszacza podany jest sygnał z generatora (identycznie jak w części odbiorczej). Sygnał wyjściowy w pasmie 145 MHz poprzez filtr pasmowy L_5, C_9, L_4, C_8 jest skierowany na wzmacniacz z tranzystorem *T2* (BF966), a następnie na liniowy wzmacniacz pracujący na tranzystorze *T1* (BFY99). Dopasowanie impedancji wyjściowej stopnia mocy zrealizowano za pomocą trymerów C_1, C_2. Ponieważ transwerter jest przewidziany również do pracy emisją SSB, przez tranzystor płynie prąd spoczynkowy 10 ÷ 20 mA

ustalony za pośrednictwem dzielnika rezystorowego R_3, R_4.

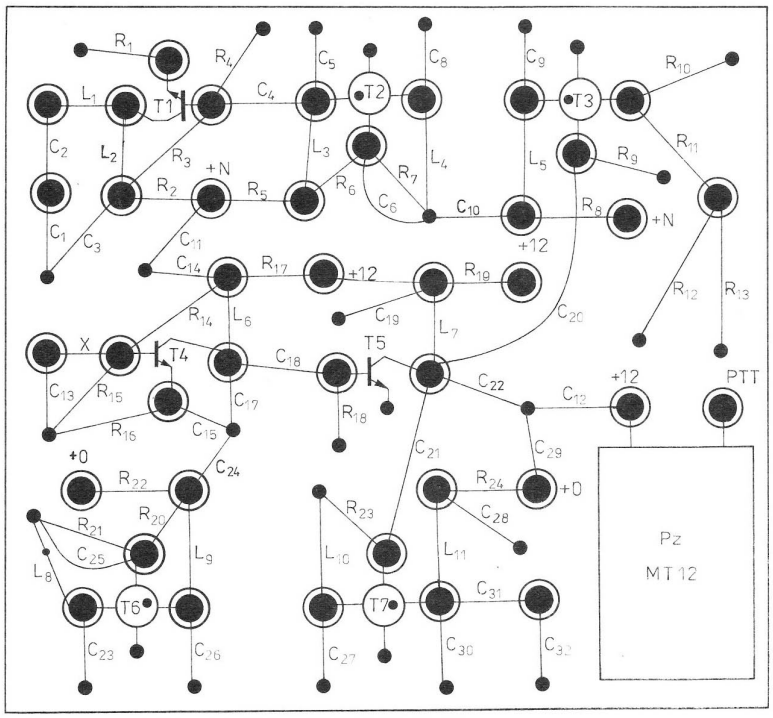
Cały układ transwertera zmontowano na płytce laminowanej na której wyfrezowano punkty lutownicze o średnicy około 5 mm (rysunek 12.24). Pozostała warstwa miedzi stanowi masę — ekran. Taki montaż powierzchniowy był już wielokrotnie proponowany przy opisie innych konstrukcji na pasmo 2 m.

Cewki L_6 i L_{11} to typowe dławiki 1 μH (około 10 zwojów drutu DNE 0,3 na pręciku ferrytowym). Pozostałe cewki powietrzne nawijane są drutem DNE 1 na średnicy 6 mm $L_2 \div L_5$ oraz $L_7 \div L_{10}$ mają po 5 zwojów, przy czym L_8 ma odczep na drugim zwoju od strony masy, L_1 ma 3 zwoje. Obudowę urządzenia możemy wykonać metalową, np. przez wygięcie dwóch prostokątnych odcinków blachy aluminiowej. Na przedniej ściance można zamontować przełącznik *S/D* oraz dwukolorową diodę LED, na tylnej zaś gniazda *TRX* i 2 m (UC1 lub BNC) oraz dowolne gniazdo zasilające.

Uruchomienie należy rozpocząć od sprawdzenia działania przekaźnika sterowanego poprzez obwód PTT. Po włączeniu napięcia zasilania powinna świecić dioda zielona, a na czas zwarcia punktu PTT do masy powinna zaświecić dioda czerwona (dwukolorowa dioda *D1, D2*). Na kolektorach i drenach tranzystorów powinny występować napięcia zbliżone do napięć zasilania, na drugiej zaś bramce tranzystora *T1* (przy odbiorze) oraz *T2* (przy nadawaniu) powinny wynosić ok. 4,5 V. Następnie do kolektora tranzystora *T5* podłączamy sondę w.cz. oraz — poprzez kondensator rzędu 2 pF — częstościomierz cyfrowy. Trymery C_{17} i C_{33} ustawiamy tak, aby uzyskać maksymalną amplitudę sygnału w.cz. przy częstotliwości zbliżonej do 116 MHz (lub innej, wynikającej z przemiany). W przypadku trudności z uzyskaniem stabilnej częstotliwości przełączamy sondę w.cz. i częstościomierz do bazy tranzystora *T5* i poprzez korekcję liczby zwojów cewki L_6 doprowadzamy do otrzymania wartości 38,666 MHz. Dokładną wartość tej częstotliwości ustalamy za pomocą trymera C_{13} (lub cewki dołączonej szeregowo z rezonatorem kwarcowym). Strojenie generatora kończymy wtedy, kiedy przekonamy się, że osiągnęliśmy maksymalną amplitudę sygnału w.cz. (i częstotliwość). Ma to podstawowy wpływ na dalszy sukces — parametry transwertera.

Po upewnieniu się, że generator pracuje prawidłowo, zestrojenie odbiornika sprowadza się do ustawienia trymerów C_{23}, C_{26}, C_{27}, C_{30} na maksimum siły odbieranego sygnału w.cz. z modulacją częstotliwości. W tym celu do gniazda antenowego transwertera podłączamy generator *FM* o częstotliwości 145 MHz. Na początku ustawiamy amplitudę sygnału w.cz. rzędu 1 mV, a później stopniowo zmniejszamy, korygując ustawienie trymerów.

Przy strojeniu nadajnika do gniazda antenowego podłączamy sztuczne obciążenie (np. w postaci dwóch rezystorów 100 Ω/2 W połączonych równolegle) oraz sondę w.cz. (lub miernik mocy w.cz.) i poprzez kondensator rzędu 1 pF — częstościomierz cyfrowy. Przełączenia transwertera na



Rys. 12.24. Płytka montażowa transwertera

nadawanie dokonujemy poprzez zwarcie punktu *PTT* do masy. Podczas normalnej pracy zwieranie musi następować jednocześnie z przyciśnięciem przycisku mikrofonowego. Sprawdzamy spadek napięcia na rezystorze R_1 i jeżeli jego wartość różni się znacznie od 100...200 mV — dokonujemy korekcji dzielnika R_3, R_4. Na gniazdo *TRX* podajemy sygnał z nadajnika o mocy nie większej niż 4 W i częstotliwości ustawionej na na przykład 29 MHz. Strojenie rozpoczynamy od filtru dwuobwodowego włączonego pomiędzy tranzystorami *T2* — *T3*, a później przechodzimy kolejno w kierunku wyjścia. W przypadku problemów z uzyskaniem właściwej, stabilnej częstotliwości 145 MHz należy przełączyć sondę w.cz. i częstościomierz cyfrowy (poprzez kondensator rzędu 1 pF) do drenu tranzystora *T3* i dopiero po uzyskaniu właściwej częstotliwości stroić pozostałe trymery, aby uzyskać maksymalną amplitudę i prawidłową częstotliwość na wyjściu antenowym. Podczas pracy emisją SSB należy skorygować wartość rezystora R_{11} na najmniejsze zniekształcenia sinusoidy (pomocny tu będzie oscyloskop podłączony do gniazda antenowego transwertera). Przy zbyt dużej wartości mocy sterującej może dojść do zniekształceń sygnału wyjściowego transwertera, a nawet do zniszczenia tranzystora T_3. Wykorzystując podany opis można wykonać transwerter przystosowany do innych zakresów częstotliwości, np. 6 m/10 m (pasmo 6 m — 50...52 MHz jest udostępnione krótkofalowcom polskim od 1993 roku).

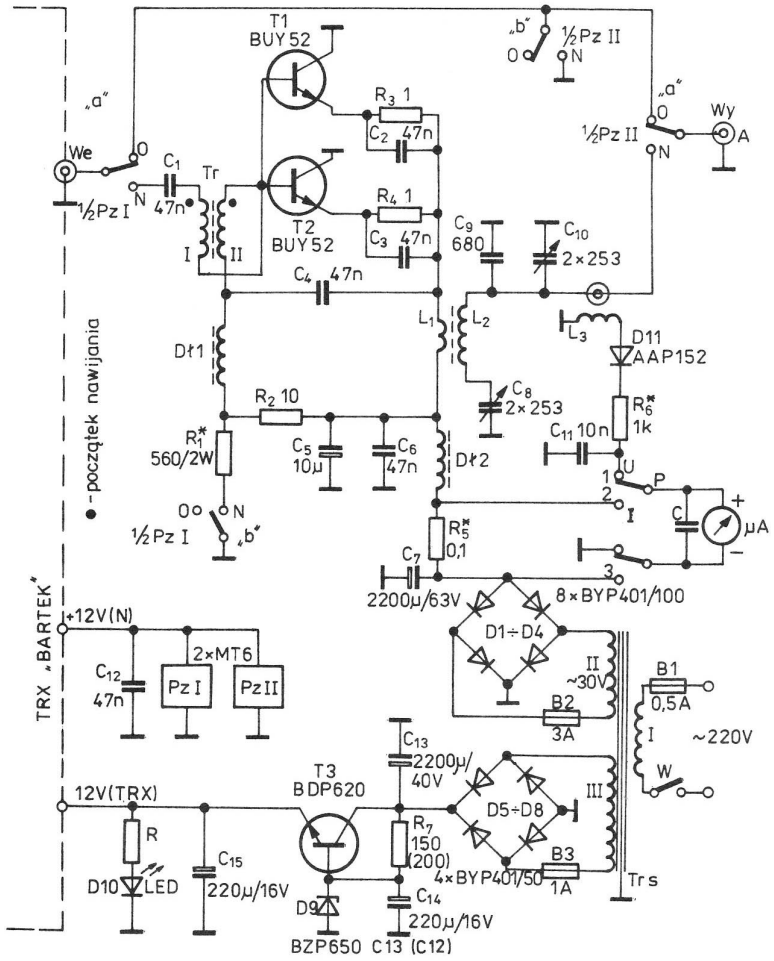
13

Wzmacniacze końcowe w.cz.

Wszystkie dotychczas opisywane transceivery charakteryzowały się małą mocą wyjściową (QRP), która była wystarczająca do pracy w terenie przy zasilaniu akumulatorowym. Do pracy w warunkach stacjonarnych, z domowego QTH, wskazane jest posiadanie wzmacniacza liniowego o mocy zgodnej z licencją, ponieważ zwiększa to szansę na nawiązanie dalekich łączności.
Do niektórych z prezentowanych urządzeń można wykonać wzmacniacz korzystając z opisów stopni mocy w innych transceiverach. Kolega SP3FFN zbudował wzmacniacz do minitransceivera fazowo-homodynowego na pasmo 80 m (rozdział 11.5) wykorzystując dwa ostatnie stopnie transceivera BARTEK I (rozdział 11.7). Opis wykonania tego stopnia wraz z płytką drukowaną, którą można umieścić w tylnej części minitransceivera, przedstawił w [35]

13.1. Wzmacniacz końcowy do minitransceivera BARTEK I

Opisywany wzmacniacz tranzystorowy charakteryzuje się mocą wyjściową 20 W. Ma on zasilacz sieciowy, wspólny dla wzmacniacza i transceivera. Wymiary obudowy są zbliżone do wymiarów BARTKA, co stwarza możliwość zestawienia obu tych urządzeń.
Głównym problemem przy konstruowaniu tranzystorowych wzmacniaczy mocy w.cz. jest odprowadzenie ciepła wytworzonego przez tranzystory. Chłodzenie za pomocą radiatorów jest niewygodne ze względu na fakt, że kolektor w dostępnych krajowych tranzystorach mocy w.cz. (BUY52...BDY23) jest połączony z jego obudową. Dlatego jest konieczne stosowanie podkładek izolacyjnych między masą układu a kolektorem, które z kolei wprowadzają niepożądaną izolację cieplną oraz dodatkową pojemność.
W układzie przedstawionym na rysunku 13.1 zastosowano galwaniczne połączenie kolektorów z obudową urządzenia (bez stosowania podkładek), dzięki czemu uzyskano dobre warunki chłodzenia. Podobny sposób połączenia był już przedstawiony w rozdziałach 11.3, 11.5 i 11.6. Mimo, że kolektory zostały połączone z masą, stopień pracuje w układzie OE, ponieważ dzięki kondensatorowi C_4 wspólną elektrodą jest emiter. Obwód wyjściowy L_1, L_2 znajduje się nadal w obwodzie kolektorów tranzystorów, a zmianie uległo jedynie miejsce połączenia z masą. Tranzystory *T1*, *T2* pracują w klasie AB z całkowitym prądem spoczynkowym $60 \div 200$ mA ustawionym za pomocą dzielnika R_1, R_2. Na wejściu wzmacniacza włączono szerokopasmowy transformator *Tr* dopasowujący (4:1) małą impedancję wejściową wzmacniacza do wyjścia transceivera.
Obwód wyjściowy pracuje w układzie typu π sprzężonym indukcyjnie z wyjściem wzmacniacza. Kondensator C_8 służy do dostrojenia obwodu wyjściowego, C_{10} zaś do optymalnego sprzężenia z anteną. Pomiar prądu w.cz. płynącego do obciążenia zrealizowano za pomocą sondy w.cz. połączonej z mikroamperomierzem. Pomiar prądu pobieranego przez wzmacniacz odbywa się tym samym przyrządem co pomiar w.cz., dzięki przełącznikowi *Pr* oraz bocznikowi R_5. Przy pełnym wysterowaniu oraz przy prawidłowym dopasowaniu do obciążenia, prąd pobierany przez stopień końcowy dochodzi do 2 A (w szczytach nawet więcej) dając na obciążeniu o rezystancji 75 Ω napięcie w.cz. około 40 V.
Jako tranzystory *T1*, *T2* zastosowano dwa krzemowe tranzystory MESA dyfuzyjne *n-p-n* typu BUY52, dobrane na zgodność charakterystyk za



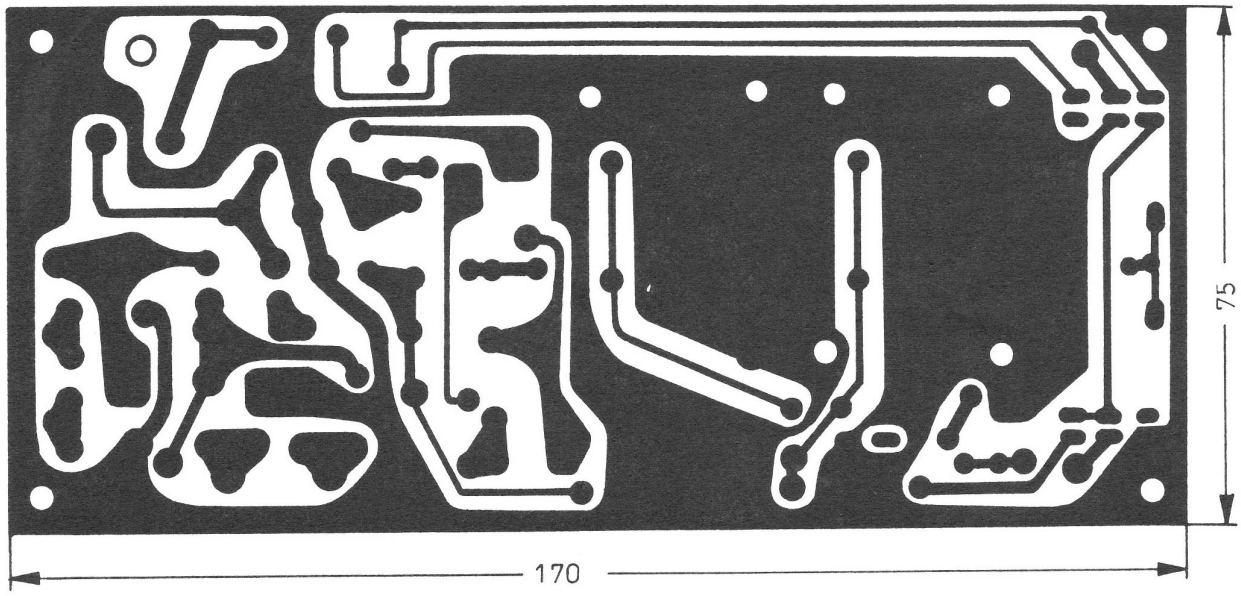
Rys. 13.1. Schemat ideowy wzmacniacza końcowego do minitransceivera BARTEK I

pomocą miernika tranzystorów (rozdział 4.11). Z dobrym rezultatem można zastosować dobrane tranzystory typu BUY53, BDY23 [24, 25] lub dostępne KU605 firmy Tesla. Wymienione typy tranzystorów pracują dobrze w pasmie 80 m, natomiast nie nadają się do minitransceivera BARTEK II ze względu na częstotliwość graniczną 10÷12 MHz. Przy zastosowaniu jednego tranzystora końcowego (prąd spoczynkowy 30÷50 mA) należy zmniejszyć moc wyjściową transceivera, jeżeli tranzystor ten ulega nadmiernemu nagrzewaniu podczas nadawania.

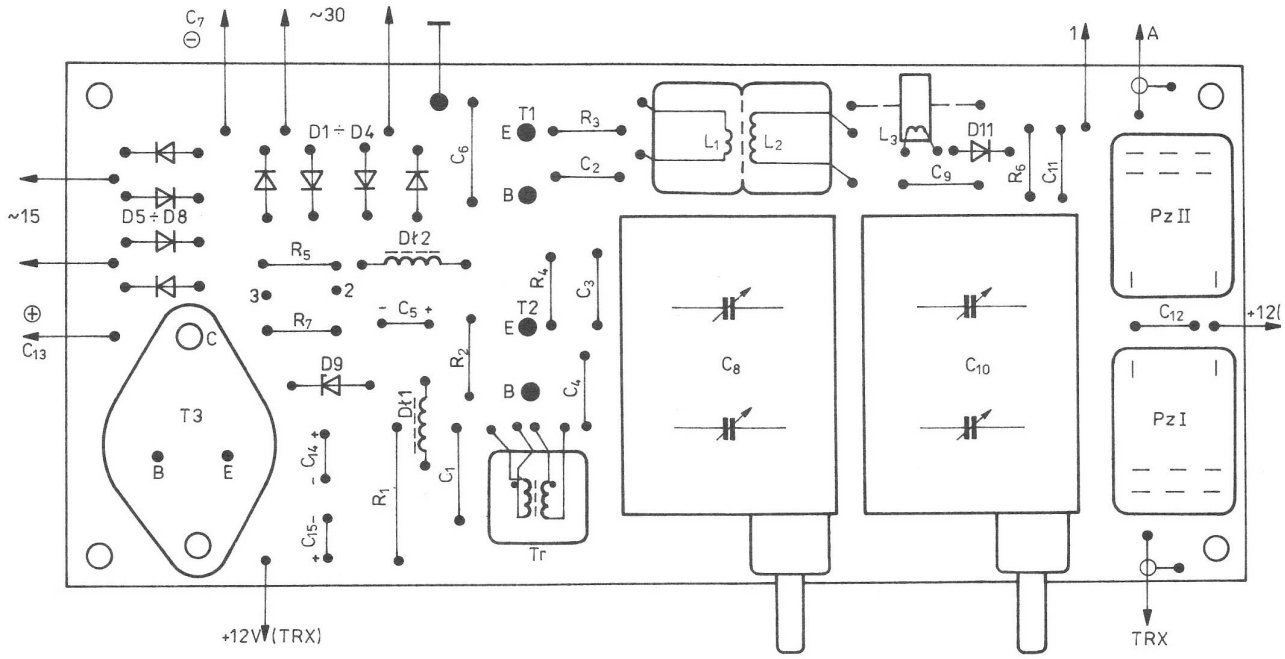
W układzie manipulacji pracują dwa przekaźniki MT6/12 V sterowane napięciem +12 V („N") z transceivera. Styki przekaźnika *PrIa* przełączają wejście wzmacniacza, natomiast styki *PrIb* rozwierają obwód wstępnej polaryzacji tranzystorów podczas odbioru. Przesunięcie punktu pracy stopnia do klasy C jest konieczne nie tylko ze względów ekonomicznych (układ podczas odbioru nie pobiera prądu), ale przede wszystkim eliminuje możliwość generowania szumów przez wzmacniacz, mogących zakłócać odbiór. Styki przekaźnika *PrIIa* przełączają antenę na nadawanie, natomiast styki *PrIIb* zwierają wejście odbiornika do masy, aby wyeliminować możliwość wzbudzenia stopnia przez pojemność styków.

Zasilacz dostarcza dwóch napięć: −30 V/2 A do zasilania stopnia mocy oraz stabilizowanego +12 V/0,8 A do zasilania minitransceivera BARTEK. Układ elektryczny jest uproszczony do niezbędnego minimum, lecz mimo to spełnia swoje zadanie. W mostku diodowym D1÷D4 zastosowano w gałęzi po dwie diody typu BYP401-50 połączone bezpośrednio równolegle (połączenie nie uwidocznione na schemacie), lecz w razie potrzeby można zastosować cztery diody na większy prąd maksymalny, np. BYP680-50. Jako tranzystor szeregowy zasilacza (*T3*) zastosowano BDP620 bez radiatora, lecz można użyć BDP621, 2N3055 czy BD254 (354) z małym radiatorem.

Wzmacniacz mocy zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 13.2, a na rysunku 13.3 pokazano rozmieszczenie elementów na płytce montażowej. Kondensatory zmienne C_8, C_{10} (agregaty z popularnych odbiorników radiowych) przykręcono bezpośrednio do płytki montażowej. Elementy o większych wymiarach, takie jak transformator sieciowy czy kondensatory elektrolityczne C_7, C_{13}, zmontowano oddzielnie. Obu-

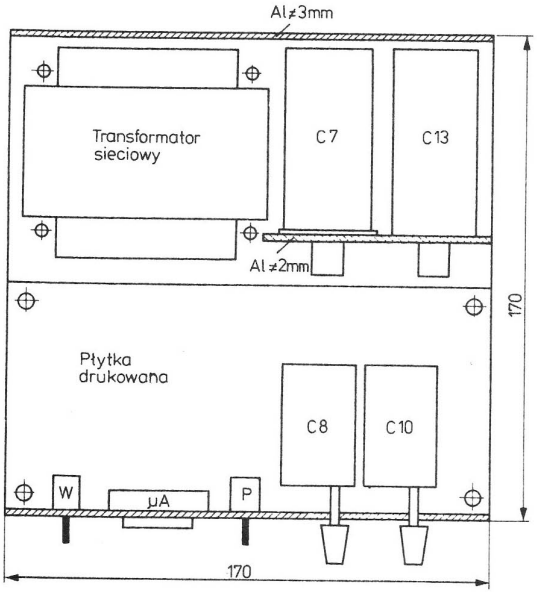


Rys. 13.2. Płytka drukowana wzmacniacza końcowego



Rys. 13.3. Rozmieszczenie elementów

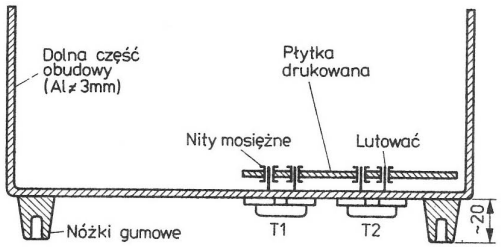
dowę wykonano przez wygięcie dwóch prostokątów z blachy aluminiowej: dolny o grubości 3 mm, górny, stanowiący pokrywę, o grubości 1 mm. Wymiary podstawy odpowiadają wymiarom transceivera, tzn. 170 × 170 mm. Wysokość, uzależniona głównie od wymiarów transformatora, w rozwiązaniu modelowym wynosi 75 mm. Połączenia blach obudowy dokonano za pomocą czterech odcinków kątownika z nagwintowanymi otworami M3. Sposób montażu podzespołów wzmacniacza wraz z zasilaczem w obudowie przedstawiono na rysunku 13.4. Transformator przykręcono bezpośrednio do obudowy, a kondensatory C_7, C_{13} za pomocą wspornika, z tym, że pod kondensator C_7 podłożono podkładkę bakelitową. Płytkę montażową przykręcono czterema wkrętami M3 przez tulejki aluminiowe.



Rys. 13.4. Sposób montażu podzespołów wzmacniacza w obudowie

Na rysunku 13.5 przedstawiono montaż tranzystorów w. cz. Połączenia wyprowadzeń tranzystorów *T1* i *T2* wykonano za pomocą czterech rurkowych nitów mosiężnych, które następnie przylutowano z jednej strony do płytki montażowej, a z drugiej do wyprowadzeń E i B.

W zasilaczu zastosowano transformator wykonany samodzielnie. Uzwojenie umieszczono na rdzeniu o powierzchni środkowej kolumny około 10 cm^2, pochodzącym z transformatora starszego typu TSMIII (ZATRA) z radioodbiornika lampowego. Uzwojenie I (220 V) zawiera 985 zwojów drutu DNE0, 35, uzwojenie II (30 V) 140 zwojów DNE 1,2 w trzech warstwach i uzwojenie II (15 V) 70 zwojów DNE0,7 w jednej warstwie. Z niewielkimi zmianami w prostownikach diodowych można bez przewijania zastosować dostępny transformator fabryczny np. TS 70/2 dający 2 × 14 V i 2 × 28 V.



Rys. 13.5. Sposób montażu tranzystorów w.cz.

Dopasowujący transformator w.cz. *Tr* nawinięto bifilarnie 2 × 6 zwojów DNE0,3 na rdzeniu z dwoma otworami z symetryzatora telewizyjnego z materiału F201 czy F81. Obwód wyjściowy nawinięto na dwóch sklejonych rdzeniach również z dwoma otworami z materiału F81. W obu przypadkach uzwojenie umieszcza się na środkowej części rdzenia przeciągając drut przez otwory. Uzwojenie L_2 zawiera 15 zwojów drutu DNE0,45, na które nawinięto uzwojenie sprzęgające L_1 3 zwoje drutu DNE 0,6. W przypadku zastosowania rdzenia z nieznanego materiału lub cewki powietrznej liczbę zwojów L_2 należy dobrać za pomocą GDO. Dławik *Dł1* zawiera 10 zwojów DNE0,3, a *Dł2* również 10 zwojów, lecz drutu DNE0,6 na pręciku ferrytowym o średnicy 3 mm.

Sonda w.cz. ma pierścień ferrytowy z połówki kubka ferrytowego filtru p.cz. 465 kHz, który nałożono na odcinek przewodu w izolacji igielitowej. Uzwojenie L_3 zawiera 3 zwoje przewodu w igielicie nawinięte na rdzeń. Liczba zwojów może ulec zmianie w zależności od czułości miernika.

Na płycie czołowej urządzenia umieszczono dwa pokrętła do strojenia obwodu wyjściowego, mikroamperomierz, przełącznik, wyłącznik sieciowy oraz diodę świecącą LED. Na tylnej ścianie obudowy umieszczono dwa gniazda BNC (We – Wy) oraz gniazda: zasilające +12 V, sterujące +12 V („N") oraz wyjście zasilające 220 V.

Uruchomienie urządzenia należy rozpocząć od sprawdzenia napięć zasilających. Jako obciążenie zasilacza można zastosować żarówki o odpowiednim napięciu i mocy.

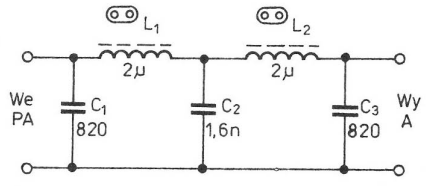
We wzmacniaczu mocy należy najpierw zestroić wstępnie obwód wyjściowy przez korekcję liczby zwojów L_2 oraz dobór pojemności kondensatora C_9. Przy strojeniu powinna być dołączona antena, np. dipol zasilany kablem 75 Ω, a cewka L_1 połączona „linkiem", z GDO. Obwód wyjściowy powinien stroić się z zapasem w pasmie 3,5 ÷ 3,8 MHz.

Bardzo ważną sprawą jest dobór wartości rezy-

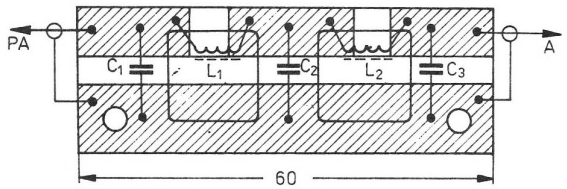
stora R_1, gdyż decyduje on między innymi o liniowości stopnia. Wartość rezystora R_2 może wynosić $2 \div 10$ Ω, aby zwiększyć „sztywność" dzielnika. Zamiast rezystora R_1 można wstępnie włączyć potencjometr drutowy o mocy 2 W i wartości około 1 kΩ. Suwak powinien być ustawiony w położeniu zapewniającym maksymalną wartość rezystancji. Jest to o tyle istotne, że nawet krótkotrwałe zwarcie R_1 prowadzi do zniszczenia tranzystorów lub przepalenia bezpiecznika. Podczas ustalania prądu spoczynkowego wzmacniacz powinien być obciążony miernikiem mocy z rezystancją wejściową 75 Ω, korzystnie jest podłączyć zasilacz z regulowanym napięciem i ograniczeniem prądowym. Kondensatory C_8, C_{10} ustawiamy w położeniu zapewniającym maksymalną moc wyjściową. Pomiar prądów spoczynkowych można wykonać pośrednio przez pomiar spadków napięć na rezystorach R_3, R_4. Powinny one być równe i zawierać się w granicach $30 \div 100$ mV. Wartości rezystorów R_5, R_6 powinny być dobrane w taki sposób, aby przy pełnym wysterowaniu oraz przy prawidłowym dopasowaniu do anteny wskazówka mikroamperomierza wychylała się na 3/4 skali w obu położeniach przełącznika *P*. Najlepszą metodą sprawdzania wzmacniacza mocy jest zastosowanie oscyloskopu podłączonego równolegle do miernika mocy, a w miejsce mikrofonu — generatora dwutonowego. Rezystor R_1 (oraz wcześniejsze rezystory polaryzacyjne baz w transceiverze) powinien być dobrany na minimum zniekształceń.

W przypadku wystąpienia zakłóceń (TV) należy zastosować dodatkowy filtr dolnoprzepustowy, włączony między wyjście wzmacniacza a antenę, np. jak na rysunku 13.6. Filtr taki można zmontować na małej płytce drukowanej (rysunek 13.7). Uzwojenia L_1, L_2 należy nawinąć na rdzenie dwuotworowe z materiału F201 po $2 \div 2{,}5$ zwoju przewodu w izolacji igielitowej (przy innym materiale — dobrać liczbę zwojów).

Warto również wyposażyć wzmacniacz w reflektometr (rozdział 4.15), którym można sprawdzić, czy moc wytwarzana przez stopień końcowy jest rzeczywiście doprowadzana do anteny i wypromieniowywana. Reflektometr taki może być zamontowany wewnątrz wzmacniacza i może wykorzystywać zainstalowany miernik.



Rys. 13.6. Schemat ideowy dodatkowego filtru dolnoprzepustowego 80 m



Rys. 13.7. Płytka drukowana filtru wraz z rozmieszczeniem elementów

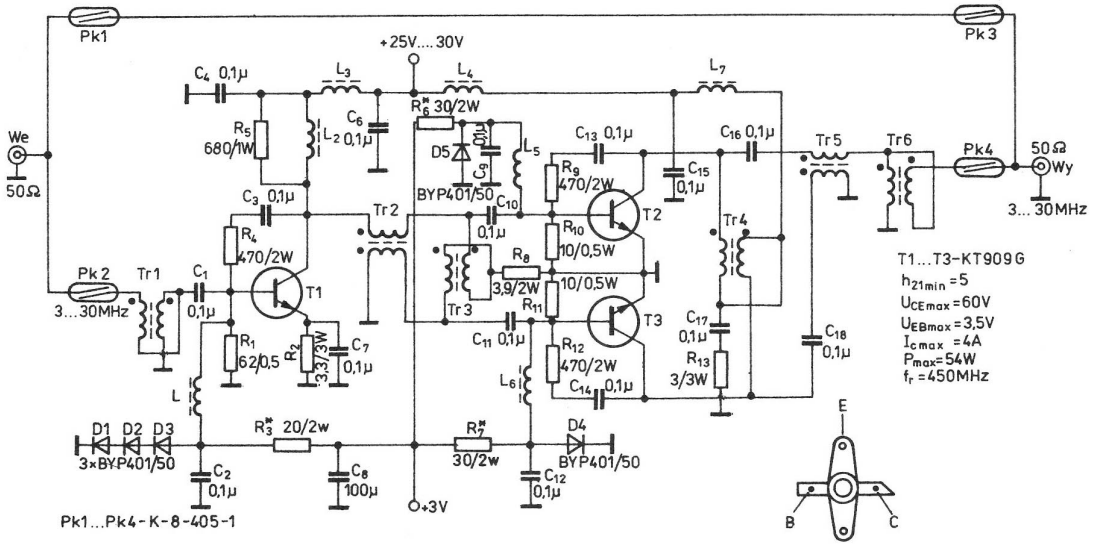
13.2. Szerokopasmowy wzmacniacz

Przedstawiany wzmacniacz mocy jest przeznaczony do współpracy z pięciopasmowym transceiverem KF (transwerterem), pokrywającym pasma amatorskie 80, 40, 20, 15, 10 m. Układ pracuje bez podstrajania, charakteryzuje się mocą wyjściową około 50 W przy mocy sterującej $0{,}5 \div 1$ W.

Urządzenie składa się z trzech zasadniczych bloków: szerokopasmowego wzmacniacza mocy, przełączanego filtru wyjściowego oraz zasilacza z układem sterowania. Schemat układu wzmacniacza przedstawiono na rysunku 13.8.

We wzmacniaczu modelowym zastosowano tranzystory jednego typu — KT 909G (ZSRR), lecz można również zastosować inne tranzystory o częstotliwości granicznej około 300 MHz i maksymalnej mocy strat kolektora większej od 50 W.

Tranzystor *T1* pracuje w klasie A z prądem spoczynkowym około 0,4 A. Transformator *Tr1* transformuje niską impedancję wejściową stopnia do impedancji transceivera ($50 \div 75$ Ω). Punkt pracy stopnia jest ustalony przez spadek napięcia na trzech diodach krzemowych włączonych w kierunku przewodzenia, jak również wartość rezystora R_1. Rezystor w emiterze tranzystora *T1* ma również wpływ na wartość prądu spoczynkowego. Jego zadaniem, podobnie jak diod, jest kompensacja cieplna prądu emitera. Sprawność tego stopnia jest niewielka (około 15%), lecz jego zaletą są małe zniekształcenia sygnału, przez co zbędne było zastosowanie obwodów rezonansowych. Wyrównaną charakterystykę częstotliwościowo-amplitudową zapewnia ujemne sprzężenie zwrotne zrealizowane przez włączenie między kolektor a bazę dwójnika R_4, C_3. Wzmocniony sygnał przez transformatory symetryzujące *Tr2*, *Tr3* jest doprowadzany do przeciwsobnego stopnia końcowego z tranzystorami *T2*, *T3*, które pracują w klasie B. Prąd spoczynkowy każdego z tranzystorów wynosi około 0,2 A i w głównej mierze zależy od wartości rezystorów R_6, R_7. Na kolektorach tranzystorów *T2* i *T3* powinny występować jednakowe wartości napięć w.cz. Wartość tych napięć nie powinna się różnić więcej niż o 1 V. Przy większych różnicach można spróbować zamienić tran-

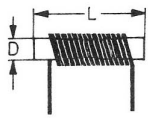
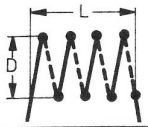
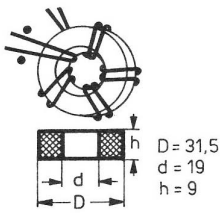


Rys. 13.8. Schemat ideowy wzmacniacza mocy KF

zystory miejscami. Trzeba pamiętać, że tranzystory w stopniu końcowym powinny mieć zbliżone charakterystyki, a transformatory zachowaną symetrię uzwojeń. Współczynnik wzmocnienia tranzystorów nie może się różnić więcej niż 10%. Między kolektory i bazy włączono również dwójniki R_9, C_{13} i R_{12}, C_{14}, realizujące ujemne sprzężenie zwrotne.

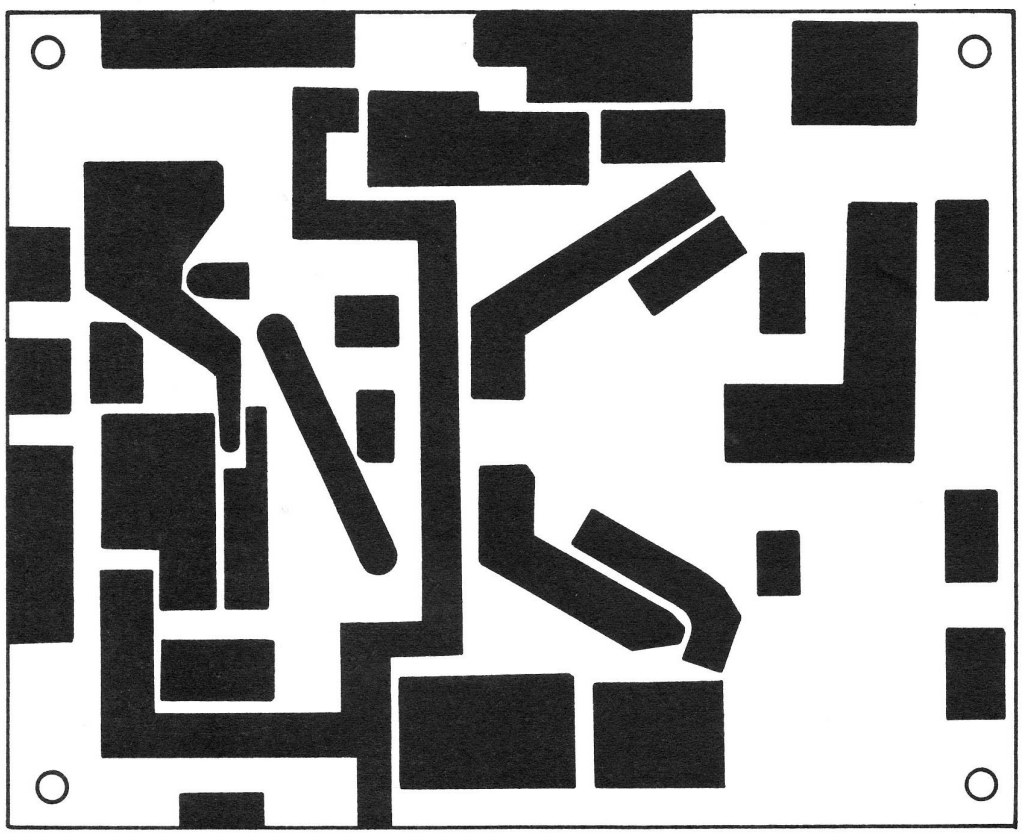
Dławiki *Dł1* ÷ *Dł7* stanowią filtry w.cz. dla napięć zasilających; ze względu na duże prądy zasilania nawinięto je przewodem o odpowiedniej średnicy (rysunek 13.9).

Transformatory *T4*, *Tr5* pełnią funkcję symetryzatorów, natomiast transformator *Tr6* zwiększa wyjściową impedencję stopnia z 12,5 ÷ 15 Ω do 50 ÷ 75 Ω. W prawidłowo wykonanym układzie następuje kompensacja parzystych harmonicznych, których moc jest wydzielana na rezystorach R_8 i R_{13}. Rezystory te, podobnie jak i pozostałe (oprócz rezystorów ograniczających prąd diod) powinny bezindukcyjne. W rozwiązaniu modelowym zastosowano rezystory typu MŁT, lecz zaleca się rezystory AF, AFL. W przypadku trudności ze zdobyciem rezystorów o wymaganych wartoś-

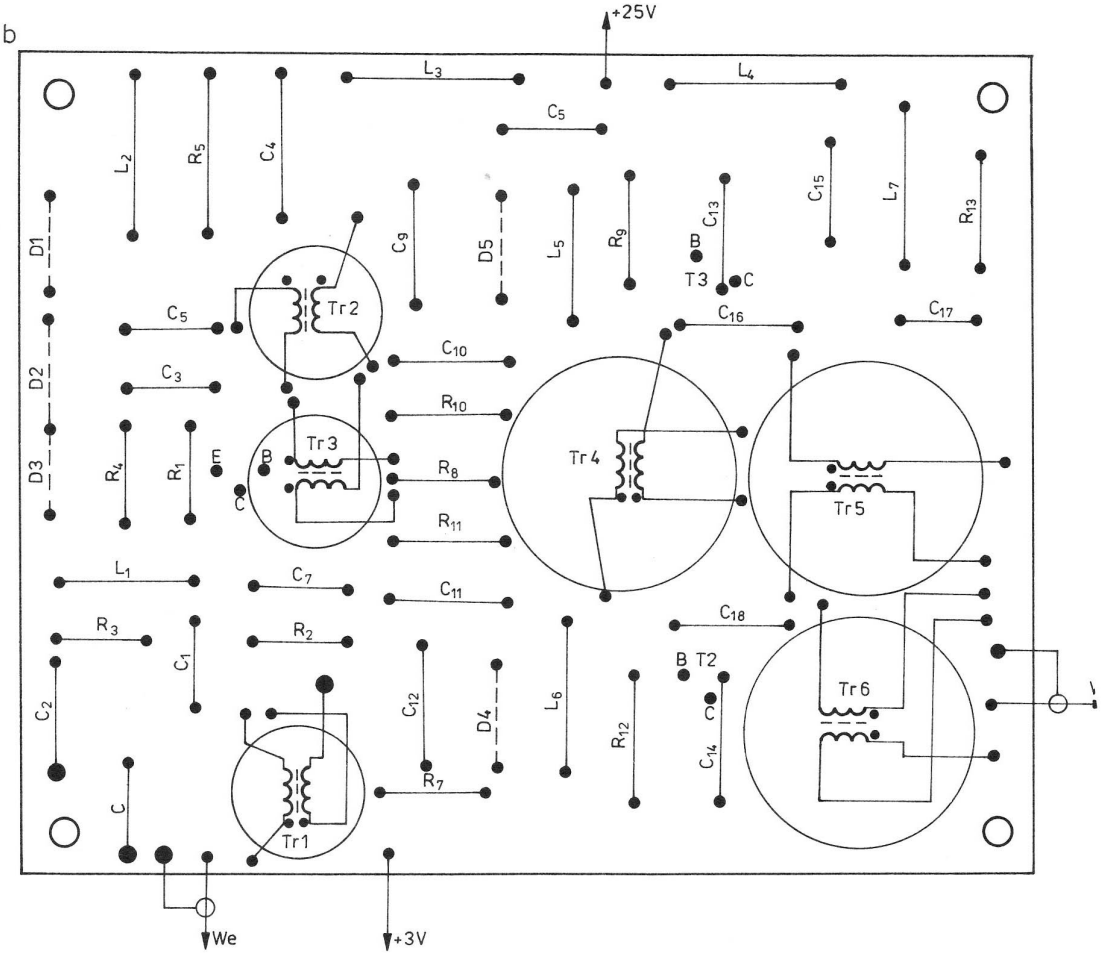
Oznaczenie	Indukcyjność [μH]	Liczba zwojów	Przewód	Rdzeń	Sposób nawinięcia	Rysunek
L1	50	80	DNE 0,3	Walcowy RW6 × 29 F1001	Zwój przy zwoju bezpośrednio na rdzeniu	 D = 6 L = 29
L2	20	50	DNE 0,5			
L3	20	50	DNE 0,5			
L4	5	25	DNE 1,0			
L5	50	80	DNE 0,3			
L6	50	80	DNE 0,3			
L7	5	25	DNE 1,0			
L80	1,36	10	DNE 2,02	Bez rdzenia powietrze	D = 25 L = 35	
L40	0,68	9	DNE 2,02		D = 20 L = 38	
L20	0,34	5	DNE 2,44		D = 22 L = 25	
L15	0,23	4	DNE 2,44		D = 20 L = 20	
L10	0,17	4	DNE 2,44		D = 15 L = 15	
TR1	—	2×10	DNEJ 0,47	Pierścieniowy RP 20×12×8 F 81	Bifilarnie (dwoma przewodami jednocześnie na obwodzie rdzenia)	 D = 20 d = 12 h = 8 D = 31,5 d = 19 h = 9
TR2	—	2×10	DNEJ 0,47			
TR3	—	2×6	DNEJ 1,0			
TR4	—	2×5	DNEJ 1,0	Pierścieniowy RP31,5×19×9 F 81		
TR5	—	2×5	DNEJ 1,0	Dwa sklejone rdzenie pierścieniowe RP31,5×19×9 F 81		
TR6	—	2×10	3×DNEJ 0,64 Skręcone ze sobą			

Ryś. 13.9. Dane techniczne cewek

a



b



Rys. 13.10. a) płytka drukowana wzmacniacza, b) rozmieszczenie elementów

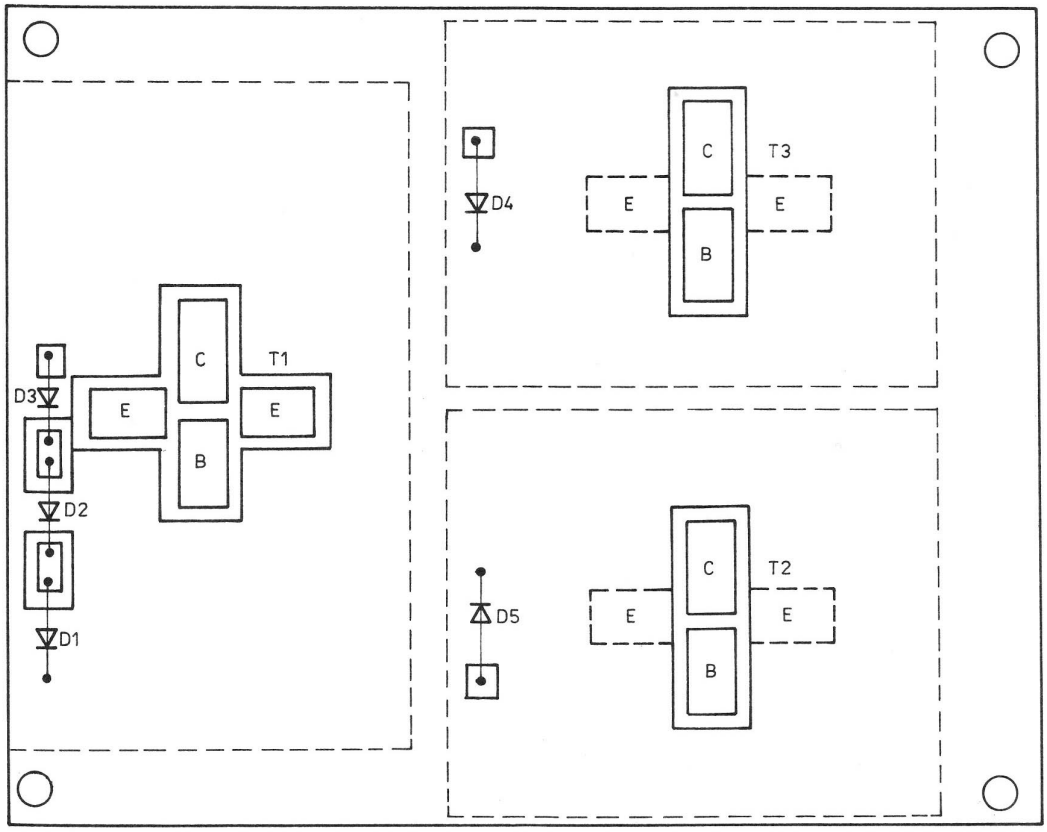
ciach, można łączyć kilka rezystorów równolegle (np. wartość 3,3 Ω/3 W można uzyskać przez równoległe połączenie 3 rezystorów po 10 Ω/1 W). Wszystkie tranzystory mają radiatory, takie same jak we wzmacniaczach m.cz. o powierzchni nie mniejszej niż 1000 cm^2 każdy. W pobliżu radiatorów umieszczono diody ustalające polaryzację baz. W celu lepszego chłodzenia radiatorów oprócz otworów w obudowie można zainstalować mały wentylator.

Elementy wzmacniacza przylutowano na płytce drukowanej (rysunek 13.10) od strony miedzi, natomiast tranzystory i diody wraz z radiatorami zamocowano po przeciwnej stronie (rysunek 13.11).

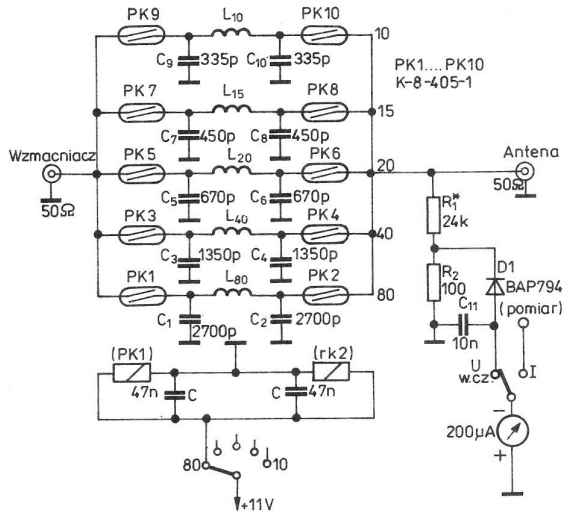
Uzwojenia transformatorów *Tr1 ÷ Tr6* nawinięto na ferrytowych rdzeniach (rysunek 13.11). Wszystkie uzwojenia, podobnie jak i rdzenie, składające się z dwóch pierścieni, sklejono klejem epoksydowym w celu wyeliminowania zmian indukcyjności w przypadku impulsowej pracy podczas emisji SSB. Zewnętrzna izolacja przewodów jest jedwabna, aby zapobiec przetarciom o ostre krawędzie rdzenia przy nawijaniu (wskazane jest opiłowanie ostrych krawędzi pierścieni np. pilnikiem-iglakiem).

Podczas nadawania obwód zamyka się przez przekaźniki kontaktronowe *Pr2* i *Pr4*, natomiast podczas odbioru przez *Pr3* i *Pr1*. Przekaźniki te umieszczono w pobliżu gniazd BNC (We – Wy) i połączono z płytką przewodem koncentrycznym. Dodatkowo podczas odbioru zostaje odłączone napięcie +3 V, dzięki czemu punkty pracy tranzystorów zostają przesunięte do klasy C, wzmacniacz przestaje pobierać prąd, przez co zostaje wyeliminowana możliwość wprowadzenia szumów w odbiorniku.

Obwody wyjściowe (rysunek 13.12) pracują zarówno podczas nadawania jak i odbioru. Są to przełączane filtry typu π o dobroci około 3 i liczbie zwojów jak w tablicy. Napięcie do cewek kontaktronów jest doprowadzane przez styki pięciopozycyjnego przełącznika zakresów (można od razu zastosować przełącznik mechaniczny, lecz jest to trudniejsze do zrealizowania ze względu na niezbędne krótkie połączenia). W filtrach zastosowano kondensatory mikowe, natomiast cewki – powietrzne. Strojenie obwodów przeprowadza się przez ściskanie i rozciąganie zwojów cewek przy większych częstotliwościach poszczególnych pasm (3,8, 7,1 itd.). Filtr zmontowano na płytce drukowanej pokazanej na rysunku 13.13. Między cewki wstawiono ekrany z pasków blachy ocynkowanej o grubości 0,5 mm i wysokości 35 mm.



Rys. 13.11. Płytka drukowana (od strony radiatorów)



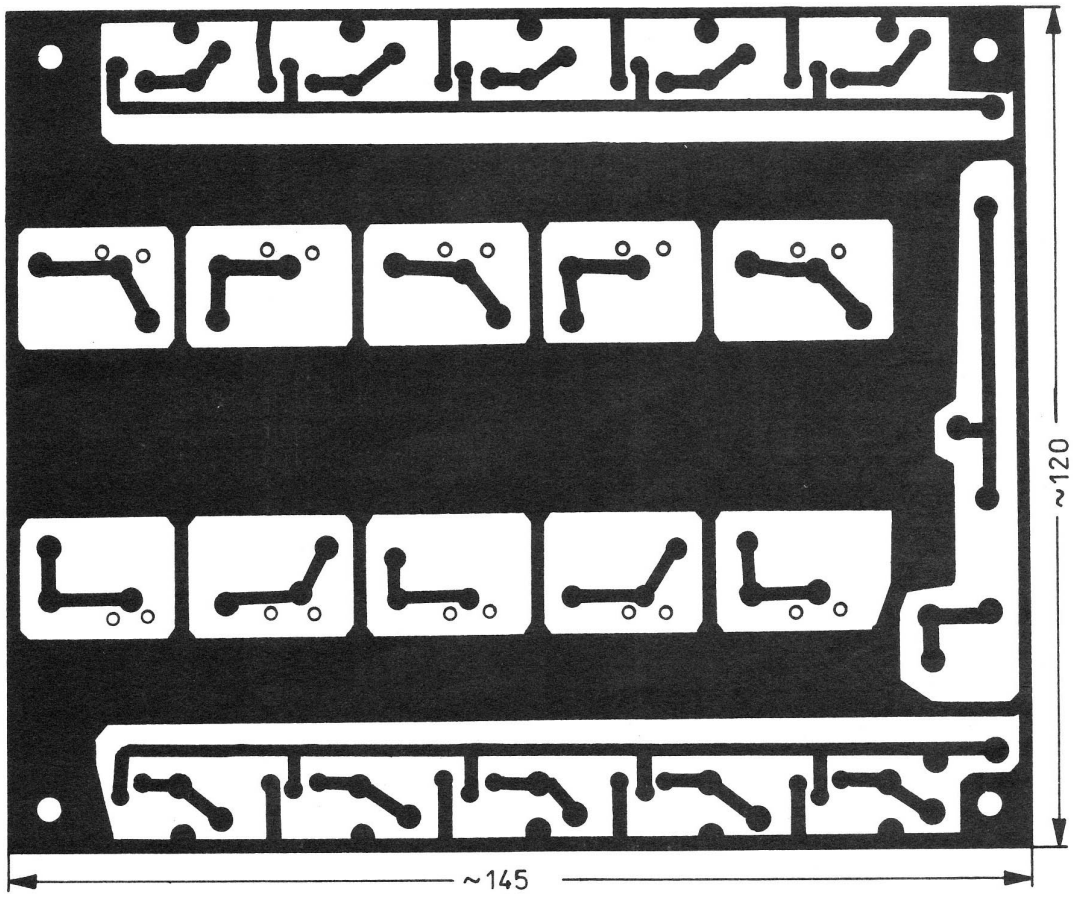
Rys. 13.12. Schemat ideowy obwodów wyjściowych

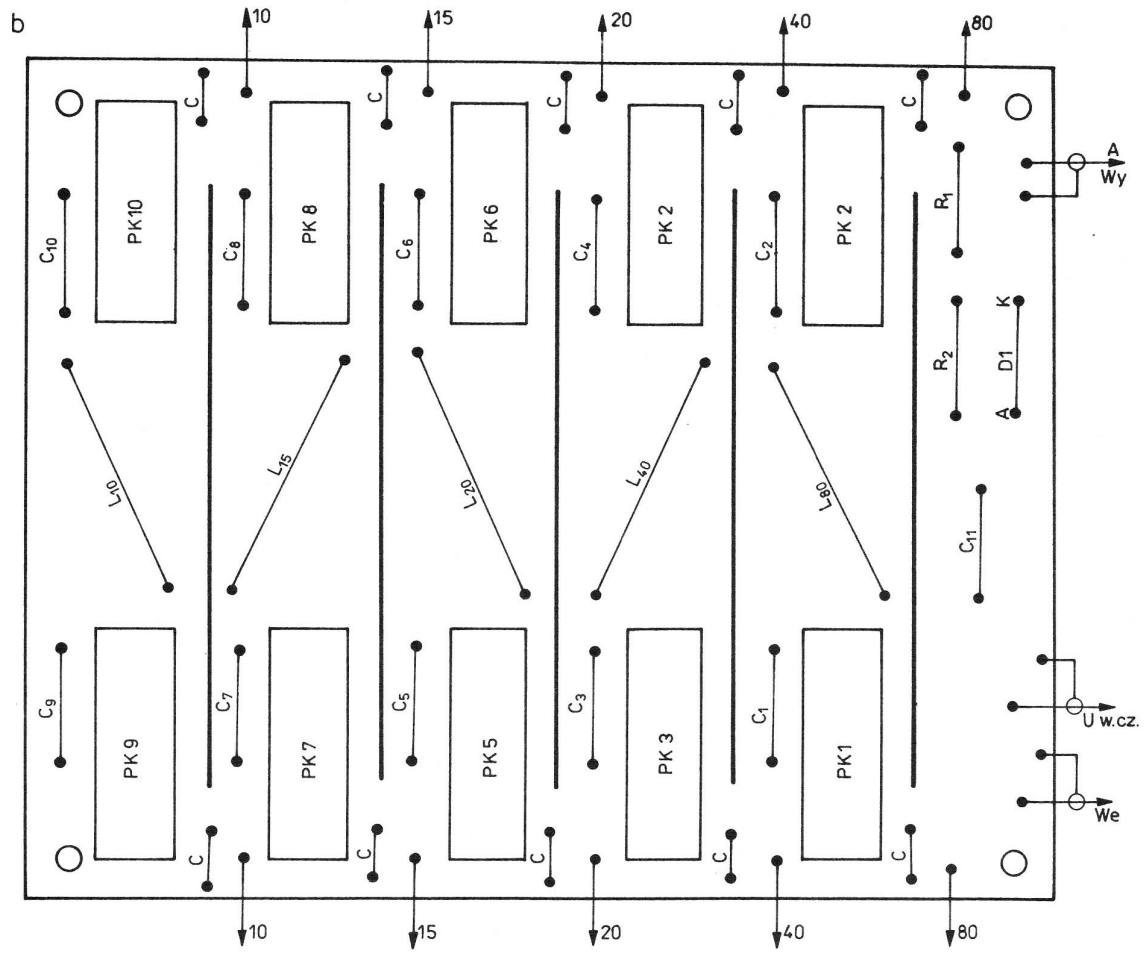
Na wyjściu antenowym zastosowano pomiar napięcia w.cz. woltomierzem diodowym z miernikiem 200 μA.

Zasilacz, którego schemat przedstawiono na rysunku 13.14, dostarcza napięć: +25 V do zasilania obwodów kolektorowych wzmacniacza, +3 V do wstępnej polaryzacji baz, +12 V do zasilania cewek przekaźników kontaktronowych. W zasilaczu zastosowano transformator fabryczny typu TS120/4 (ZATRA), w którym dodatkowo nawinięto, bez rozbierania rdzenia, 25 zwojów drutu DNE0,4. Rezystor R_1 (0,1 Ω) stanowi bocznik mikroamperomierza i służy do kontroli prądu podczas nadawania. Tranzystory $T2 \div T4$ pracują jako elementy przełączające, sterowane napięciem +12 V, uzyskanym z transceivera. Podczas nadawania (0 V/„N") za pomocą tranzystora *T3* zostają włączone przekaźniki *Pr2* i *Pr4*, natomiast podczas odbioru (+12 V („O") za pomocą tranzystora *T4* – przekaźniki *Pr1*, *Pr3*. Tranzystor *T2* „odcina" napięcie odniesienia bazy tranzystora *T1*, przerywając obwód polaryzacji baz wzmacniacza końcowego. Elementy zasilacza (oprócz transformatora) zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 13.15. Przykładowe rozmieszczenie podstawowych członów wzmacniacza pokazano na rysunku 13.16.

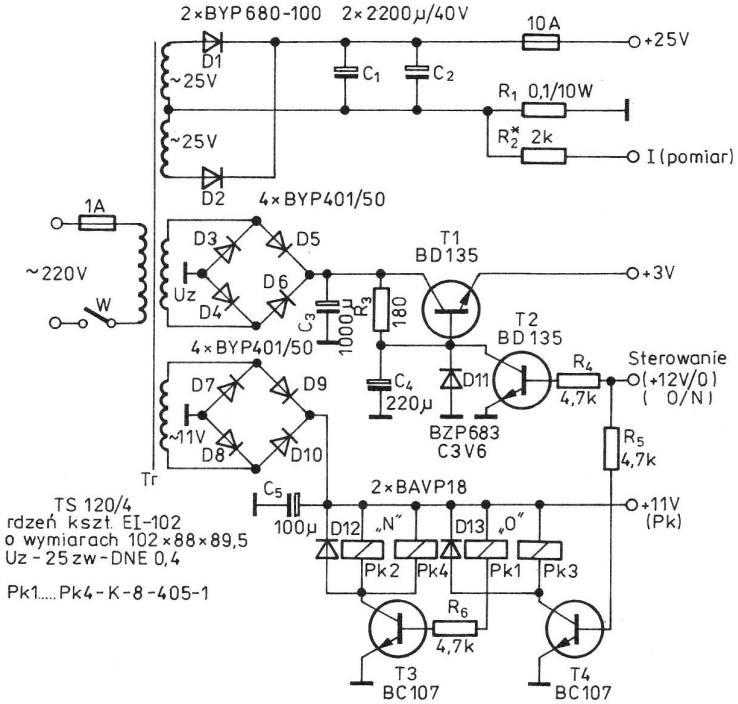
W rozwiązaniu modelowym wykorzystano obudowę z blachy o rozmiarach przedstawionych na rysunku, ale można ją również wykonać samodzielnie. Należy tylko pamiętać o zapewnieniu właściwej konwekcji ciepła przez wykonanie szeregu otworów wentylacyjnych.

a



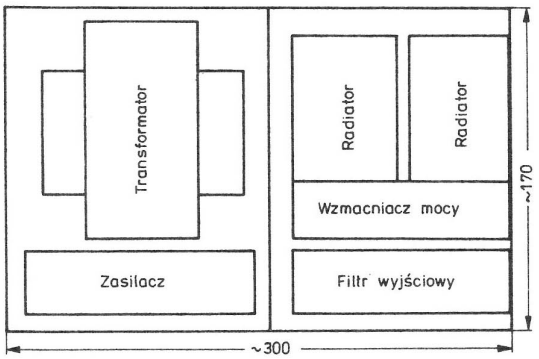


Rys. 13.13. Płytka drukowana (a) wraz z rozmieszczeniem elementów (b)



Rys. 13.14. Schemat ideowy zasilacza wzmacniacza mocy

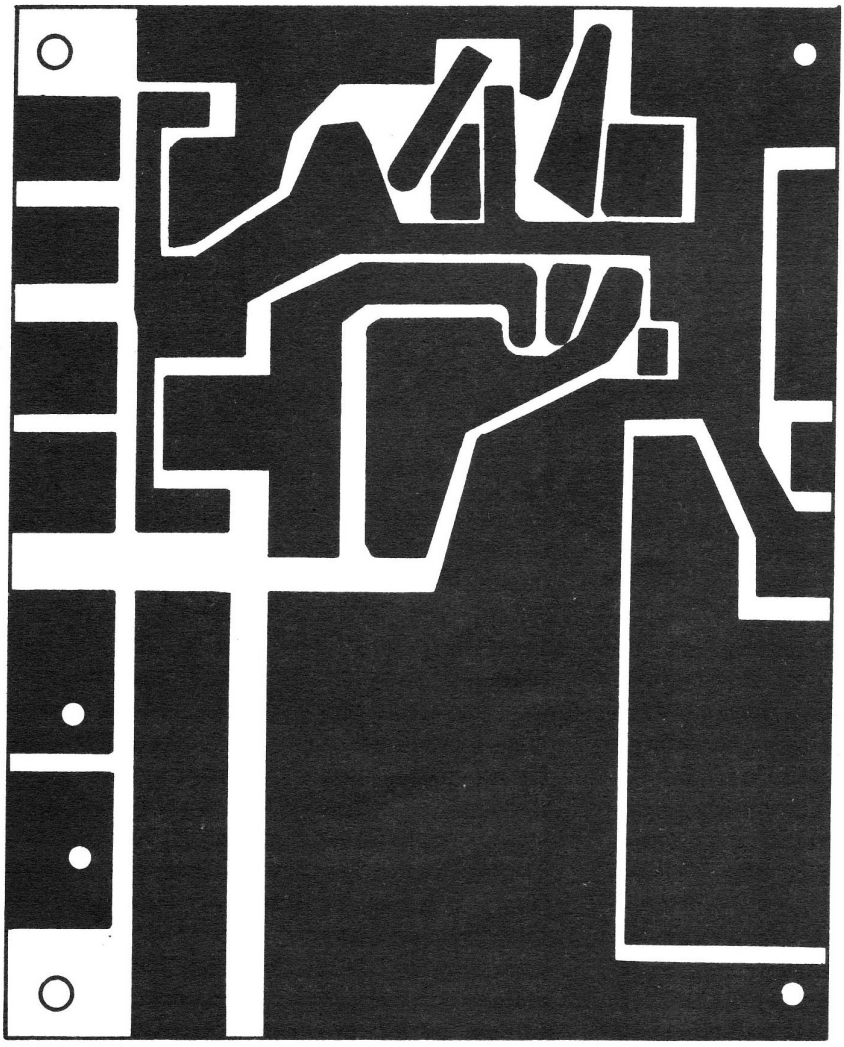
Podczas uruchamiania wzmacniacza należy wyjście wzmacniacza obciążyć miernikiem mocy, obwód +25 V zaś zastąpić zasilaczem o regulowanym napięciu i sprawnym ograniczniku prądowym. Stopniowo podwyższając napięcie zasilające kontrolujemy prądy spoczynkowe tranzystorów wzmacniacza, aby nie dopuścić do ich uszkodzenia. Całkowity pobór prądu można zmierzyć amperomierzem na zaciskach bezpiecznika po jego wyjęciu. Po wyregulowaniu prądów spoczynkowych za pomocą rezystorów oznaczonych gwiazdką (bez sygnału wejściowego) należy przystąpić do zestrojenia obwodów wyjściowych i zmierzenia mocy. W tym celu do wejścia wzmacniacza podłączamy transceiver przełączony na pracę CW, a do wyjścia, nadal obciążonego, oscyloskop (niekoniecznie). Po upewnieniu się, że układ pracuje poprawnie, bez samowzbudzenia i nadmiernego nagrzewania się tranzystorów, można przyłączyć antenę, najlepiej za pośrednictwem reflektometru.

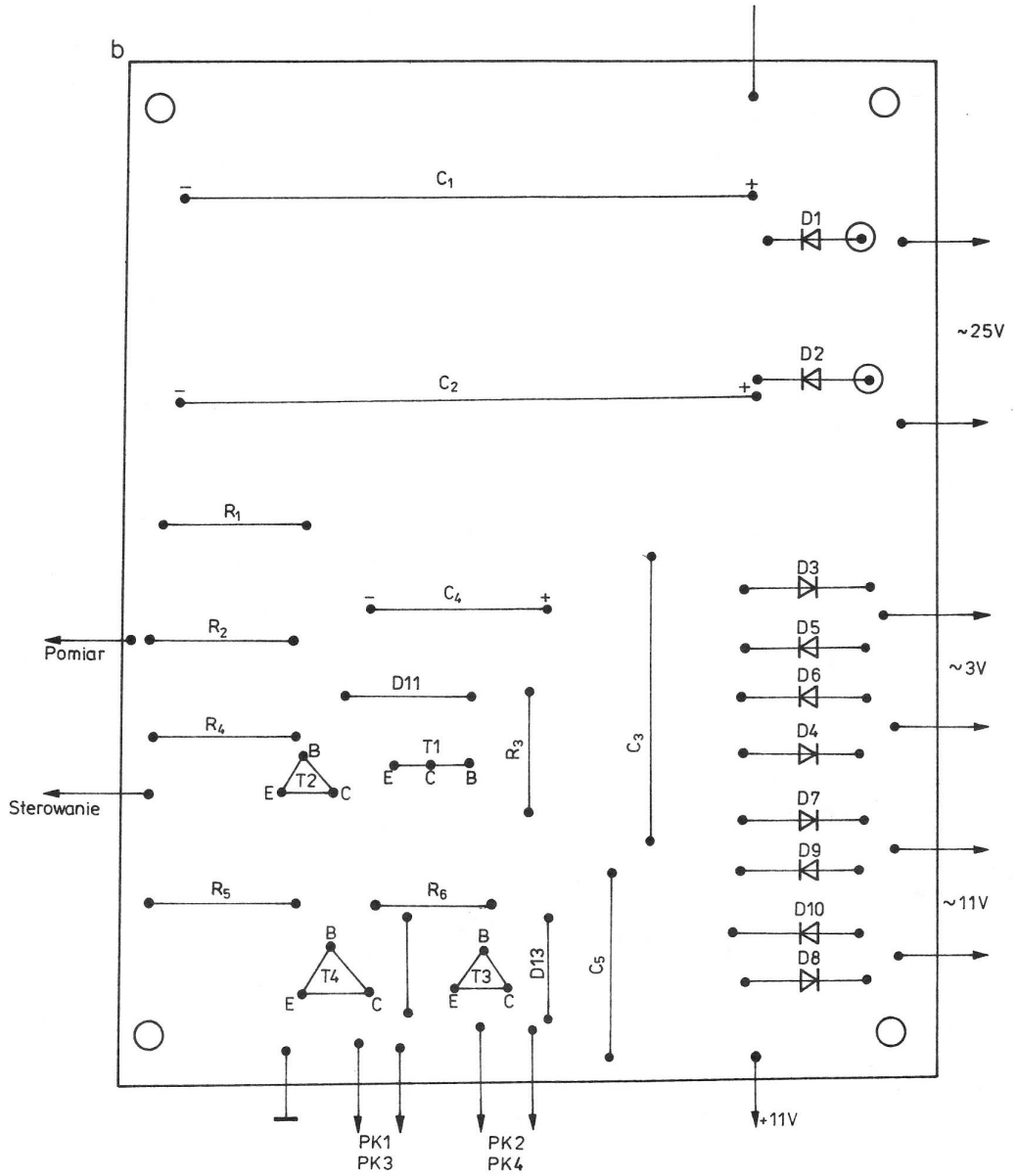


Rys. 13.16. Przykładowe rozmieszczenie podzespołów wzmacniacza w obudowie

W końcowej fazie uruchomienia można jeszcze raz skorygować indukcyjności filtrów. Współczynnik WFS powinien być jak najbardziej zbliżony do 1 (nie powinien przekraczać 1,5).

a





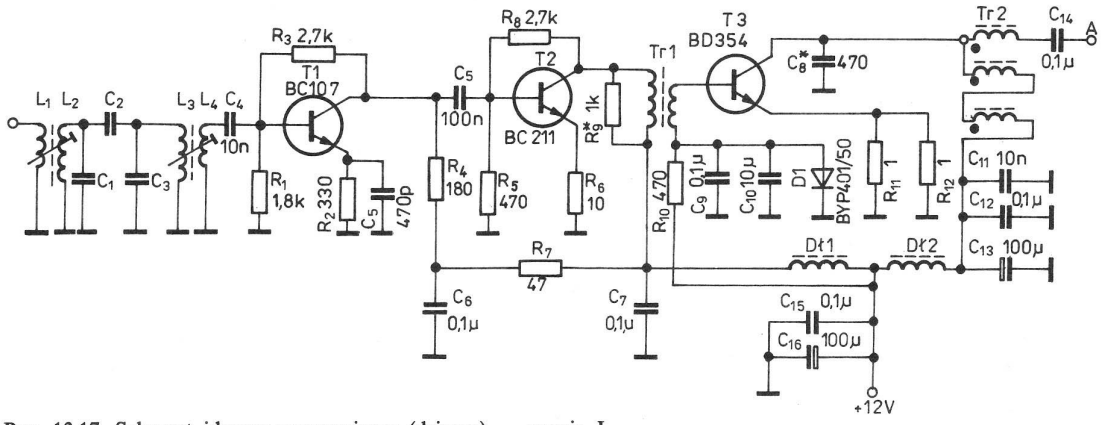
Rys. 13.15. a) płytka drukowana, b) rozmieszczenie elementów

13.3. Wzmacniacze tranzystorowe (drivery)

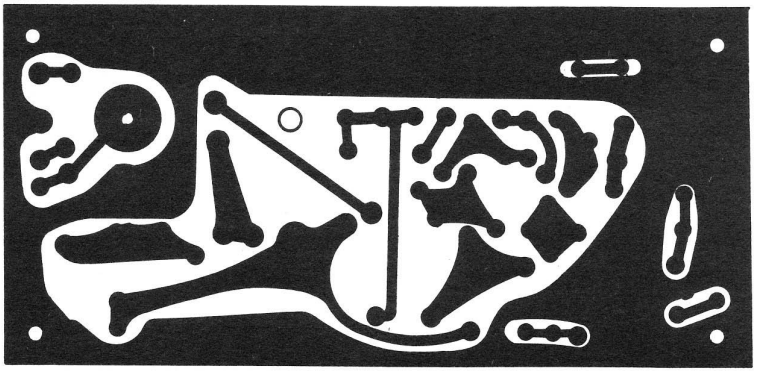
W rozdziale zostaną w skrócie przedstawione dwa wzmacniacze sterujące, tzw. drivery. Przedstawiony na rysunku 13.17 układ trzystopniowego wzmacniacza jest zbliżony do układu stosowanego w transceiverach ATLAS. W zależności od zastosowanych elementów wzmacniacz może pracować na różnych częstotliwościach. Zależy to od pasma przenoszenia filtru $L_1 \div L_4$, $C_1 \div C_3$ (dla 80 m dane jak w rozdziale 11.4) oraz częstotliwości granicznej użytych tranzystorów. Tranzystor *T1* (BC107) pracuje w klasie A z obciążeniem rezystancyjnym. Dwa następne tranzystory *T2* (BC211) i *T3* (BD354) pracują w klasie AB z obciążeniem transformatorowym. Układ z podanymi tranzystorami pracuje poprawnie do częstotliwości 14 MHz (przy *T1* (2N3866), *T3* (BLY22) będzie pracował w całym zakresie KF). Duża liczba elementów odsprzęgających powoduje, że wzmacniacz pracuje stabilnie, bez podwzbudzeń.

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 13.18, a rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 13.19.

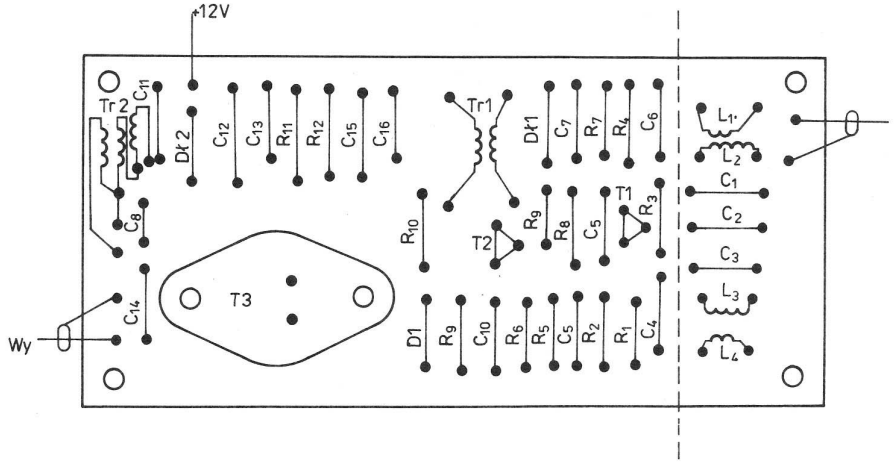
Transformator *Tr1* nawinięto na rdzeń pierścieniowy o średnicy 10 mm z materiału F2001. Uzwojenie pierwotne zawiera 15 zwojów, a uzwojenie wtórne 2 zwoje drutu DNEJO,3. Transformator wyjściowy *Tr2* nawinięto na telewizyjnym rdzeniu dwuotworowym z materiału F201 (3 × 5



Rys. 13.17. Schemat ideowy wzmacniacza (drivera) — wersja I



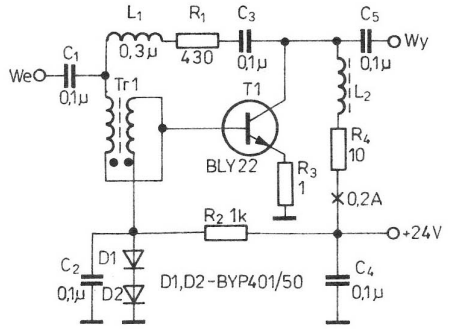
Rys. 13.18. Płytka drukowana wzmacniacza I



Rys. 13.19. Rozmieszczenie elementów

zwojów drutu DNEJ0,4). W układzie może być konieczne dobranie wartości rezystorów polaryzacji baz (R_1, R_5, R_{10}). Orientacyjne wartości spadków napięć na rezystorach emiterowych wynoszą: na R_2 — 1,7 V, na R_6 — 120 mV, na R_{11} — 12 mV. Elementy R_9 i C_8 powinny być dobrane w końcowej fazie uruchamiania tak, aby zapewnić czysty sygnał przy maksymalnej amplitudzie. W przypadku pracy szerokopasmowej część płytki drukowanej z obwodami pasmowymi może być pominięta. Na rysunku 13.19 tę część płytki oddzielono linią przerywaną.

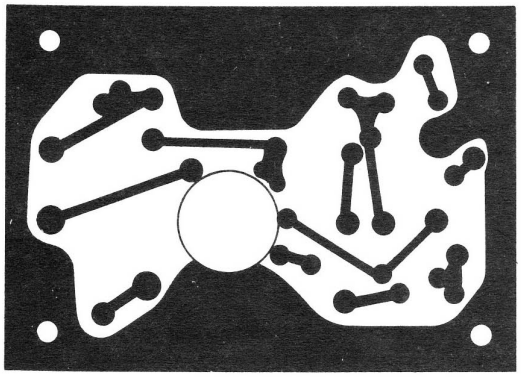
Drugi z szerokopasmowych wzmacniaczy odznacza się prawie płaską charakterystyką przenoszenia w zakresie 1,8÷30 MHz (rysunek 13.20). Zostało to osiągnięte dzięki tranzystorowi BLY22, który pracuje w klasie A z ujemnym sprzężeniem zwrotnym realizowanym przez L_1, R_1, C_3, R_3. Szerokopasmowy transformator *Tr1* o przekładni 4:1 dopasowuje małą impedancję wejściową tranzystora *T1* (15÷18 Ω) do typowego kabla koncentrycznego 75 Ω. Diody *D1*, *D2* ustalają prąd spoczynkowy tranzystora na wartość 0,2÷0,3 A. Znaczny prąd spoczynkowy powoduje koniecz-



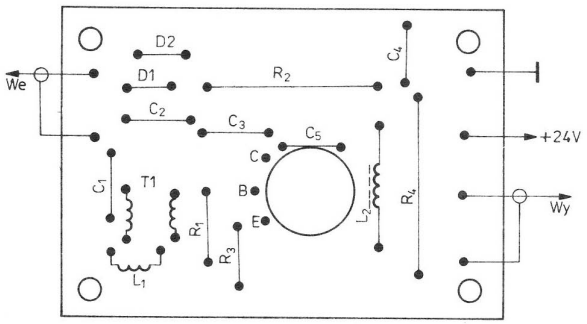
Rys. 13.20. Schemat ideowy wzmacniacza (drivera) — wersja II

ność przykręcenia tranzystora do dużego radiatora, najlepiej przymocowanego do tylnej ścianki urządzenia. Chcąc przesunąć punkt pracy stopnia do klasy AB należy dołączyć równolegle do diod dobrany rezystor zmniejszający przedpięcie na bazie tranzystora *T1*.

Układ zmontowano na płytce drukowanej zamieszczonej na rysunku 13.21. Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rysunku 13.22.



Rys. 13.21. Płytka drukowana wzmacniacza II



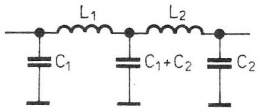
Rys. 13.22. Rozmieszczenie elementów

Tranzystor *T1* zamontowano wewnątrz otworu w płytce, dokonując połączeń krótkimi odcinkami drutu srebrzonego o średnicy 1 mm. Transformator *Tr1* zawiera uzwojenia nawinięte bifilarnie 2×10 zwojów drutu DNE0,3 na rdzeniu o średnicy 10 mm z materiału F2001. Cewka L_2 o indukcyjności 20 µH nawinięta jest na wałeczku ferrytowym o średnicy 3 mm i zawiera 30 zwojów DNEJ0,3. Cewka L_1 jest wykonana jako powietrzna, bez rdzenia, i zawiera 5 zwojów drutu DNE1 na średnicy 6 mm. Zwoje cewki ściska się lub rozciąga w celu korekcji charakterystyki w zakresie większych częstotliwości.

Przedstawione układy charakteryzują się mocą wyjściową rzędu 2 W przy małej impedancji We — Wy, umożliwiającej dołączenie ich za pośrednictwem kabla $50 \div 75\ \Omega$, przy czym układ z rysunku 13.17 może być sterowany bezpośrednio z mieszacza diodowego transceivera (transwertera), a układ z rysunku 13.20 wymaga sygnału o wartości około 3 V.

Uruchamianie przedstawionych układów nie różni się od sposobów uruchamiania wzmacniaczy opisanych wcześniej.

Na rysunku 13.23 przedstawiono wartości elementów filtru dolnoprzepustowego, który może być włączony między wzmacniacze i antenę, kiedy pracujemy QRP, albo też między driver a wzmacniacz większej mocy, podczas pracy QRO.

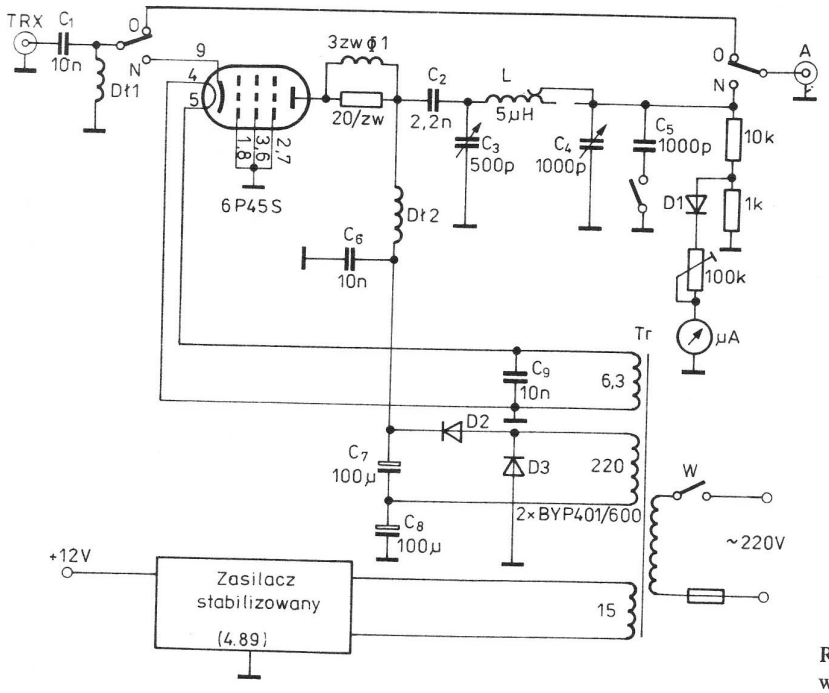


f[MHz]	L_1, L_2[µH]	C_1, C_2[pF]
1,8	5,8	1360
3,5	1,9	750
7	1,0	430
14	0,55	220
21	0,37	150
28	0,27	100

Rys. 13.23. Wartości elementów filtrów dolnoprzepustowych (płytka — rys. 13.7)

13.4. Lampowy wzmacniacz mocy 50 W

Opisany wzmacniacz był przeznaczony w zasadzie do minitransceivera BARTEK II, lecz ze względu na szerokopasmowy układ wyjściowy może być stosowany w całym zakresie KF. We wzmacniaczu, którego schemat zamieszczono na rysunku 13.24, zastosowano lampę mocy typu 6P45S (ZSRR) stosowaną w OTVC. Zastosowany układ z uziemionymi siatkami odznacza się dobrą liniowością, prostą konstrukcją oraz brakiem zakłóceń TV. Prąd spoczynkowy lampy wynosi około 35 mA. Przekaźnik antenowy jest tak połączony, że oprócz anteny rozłącza jednocześnie zasilanie katody lampy, a tym samym przerywa niepotrzebny pobór prądu podczas odbioru. Na wyjściu układu znajduje się filtr typu π dopasowujący impedancję



Rys. 13.24. Schemat ideowy lampowego wzmacniacza mocy 50 W (*D1* — AAP152)

lampy (około 1000 Ω) do impedancji anteny 75 Ω. Aby uprościć kłopotliwe przełączanie cewek (odczepów) zastosowano wariometr o indukcyjności 5 μH (16 zwojów drutu srebrzonego o średnicy 2 mm nawiniętych na korpusie ceramicznym o średnicy 35 mm i długości 5 mm). Dodatkowa pojemność 1000 pF jest niezbędna tylko przy pracy w pasmie 80 m. Budując wzmacniacz tylko na jedno pasmo można zrezygnować z drugiego kondensatora strojeniowego C_4 i zastosować kondensator stały (np. dla pasma 80 m w rozwiązaniu modelowym zastosowano kondensator mikowy 2200 pF/250 V). Jako kondensatory zmienne C_3, C_4 zastosowano kondensatory ze starego odbiornika lampowego PIONIER.

Dławik *Dł1* zawiera 50 zwojów drutu DNE0,3 nawiniętych na korpusie cewki odbiornika telewizyjnego o średnicy 7 mm, dławik *Dł2* zaś 250 zwojów DNE0,3 na korpusie ceramicznym o średnicy 14 mm po uszkodzonym rezystorze drutowym. Zasilacz dostarcza trzech napięć: ~6,3 V, +600 V oraz stabilizowanego +12 V do BARTKA (rozdział 4.20). Napięcie +600 uzyskano z podwajacza napięcia 220 V. W rozwiązaniu modelowym wykorzystano transformator fabryczny TS130/2 (ZATRA), w którym zdjęto istniejące uzwojenie napięcia 6,3 V i nawinięto taką samą liczbę zwojów drutem DNE1,5.

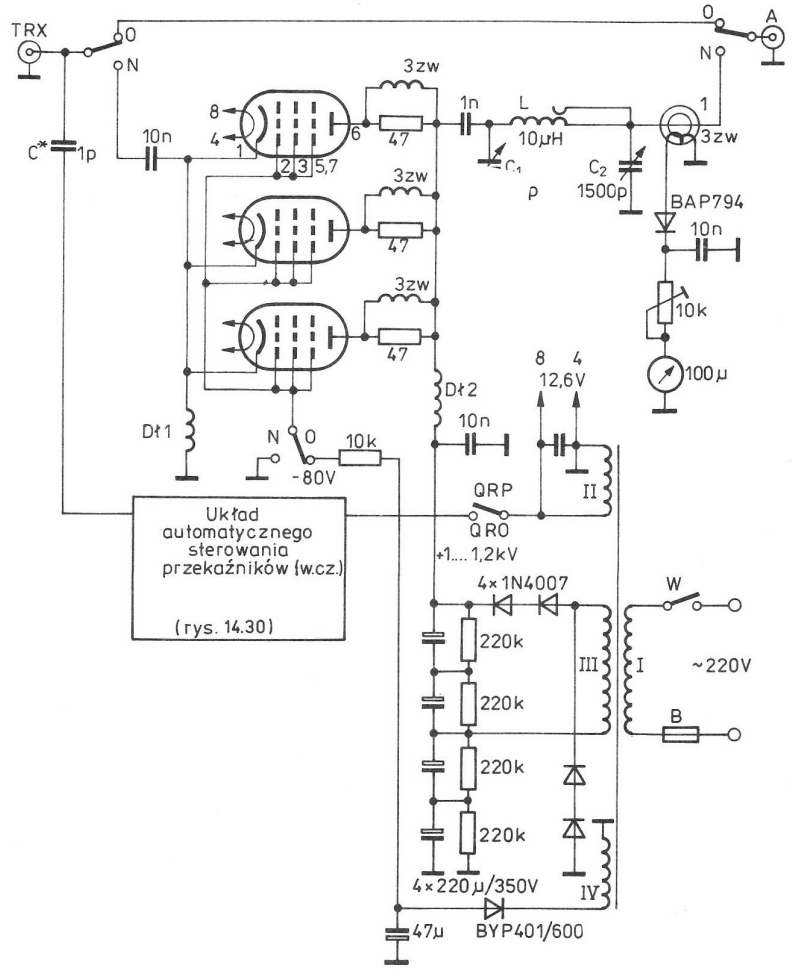
Cały układ wzmacniacza, łącznie z zasilaczem, zmontowano w obudowie po radiotelefonie FM 302 (można obudowę wykonać własnoręcznie, pamiętając o niezbędnych otworach do chłodzania lampy i transformatora). W zasilaczu stabilizowanym +12 V wykorzystano płytkę z rysunku 4.89.

Pozostałe elementy zmontowano sposobem przestrzennym. Do przedniej ścianki urządzenia przykręcono: kondensatory strojeniowe, wariometr, mikroamperomierz, wyłączniki. Ścianka tylna zawiera: 2 gniazda *UC1*, gniazdo bezpiecznika, gniazdo diodowe do zasilania BARTKA i sterowania przekaźnika „*N/O*" oraz przewód sieciowy.

Wzmacniacz stroi się na maksimum wychylenia wskazówki mikroamperomierza.

13.5. Lampowy wzmacniacz mocy 250 W

Przedstawiony wzmacniacz jest dodatkowym urządzeniem do pięciopasmowego transceivera o mocy około 20÷30 W. W układzie zastosowano 3 lampy GU50 sterowane w katodzie. Zaletą tego rozwiązania jest liniowa praca, mały poziom zakłóceń oraz impedancja wejściowa bliska 75 Ω (bez układów dopasowujących) tak, że przy pracy ze wzmacniaczem lub bez wzmacniacza nie trzeba korygować filtru wyjściowego w transceiverze. Schemat elektryczny wzmacniacza zamieszczono na rysunku 13.25. W układzie zastosowano elektroniczny przełącznik anteny. Z chwilą pojawienia się na wejściu napięcia w.cz. następuje wyprostowanie tego napięcia, wzmocnienie we wzmacniaczu prądu stałego i załączenie cewek przekaźników. Jeden z przekaźników swymi stykami przełącza antenę, drugi zaś podaje sygnał wejściowy na katody lamp oraz blokuje lampy przez zwarcie siatek do masy. Zatykanie lamp napięciem ujemnym rzędu 80 V jest konieczne ze względu na znaczne ich nagrzewanie przez prąd spoczynkowy



Rys. 13.25. Schemat ideowy lampowego wzmacniacza mocy 250 W

oraz możliwość wprowadzania szumów przy odbiorze. Gdy rezygnujemy z przełącznika elektronicznego, jest konieczne zastosowanie dodatkowego gniazda do sterowania wzmacniacza z transceivera.

Na wyjściu wzmacniacza zastosowano filtr typu π, przy czym zrezygnowano z pięciopołożeniowego przełącznika, a zastosowano wariometr o indukcyjności około 10 μH (można zastosować wariometr z radiostacji 10RT). Z teoretycznych wyliczeń wynika, że filtr powinien mieć następujące parametry: $C_1 = 285$ pF, $L = 8{,}65$ μH, $C_2 = 1470$ pF. Są to wartości maksymalne, odpowiadające pasmu 80 m. Przy wyższych pasmach wartości te należy podzielić przez odpowiednią wielokrotność 3,5, np. dla 7 MHz przez 2 itd. W przypadku trudności z uzyskaniem kondensatora C_2 o wartości 1500 pF można używać kondensatora 2×465 pF typu odbiorczego i zainstalować wyłącznik (np. typu sieciowego), którym dołącza się dodatkowy kondensator np. 1000 pF/250 V. Kondensator C_1 powinien mieć odstęp między płytkami około 3 mm. Przy podłączeniu jednej sekcji kondensatora typu odbiorczego 465 pF z kondensatorem o pojemności szeregowej 1 nF/2 kV przy maksymalnym wysterowaniu występowały przebicia między płytkami.

Zasilacz powinien dostarczać napięcia: $+1000 \div +1200$ V (które nie powinno spadać przy maksymalnym wysterowaniu o więcej niż 10%), zmienne 12,6 V/2,5 A (napięcie żarzenia). Z praktyki wiadomo, że korzystniej jest, jeżeli napięcie to jest nieco wyższe od podanego (maksymalne napięcie według danych katalogowych może wynosić 14,5 V). Należy jednak pamiętać, że zmniejsza się wówczas żywotność lamp. Napięcie ujemne 80 V nie jest wartością krytyczną. W rozwiązaniu modelowym wykorzystano transformator sieciowy o następujących danych: przekrój środkowej kolumny około 20 cm^2, uzwojenie I – 400 zwojów DNE1, uzwojenie II – 28 zwojów DNE1,6, uzwojenie III – 700 zwojów DNEO,6, uzwojenie IV – 160 zwojów DNEO,2. W przypadku braku dodatkowego uzwojenia 80 V, można odłączać napięcie anodowe, jednak ze względów bezpieczeństwa należy tego dokonywać za pomocą przekaźnika o ceramicznej izolacji i solidnych stykach. Jednym ze sposobów elektronicznego zatykania lamp jest użycie lampy kluczującej, lecz komplikuje to układ.

Cały wzmacniacz, podobnie jak w poprzednim rozwiązaniu, zmontowano w obudowie po radiotelefonie FM 302 (wysokość obudowy musi odpowiadać wymiarom posiadanego transformatora). Ze względów bezpieczeństwa pod stykami podstawek lamp umieszczono płytkę izolacyjną, przyklejoną do dolnej części obudowy. Dławik *Dł1* zawiera 20 zwojów DNE0,3 na pręcie ferrytowym o średnicy 3 mm, *Dł2* — 150 zwojów DNE0,3 na korpusie ceramicznym o średnicy 14 mm po uszkodzonym rezystorze drutowym. Wzmacniacz stroi się podobnie jak w poprzednim rozwiązaniu.

13.6. Wzmacniacz mocy na pasmo 2 m

W ostatnim czasie wzmacniacze mocy pracujące w zakresie UKF budowane są — nie tylko przez krótkofalowców — z użyciem rosyjskich tranzystorów mocy w.cz. Tranzystory te charakteryzują się niezłymi parametrami przy stosunkowo niskiej cenie i dużej dostępności.

Schemat ideowy układu zamieszczono na rysunku 13.26.

Wzmacniacz zapewnia 4 ÷ 12 W mocy wyjściowej w zależności do zastosowanego tranzystora i mocy sterującej. Układ może być wykorzystany do radiotelefonu 2 m o mocy wyjściowej 0,5 ÷ 1,5 W. Na wejściu wzmacniacza znajduje się układ automatycznego przełączania anteny z odbioru na nadawanie (tak zwany VOX w.cz.), co bardzo ułatwia pracę emisją FM. Wejściowy sygnał w.cz. podlega detekcji (*D1, D2*), a następnie poprzez wzmacniacz na tranzystorze *T2* włącza przekaźnik *PZ* — MT12/24 V.

Wzmacniacz pracuje na tranzystorze *T1* w klasie AB i ma filtry dopasowujące impedancję We/Wy tranzystora do znamionowej impedancji obciążenia (50 ÷ 75 Ω)

Na rysunku 13.27 zamieszczono szkic płytki montażowej z wyfrezowanymi polami lutowniczymi. Cewki $L_1 \div L_5$ nawinięto jako powietrzne w następujący sposób:

L_1 — 2 zwoje drutu CuAg 0,8 na średnicy 6 mm, długość nawinięcia 11 mm.

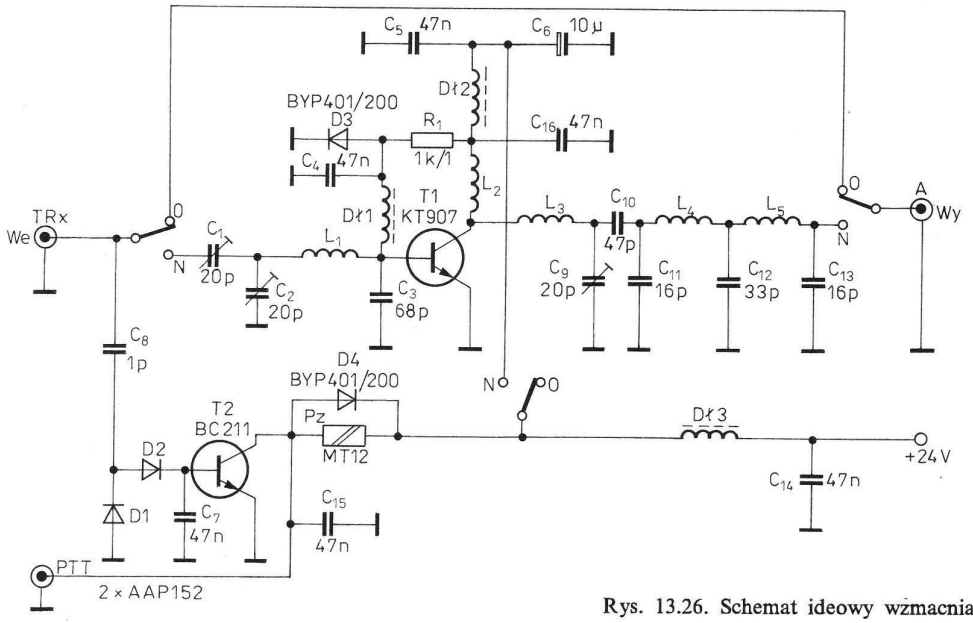
L_2, L_3 — 4 zwoje drutu CuAg 0,8 na średnicy 7 mm, długość nawinięcia 10 ÷ 11 mm.

L_4, L_5 — 5 zwojów drutu DNE 0,6 na średnicy 8 mm, długość nawinięcia 10 ÷ 12 mm.

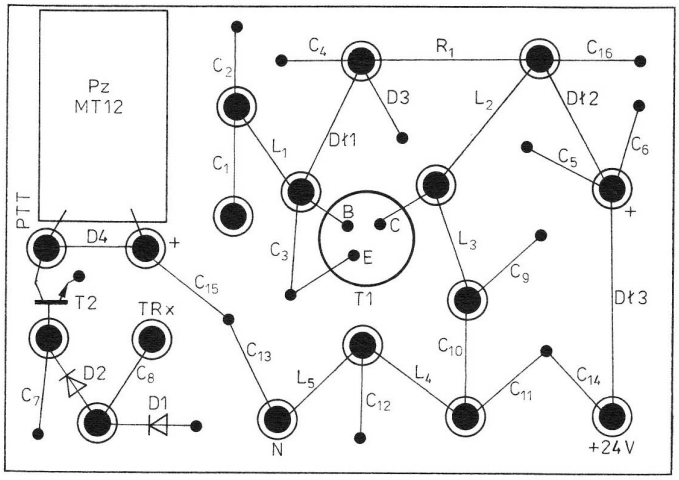
Dł1, Dł2 — 6 zwojów drutu DNE 0,4 na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym o średnicy 6 mm.

Dł3 — 100 zwojów drutu DNE 0,4 na karkasie zamkniętym w kubku ferrytowym o średnicy 18 mm z materiału AL 2500 (sposób wykonania niekrytyczny).

Płytkę wzmacniacza po zmontowaniu zamknięto w pudełku z blachy aluminiowej zaopatrzone w gniazda *WE/WY* typu BNC (UC1) oraz przewód zasilania. Tranzystor przykręcono bezpośrednio do dolnej części obudowy stanowiącej jednocześnie radiator. Przy uruchomieniu wzmacniacza jego wyjście powinno być obciążone rezystorem bezindukcyjnym 50 Ω/10 W (np. 6 rezystorów połączonych równolegle — 300 Ω/2 W). Strojenie układu ogranicza się do ustawienia trymerów 20 pF na maksimum mocy wyjściowej. Napięcie zasilania powinno być stabilizowane i nie większe jak 30 V ze względu na możliwość uszkodzenia tranzystora mocy. Moc wyjściowa układu przy



Rys. 13.26. Schemat ideowy wzmacniacza mocy na pasmo 2 m



Rys. 13.27. Płytka montażowa wzmacniacza

napięciu zasilania 28 V i mocy sterującej 1 W zależy od tranzystora *T1* i wynosi dla tranzystorów KT904 — 4 ÷ 5 W, KT907 — 7 ÷ 8 W. Oczywiście w układzie można również zastosować inne tranzystory, np. KT920, KT922 przy napięciu zasilania 12 ÷ 13,8 V.

Układ przystosowano do pracy liniowej (do poprawnej pracy wszystkimi emisjami łącznie z SSB) poprzez doprowadzenie napięcia wstępnej polaryzacji bazy powodującego przepływ przez tranzystor mocy w stanie spoczynku prądu ok. 20 mA. Sterowanie wzmacniacza przy pracy emisjami CW i SSB (przełączanie z odbioru na nadawanie) następuje poprzez obwód PTT. Przy pracy tymi emisjami nie zaleca się wykorzystywać VOX-a w.cz. ze względu na zbyt częstą pracę przekaźnika *PZ* (w takt modulacji).

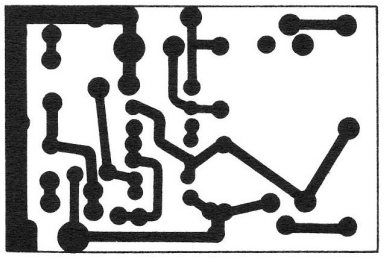
14

Układy dodatkowe do radiostacji

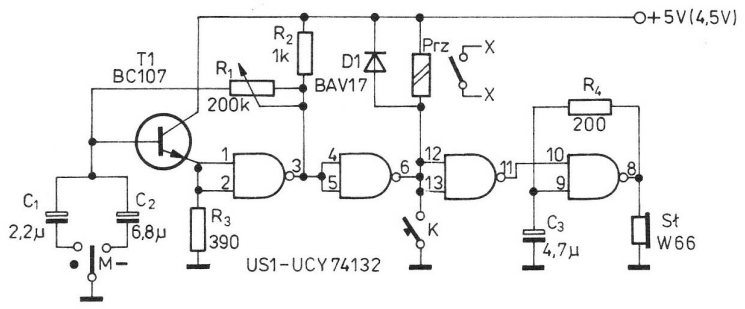
14.1. Najprostszy klucz telegraficzny

Układ elektroniczny klucza przedstawionego na rysunku 14.1 zrealizowano na jednym układzie scalonym UCY74132 i jednym tranzystorze *n-p-n* typu BC107. Bramki układu scalonego są bramkami NAND z wejściem Schmitta. Bramka *1* i tranzystor pracujący w układzie wtórnika emiterowego tworzą generator m.cz. powolnego impulsu o częstotliwości regulowanej w bardzo szerokich granicach potencjometrem R_1 (220 kΩ). Czas trwania kreski jest równy trzem długościom kropki, zapewniają to kondensatory C_1 (2,2 μF) i C_2 (6,8 μF). Ich wartość może być inna, np. 3,3 kF i 10 μF (ważne jest by był zachowany stosunek pojemności 1:3). Przy zwiększaniu pojemności kondensatorów należy odpowiednio zmniejszyć wartość potencjometru tak, by uzyskać wymagane tempo telegrafowania. Na bramce *4* zrealizowano kluczowy generator m.cz. z obciążeniem w postaci słuchawki typu W66. Odpowiednią częstotliwość drgań (w zależności od upodobań) można uzyskać przez zmianę wartości *RC*. Wszystkie kondensatory w układzie powinny być tantalowe lub styrofleksowe.

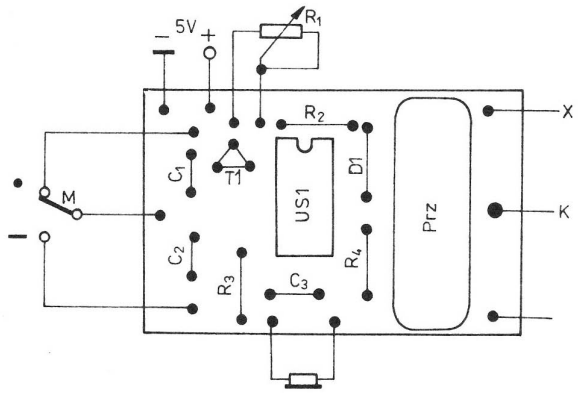
Układ elektroniczny klucza zmontowano na płytce drukowanej (rysunek 14.2). Rozmieszczenie elementów na tej płytce przedstawiono na rysunku 14.3. Układ działa od razu po zmontowaniu. Dobierając wartość rezystora R_4 (lub kondensatora C_3) można zmienić wysokość tonu akustycznego. Jako manipulator można wykorzystać jeden z wcześniej opisanych układów (rozdział 6.7). Po naciśnięciu klucza *K* zadziała przekaźnik *Pr* oraz generator podsłuchu (można nadawać ręcznie). Układ jest zasilany z płaskiej baterii 4,5 V, ale lepiej zastosować zasilacz stabilizowany 5 V. Zasadniczą wadą przedstawionego rozwiązania jest fakt, że dźwignie manipulatora trzeba trzymać do czasu wygenerowania całego znaku. Wady tej nie ma klucz, w skład którego wchodzą przerzutniki D. Jednak biorąc pod uwagę fakt prostoty roz-



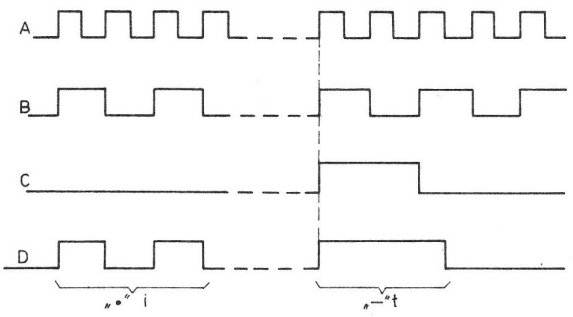
Rys. 14.2. Płytka drukowana klucza telegraficznego



Rys. 14.1. Schemat ideowy najprostszego klucza telegraficznego



Rys. 14.3. Rozmieszczenie elementów



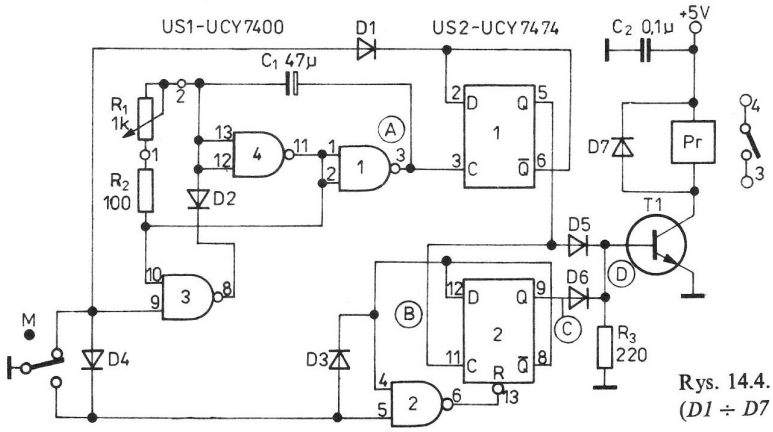
Rys. 14.5. Formowanie znaków

wiązania — z powodzeniem może on być używany przez początkującego krótkofalowca.

Inny prosty klucz elektroniczny (rysunek 14.4) zbudowano z wykorzystaniem dwóch układów scalonych *US1* (UCY7400) i *US2* (UCY7474) oraz jednego tranzystora *T1* (BC107...). Na bramkach *4* i *1* układu *US1* pracuje generator taktu, którego częstotliwość można zmieniać w szerokich granicach za pomocą potencjometru R_1. W ten sposób możliwa jest zmiana prędkości telegrafowania w granicach $30 \div 300$ znaków/minutę. Na bramce *3* zrealizowano obwód startu generatora, na bramce *2* zaś układ tworzenia kreski. Przerzutniki *1* i *2* układu *US2* pracują jako dzielniki przez 2, przy czym układ *1* z impulsów taktujących formuje kropki, utrzymując w całym zakresie szybkości współczynnik wypełnienia równy 0,5. Układ *2* przerzutnika formuje impulsy równe podwójnej długości kropki. Jeżeli dźwignia manipulatora jest ustawiona w pozycji „kropka" (tak, jak na rysunku), to na wejściu *9* bramki *3* pojawia się „0" logiczne, na wejściach *13* i *12* bramki *4* zaś „1" logiczna i generator taktu zaczyna formować impulsy prostokątne (rysunek 14.5). Przez diodę *D1* zrealizowano sprzężenie zwrotne działające w ten sposób, że gdy na wyjściu *Q* przerzutnika *1* pojawi się „0" logiczne, to zostanie ono podane do obwodu startu generatora. Takie rozwiązanie zapewnia generację kropek o jednakowej długości, niezależnie od tego, w którym momencie nastąpiło przerwanie kontaktu manipulatora (w przeciwieństwie do klucza opisanego wcześniej). Z wyjścia *Q* przerzutnika *1* impulsy kropek przez diodę *D5* wprowadzają w stan nasycenia tranzystor *T1*, w obwodzie kolektora którego znajduje się cewka kontaktronu *Pr*. Kolektor tranzystora *T1* może być włączony bezpośrednio w obwód manipulacji nadajnika.

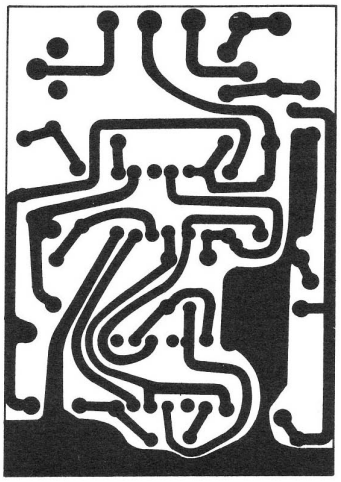
Przy ustawieniu dźwigni manipulatora w położeniu „kreska" na wejściu *9* bramki *3* oraz na wejściu *5* bramki *2* pojawi się „0" logiczne. Zostaje uruchomiony generator taktu. Z wyjść Q przerzutników *1* i *2*, przez diody *D1*, *D3*, *D4*, do bramek *3* i *2* zostaną podane „0" logiczne „zabezpieczające" pracę generatora taktującego na czas formowania kreski. Chodzi o wygenerowanie znaku o prawidłowej długości. Kreski są formowane w układzie sumatora (diody *D5*, *D6*, *D3*). Element kreski, równy potrójnej długości kropki, powstaje przez dodanie impulsów podwójnej kropki z wyjścia *Q* i przerzutnika *2* oraz kropki z wyjścia *Q* przerzutnika *1*. Po ustawieniu manipulatora w stanie spoczynkowym generator taktujący jest zablokowany przez diodę *D2* i nie generuje impulsów.

Układ elektryczny klucza zmontowano na płytce

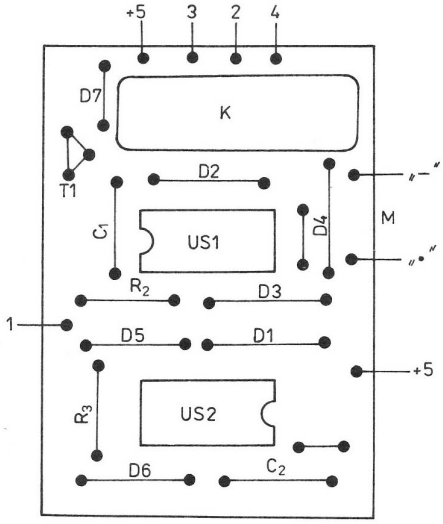


Rys. 14.4. Schemat ideowy prostego klucza telegraficznego (*D1* ÷ *D7* — 1N4148)

drukowanej przedstawionej na rysunku 14.6, rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 14.7. Jeżeli do konstrukcji wykorzystamy sprawne elementy, układ zadziała bez potrzeby regulacji. Manipulator można skonstruować według zamieszczonego opisu (rozdział 6.7). W układzie zrezygnowano z generatora podsłuchu, ponieważ taką funkcję pełni układ wmontowany do transceivera (również opisany w dalszej części książki). Klucz jest zasilany z transceivera, ale można to rozwiązać inaczej.



Rys. 14.6. Płytka drukowana klucza telegraficznego



Rys. 14.7. Rozmieszczenie elementów

14.2. Przetworniki elektroakustyczne (mikrofony)

Przedstawione poniżej informacje zostały opracowane na podstawie wyników badań przeprowadzonych przez SP3FFN.

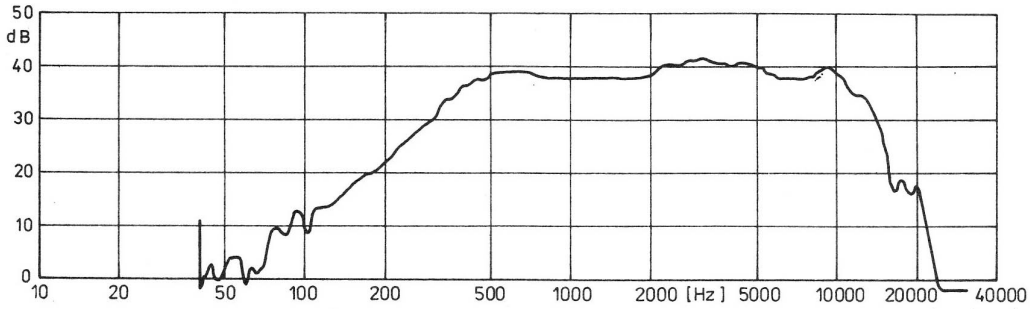
Spośród wielu mikrofonów dynamicznych produkowanych przez Zakłady TONSIL najbardziej odpowiednimi do celów radiokomunikacji są mikrofony typu MDU43, montowane na statywach (o przeznaczeniu stołowym), o charakterystyce zamieszczonej na rysunku 14.8 oraz mikrofony SD504M, montowane na wysięgniku w słuchawkach (komplet słuchawkowo-mikrofonowy) o charakterystyce przedstawionej na rysunku 14.9. Obydwa mikrofony mają charakterystykę kierunkową. Częściej jednak są wykorzystywane mikrofony z wyłącznikami typu MDO12, MDO21, MDU22 (ze względu na małą cenę i łatwiejszy dostęp). Dobre rezultaty daje stosowanie mikrofonogłośników typu MGD-4 oraz MGD-5, przeznaczonych głównie do przenośnych radiotelefonów FM. Charakterystyki tych przetworników jako mikrofonów przedstawiono odpowiednio na rysunkach 14.10 i 14.11. Nieco gorsze właściwości mają te przetworniki, gdy pracują jako głośniki, ale w popularnym sprzęcie mogą być również wykorzystywane.

Jednak największe powodzenie mają różne wkładki słuchawkowe typu W... Najbardziej znane wkładki, często używane jako mikrofony, to wkładki W66, W73, W83, (W68). Mają one podobne charakterystyki, choć wkładka W83 ma nieco większą stromość zbocza od strony niskich tonów. Charakterystyki wymienionych wkładek pracujących jako mikrofon przedstawiono na rysunkach 14.12, 14.13, 14.14.

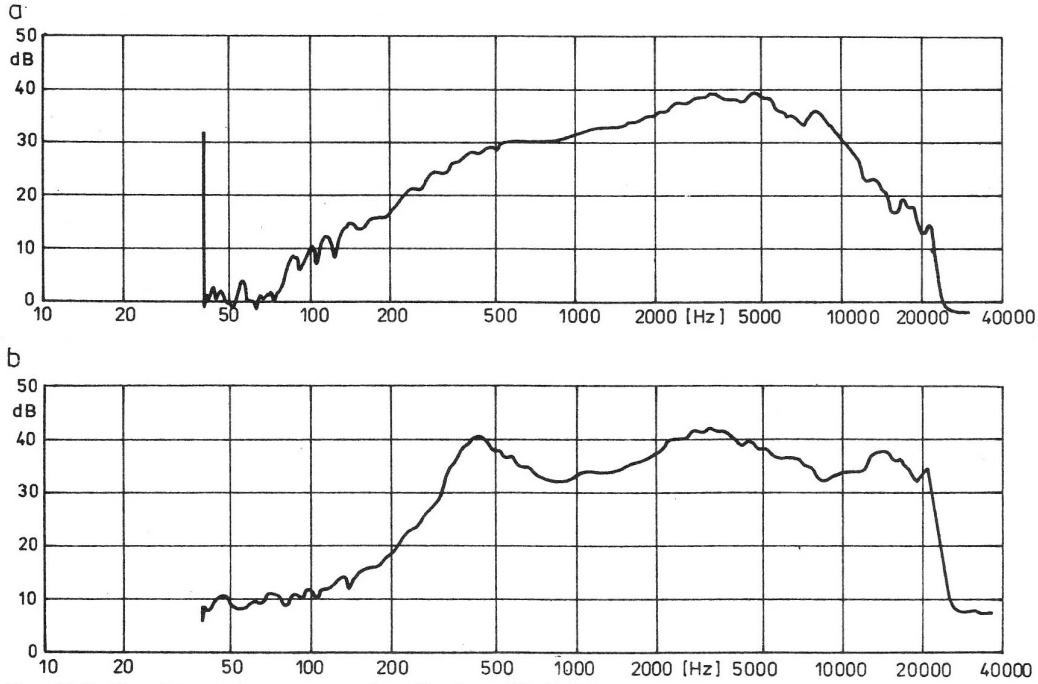
Sama wkładka jest kłopotliwa w obsłudze podczas łączności, dlatego można wstawić ją do obudowy plastikowej wraz z przyciskiem np. Isostat, załączającym nadajnik. Sposób wykonania takiego mikrofonu i jego połączenie z wtykiem WM 545-1 przedstawiono na rysunku 14.15.

Warto wspomnieć również o mikrofonach elektretowych, produkowanych głównie do magnetofonów (radiomagnetofonów). Są one coraz częściej wykorzystywane przez krótkofalowców. W ostatnich latach zakłady TONSIL produkują dwa typy takich mikrofonów: MEO-55 z tranzystorem BF245A oraz MEO-061 z tranzystorem BFR31 o nieco mniejszych wymiarach. Są to mikrofony zwane też mikrofonami pojemnościowymi o charakterystyce kołowej, o elektrostatycznie spolaryzowanej membranie. Dzięki wewnętrznemu tranzystorowi charakteryzują się większym napięciem wyjściowym i bardziej wyrównaną charakterystyką w porównaniu z wkładkami czy mikrofonami dynamicznymi.

Na rysunkach 14.16 przedstawiono trzy możliwe sposoby podłączenia tych mikrofonów. Minimalne napięcie zasilania wynosi 3 V, lecz z badań wynika, że jeszcze przy 1,5 V pracują poprawnie. Średni prąd zasilania wynosi 350 μA. Jak wykazały pomiary, stosowanie kondensatora $C_2 = 0{,}47$ μF zmniejsza wzmocnienie przy częstotliwości 100 Hz

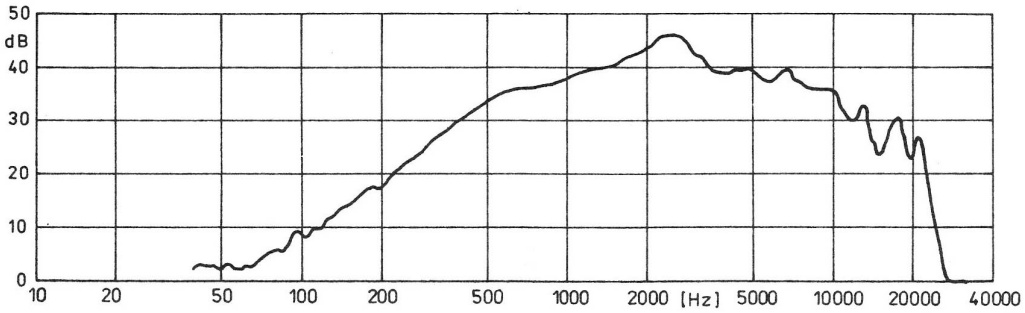


Rys. 14.8. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu MDU-43

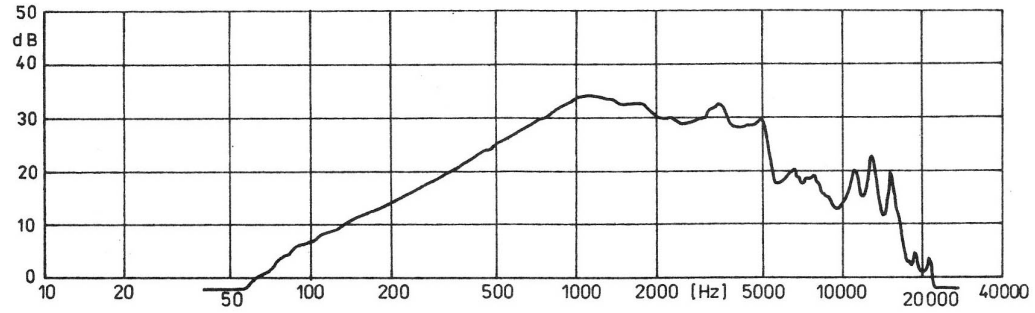


Rys. 14.9. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu SD-504M

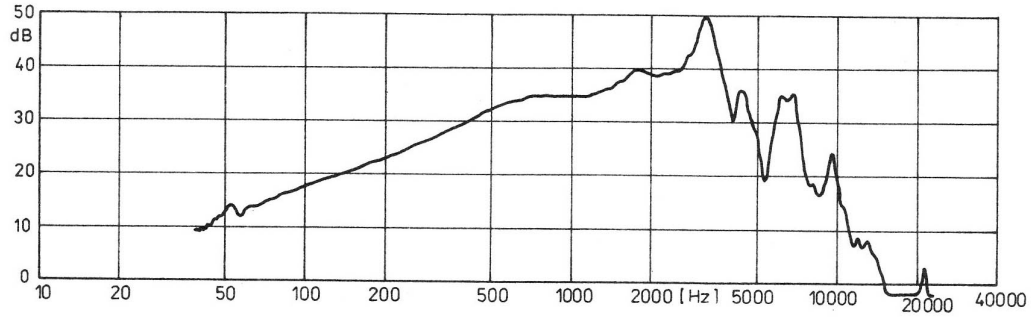
a) z naklejoną tkaniną na komorę membrany, b) bez tkaniny na komorze membrany



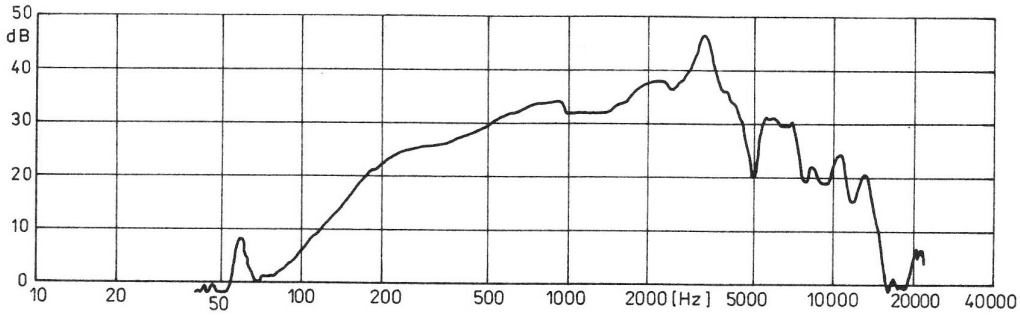
Rys. 14.10. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu MGD-4



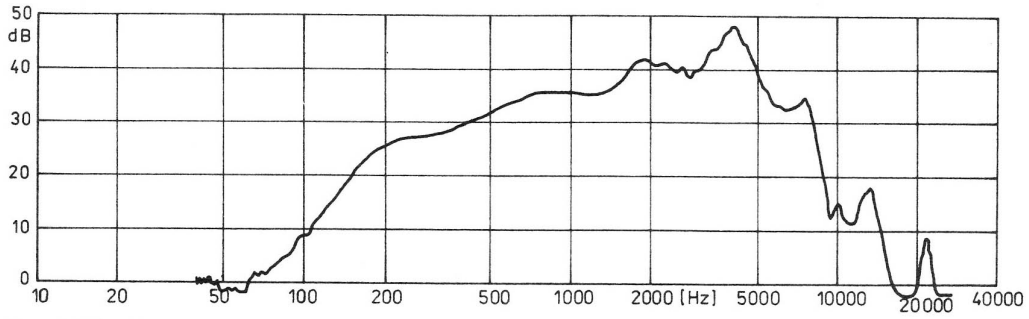
Rys. 14.11. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu MGD-5



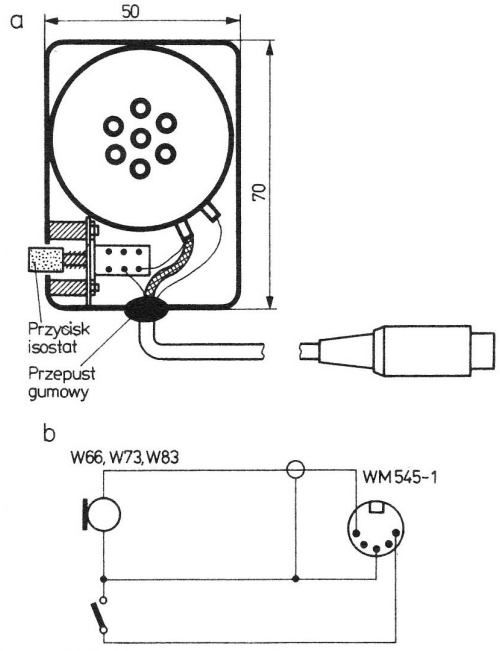
Rys. 14.12. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu W-66



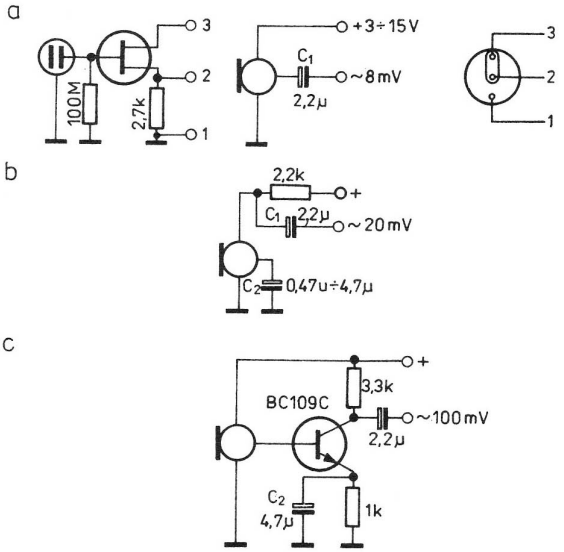
Rys. 14.13. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu W-73



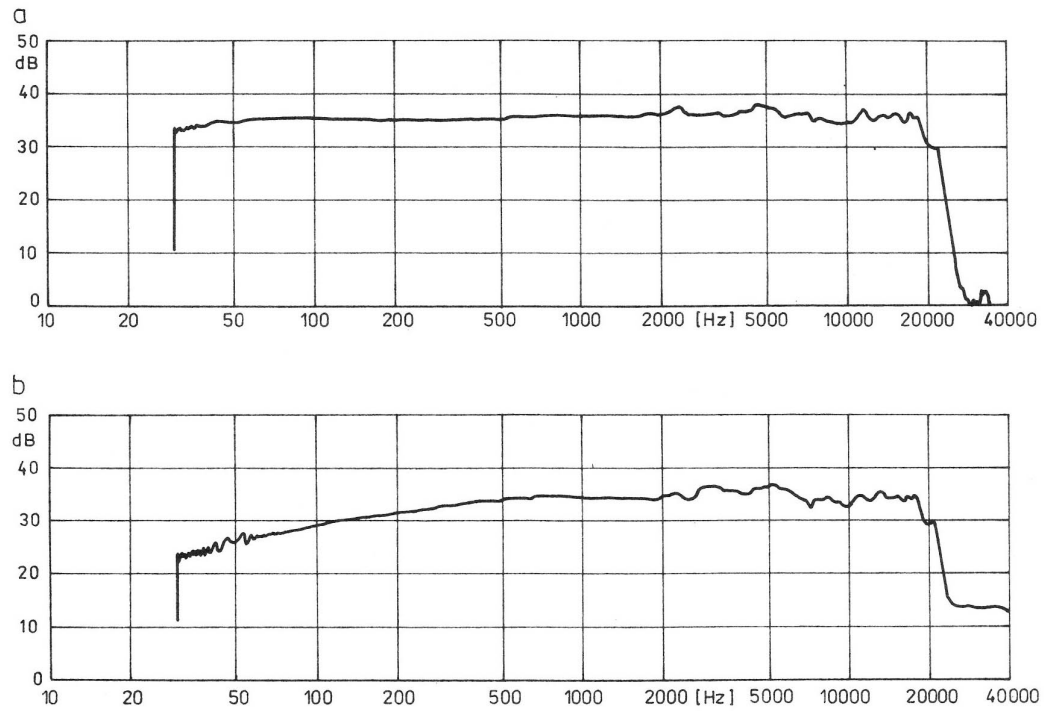
Rys. 14.14. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu W-83



Rys. 14.15. Sposób wykonania mikrofonu z wkładki W...
a) sposób wykonania obudowy, b) sposób połączenia wtyku



Rys. 14.16. Sposoby podłączenia mikrofonów elektretowych
a) układ podstawowy, b) układ o większym napięciu wyjściowym, c) układ z dodatkowym tranzystorem



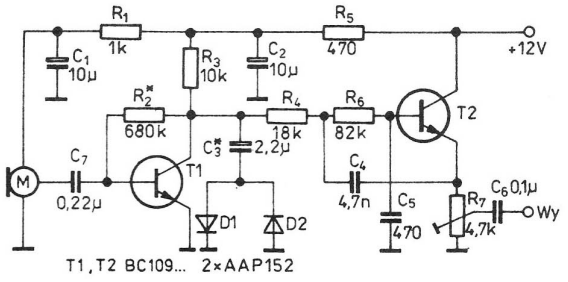
Rys. 14.17. Charakterystyka przenoszenia mikrofonu elektretowego
a) dla układu z rys. 14.16a, b) dla układu z rys. 14.16b

o około 10 dB. Mikrofony są znakowane kolorowymi kropkami w zależności od napięcia wyjściowego:
- kropka czarna 4÷8 mV,
- kropka biała 8÷16 mV,
- kropka czerwona 16÷31 mV (spotykana dość rzadko).

Mikrofony te przy zasilaniu bezpośrednio z transceivera (nadajnika) muszą mieć dodatkowy przewód zasilania oraz jeden ze styków wtyku, np. WM545-1, połączony do +12 V (3÷15 V). Z uwagi na duże napięcie wyjściowe wyżej wymienione mikrofony mogą być stosowane do kształtowania charakterystyki na drodze elektrycznej. Po mikrofonie można włączyć dodatkowy filtr, np. *LC*, w celu zawężenia charakterystyki do 3 kH z niezbędnej w technice SSB lub choćby najprostszy kompresor dynamiki, również z układem kształtowania, bowiem jak podaje producent, pasmo przenoszenia tych mikrofonów wynosi 50÷8000 Hz, a jak wykazały pomiary jest dużo szersze i sięga nawet 20 kHz (rysunek 14.17).

14.3. Kompresory dynamiki

Stosując kompresję dynamiki uzyskujemy zwiększenie stosunku mocy średniej do szczytowej. Inaczej mówiąc zwiększa się efektywność nadajnika jednowstęgowego.



Rys. 14.18. Najprostszy kompresor dynamiki do mikrofonu elektretowego

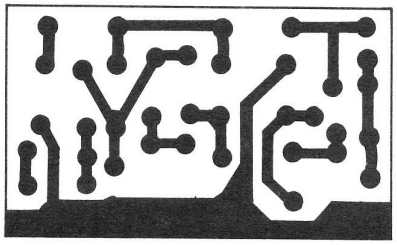
Na rysunku 14.18 przedstawiono najprostszy kompresor dynamiki do mikrofonu elektretowego. Tranzystor *T1* pełni funkcję prostego wzmacniacza, *T2* zaś, poprzedzony ogranicznikiem diodowym, tworzy układ kształtowania charakterystyki powyżej 3 kHz. W układzie zastosowano mikrofon o sposobie włączenia jak na rysunku 14.16b. Wzmocnienie tranzystora *T1* (BC109C) w tym układzie wynosi około 25 dB. Ogranicznik diodowy wprowadza ograniczenie sygnału rzędu 6 dB, co nie wpływa na pogorszenie zrozumiałości mowy, lecz powoduje zmniejszenie dynamiki sygnału. Filtr dolnoprzepustowy z tranzystorem *T2* tłumi częstotliwości harmoniczne przez ograniczenie częstotliwości m.cz. powyżej 3 kHz. Przy wartościach

kondensatorów $C_5 = 820$ pF i $C_4 = 5{,}6$ nF uzyskuje się szerokość pasma około 2,2 kHz.

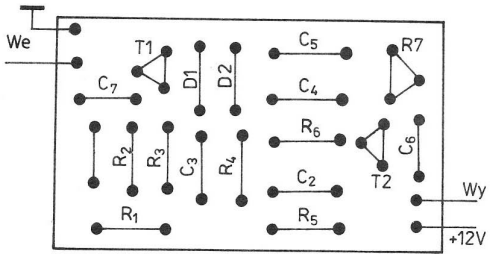
Układ elektryczny kompresora zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 14.19, rozmieszczenie zaś elementów pokazano na rysunku 14.20. W układzie może być konieczne dobranie wartości rezystora R_2 tak, by uzyskać napięcie na kolektorze równe połowie napięcia zasilania (około 5 V). Stopień ograniczania należy ustalić przez dobranie wartości kondensatora C_3 (0,5 ÷ 4,7 μF). Potencjometr R_7 zapewnia ustalenie poziomu wyjściowego m.cz.

Bardziej złożony kompresor dynamiki o lepszych parametrach pokazano na rysunku 14.21. Układ charakteryzuje się ograniczeniem sygnału na poziomie 12 dB oraz czystym widmem sygnału wyjściowego. Takie parametry osiągnięto dzięki ograniczeniu sygnału w.cz. oraz zastosowaniu filtru kwarcowego (jak w technice SSB). Kompresor składa się z układu formowania sygnału SSB, wzmacniacza w.cz. ogranicznika na układzie scalonym *US1* (UL1203, TCA440), filtru kwarcowego *F3* — 1312 kHz oraz detektora z układem scalonym *US2* (UL1242, TBA120S). Sygnał akustyczny z mikrofonu akustycznego zostaje podany do wzmacniacza *US1*, a dalej (również wewnątrz układu *US1*) do mieszacza zrównoważonego modulatora. Do mieszacza jest podany również sygnał z generatora fali nośnej sterowanego rezonatorem kwarcowym *X*. Sygnał bez fali nośnej (DSB) z filtru *F2* jest podany do wzmacniacza DSB. Równoważenie układu modulatora przeprowadza się rezystorem nastawnym R_2, wzmocnienie zaś sygnału DSB za pomocą rezystora R_5. Sygnał po wzmocnieniu z wyjścia *US1* jest dwustronnie ograniczony za pomocą diod *D1*, *D2*. W filtrze SSB (*F3* — czterokwarcowy filtr w układzie McCoya) następuje obcięcie jednej wstęgi bocznej. Częstotliwość fali nośnej jest ustawiona na zboczu charakterystyki filtru przy spadku rzędu $-15 \div -20$ dB. W układzie *US2* następuje wzmocnienie sygnału SSB i jego demodulacja. Potrzebny do demodulacji sygnał fali nośnej jest pobierany z wyprowadzenia *6* układu scalonego *US1*. Sygnał ten z wyjścia *US2* przez filtr m.cz. C_{21}, R_{13}, C_{22} odfiltrowujący resztki w.cz., oraz poprzez potencjometr R_{14} jest podany do wejścia mikrofonowego transceivera (nadajnika). Pobór prądu kompresora wynosi około 30 mA przy zasilaniu +12 V. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 14.22. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rysunku 14.23.

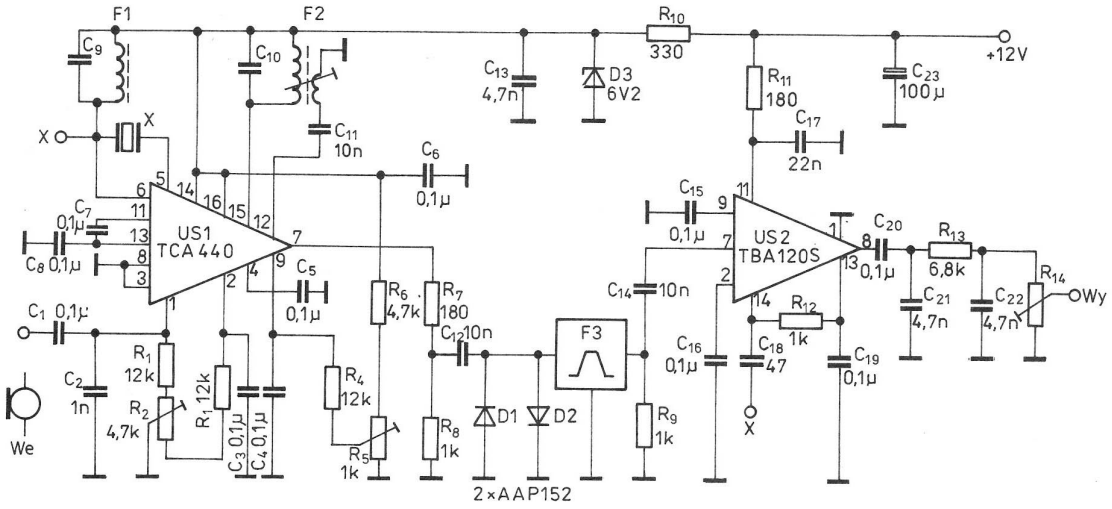
Filtr kwarcowy wykonano według opisu zamiesz-



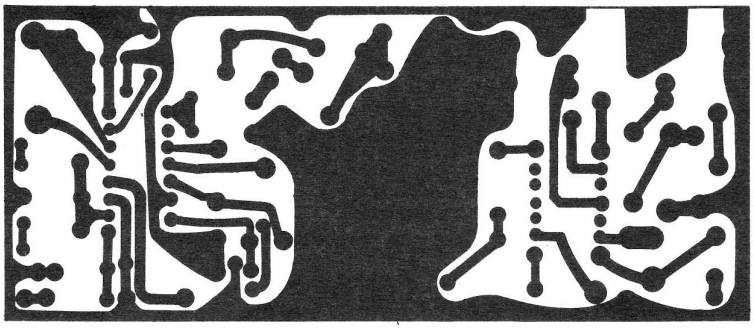
Rys. 14.19. Płytka drukowana kompresora dynamiki



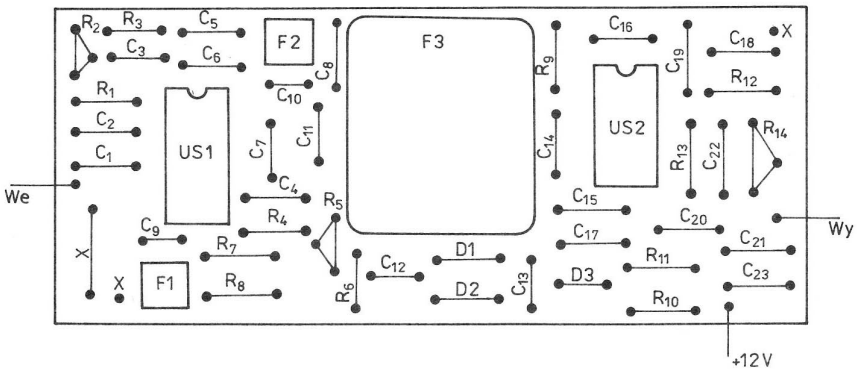
Rys. 14.20. Rozmieszczenie elementów



Rys. 14.21. Złożony kompresor dynamiki



Rys. 14.22. Płytka drukowana kompresora dynamiki



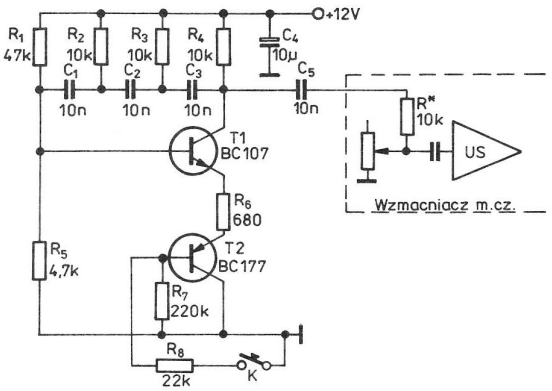
Rys. 14.23. Rozmieszczenie elementów

czonego w rozdziale 6.2. Użyto rezonatorów o częstotliwościach $X1 = X2 = 1312{,}6$ kHz oraz $X3 = X4 = 1014{,}3$ kHz oraz rezonator pilotujący $X = 1312{,}0$ kHz. Zastosowanie stosunkowo małej częstotliwości wynika z faktu, że wzmacniacz p.cz. układu UL1203 (TCA440) jest przewidziany do częstotliwości maksymalnej 2 MHz. Z powodzeniem można zastosować filtry elektromechaniczne 200 lub 500 kHz, stosowane dla potrzeb SSB. Można również wykonać filtr drabinkowy z rezonatorów piezoceramicznych RF 01... Filtry *F1*, *F2* nawinięto na obwody p.cz. 7×7 mm. Filtr *F1* zawiera 40 zwojów drutu DNE0,1, *F2* zaś ma uzwojenie pierwotne jak *F1*, a uzwojenie wtórne 5 zwojów drutu DNE0,1. Regulację należy rozpocząć od ustawienia rdzeni w filtrach *F1* i *F2* na maksimum sygnału na wyjściu 7 układu *US1*. Gdy brak sygnału wyjściowego należy skontrolować, czy pracuje generator kwarcowy (skontrolować napięcie w.cz. na wyprowadzeniu 6 układu *US1*). Następnie równoważymy modulator za pomocą potencjometru R_2 na minimum sygnału na wyprowadzeniu 7 *US1*. W miejsce mikrofonu podłączamy generator o częstotliwości. 1 kHz i amplitudzie rzędu 25 mV i tak ustawiamy R_5, aby napięcie w.cz. na wyprowadzeniu 7 *US1* było $3 \div 4$ razy większe od napięcia na diodach *D1*, *D2*. Potencjometr R_{14} ustawiamy w zależności od czułości wejścia mikrofonowego.

Obydwa opisane kompresory mogą być wmontowane do transceivera lub nadajnika.

14.4. Generator podsłuchu

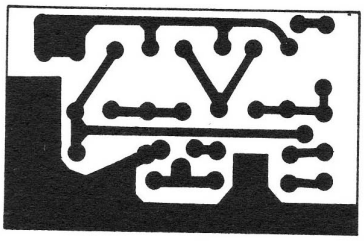
Generator ten, zwany monitorem, umożliwia podsłuch własnego telegrafowania w przypadku, gdy używamy klucza bez podsłuchu. Przedstawiony układ (rysunek 14.24) może być dobudowany do



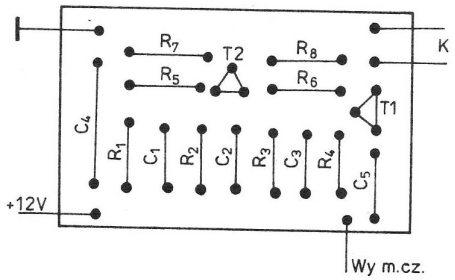
Rys. 14.24. Schemat ideowy generatora podsłuchu

dowolnego wzmacniacza m.cz. transceivera lub nadajnika. Naciśnięcie klucza *K* powoduje zmianę punktu pracy tranzystora *T2* (BC177...) – przejście w stan nasycenia, a następnie uruchomienie generatora akustycznego z tranzystorem *T1* (BC107). W pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego znajduje się przesuwnik *RC*, którego elementy są tak dobrane, by uzyskać częstotliwość

800 ÷ 1000 Hz. W układzie modelowym sygnał wyjściowy był podawany przez C_5 do potencjometru siły głosu układu scalonego *US* (UL1490). Układ elektryczny generatora zmontowano na płytce drukowanej zamieszczonej na rysunku 14.25. Rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 14.26.



Rys. 14.25. Płytka drukowana generatora podsłuchu

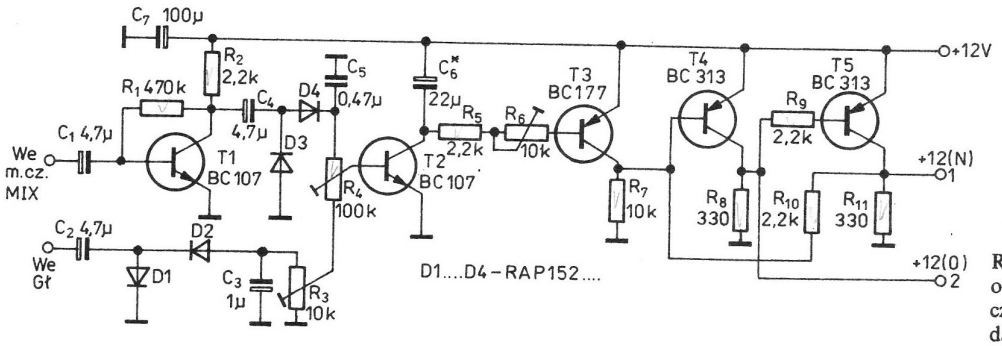


Rys. 14.26. Rozmieszczenie elementów

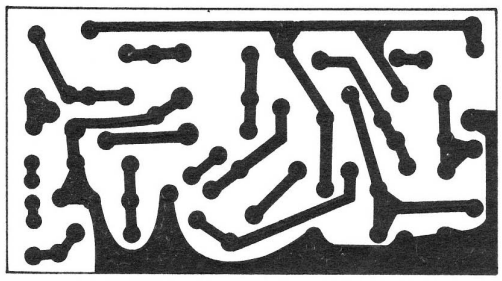
Podczas uruchamiania układu (gdyby generator nie załączał się po naciśnięciu klucza) może być konieczne dobranie wartości rezystora R_8. Częstotliwość drgań można zmienić przez wymianę kondensatorów $C_1 \div C_3$. Rezystor R' powinien mieć taką wartość, aby uzyskać wymaganą siłę głosu przy najczęściej stosowanym ustawieniu potencjometru wzmocnienia układu *US*.
Układ opisanego generatora podsłuchu może być wykorzystywany do nauki telegrafii.

14.5. Układy automatycznego uruchamiania nadajnika

Pierwszy z opisanych układów służy do automatycznego przełączania transceivera (nadajnika) na nadawanie z chwilą pojawienia się sygnału m.cz. na wyjściu wzmacniacza mikrofonowego (VOX). Schemat układu elektrycznego przedstawiono na rysunku 14.27. W stanie spoczynkowym tranzystor *T4* jest spolaryzowany w kierunku przewodzenia, podając napięcie zasilania do układu odbiornika +12 V („0"). Układ ze względu na zastosowane tranzystory *T4*, *T5* (2 × BC313) może być stosowany przy prądach do 0,5 A. Przy większych wartościach prądu (co ma miejsce z reguły przy nadawaniu) należy wymienić tranzystor *T5* na np. BD 355.
Tranzystor *T1* (BC107) pełni funkcję prostego wzmacniacza, na wyjściu którego włączono podwajacz napięcia na diodach *D3*, *D4*. Dodatni poziom napięcia na suwaku potencjometru R_4 ($\geq$ 0,7 V względem masy) powoduje przejście tranzystora *T2* (BC107) w stan nasycenia i w konsekwencji przesunięcie punktu pracy tranzystora *T3* (BC177) w kierunku przewodzenia. Stan ten wymusza zmianę warunków pracy tranzystorów wykonawczych. Tranzystor *T4* wchodzi w stan blokowania, *T5* zaś w stan nasycenia. Na wyjściu *1* pojawi się napięcie +12 V (+11,8 V), na wyjściu *2* zaś napięcie zbliżone do 0 (0,3 V). Zanik napięcia m.cz. nie powoduje natychmiastowego przejścia na odbiór, lecz z pewnym opóźnieniem, wynikającym z działania elementów C_6, R_5, R_6.
Drugi podwajacz napięcia pełni funkcję tzw. Anti-Tripu. Właściwe ustawienie potencjometru R_3 powoduje blokowanie układu VOX w chwili, gdy przechodzą sygnały z głośnika. Inaczej mówiąc, nie można urządzenia przełączyć na nadawanie do czasu aż skończy nadawanie nasz korespondent.
Układ elektryczny zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 14.28. Rozmieszczenie elementów na płytce montażowej pokazano



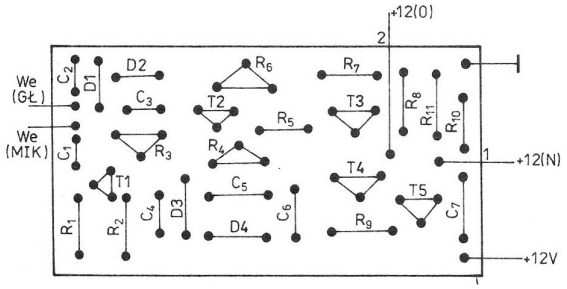
Rys. 14.27. Schemat ideowy układu automatycznego załączania nadajnika (VOX)



Rys. 14.28. Płytka drukowana układu automatycznego załączania nadajnika

na rysunku 14.29. Uruchomienie układu wymaga właściwego ustawienia potencjometrów:
- R_4 – czułość VOX-a,
- R_3 – czułość Anti-Tripu,
- R_6 – opóźnienie wyłączenia.

Wartość R_6 można zmieniać w zależności od upodobań operatora.

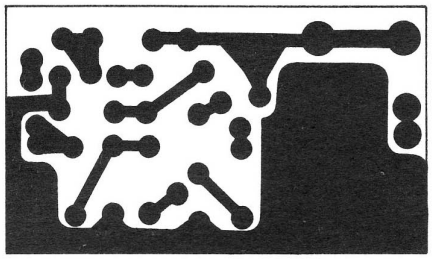


Rys. 14.29. Rozmieszczenie elementów

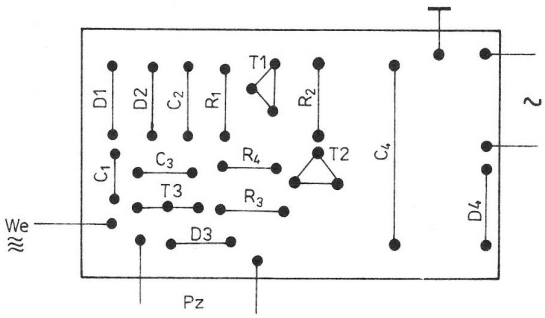
Poprawnie wyregulowany układ działa bardzo skutecznie i jest cichy, ponieważ nie słychać stukotu przekaźnika. Jedyną wadą układu jest wrażliwość na zwarcia. Po przekroczeniu maksymalnych wartości prądowych tranzystorów *T4*, *T5* następuje ich uszkodzenie.

Drugi z przedstawionych układów (rysunek 14.30) służy do automatycznego uruchomienia nadajnika gdy pojawi się sygnał w.cz. Układ ten był stosowany w dodatkowym wzmacniaczu mocy opisywanym w rozdziale 13.5. Wykorzystanie tego układu umożliwi wyeliminowanie przewodu do sterowania przekaźników we wzmacniaczu. Układ jest bardzo czuły, reaguje już przy mocy wyjściowej około 100 mW. Z chwilą pojawienia się napięcia w.cz. na kondensatorze C_1, w podwajaczu diodowym *D1*, *D2* nastąpi wyprostowanie sygnału, a następnie wprowadzenie w stan nasycenia kolejno tranzystorów: *T1* (BC107), *T2* (BC177), *T3* (ED135), a w konsekwencji załączenie przekaźnika *Pr*. Rezystory $R_1 \div R_4$ ograniczają prądy baz tranzystorów. Wartości tych elementów (jak na schemacie) są dobrane do napięcia zasilania rzędu $12 \div 15$ V. W rozwiązaniu modelowym układ był sterowany napięciem żarzenia lamp GU-50 (12,6 V).

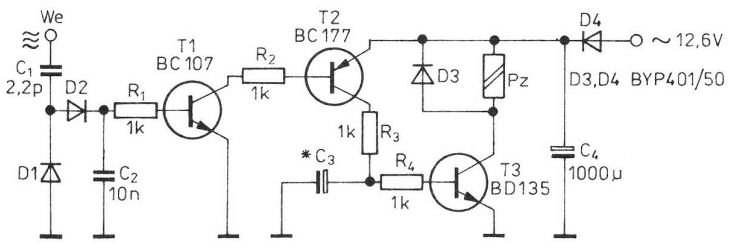
Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 14.31. Rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 14.32. W przypadku zasilania układu napięciem stałym można zrezygnować z elementów C_4, *D4*. Przy napięciu zasilania rzędu 24 V wartości rezystorów $R_1 \div R_4$ powinny być zwiększone dwukrotnie. Kondensator C_3 powinien być tak dobrany, aby przekaźnik nie wprowadzał przerw między słowami i znakami telegraficznymi.



Rys. 14.31. Płytka drukowana układu automatycznego załączania nadajnika



Rys. 14.32. Rozmieszczenie elementów



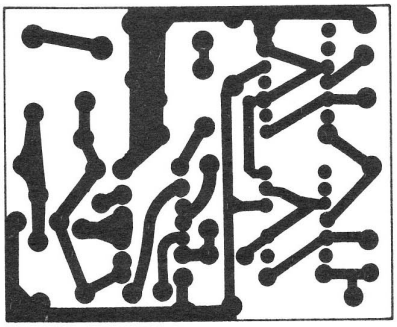
Rys. 14.30. Schemat ideowy układu automatycznego załączania nadajnika (po torze w.cz.)

14.6. Kalibrator częstotliwości

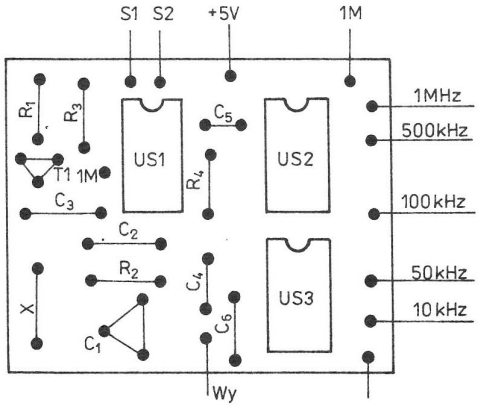
Kalibrator częstotliwości (rysunek 14.33) jest prostym urządzeniem umożliwiającym wyznaczenie początku i końca pasma amatorskiego oraz jego skalowanie co: 1 MHz, 500 kHz, 100 kHz, 50 kHz, 10 kHz. Napięcie wyjściowe jest zbliżone kształtem do prostokątnego i umożliwia skalowanie urządzeń (odbiorników) w całym zakresie KF.

Podstawowym elementem kalibratora jest generator kwarcowy 1 MHz z tranzystorem *T1* (BC107). Po generatorze następuje układ kształtowania impulsów prostokątnych z wykorzystaniem dwóch bramek Schmitta układu scalonego *US1* (UCY74132). Impulsy prostokątne o częstotliwości 1 MHz są dzielone przez 10 dwa razy kolejno w dzielnikach *US2* i *US3* (2 × UCY7490). Ponieważ układy te mają możliwość dzielenia przez 2 oraz przez 5, uzyskano częstotliwości 500 i 50 kHz. Z przełącznika częstotliwości *S1* sygnały są kierowane do trzeciej bramki układu *US1*. Na drugie wejście tej bramki jest podawana „1" logiczna przy przełączniku *S2* ustawionym w pozycji „CW" lub impulsy prostokątne o częstotliwości akustycznej około 1 kHz przy przełączniku *S2* ustawionym w pozycji „AM". Takie rozwiązanie umożliwia w bardzo prosty sposób modulację sygnału w.cz. przebiegiem m.cz. z czwartej bramki Schmitta, co z kolei umożliwia kalibrację odbiorników lub układów odbiorczych bez generatora BFO.

Płytkę drukowaną, na której układ został zmontowany pokazano na rysunku 14.34, rozmieszczenie elementów na płytce na rysunku 14.35. Jeśli do montażu układu wykorzystano sprawne podzespoły i elementy, kalibrator powinien działać przy zasilaniu napięciem stabilizowanym 5 V. Kondensator C_1 powinien być ustawiony na częstotliwość wyjściową 1000 000 ± 1 Hz. Czynność tę można wykonać wykorzystując częstotliwość radiostacji wzorcowych (za pośrednictwem odbiornika nasłuchowego na zero dudnień) lub dokładnego miernika częstotliwości.



Rys. 14.34. Płytka drukowana kalibratora częstotliwości

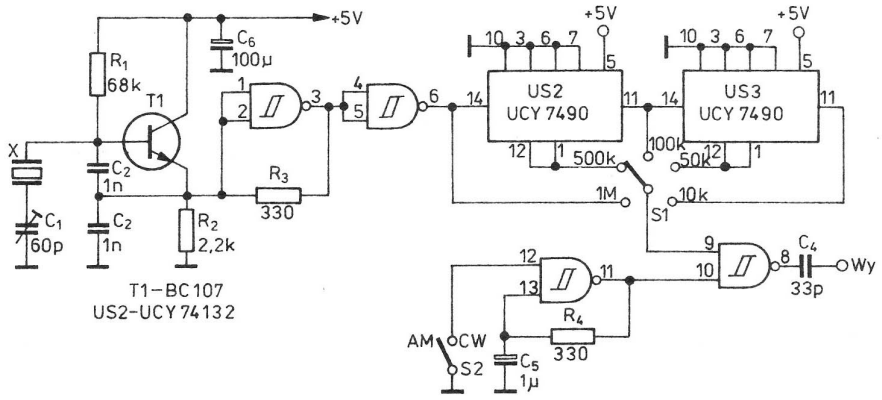


Rys. 14.35. Rozmieszczenie elementów

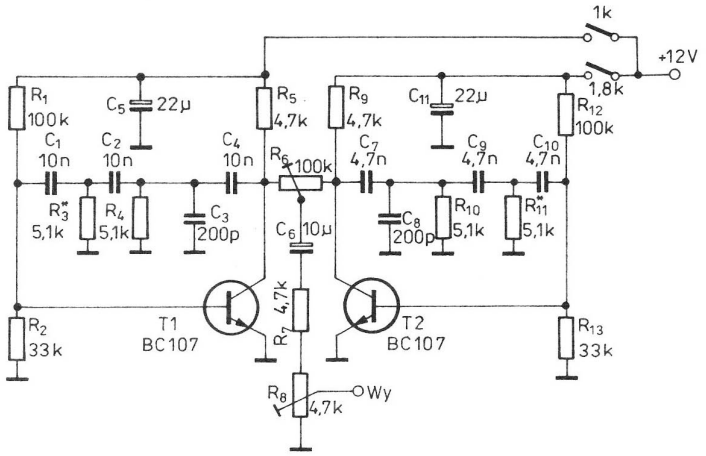
Kalibrator można zainstalować wewnątrz odbiornika (transceivera) i połączyć jego wyjście z wyjściem antenowym.

14.7. Generator dwutonowy m.cz.

Generator dwutonowy służy do wytwarzania dwóch sygnałów równocześnie. W układzie podstawowym na rysunku 14.36 powstają sygnały o częstotliwości 1 kHz i 1,8 kHz. Sygnały te doprowadza się do gniazda mikrofonowego nadajnika (transceivera) SSB i wykorzystuje do stroje-



Rys. 14.33. Schemat ideowy kalibratora częstotliwości



Rys. 14.36. Schemat ideowy generatora dwutonowego m.cz.

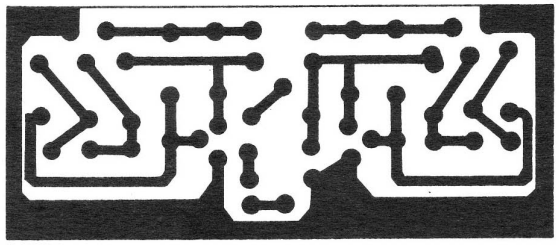
nia stopnia końcowego (wzmacniacz mocy). Obserwując sygnał wyjściowy w.cz. na wyjściu antenowym za pomocą oscyloskopu (lepiej analizatora widma) można oszacować stopień tłumienia nośnej, drugiej wstęgi bocznej, skontrolować liniowość wzmacniacza. Oczywiście na czas pomiaru wyjście powinno być obciążone rezystorem bezindukcyjnym (miernikiem mocy) o rezystancji i mocy odpowiadających wyjściu wzmacniacza.

W układzie wykorzystano tranzystor *T1* (BC107) jako generator sygnału o częstotliwości 1 kHz oraz tranzystor *T2* (BC107) jako generator sygnału 1,8 kHz. O częstotliwości wyjściowej decydują wartości elementów *RC* przesuwników fazowych włączonych w gałęzie dodatniego sprzężenia zwrotnego. Kondensatory C_3 i C_8 zmniejszają poziom harmonicznych — poprawiają stabilność. Sygnały z wyjść generatorów są sumowane na potencjometrze R_6 (balans), za pomocą którego ustala się jednakowy poziom obydwu sygnałów względem siebie.

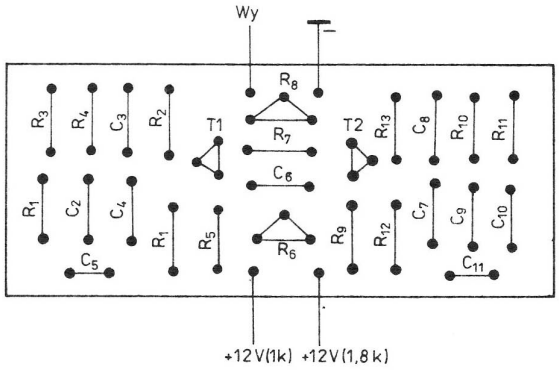
Potencjometrem R_8 ustala się wymagany poziom napięcia w granicach 2÷25 mV. Generator jest zasilany z zasilacza transceivera lub dowolnego innego zasilacza stabilizowanego o napięciu 12 V. Oddzielne wyłączniki w obwodzie zasilania umożliwiają załączenie obu lub tylko jednej wybranej częstotliwości.

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 14.37. rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rysunku 14.38. Po zmontowaniu układu może być konieczne dobranie rezystorów R_1, R_{12} ustalających punkty pracy generatorów. Regulację potencjometru R_6 można wykonać np. woltomierzem prądu zmiennego przyłączonym do suwaka R_8. Przez kolejne włączanie generatorów ustawiamy suwak potencjometru R_6 tak, by poziomy wyjściowe sygnałów o częstotliwości 1 i 1,8 kHz były jednakowe. Wskazane jest skontrolowanie kształtu sygnałów na oscyloskopie.

Sposób wykorzystania opisanego generatora będzie omówiony w rozdziale 16.



Rys. 14.37. Płytka drukowana generatora dwutonowego m.cz.

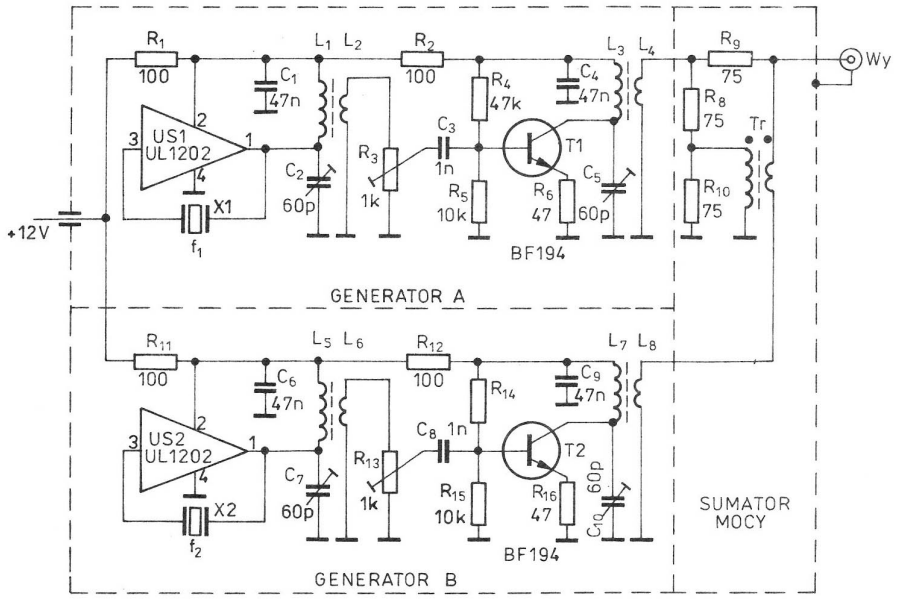


Rys. 14.38. Rozmieszczenie elementów

14.8. Dwuczęstotliwościowy generator w.cz.

Układ przedstawiony na rysunku 14.39 składa się z dwóch generatorów w.cz. (generator *A*, generator *B*) oraz sumatora mocy. Sygnały z sumatora mocy są doprowadzone do wejścia antenowego odbiornika w celu określenia współczynnika *IP* (punkt odniesienia intermodulacji, charakteryzujący odporność odbiornika na modulację skrośną).

Generatory kwarcowe wytwarzające częstotliwości f_1 i f_2 pracują na układach scalonych *US1* i *US2*



Rys. 14.39. Schemat ideowy dwuczęstotliwościowego generatora w.cz.

(2 × UL1202). Po generatorach następują separatory — wzmacniacze na tranzystorach *T1* i *T2* (2 × BF194). Układ sumatora, składający się z rezystorów $R_8 \div R_{10}$ i transformatora *Tr*, został przewidziany do impedancji obciążenia 75 Ω. Częstotliwości rezonatorów kwarcowych *X1* i *X2* muszą zawierać się w pasmie amatorskim, a jednocześnie ich różnica częstotliwości powinna wynosić około 20 kHz. W rozwiązaniu modelowym wykorzystano rezonatory *X1* = 14,100 MHz i *X2* = 14,120 MHz (wstawione w podstawki w celu łatwej wymiany na inne). Układ zmontowano na uniwersalnych płytkach drukowanych, które zamieszczono w metalowym pudełku z przegrodami ekranującymi generatory od siebie i do sumatora mocy. W obudowie zainstalowano gniazdo wyjściowe BNC oraz kondensator przepustowy do podłączenia zasilania +12 V. Obwody rezonansowe oraz transformator *Tr* nawinięto na rdzeniach pierścieniowych (o średnicy 10 mm) uzyskanych z filtrów p.cz. FM, drutem DNEJ0,3. Transformator zawiera 2 uzwojenia bifilarne po10 zwojów każde. Cewki L_1, L_3, L_5, L_7 zawierają również po 10 zwojów, a uzwojenia sprzęgające L_2, L_4, L_6, L_8 po 3 zwoje.

Strojenie wykonujemy oddzielnie dla toru *A* i oddzielnie dla toru *B*. Do wyjścia podłączamy rezystor bezindukcyjny 75 Ω (suwaki potencjometrów R_3 i R_{13} ustawione na maksimum). Wkładamy rezonator *X1* i ustawiamy trymery C_2, C_5 na maksimum napięcia na rezystorze obciążenia (za pomocą sondy w.cz.). Następnie wyjmujemy rezonator *X1*, wkładamy rezonator *X2* i ustawiamy C_7, C_{10} również na maksimum napięcia na wyjściu. Po tej czynności wstawiamy ponownie *X1* i tak ustawiamy suwaki potencjometrów R_3, R_{13}, aby uzyskać na uzwojeniach L_4, L_8 jednakowe wartości napięć, a na wyjściu na rezystorze 75 Ω poziom napięcia 274 mV. Poziom tego napięcia odpowiada mocy 1 mW (0 dBm).

Przy projektowaniu układu przystosowanego do impedancji wyjściowej 50 Ω poziom tego napięcia powinien wynosić 224 mV. Przy mniejszych częstotliwościach pracy rezonatorów, np. w pasmie 7 MHz należy dołączyć równolegle do trymerów C_2, C_5, C_7, C_{10} dobrane kondensatory w celu uzyskania rezonansu. Przy częstotliwości 3,5 MHz należy zwiększyć liczbę zwojów uzwojeń rezonansowych 2 razy. Przy częstotliwościach 21 i 28 MHz (rezonatory *X1* i *X2* mogą pracować na drugich lub trzecich harmonicznych) obwody stroją się lepiej z trymerami 30 pF i 10 pF.

Na wyjściu sumatora mocy uzyskuje się złożony sygnał w.cz., którego częstotliwości podstawowe wykorzystuje się jako składowe I rzędu (f_1 = 14,100 MHz, f_2 = 14,120 MHz), oraz ich kombinacje, jako składowe II rzędu (f_1+f_2 = 28,220 MHz, f_2-f_1 = 20 kHz) oraz III rzędu ($2f_2-f_1$ = 14,140 MHz, $2f_1-f_2$ = 14,080 MHz).

Po doprowadzeniu złożonego sygnału w.cz. do wejścia antenowego odbiornik będzie odbierał częstotliwości I i III rzędu (składowe II rzędu zostaną odfiltrowane). Odbiornik będzie tym lepszy, im słabiej będzie odbierał składowe III rzędu — intermodulacyjne.

Sposób określenia współczynnika *IP* zostanie omówiony w rozdziale 16.

14.9. Modem Packet Radio

Packet Radio, najkrócej mówiąc, polega na wysyłaniu pakietów informacji do drugiego urządzenia nadawczo-odbiorczego, gdzie po odebraniu i zdekodowaniu sprawdzana jest suma kontrolna, a do nadawcy odsyłany jest pakiet potwierdzający prawidłowo odebrane informacje (lub komunikat o błędzie). Błędnie odebrane informacje są następnie powtórzone. Dużą zaletą tej emisji jest możliwość pracy wielu użytkowników jednocześnie na tym samym kanale z tą samą lub inną stacją. Aby można było przystąpić do coraz szerszego grona użytkowników tej ciekawej i pożytecznej emisji należy mieć następujący sprzęt:

— urządzenie nadawczo-odbiorcze KF lub UKF, np. dowolny radiotelefon FM/2 m (kanały 144,625; 144,650; 144,675 MHz) mający gniazda: mikrofonowe, głośnikowe, sterowania-PTT
— dowolny komputer mający (lub z dorobionym) łącze szeregowe (IBM, Commodore, Amiga, Atari...)
— oprogramowanie (LAN-LINK, YAPP, GRAPHIC PACKET...)
— modem, jako specjalne urządzenie pośredniczące pomiędzy komputerem z łączem szeregowym a urządzeniem nadawczo-odbiorczym. Najprościej mówiąc, zadaniem modemu jest wytworzenie wszystkich niezbędnych sygnałów potrzebnych do pracy w sieci Packet Radio.

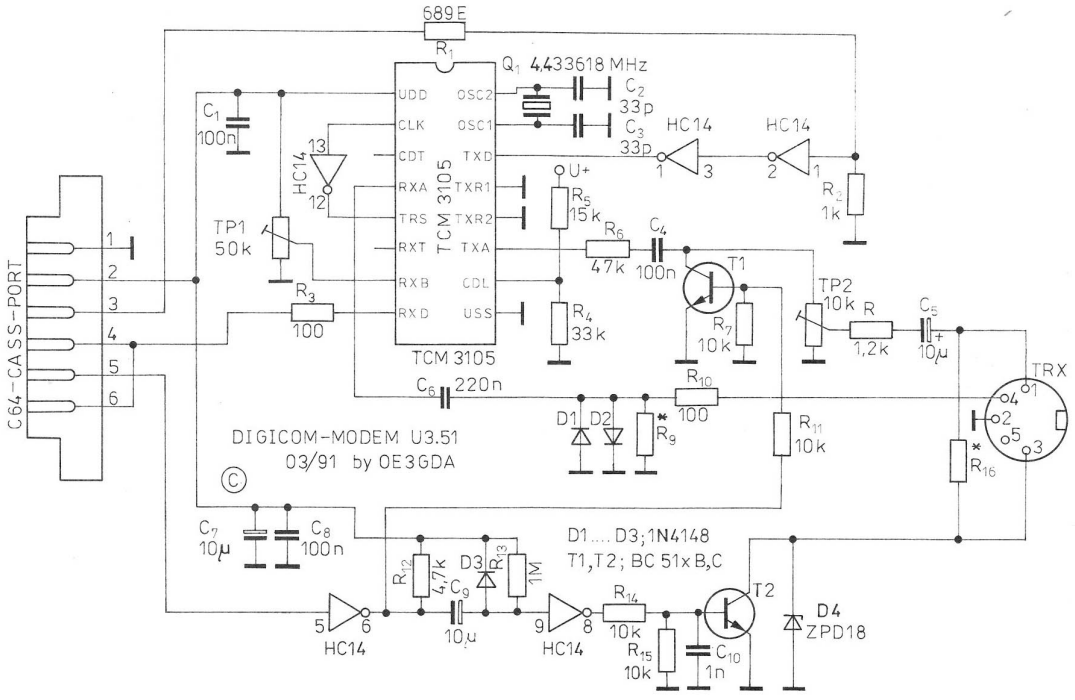
Przedstawiony na rysunku 14.40 schemat ideowy modemu opracował OE3GDA. W przedstawionej wersji przystosowany jest on do komputerów typu Commodore, ale po niewielkich zmianach układowych może być zastosowany w zasadzie do każdego komputera.

W układzie wykorzystano specjalizowany układ scalony UC1 — TCM3105 (Texas Instruments). Układ ten, stosowany do modulacji/demodulacji, jest powszechnie wykorzystywany w Stanach Zjednoczonych w modemach telefonicznych (w Polsce drogi i dość trudny do zdobycia).

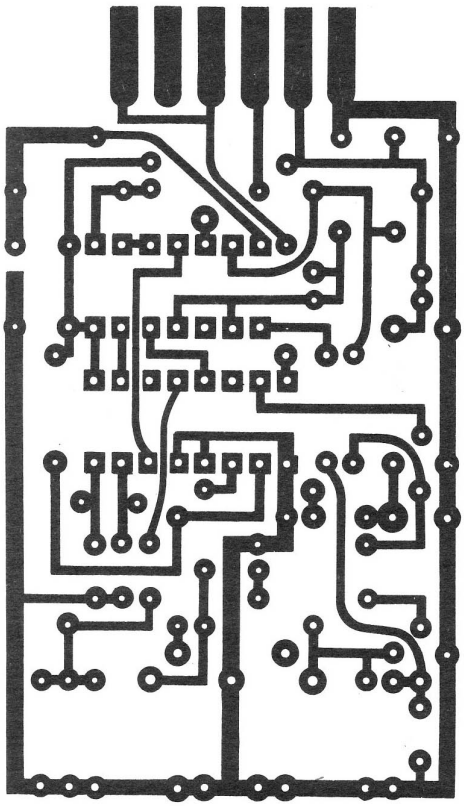
Częstotliwość zegarowa jest stabilizowana za pomocą rezonatora kwarcowego 4,43 MHz (stosowana między innymi w TV — podnośna koloru PAL). Pozostałe elementy (*T1 T2* — BC548, UC2 — 74HC14) służą do dopasowania poziomów napięć na wejściach i wyjściach. Pobór prądu przez modem wynosi około 5 mA i z tego względu zasilać można go bezpośrednio z komputera.

Przełączania nadawanie/odbiór (PTT) dokonywane jest za pomocą tranzystora *T2*. Elementy C_9, *D3*, R_{13} stanowią układ zabezpieczający w przypadku zawieszenia się programu. Ich zadaniem jest wyłączenie nadajnika po upływie około 60 sekund. Sygnał m.cz. podawany jest poprzez potencjometr *TP2* na wejście mikrofonowe. Potencjometr ten służy do ustawiania poziomu dewiacji sygnału wyjściowego FM. Dodatkowy rezystor R_{16} (typowa wartość 2,2 kΩ) wykorzystywany jest do sterowania PTT w przypadku dysponowania radiotelefonem nie wyposażonym w gniazdo PTT (np. CT558).

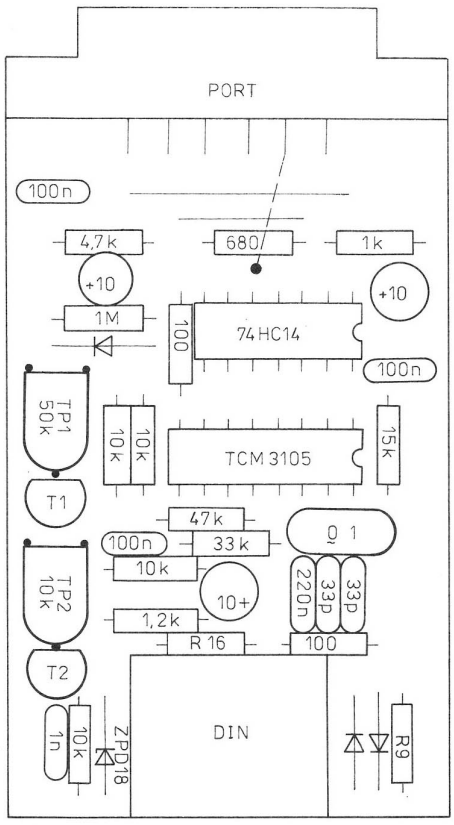
Dzielnik R_4, R_5 ustala próg reakcji na odebraną podnośną, prawidłowe zaś rozpoznanie poziomów zależy od ustawienia potencjometru *TP1*. Sygnał



Rys. 14.40. Schemat ideowy modemu wg OE3GDA



Rys. 14.41. Płytka drukowana modemu



Rys. 14.42. Rozmieszczenie elementów na płytce

m.cz. z wyjścia głośnikowego radiotelefonu podawany jest na dzielnik R_9, R_{10}. Rezystor R_9 może być pominięty w przypadku sterowania sygnałem poniżej 1 V. Poziom sygnału wejściowego na nóżce *4* TCM powinien wynosić około 280 mV (minimalnie 100 mV). Układ może być zmontowany na uniwersalnej płytce drukowanej z zastosowaniem połączeń cienkim przewodem izolowanym lub na oryginalnej płytce opracowanej przez konstruktora (OE3GDA) przedstawionej na rysunku 14.41. Na rysunku 14.42 zamieszczono rozmieszczenie wszystkich elementów łącznie z gniazdami służącymi do przyłączenia komputera i radiotelefonu UKF — FM.

Układ scalony najlepiej jest zamontować w podstawce 16-nóżkowej, a sygnały akustyczne (wejście/wyjście, PTT) podłączyć do 5-nóżkowego gniazda diodowego. Modem może być połączony z komputerem C-64 bezpośrednio lub poprzez kabel.

Podczas uruchamiania, przy pierwszej próbie włączenia komputera zasilającego modem, należy skontrolować wartość napięcia zasilania pomiędzy nóżkami *1* i *9* układu scalonego TCM3105 (napięcie to powinno być zbliżone do 5 V). Najlepiej jest jednak, zwłaszcza na początku, nie wkładać do podstawki układu scalonego, a wartość zamierzonego napięcia między wymienionymi nóżkami pomnożyć przez 0,55 (rekompensując w ten sposób obciążenie układu scalonego). Potencjometr *TP1* należy ustawić tak, aby na nóżce *7* TCM uzyskać 2,75 V. Potencjometr *TP2* ustawiamy na taką wartość, aby podczas nadawania próbnych pakietów uzyskać właściwe wysterowanie nadajnika (dewiację) i nie spowodować zakłóceń na sąsiednich kanałach. Podczas odbioru modem wymaga właściwego ustawienia blokady szumów w radiotelefonie (pokrętło SQUELCH ustawiamy eksperymentalnie na odpowiedni poziom).

Chcąc przystosować opisany modem do współpracy z komputerami typu IBM należy zastosować między innymi zamiast układu scalonego 74HC14 układ scalony MAX232, który pełni funkcję konwertera zamieniającego standard łącza RS-232 (IBM) na poziom TTL. Kompletny opis wykonania takiego modemu znajduje się w australijskim miesięczniku *Amateur Radio* 7/1993 (opracowanie VK2KUR).

15

Sprzęt treningowy do radiolokacji sportowej

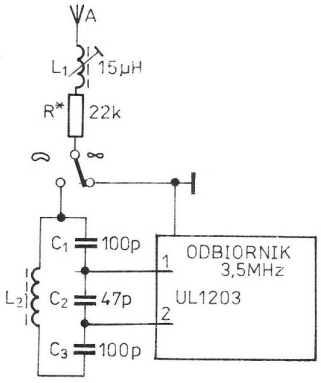
Amatorska radiolokacja sportowa („łowy na lisa") polega na wykrywaniu położenia ukrytych w terenie nadajników radiowych. Zawodnicy biorący udział w poszukiwaniach nie znają miejsca ukrycia nadajników i muszą za pomocą odbiorników radiolokacyjnych określić nie tylko ich położenie, ale w jak najkrótszym czasie odszukać wszystkie nadajniki i podążyć na metę.

15.1. Przystosowanie wcześniej opisanych układów do radiolokacji sportowej

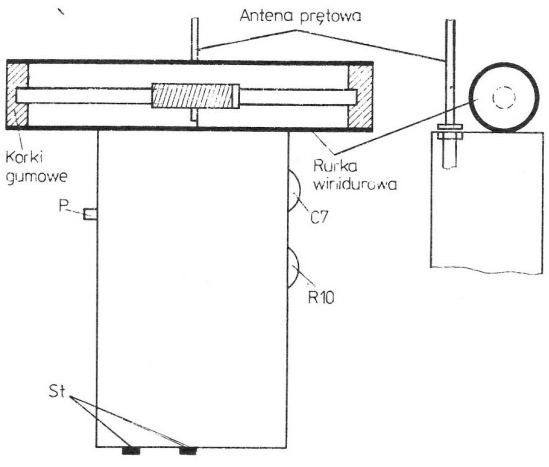
Najprostszym sposobem uzyskania sprzętu radiolokacyjnego jest przystosowanie odbiornika nasłuchowego na pasmo 80 m opisanego w rozdziale 8,2 oraz nadajnika telegraficznego na pasmo 80 m opisanego w rozdziale 10.1.

Na rysunku 15.1 przedstawiono sposób wykonania nowych obwodów wejściowych dołączonych do wyprowadzeń *1* i *2* układu scalonego UL1203 (TCA440). Cewkę L_2 nawinięto na pręcie ferrytowym o średnicy 8 mm i długości 100 mm drutem DNE0,5. Ma ona 30 zwojów. Charakterystyka anteny ferrytowej, podobnie jak dipola, ma kształt ósemki. Występują na niej dwa identyczne minima, na podstawie których zawodnik wyciąga wnioski co do kierunku położenia radiostacji, lecz nie może określić, czy znajduje się ona z przodu, czy z tyłu. Zastosowanie dodatkowej anteny o charakterystyce dookólnej powoduje, że wypadkowa charakterystyka przybiera kształt kardioidy. Dodatkowa antena jest wykonana z odcinka drutu stalowego o średnicy 1,5 mm, długości 30 cm (można wykorzystać szprychę rowerową). Jako cewkę L_1 wykorzystano uzwojenie pierwotne filtru 7×7 mm (zwojów 30 drutu DNE0,1).

Strojenie anteny ferrytowej sprowadza się do przesuwania cewki L_2 wzdłuż pręta anteny. Jeżeli nie uzyska się rezonansu w pobliżu 3,55 MHz, to należy zmienić liczbę zwojów cewki L_2 lub skorygować wartość kondensatora C_2. Wartości L_1 oraz R' powinny być takie, aby wypadkowa charakterystyka była zbliżona do kardioidy. Właśnie taki kształt charakterystyki można wytłumaczyć w ten



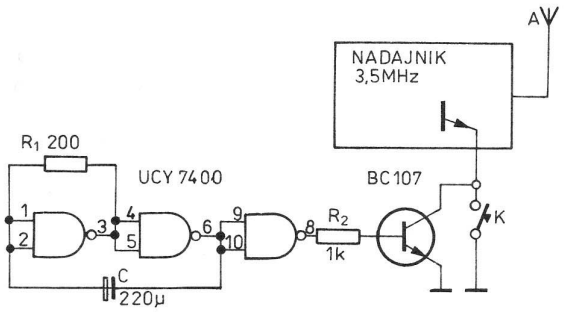
Rys. 15.1. Sposób przystosowania odbiornika do radiolokacji sportowej



Rys. 15.2. Sposób zamontowania anten do odbiornika

sposób, że antena ferrytowa reaguje na składową magnetyczną pola elektromagnetycznego, antena prętowa zaś na składową elektryczną. Sygnały te różnią się fazą i dlatego raz dodają się, a drugi raz odejmują. Zestrojoną antenę ferrytową umieszczono w odcinku rury winidurowej, którą przymocowano zgodnie z rysunkiem 15.2.

Na rysunku 15.3 pokazano przykładowy sposób



Rys. 15.3. Sposób przystosowania nadajnika do radiolokacji sportowej

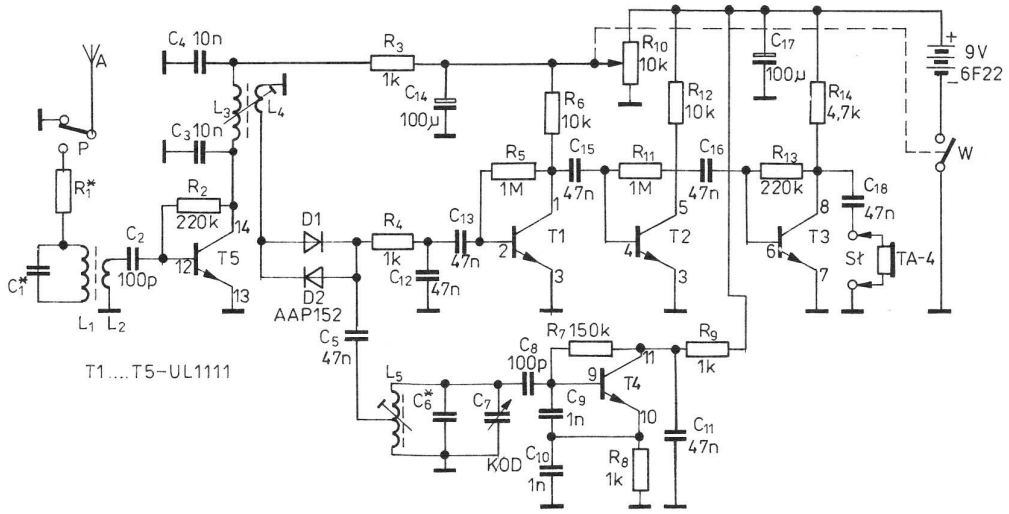
wykonania układu kluczowania, podłączonego do zacisków klucza telegraficznego. Czas trwania kreski i przerwy zależy od wartości elementów R_1, C. Układ scalony może być zasilany z akumulatora 12 V za pośrednictwem rezystora 470 Ω. Jako antenę można użyć 20 m izolowanej linki miedzianej zarzuconej na wysokie drzewo.

15.2. Treningowy odbiornik radiolokacyjny na pasmo 80 m

Przedstawiony odbiornik umożliwia odbiór telegrafii niemodulowanej oraz sygnałów jednowstęgowych (SSB) w zakresie 3,5 ÷ 3,8 MHz z czułością nie gorszą niż 5 µV. Jest on wyposażony w dwie anteny: ferrytową i dołączaną – teleskopową (do określania kierunku), potencjometr do regulacji czułości oraz gniazdo do włączania słuchawek. Odbiornik ten jest bardzo ekonomiczny w zasilaniu; przy baterii 9 V (6F22) pobór prądu wynosi około 7 mA. Ma zwartą budowę i niewielki ciężar przy rozmiarach zewnętrznych 113 × 63 × 29 mm. Schemat ideowy układu przedstawiono na rysunku 15.4. W układzie odbiornika wykorzystano układ scalony UL1111 mający w strukturze 5 tranzystorów.

Sygnał z anteny ferrytowej jest wzmacniany we wzmacniaczu w.cz. z tranzystorem *T5*. Wzmacniacz ten zapobiega również przenikaniu sygnału z generatora do anteny. Generator w.cz. w układzie Seylera (*T4*), który ze względu na specyficzne właściwości detektora pracuje z częstotliwością dwukrotnie mniejszą od odbieranej (1,75 ÷ ÷ 1,9 MHz), jest przestrajany za pomocą jednej sekcji kondensatora C_7 typu KOD. Plastikowe pokrętło kondensatora wyprowadzono na zewnątrz. Kondensator oraz pokrętło pochodzą z odbiornika „Eltra".

Do mieszacza – detektora (*D1*, *D2*) sygnały są doprowadzane z wyjścia wzmacniacza w.cz. przez uzwojenie sprzęgające L_4, z generatora przestrajanego zaś przez kondensator C_5. Otrzymany w procesie mieszania i detekcji sygnał akustyczny (po filtracji – układ R_4, C_{12}) jest wzmacniany w trzystopniowym wzmacniaczu m.cz. (tranzystory *T1*, *T2*, *T3*). Wszystkie stopnie tego wzmacniacza pracują w klasie A z napięciem $U_{CE} = 4{,}5$ V. Obciążeniem wzmacniacza są słuchawki typu TA-4 o dużej impedancji (4,4, kΩ). Siłę głosu reguluje się przez zmianę potencjometrem R_{10} napięcia zasilającego wzmacniacz w.cz. i wstępny wzmacniacz m.cz. Zapewnia to szeroki zakres regulacji szczególnie potrzebny w bliskim sąsiedztwie „lisa". Ponieważ antena ferrytowa A1 ma charakterystykę o kształ-



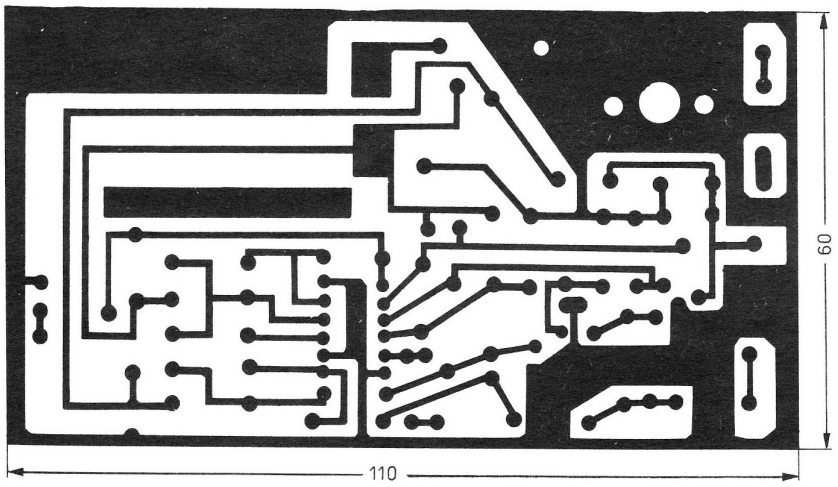
Rys. 15.4. Schemat ideowy treningowego odbiornika radiolokacyjnego na pasmo 80 m

cie przypominającym „ósemkę", nie daje to zawodnikowi jednoznacznej informacji o miejscu ukrycia „lisa". Dlatego też za pomocą przełącznika *P* włącza się dodatkową antenę teleskopową A2 (w rozwiązaniu modelowym z odbiornika „Asia") o charakterystyce dookólnej. Na skutek różnicy faz sygnałów pochodzących z obu tych anten, wypadkowa charakterystyka przybiera kształt kardioidy, zapewniając znacznie dokładniejszą informację.

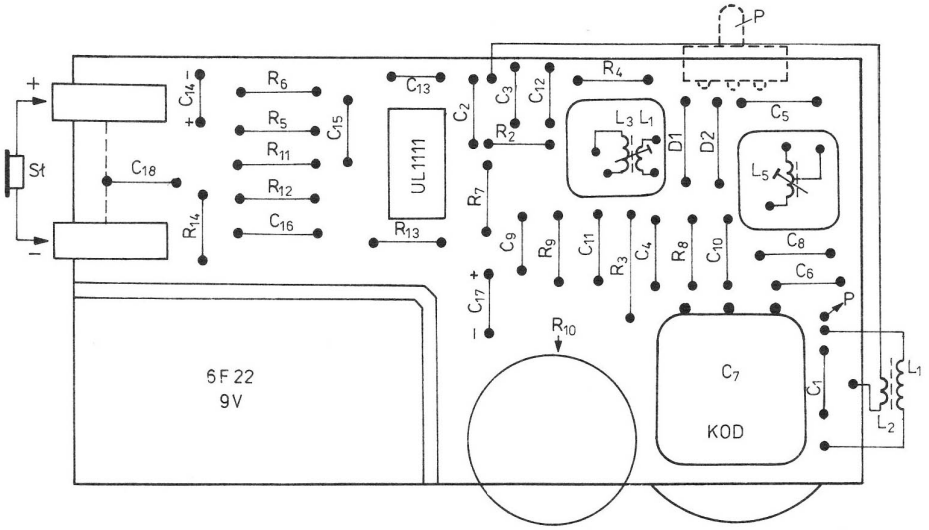
Cały odbiornik zmontowano na jednej płytce drukowanej zamieszczonej na rysunku 15.5. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rysunku 15.6. Zewnętrzne boki obudowy oraz obudowę baterii wykonano z pasków laminatu o wysokości 26 mm przez lutowanie ze sobą oraz główną płytką montażową. W narożnikach przylutowano kątowniki z blachy mosiężnej, z otworami M2,5, w celu przymocowania dwóch prostokątów z blachy aluminiowej grubości 1,5 mm, stanowiących pokrywę obudowy.

Antenę ferrytową najlepiej umieścić w ekranie z rurki aluminiowej, przeciętej wzdłuż, ze szczeliną około 1 mm. Ekran zapobiega indukowaniu w antenie ferrytowej dodatkowego napięcia wywołanego składową pola elektrycznego. W rozwiązaniu modelowym antenę wraz z uzwojeniami owinięto kilkoma warstwami papieru, a następnie nie zamkniętym zwojem folii miedzianej połączonej z masą (szczelina około 1 mm). Całość umieszczono w rurze winidurowej o średnicy 15 mm i długości 117 mm. Dane techniczne cewek są zawarte w tablicy 15.1.

Przy uruchamianiu odbiornika stroimy obwód wejściowy na część środkową pasma (3,55 MHz) dobierając kondensator C_1 lub przesuwając uzwojenia na pręcie ferrytowym. W razie trudności z uzyskaniem wypadkowej charakterystyki zbliżonej do kardioidy przez dobranie rezystora fazującego R_1 można w szereg z nim włączyć dławik w.cz. o indukcyjności $15 \div 200$ μH. Wartość rezystora fazującego najlepiej dobrać w terenie w odległości około 100 m od „lisa". Wstępnie można posłużyć się potencjometrem o wartości 25 kΩ, który na-



Rys. 15.5. Płytka drukowana treningowego odbiornika radiolokacyjnego



Rys. 15.6. Rozmieszczenie elementów

Tablica 15.1. Dane techniczne cewek

Oznaczenie	Liczba zwojów	Ø drutu [mm]	Sposób nawinięcia
L_1	25	0,3	na pręcie ferrytowym Ø 6 mm np. z odbiornika „Koliber"
L_2	3	0,3	na L_1
L_3	40	0,1	na korpusie filtru G-5D itp.
L_4	10	0,1	po usunięciu kubka ferrytowego na L_3
L_5	50	0,1	jak L_3 – odczep dobrać doświadczalnie (w rozwiązaniu modelowym na 7 zwoju od masy)

stępnie należy zastąpić rezystorem stałym. Rezystancja jego powinna być taka, aby sygnał „lisa" od strony minimum kardioidy był jak najsłabszy. W przypadku objawów wzbudzania wzmacniacza w.cz. przy maksymalnej czułości, można wprowadzić ujemne sprężenie zwrotne przez dolutowanie kondensatorów po około 1,5 nF do rezystorów polaryzujących bazy tranzystorów *T1*, *T2*, *T3* lub zablokować słuchawki kondensatorem o pojemności około 22 nF.

Dodatkowe uwagi odnośnie uruchamiania opisanego odbiornika można znaleźć w rozdziale 8.4.

15.3. Treningowy nadajnik radiolokacyjny (3,5 MHz)

Opisany nadajnik służy do automatycznego nadawania emisją A1 (telegrafia niemodulowana) na częstotliwości 3,5 ÷ 3,6 MHz jednego wybranego znaku: MOE, MOI, MOS, MOH, MO5. Moc wyjściowa nadajnika wynosi około 3 W. Zasilanie stanowią dwa akumulatory motocyklowe 6 V lub 8 baterii typu R20. Rozmiary urządzenia to $100 \times 140 \times 60$ mm.

Schemat elektryczny urządzenia przedstawiono na rysunku 15.7 Układ składa się z generatora nadawanego znaku, wykonanego na układach cyfrowych, oraz przełączanego nadajnika sterowanego rezonatorem kwarcowym. Część cyfrową zrealizowano opierając się na popularnych układach scalonych UCY7400 i UCY7410.

Z bramek *US1a,b,c* zbudowano generator taktujący wytwarzający impulsy o częstotliwości około 10 kHz, z *US2a,d* zaś przerzutnik typu T, który w tym układzie spełnia funkcję generatora „kropek". Sygnały z zanegowanego wyjścia przerzutnika sterują następnym przerzutnikiem T, zwanym układem „podwójnej kropki" (bramki *US2b,c*).

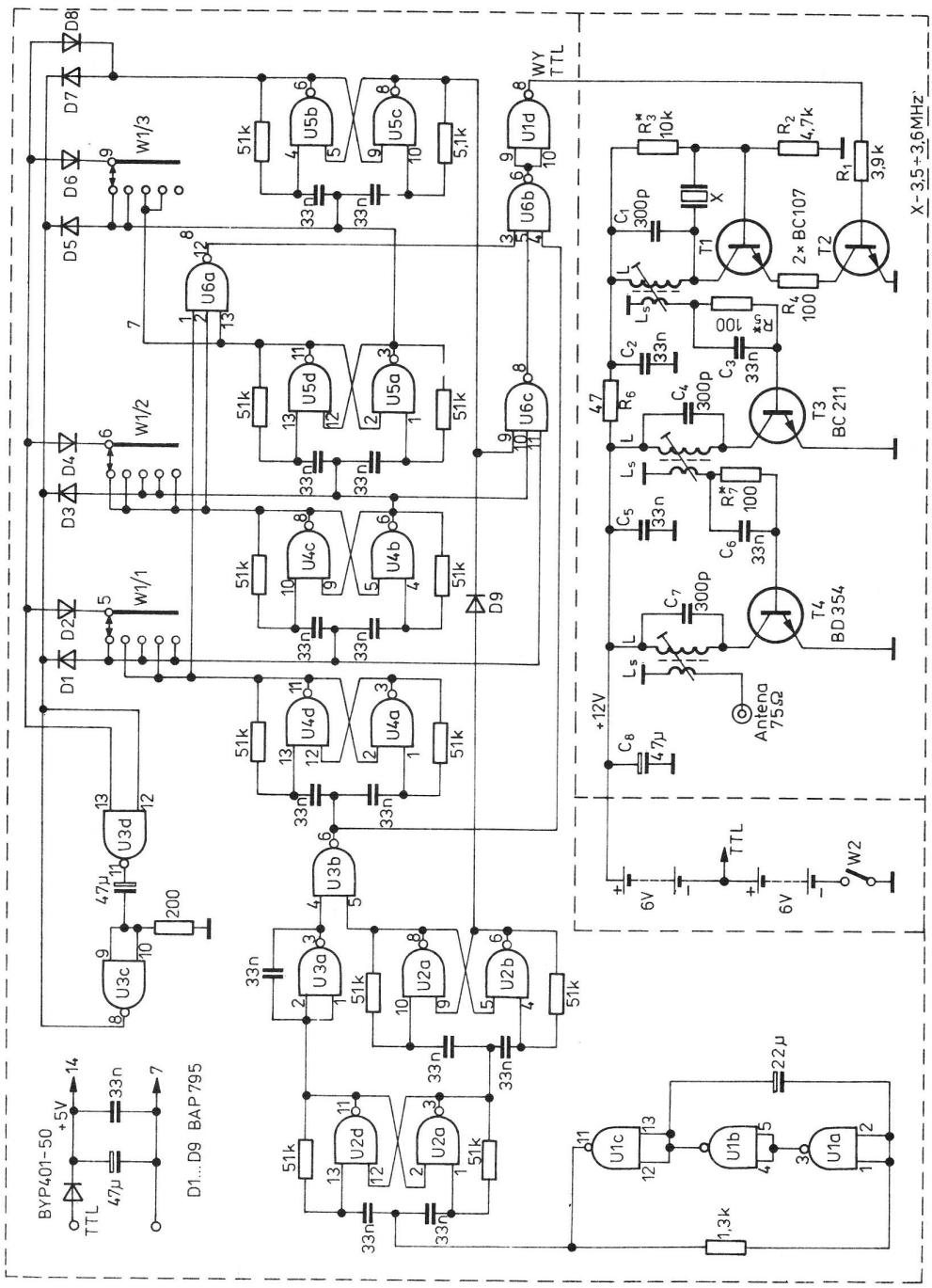
W bramce układu *US3b* następuje sumowanie impulsów z układu „podwójnej kropki" oraz układu „zatrzymań" (bramka *US3a*). Na wyjściu *US3b* otrzymuje się impulsy odpowiadające „kreskom", które dalej „przechodzą" przez przerzutniki typu T, zbudowane z bramek układów *US4* i części *US5*, do wejścia bramki *US6b*.

Ustawienie żądanych znaków (liter i cyfr) na wyjściu bramki *US6b* umożliwiają pozostałe dwie bramki wchodzące w skład układu UCY7410, a więc *US6a,c*. Układ *US6c* zapewnia przerwę między znakami „M" i „O", a także „O" i numerem „lisa", *US6a* zaś między grupami znaków. Jak wiadomo, numer „lisa", określa się za pomocą liczby kropek w znaku wywoławczym. Następowanie kropek w układzie rozpoczyna się po przerwie po znaku „0", ponieważ w tym momencie działa przerzutnik z bramkami *US5b,c*. Logiczne „0" na jego wyjściu blokuje układ „podwójnej kropki" (*US2b,c*) oraz bramkę *US6c*. W tym momencie bramka *US3b* zatrzymuje formowanie „kreski" i przepuszcza „kropki".

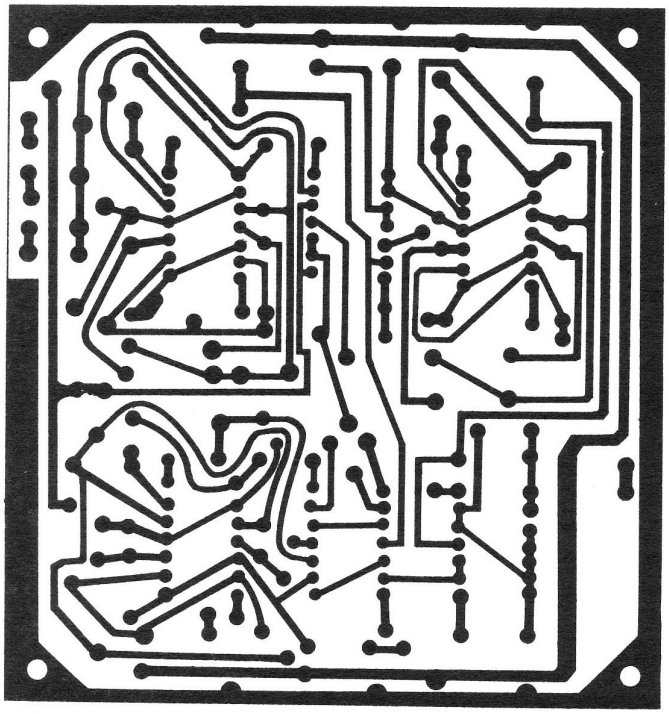
Liczba przekazanych „kropek" zależy od momentu powrotu układu do stanu początkowego, określonego położeniem przełącznika *P* (1 ÷ 3). Impuls przełącznika powstaje w uniwibratorze wykonanym z bramki *US3c,a* w momencie, gdy na diodach *D2*, *D4*, *D6*, *D8* pojawia się „1" logiczna. Z wyjścia *US6b* impulsy przez inwerter US1d sterują właściwym nadajnikiem telegraficznym.

Jedynka logiczna doprowadzona do bazy tranzystora przełączającego *T2* powoduje uruchomienie generatora kwarcowego z tranzystorem *T1*. Częstotliwość rezonatora kwarcowego powinna zawierać się w przedziale 3,5 ÷ 3,6 MHz. W razie trudności ze zdobyciem takiego rezonatora można zastosować inny o częstotliwości zawartej 1,75 ÷ 1,8 MHz (jest wykorzystywana wówczas druga jego harmoniczna). Za generatorem znajduje się prosty dwustopniowy wzmacniacz z tranzystorami *T3*, *T4* (BC211, BD354) pracujący w płytkiej klasie C.

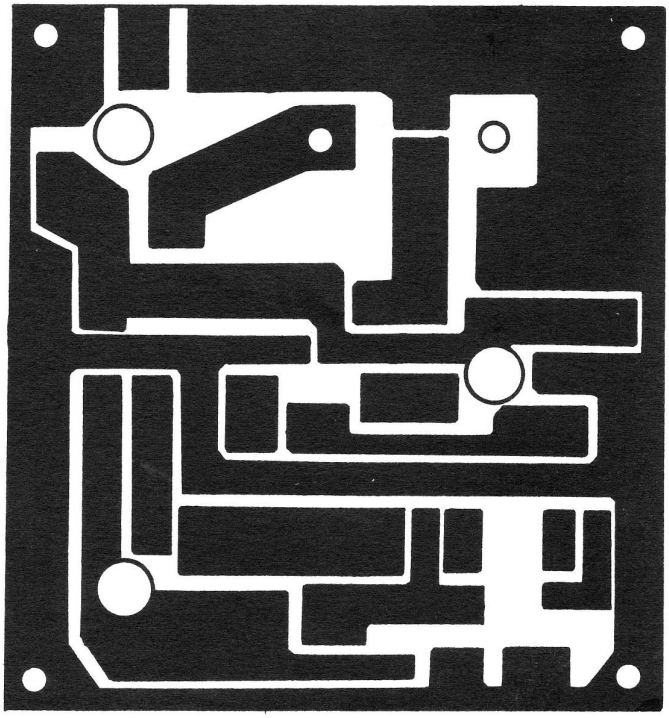
Układ zmontowano na dwóch płytkach drukowanych przedstawionych na rysunkach 15.8 i 15.9 (osobno część cyfrowa i osobno właściwy nadajnik). Rozmieszczenie elementów na płytkach montażowych przedstawiono odpowiednio na rysunkach 15.10 i 15.11. Z uwagi na dość skomplikowane połączenia w części cyfrowej układu, jest konieczne dokonanie wielu dodatkowych połączeń przewodem (od strony elementów) zaznaczonych na rysunku 15.10. Chcąc wyeliminować te połączenia należy zastosować druk dwustronny. Jako przełącznik *P* wykorzystano obrotowy przełącznik odbiorczy z dwiema płytkami po 2×5 styków. Cewki obwodów rezonansowych nawinięto na korpusach cewek odbiorników telewizyjnych o średnicy 7 mm. Mają one: $L_1 \div L_3$ po 35 zwojów drutu DNE0,3, cewki sprzęgające *Ls* zaś nawinięto na $L_1 \div L_3$ po 10 zwojów tego samego drutu.



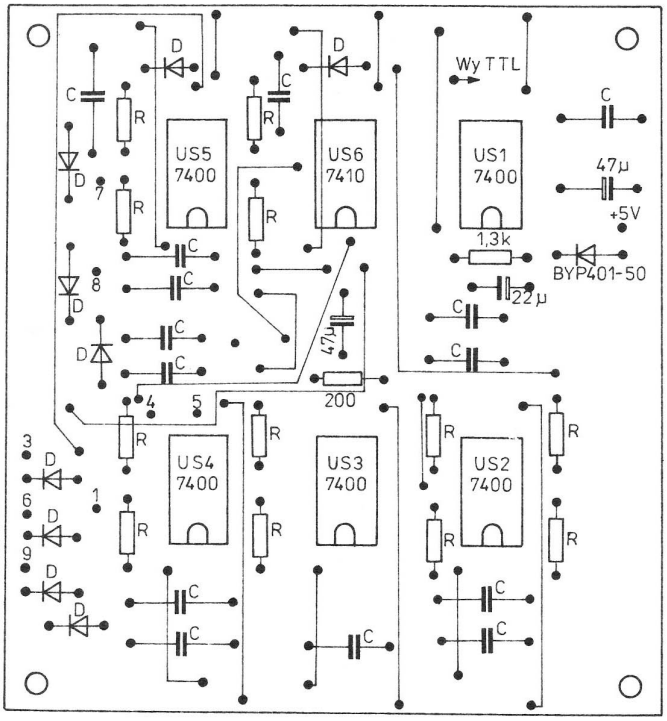
Rys. 15.7. Schemat ideowy nadajnika



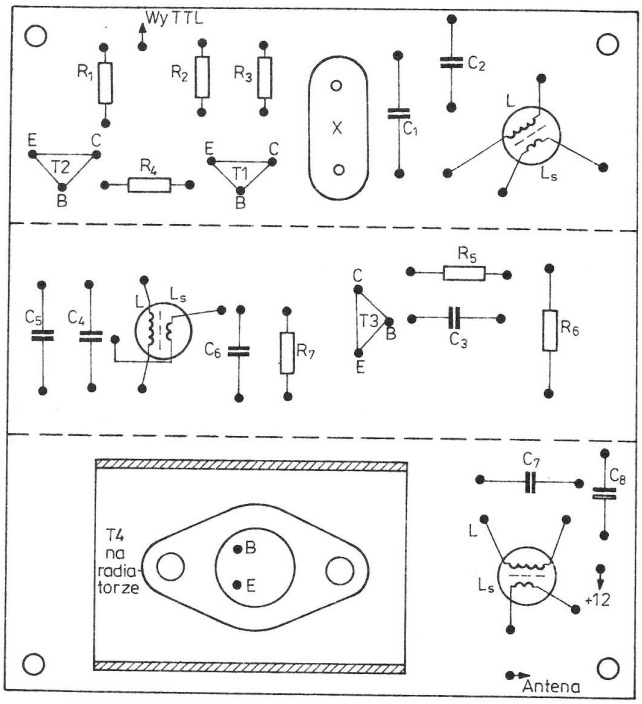
Rys. 15.8. Płytka drukowana układu cyfrowego



Rys. 15.9. Płytka drukowana układu analogowego



Rys. 15.10. Rozmieszczenie elementów na płytce układu cyfrowego

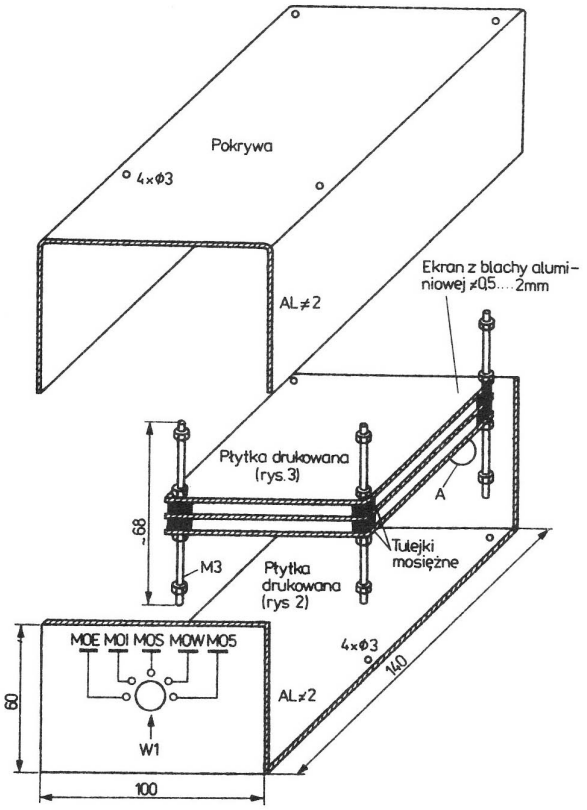


Rys. 15.11. Rozmieszczenie elementów na płytce układu analogowego

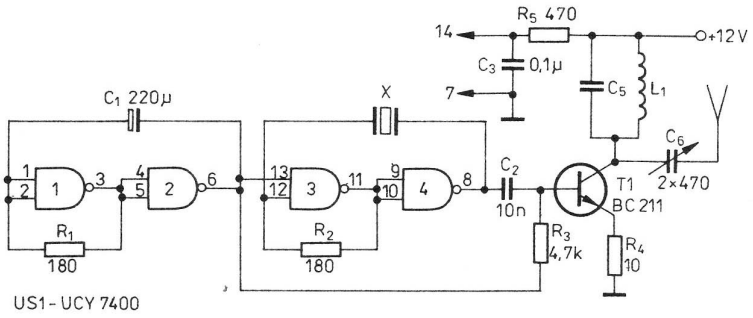
Obudowę nadajnika wykonano w prosty sposób, przedstawiony na rysunku 15.12. Na przedniej ściance znajduje się przełącznik generowanych znaków, na tylnej zaś gniazdo antenowe BNC oraz gniazdo zasilania urządzenia. Płytkę ze zmontowanym nadajnikiem należy umieścić nad płytką części cyfrowej ze względu na konieczność dostępu do rdzeni ferrytowych obwodów rezonansowych.
Zmontowany układ cyfrowy powinien działać od razu, pod warunkiem, że nie popełniono błędów w montażu i zastosowano sprawne elementy. Do wyjścia TTL można włączyć multiwibrator, wykonany na dwóch tranzystorach, obciążony słuchawką. Umożliwi on ocenę na słuch pracy układu formującego znaki telegraficzne. Tempo przełączania powinno zawierać się w $30 \div 35$ znaków/minutę. Zależy ono od wartości elementów R_8, C_9 (w generatorze taktującym).
Układ nadajnika można zestroić posługując się albo sztucznym obciążeniem i sondą w.cz. (miernikiem mocy), albo lepiej właściwą anteną za pomocą miernika natężenia pola lub odbiornika ze wskaźnikiem mocy odbieranego sygnału. W obydwu przypadkach ustawiamy rdzenie oraz rezystory oznaczone gwiazdką na największą moc wyjściową. Układ nadajnika można stroić również bez części cyfrowej, z tym, że do rezystora R_1 należy doprowadzić napięcie o wartości $+5$ V. W rozwiązaniu modelowym obciążeniem nadajnika była skrócona antena ćwierćfalowa, wykonana z rurek aluminiowych. Elementem skracającym była cewka o liczbie zwojów dobranej na maksimum energii promieniowania. Ekran przewodu współosiowego od strony anteny był połączony z uziemieniem.
Włączony nadajnik emituje najpierw sygnał „kropki" (numer „lisa"), a następnie zaczyna cykliczne nadawanie pełnego znaku wywoławczego. Taka praca urządzenia umożliwia zawodnikom szybsze określenie numeru „lisa" w momencie jego włączenia. Należy dodać, że wyłącznik może być na treningach sterowany ręcznie, przez operatora, na zawodach zaś jest zalecane stosowanie zegara automatycznego włączającego nadajnik w cyklu pięciominutowym.

15.4. Nadajnik „pikacz"

Opisany nadajnik jest przeznaczony do treningu oraz sprawdzania odbiorników radiolokacyjnych pracujących w pasmie 80 m emisją A1A. Ponieważ moc wyjściowa urządzenia wynosi około 0,5 W, może on posłużyć do organizacji lokalnych zawodów w radiolokacji sportowej.
Schemat elektryczny urządzenia przedstawiono na rysunku 15.13. Układ zrealizowano przy użyciu jednego układu scalonego *US1* (UCY7400) i tranzystora *T1* (BC211). Bramki *1*, *2* tworzą generator kluczujący o bardzo małej częstotliwości, zależnej



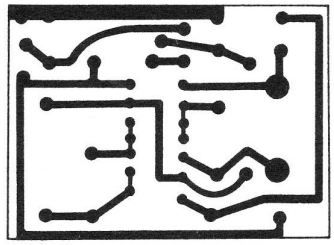
Rys. 15.12. Sposób montażu obudowy



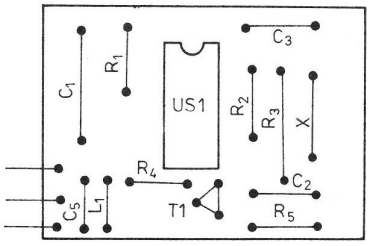
Rys. 15.13. Schemat ideowy nadajnika „pikacz"

od w wartości kondensatora C_1. Jedynka logiczna na wyjściu *6* powoduje uruchomienie generatora kwarcowego na bramkach *3*, *4* oraz spolaryzowanie tranzystora *T1* za pośrednictwem R_3. Częstotliwość wyjściowa zależy od zastosowanego rezonatora kwarcowego X (3,5÷3,6 MHz). Tranzystor *T1* jest prostym wzmacniaczem, który podczas przerw w wysyłaniu fali nośnej nie pobiera prądu spoczynkowego, co jest ważne zwłaszcza przy zasilaniu z akumulatora.

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 15.14, rozmieszczenie zaś elementów pokazano na rysunku 15.15. Cewka L_1 została nawinięta na rdzeniu pierścieniowym z filtru p.cz. 465 kHz i zawiera 30 zwojów drutu DNE0,3. Przy strojeniu jest wskazana korekcja liczby zwojów cewki lub pojemności kondensatora C_5. Dopasowanie anteny do układu zapewnia kondensator C_6 – agregat typu odbiorczego. Anteną może być odcinek 10÷20 m izolowanej linki miedzianej. Układ dostraja się na maksymalną słyszalność w odbiorniku z odległości kilkudziesięciu metrów. Układ można zasilać z akumulatora 12 V lub z 3 płaskich baterii. W tym drugim przypadku można zrezygnować z rezystora R_5 łącząc baterię od strony masy do zasilania układu *US1*.



Rys. 15.14. Płytka drukowana nadajnika „pikacz"



Rys. 15.15. Rozmieszczenie elementów

16

Pomiary podstawowych parametrów elektrycznych urządzeń nadawczo-odbiorczych

Pomiary podstawowych parametrów elektrycznych powinny być dokonywane po każdorazowym zbudowaniu i zestrojeniu urządzenia, a także po większej naprawie i w czasie eksploatacji po zauważeniu nieprawidłowości pracy lub zasygnalizowaniu przez korespondenta zmian na sygnale.
Do pomiarów można wykorzystać następujące przyrządy opisane w tej książce:
- uniwersalny multimetr elektroniczny (4.2),
- diodową sondę w.cz. do przyrządu uniwersalnego (4.3),
- generator pomiarowy w.cz. (4.6),
- generator pomiarowy m.cz. (4.7),
- miernik częstotliwości m.cz. (4.10),
- tłumik kalibrowany (4.13),
- miernik mocy wyjściowej w.cz. (4.14),
- reflektometr (4.15),
- cyfrowy miernik częstotliwości (4.16),
- generator dwutonowy m.cz. (14.7),
- dwuczęstotliwościowy generator w.cz. (14.8),
- oscyloskop (nie opisany w książce).

Przed dokonywaniem wszelkich pomiarów należy sprawdzić, czy badany transceiver (nadajnik, odbiornik) jest zasilany właściwym napięciem, oraz czy wartość tego napięcia pod obciążeniem (przy maksymalnym wysterowaniu) nie spada poniżej wartości minimalnej.
Pomiary powinny być dokonywane co najmniej w trzech punktach zakresu, tzn. na początku, w środku i na końcu skali. Ponieważ w konstrukcjach amatorskich bardzo trudno (szczególnie przy prostych obwodach bez podstrajania) uzyskać porównywalne parametry w całym zakresie, dlatego też często wystarczą badania w najbardziej wykorzystywanych częściach pasma amatorskiego.

16.1. Pomiary podstawowych parametrów odbiornika

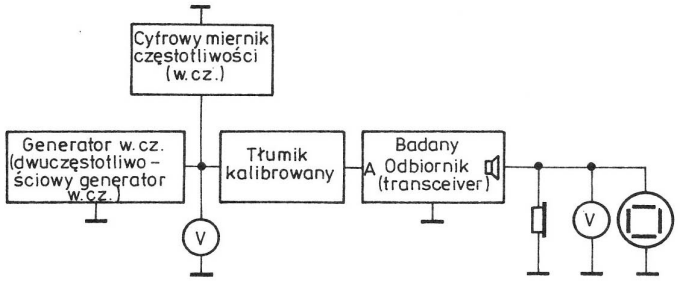
Układ pomiarowy do badania wszystkich parametrów odbiornika przedstawiony został na rysunku 16.1.

Pomiar stabilności częstotliwości (skalowania)

Jak wiadomo, na stabilność częstotliwości wpływa przede wszystkim układ VFO. Częstotliwość VFO mierzymy bezpośrednio cyfrowym miernikiem częstotliwości dołączonym do wyjścia układu (separatora VFO) i na podstawie jej obserwacji w czasie możemy wnioskować o stabilności, jednak ten sposób może być wykorzystywany tylko przy uruchamianiu układu.
Częstotliwość generatora w.cz. (można również i odbiornika) ustawia się na tzw. „0" dudnień i kontroluje się odchyłkę częstotliwości za pośrednictwem cyfrowego miernika częstotliwości po pewnym czasie od momentu włączenia, np. po 1 minucie, po 15 minutach, po 1 godzinie itd. Takie pomiary są potrzebne, ponieważ popularny sprzęt amatorski osiąga większą stabilność częstotliwości po „wygrzaniu". Bardzo często operuje się pojęciem „względna niestabilność częstotliwości". Wartość tę określa się ze wzoru

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{f_{znam} - f_{zm}}{f_{znam}}$$

gdzie: f_{znam} – częstotliwość znamionowa, odpowiadająca częstotliwości ustalonej na skali,
f_{zm} – wskazania miernika częstotliwości.



Rys. 16.1. Układ pomiarowy do badania parametrów odbiornika

Pomiar czułości użytkowej

Czułość odbiornika (emisja A1A, E3J) określa się przy stosunku sygnału użytecznego do napięcia szumów 3:1 (10 dB) i przy znamionowej mocy wyjściowej (odpowiednim napięciu na rezystancji zastępczej głośnika lub słuchawki). Wartość napięcia na głośniku o impedancji znamionowej podanej przez producenta można wyliczyć ze wzoru: $U = \sqrt{PR}$. Dla radiokomunikacyjnych słuchawek nagłownych (niskoomowych) przyjmuje się napięcie 1,5 V.

Przed dokonywaniem pomiarów należy przełączyć odbiornik na ręczną regulację wzmocnienia (wyłączyć ARW). Pokrętłami „wzmocnienie" (tłumik) i „głośność" nastawić poziom szumów w słuchawkach równy 0,5 V (przy małym poziomie szumów może wystąpić również mniejsza wartość napięcia). Następnie ustawiamy generator w.cz. na częstotliwość odbiornika i za pomocą tłumika kalibrowanego nastawiamy takie napięcie częstotliwości nośnej, które zapewni na słuchawkach napięcie równe 1,5 V o częstotliwości około 1 kHz. Wyjściowe napięcie określa czułość odbiornika. Najwygodniej jest przyjąć poziom napięcia z generatora 1 lub 0,1 V, ponieważ wtedy można łatwo wyliczyć poziom napięcia na wyjściu tłumika (gnieździe antenowym). Na przykład przy napięciu generatora 1 V, włączonym tłumiku 120 dB i napięciu na słuchawkach 1,5 V, czułość odbiornika przy stosunku sygnał/szum 10 dB wynosi 1 μV. Jeżeli odbiornik (transceiver) ma przełączane filtry CW-SSB, to czułość powinna być określona oddzielnie dla każdego rodzaju pracy.

Pomiar selektywności

Selektywność mierzy się najczęściej w odbiornikach o bezpośredniej przemianie lub w odbiornikach z własnoręcznie wykonanymi filtrami kwarcowymi. Przy stosowaniu dobrych filtrów fabrycznych oraz poprawnym montażu selektywność zależy głównie od charakterystyki filtru. Pomiaru dokonuje się przez określenie napięcia wyjściowego na słuchawkach w funkcji zmian częstotliwości generatora. Można dokonać pomiaru punktowo, tzn. zmierzyć szerokość pasma przy spadku wzmocnienia −3 dB (−6 dB) oraz przy −20, −40, −60 dB. Pomiar musi być wykonany oczywiście przy stałej czułości (bez regulacji pokręteł „wzmocnienie", „głośność"). Praktycznie odbywa się to przez dostrajanie generatora do określonej częstotliwości i kontroli napięcia wyjściowego (np. 1,5 V dla słuchawek). Zmiany napięcia dokonujemy tłumikiem kalibrowanym, wyłączając poszczególne sekcje. Wartość tłumienia pozapasmowego obliczamy jako różnicę wcześniej ustalonej wartości tłumika i wartości aktualnej. W odbiornikach mających kilka przełączanych filtrów p.cz. pomiar selektywności należy wykonać oddzielnie dla każdego z nich.

Pomiar poziomu sygnału (skalowanie S-metra)

W czasie kontroli i skalowania S-metra podaje się sygnał w.cz. do wejścia antenowego za pośrednictwem kalibrowanego tłumika o poziomie −73 dBm i ustawia miernik na S9. Następnie zmniejszając sygnał skokami co 6 dB wyznacza się dalsze działki S-metra. Znormalizowane poziomy sygnałów dla skali S-metra zawiera tablica 16.1. Podane w niej wartości odnoszą się do całego zakresu fal krótkich przy impedancji wejściowej 75 Ω.

Tablica 16.1. Tablice skalowania S-metra

S	dBm	μV
1	−121	0,24
2	−115	0,49
3	−109	0,97
4	−103	1,9
5	− 97	3,9
6	− 91	7,7
7	− 85	15
8	− 79	31
9	− 73	61
9+10 dB	− 63	190
9+20 dB	− 53	610
9+30 dB	− 43	1900
9+40 dB	− 33	6100

Pomiar punktu odniesienia intermodulacji

Pomiar ten jest dokonywany z wykorzystaniem dwuczęstotliwościowego generatora w.cz., który należy włączyć w miejsce dotychczas używanego generatora w.cz. Przedstawiona metoda polega na pomiarze wzajemnego wpływu dwóch sygnałów zakłócających sinusoidalnych o częstotliwościach f_1 i f_2. Sygnały te, po sumatorze mocy, w którym następuje mieszanie ich składowych, są podawane (0 dBm) przez kalibrowany tłumik do wejścia antenowego badanego odbiornika z wyłączoną ARW. Przy przestrajaniu pokrętłem VFO odbiornika (transceivera) w okolicy pracy generatorów usłyszymy dwa silne sygnały o częstotliwościach f_1 i f_2 ($f_1 = 14{,}100$ MHz, $f_2 = 14{,}120$ MHz) oraz słabsze – prążki interferencyjne, na częstotliwościach $2f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$ (14,140 MHz, 14,080 MHz) powstałe na skutek nieliniowości stopni wejściowych odbiornika.

Idea pomiaru polega na odczytaniu dwóch nastawionych wartości tłumika kalibrowanego: raz przy dostrojeniu się do częstotliwości $2f_1 - f_2$, a drugi raz przy dostrojeniu się do częstotliwości podstawowej f_1 z zachowaniem jednakowego poziomu odbieranego sygnału (1,5 V dla słuchawek niskoomowych). Oczywiście przy dostrajaniu się odbiornikiem do częstotliwości $2f_2 - f_1$ i f_2 wyniki będą identyczne. Mając już niezbędne wartości możemy określić odporność odbiornika na silne sygnały (przesterowania) przez określenie liczby IP ze wzoru:

$$IP = \frac{IM}{2} + P_i \text{ [dBm]}$$

gdzie: IM – wartość odczytana z tłumika kalibrowanego przy odbiorze f_1 lub f_2,
P_i – wartość odczytana z tłumika kalibrowanego przy odbiorze sygnału niepożądanego o częstotliwości $2f_1 - f_2$ $2f_2 - f_1$,

Wartość IP sprawdzanego sprzętu może wynosić $-30 \div +30$ dBm.

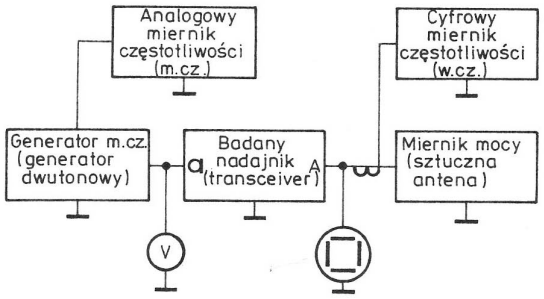
Ujemne wartości dotyczą sprzętu mało odpornego na przesterowania. Przy porównywaniu urządzeń pod względem liczby IP należy zwrócić uwagę na warunki pomiaru. Pomiar powinien być wykonywany przy jednakowej różnicy częstotliwości f_1 i f_2 oraz takiej samej częstotliwości wyjściowej na słuchawkach.

Wartość IP (ściśle związana z zakresem dynamiki odbiornika) – ze względu na zwiększające się zakłócenia na pasmach, powodowane rosnącym zagęszczeniem stacji amatorskich (profesjonalnych), jak również coraz silniejszymi sygnałami – staje się coraz ważniejsza.

16.2. Pomiary podstawowych parametrów nadajnika

Układ pomiarowy do badania wszystkich parametrów nadajnika przedstawiony został na rysunku 16.2.

Niektóre wyniki pomiarów parametrów transceivera przy odbiorze, takie jak stabilność częstotliwości (skalowanie) powinny być zgodne z wartościami pomierzonymi przy nadawaniu.



Rys. 16.2. Układ pomiarowy do badania parametrów nadajnika

Pomiar częstotliwości sygnału wyjściowego i jego stabilności

Pomiar częstotliwości sygnału wyjściowego wykonuje się przy emisji A1A. Po naciśnięciu klucza telegraficznego należy odczytać częstotliwość wskazywaną przez miernik częstotliwości w.cz., zwracając uwagę na powtarzalność pomiarów. Przy wystąpieniu przekłamań należy dobrać odpowiednie sprzężenie miernika częstotliwości z anteną. Pomiar stabilności powinien być wykonywany przy ograniczonej mocy wyjściowej ze względu na możliwość uszkodzenia stopnia mocy lub zasilacza (przy dłuższym włączeniu).

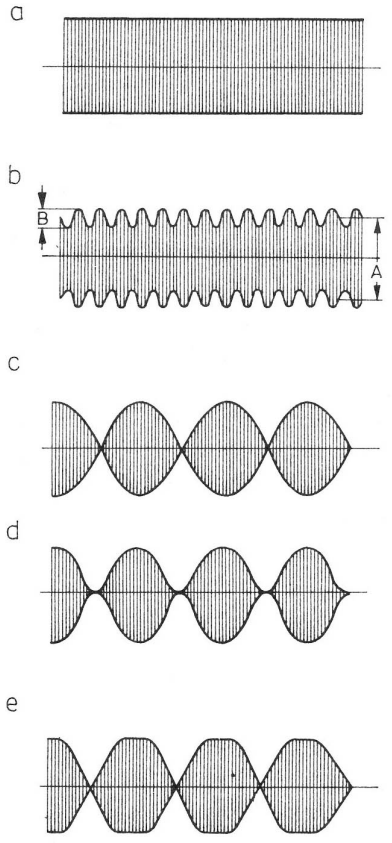
Przy tych pomiarach należy zwrócić uwagę na zgodność częstotliwości nadawania z odbiorem („0" RIT-a).

Pomiar pasma przenoszenia w.cz.

Pomiar pasm przenoszenia wykonuje się najczęściej w nadajnikach (transceiverach) z fazowym formowaniem sygnału jednowstęgowego lub w przypadku stosowania własnoręcznie wykonanego filtru kwarcowego SSB. Pomiaru dokonuje się przez określenie napięcia w.cz. na obciążeniu sztucznym (mierniku mocy) dołączonym do anteny w funkcji zmian częstotliwości generatora m.cz. W ten sposób można określić zbocza charakterystyki filtru SSB.

Pomiary tłumienia nośnej, zbędnej wstęgi bocznej i liniowości

Pomiary te przeprowadza się łącznie, z wykorzystaniem dwutonowego generatora m.cz., który należy włączyć w miejsce poprzednio używanego generatora m.cz. Najpierw włączamy jeden z generatorów. Jeżeli tłumienie fali nośnej oraz tłumienie zbędnej wstęgi bocznej nie jest gorsze niż 40 dB (100 razy), to na oscyloskopie powinien pojawić się sygnał sinusoidalny o częstotliwości wyjściowej urządzenia (rysunek 16.3). Przy niedostatecznym



Rys. 16.3. Oscylogramy wyjściowe przy badaniu nadajnika
a) obraz prawidłowy przy próbie jednotonowej, b) obraz nieprawidłowy, c) obraz prawidłowy przy próbie dwutonowej, d) obraz nieprawidłowy (źle dobrany punkt pracy), e) obraz nieprawidłowy (przesterowanie)

tłumieniu nośnej pojawi się dodatkowa modulacja od góry i od dołu obwiedni w.cz. (rysunek 16.2b). Przez pomiar wielkości A i B można wyliczyć rząd tłumienia nośnej. Jeżeli A/B będzie równy np.: 10, 15, 20, 30, 50, 100, to tłumienie nośnej będzie wynosiło: 20, 24, 26, 30, 34, 40 dB. Przy badaniu liniowości wzmacniacza należy włączyć dwa tony generatora. Na ekranie oscyloskopu powinna pojawić się figura zbliżona kształtem do figury przedstawionej na rysunku 16.3c. Jeżeli sinusoidy nie będą przechodziły przez oś poziomą, to należy skorygować ustawienie potencjometru „balans" w generatorze dwutonowym. Kształt tej figury (obwiedni) powstaje w wyniku dodania się dwu przebiegów m.cz. o równych amplitudach Są to dudnienia o częstotliwości zależnej od różnicy ich częstotliwości wejściowych.

Jeżeli tłumienie wstęgi bocznej w kontrolowanym nadajniku będzie niedostateczne, to oscylogram będzie miał taki sam kształt jak poprzednio, ale okres zafalowań po bokach będzie dwukrotnie mniejszy. Wywołane jest to tym, że napięcie w.cz. odpowiadające podanemu tonowi jest modulowane przez częstotliwość równą różnicy częstotliwości wstęgi bocznej i nośnej albo różnicy częstotliwości obydwu wstęg bocznych. Jeżeli źle zostały stłumione druga wstęga boczna i nośna, to na ekranie będzie widoczny obraz z dwiema częstotliwościami naraz.

Zniekształcenia w pobliżu osi poziomej świadczą o źle dobranym punkcie pracy tranzystora lub lampy wzmacniacza (rysunek 16.2*d*).

Zniekształcenia szczytów obwiedni wskazują na zbyt duże wzmocnienie napięcia (przesterowanie) lub złe dopasowanie między stopniami (rysunek 16.2-e).

Na podstawie powyższych oscylogramów można ustalić przyczynę różnych nieprawidłowości w sygnale wyjściowym.

Oprócz powyższych metod pomiarowych sygnał wyjściowy można sprawdzić na słuch za pomocą odbiornika nasłuchowego wyposażonego w antenę w postaci kilkunastu cm przewodu. Wymaga to jednak pewnego doświadczenia.

Pomiar mocy nadajnika

Pomiar mocy wyjściowej w.cz. można wykonać jak już podano miernikiem mocy wyskalowanym w [W]. Sposób ten podobnie jak metoda z rezystorem i sondą w.cz., opisana w rozdziale 4.14, pozwala z wystarczającą dokładnością określić moc wyjściową nadajnika (skuteczną). Wytwórnie sprzętu nadawczego w charakterystyce swych wyrobów podają przeważnie moc szczytową (P_{PEP}). Jest to moc szczytowa mierzona przy przyłożeniu do wejścia nadajnika dwóch tonów i przy dopuszczalnym poziomie zniekształceń na wyjściu antenowym. Przy przebiegu sinusoidalnym i jednej częstotliwości modulującej moc szczytowa obwiedni jest równa mocy średniej. Przy dwóch tonach (o równych amplitudach) $P_{PEP} = 2P_{śr}$. Jednak w warunkach amatorskich pomiary te są trudne do wykonania, głównie ze względu na trudności ze zdobyciem odpowiednich przyrządów pomiarowych.

Należy w tym miejscu zwrócić uwagę, że w zezwoleniach przyznawanych przez Państwową Inspekcję Radiową mowa jest o mocy doprowadzonej do anody stopnia końcowego nadajnika i tym limitem należy się kierować przy konstruowaniu urządzeń krótkofalarskich.

17

Uwagi końcowe

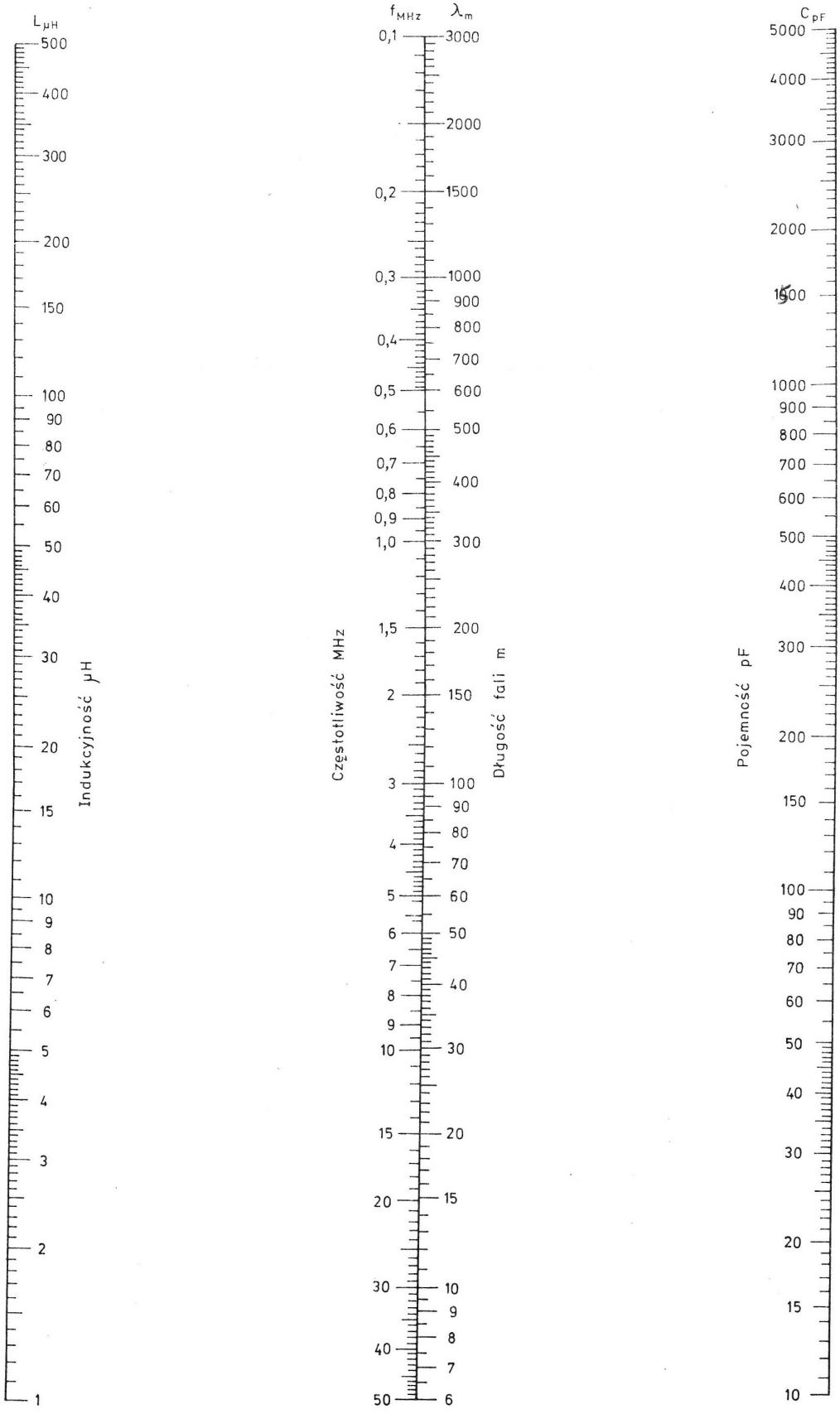
Ograniczona objętość książki nie pozwala na zamieszczenie opisów anten, istotnych części każdej radiostacji. Prawidłowo wykonana i dopasowana antena może mieć znaczny wpływ na osiągane wyniki. Wystarczająco wiele informacji na ten temat można znaleźć w [1].

Warto również zwrócić uwagę początkującym konstruktorom, że Autor wykorzystał w konstrukcjach takie podzespoły, jakie aktualnie były dostępne i bez obaw większość z nich można zastąpić innymi, bardziej nowoczesnymi, o zbliżonych lub lepszych parametrach.

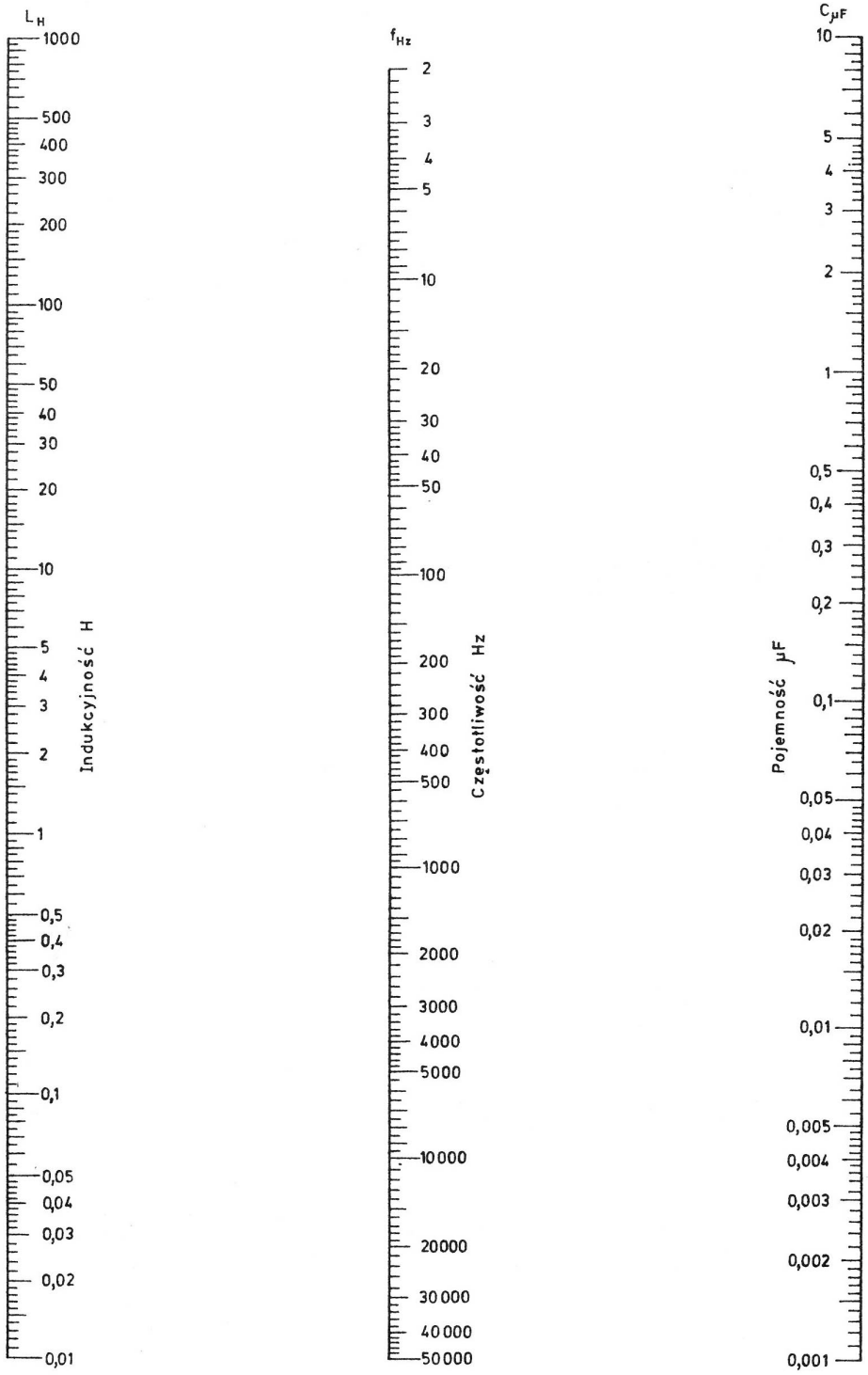
Podane na końcu nomogramy mogą być pomocne przy konstruowaniu urządzeń krótkofalarskich, upraszczając niezbędne obliczenia. Korzystanie z nomogramów odbywa się przez przyłożenie linijki do punktów oznaczających wartości założone lub dane i odczytaniu na pozostałych skalach wartości poszukiwanych.

Dodatek

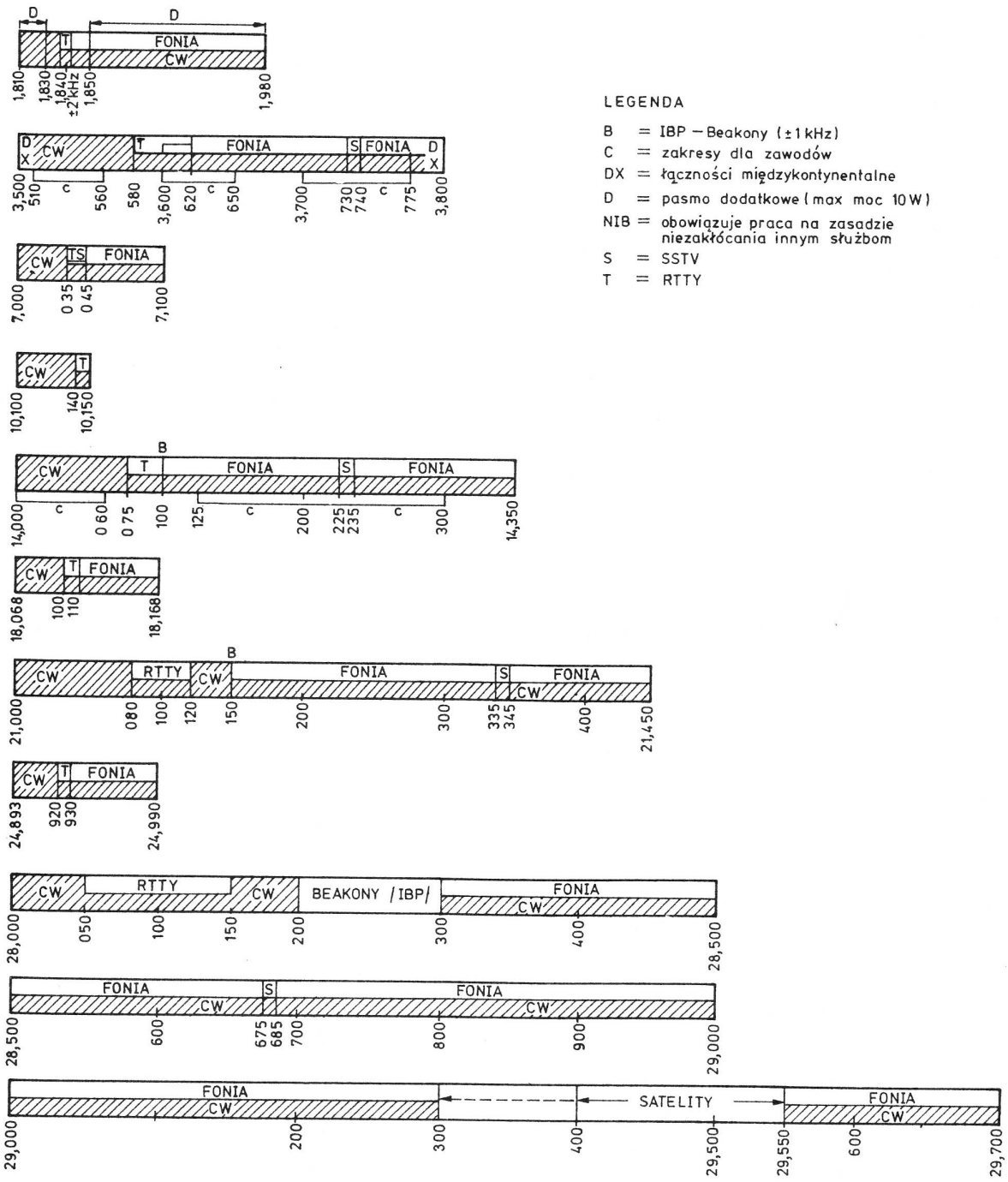
D1. Nomogram obwodu rezonansowego w.cz.



D2. Nomogram obwodu rezonansowego m.cz.

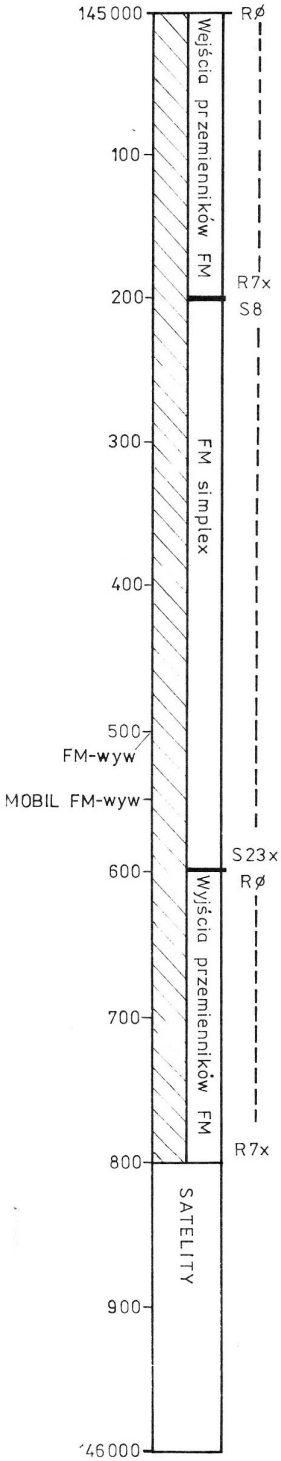


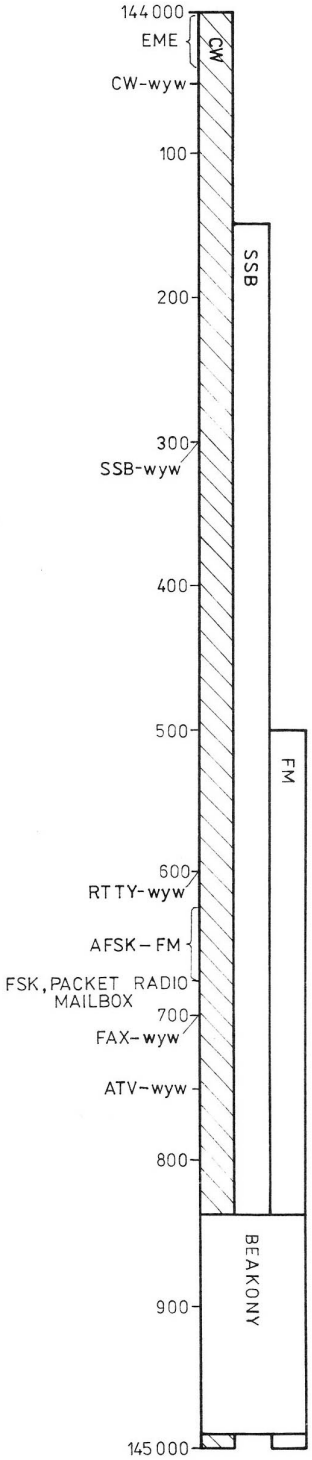
D3. Pasma amatorskie KF przyznawane krótkofalowcom w I Regionie IARU



LEGENDA

B = IBP – Beakony (±1 kHz)
C = zakresy dla zawodów
DX = łączności międzykontynentalne
D = pasmo dodatkowe (max moc 10 W)
NIB = obowiązuje praca na zasadzie niezakłócania innym służbom
S = SSTV
T = RTTY


145000
RØ
Wejścia przemienników FM
100
R7x
200
S8
FM simplex
300
400
500
FM-wyw
MOBIL FM-wyw
S23x
600
RØ
Wyjścia przemienników FM
700
R7x
800
SATELITY
900
146000


144000
EME
CW
CW-wyw
100
SSB
200
300
SSB-wyw
400
500
FM
600
RTTY-wyw
AFSK – FM
FSK, PACKET RADIO
MAILBOX
700
FAX-wyw
ATV-wyw
800
BEAKONY
900
145000

D4. Przemienniki amatorskie w pasmie 145 MHz i 432 MHz

Przemienniki amatorskie w pasmie 145 MHz

Zamiennik	Miejscowość	Kanał	Lokator	Uwagi
SR0BY	Bytom	R5	JO90KI	o
SR0CZ	Częstochowa	R2X	JO90MT	o
SR0DB	Dąbrowa Białostocka	R0	KO13AA	o
SR0DU	Dubiecko	R0	KN19EU	o
SR0GD	Gdańsk	JO94KM		
SR0GL	Gliwice	R3	JO90IG	
SR0GO	Gorzów Wlkp.	R6	JO72OR	
SR0GR	Gdańsk	R0	JO94	o
SR0JN	Jarocin (liniowy)		JO81PX	x
SR0KG	Kołobrzeg	R1	JO74SE	o
SR0KO	Koszalin	R3	JO84AA	o
SR0KT	Kętrzyn	R0	KN04PD	o
SR0LE	Leszno	R7	JO81HU	
SR0LU	Lublin	R3	KO11AA	
SR0NS	Krynica	R0	KN09LL	
SR0OC	Olecko	R0	KO14AA	o
SR0OL	Olsztyn	R2	KO03HP	o
SR0PR	Przemyśl	R2X	KN19JT	o
SR0SC	Czantoria	R7	JN99JQ	
SR0SL	Lębork	R7	J084XN	o
SR0SN	Świebodzin	R0	JO72SG	o
SR0TA	Tarnów	R0	KO00MA	o
SR0WN	Wieluń	R2	JO91KL	
SR0WR	Wrocław	R0	JO81MA	o
SR0ZA	Zamość	R6	KO11PR	
SR1S	Szczecin	R7	JO73GL	
SR2B	Bydgoszcz	R6	JO93DC	
SR2H	Malbork	R5	JO94OB	o
SR2T	Toruń	R7	JO93HA	
SR3C	Chodzież	R5	JO82LX	
SR3M	Kalisz	R6	JO91BS	o
SR3P	Poznań	R2	JO82KI	
SR3Z	Zielona Góra	R4X	JO71SW	
SR4Q	Suwałki	R7	KO14LC	

— przemiennik liniowy
f wej. = 144.550, 1296,650, 2320,650 MHz
f wyj. = 432.550 MHz

D4. Przemienniki amatorskie w pasmie 145 MHz i 432 MHz

Przemienniki amatorskie w pasmie 145 MHz

Zamiennik	Miejscowość	Kanał	Lokator	Uwagi
SR4U	Białystok	R5	KO13ND	
SR4Y	Góra Dylewska	R1	JO93XN	
SR5A	Warszawa	R4	KO02KF	
SR5N	Siedlce	R0	KO12GF	o
SR5W	Warszawa	R6	KO02NE	o
SR6F	Wysoka	R6	JO90BL	
SR6G	Ślęża	R1	JO81IV	
SR6J	Szrenica	R3	JO70ST	
SR7L	Łódź	R3	JO91RT	
SR7V	Św. Krzyż	R1	KO01MU	
SR8D	Łosice	R2	KO12IF	
SR80	Jarosław	R7	KO10IA	
SR8T	Krosno	R5	KN19VS	
SR9E	Ogrodzieniec	R0	JO90SK	
SR9X	Luboń Wielki	R4	JN99XP	

— przemiennik liniowy
f wej. = 144.550, 1296.650, 2320.650 MHz
f wyj. = 432.550 MHz
o — planowany lub chwilowo nieczynny

Przemienniki amatorskie w pasmie 432 MHz

Zamiennik	Miejscowość	Lokator	Kanał	*f* wyj.	Uwagi
SR0CC	Szyndzielnia	JO99	R77	438.825	o
SR0GR	Gorzów Wlkp.	JO72	R91	439.175	o
SR0GX	Jelenia Góra	JO70	R70	438.650	o
SR0KA	Katowice	JO90KG	R97	439.325	
SR0KR	Kraków	JN99XB	R95	439.275	
SR0SW	Świebodzin	JO72SG	R74	438.750	o
SR0TB	Tarnów	KO00	R75	438.775	
SR0ZX	Zielona Góra	JO71SW	R98	439.350	
SR5WA	Warszawa	KO02ME	R99	439.375	
SR0LZ	Łódź	JO91	R71	438.675	o
SR0GG	Gdańsk	JO94	R70	438.650	o

Literatura

[1] Bieńkowski Z. Lipiński E.: *Anteny KF i UKF.* Warszawa, WKŁ 1978

[2] Bieńkowski Z.: Poradnik ultrakrótkofalowca. Warszawa, WKŁ 1988

[3] Bunin S.G. Jailenko L.P.: Sprawocznik radioliubitielia korotkowołnowika. Kijew. Tiechnika 1984

[4] Chojnacki W.: *Amatorska łączność radiotelefoniczna FM w paśmie 144 MHz.* ZG PZK, Warszawa 1983

[5] Chojnacki W.: *Instalowanie i wyposażenie radiostacji amatorskich* Warszawa, WKŁ 1986

[6] Chojnacki W.: *Pracownia krótkofalowca.* Warszawa, WKŁ 1981

[7] Chojnacki W.: *Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców.* Warszawa, WKŁ 1979

[8] Chojnacki W.: *Układy półprzewodnikowe w urządzeniach krótkofalarskich.* Warszawa, WKŁ 1972

[9] Chojnacki W.: *Układy scalone w urządzeniach krótkofalarskich.* Warszawa, WKŁ 1983

[10] Girulski E.: *Amatorskie urządzenia krótkofalowe.* Warszawa, WNT 1971

[11] Konwicki J.: Konwiński W. Lachowski Z.: *Amatorska pelengacja — łowy na lisa.* Warszawa, WKŁ 1974

[12] Kossobudzki L. Ładno J.: *Amatorskie nadajniki KF i UKF.* Warszawa, WKŁ 1969

[13] Kossobudzki L. Konwiński W. Ładno J.: *Podręcznik radioamatora krótkofalowca.* Warszawa, WKŁ 1970

[14] Leszczyński J.: *Cyfrowe układy scalone w urządzeniach KF i UKF.* Warszawa, ZG PZK 1985

[15] Lewiński K. Lewińska A.: *Nomogramy i tablice radiotechniczne.* Warszawa, WKŁ 1970

[16] Pappenfus E.W.: *Technika jednowstęgowa.* Warszawa WNT 1968

[17] Pieńkos J. Turczyński J.: *Układy scalone TTL w systemach cyfrowych.* Warszawa, WKŁ 1980

[18] Słomczyński K.: *ABC Krótkofalowca.* Warszawa, WKŁ 1988

[19] Słomczyński K.: *Amatorska radiolokacja sportowa.* Warszawa, ZG PZK 1981

[20] Szpakowski Z.: *Pomiary w praktyce krótkofalarskiej.* Warszawa, WKŁ 1978

[21] Szpakowski Z.: *Układy scalone w zastosowaniach.* Warszawa, WKŁ 1977

[22] Praca zbiorowa: *Informator krótkofalowca.* Warszawa, WKŁ 1972, 1973, 1974, 1975

[23] Praca zbiorowa: *Poradnik radioamatora.* Warszawa, WKŁ 1978

[24] Praca zbiorowa: *Radiojeżegodnik.* Moskwa, DOSAAF 1984, 1985, 1986

[25] Praca zbiorowa: *Sprawocznik radioliubitielia.* Kijew, Naukowa Dumka 1982

[26] Praca zbiorowa: *W pomoszcz radioliubitieliu.* Moskwa, DOSAAF 1983, 1984, 1985

[27] Praca zbiorowa: *Circuit handbook.* Birmingham G-QRP Club 1983

[28] Instrukcja eksploatacji. *Multimetr analogowy typu UM-Z3.* MERA-ZEM, Nasielsk 1986

[29] Katalog „CEMI"

[30] Katalog „POLFER"

[31] Katalog „TELFA"

[32] Katalog „LUMEL"

[33] Katalog „ZATRA"

[34] *Amatorskie Radio.* Roczniki 1980-1988

[35] *Biuletyn Polskiego Związku Krótkofalowców.* Roczniki 1980-1988

[36] *Funkamateur* (NRD). Roczniki 1980-1988

[37] *Radio.* Roczniki 1980-1988

[38] *Radio Communication.* Roczniki 1983-1986

[39] *Radiotechnika.* Roczniki 1988

[40] *Radioelektronik.* Roczniki 1980-1988

Czytelnikom zainteresowanym tematyką krótkofalarską i radiowo-telewizyjną

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

polecają książki

- A. Janeczka SP 5 AHT **"Konstrukcje krótkofalarskie dla zaawansowanych"**
- A. Janeczka **"CB radio"**
- J. Pieniaka **"Anteny telewizyjne i radiowe"**

WKŁ

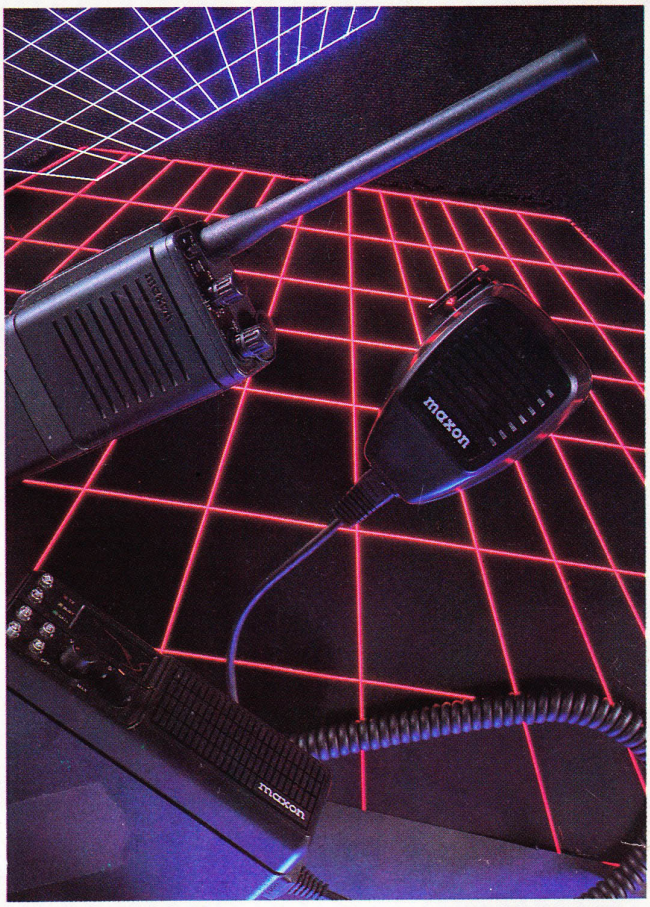
Informacja, sprzedaż

Dział Handlowy WKŁ
Tel. 49 23 45; Fax 49 23 22

Zapraszamy do Księgarni WKŁ

ul. Kazimierzowka 52 (róg Madalińskiego)
czynnej w godz. 10-18; tel. 49 20 32





RADIOTELEFONY AMATORSKIE I PROFESJONALNE

JAWCZYCE 15A K/WARSZAWY
05-850 OŻARÓW MAZ.
(trasa wylotowa na Poznań)
tel. (02) 7223500, fax (02) 7222995

ALAN

TELEKOMUNIKACJA sp. z o.o.

ISBN 83-206-1124-5