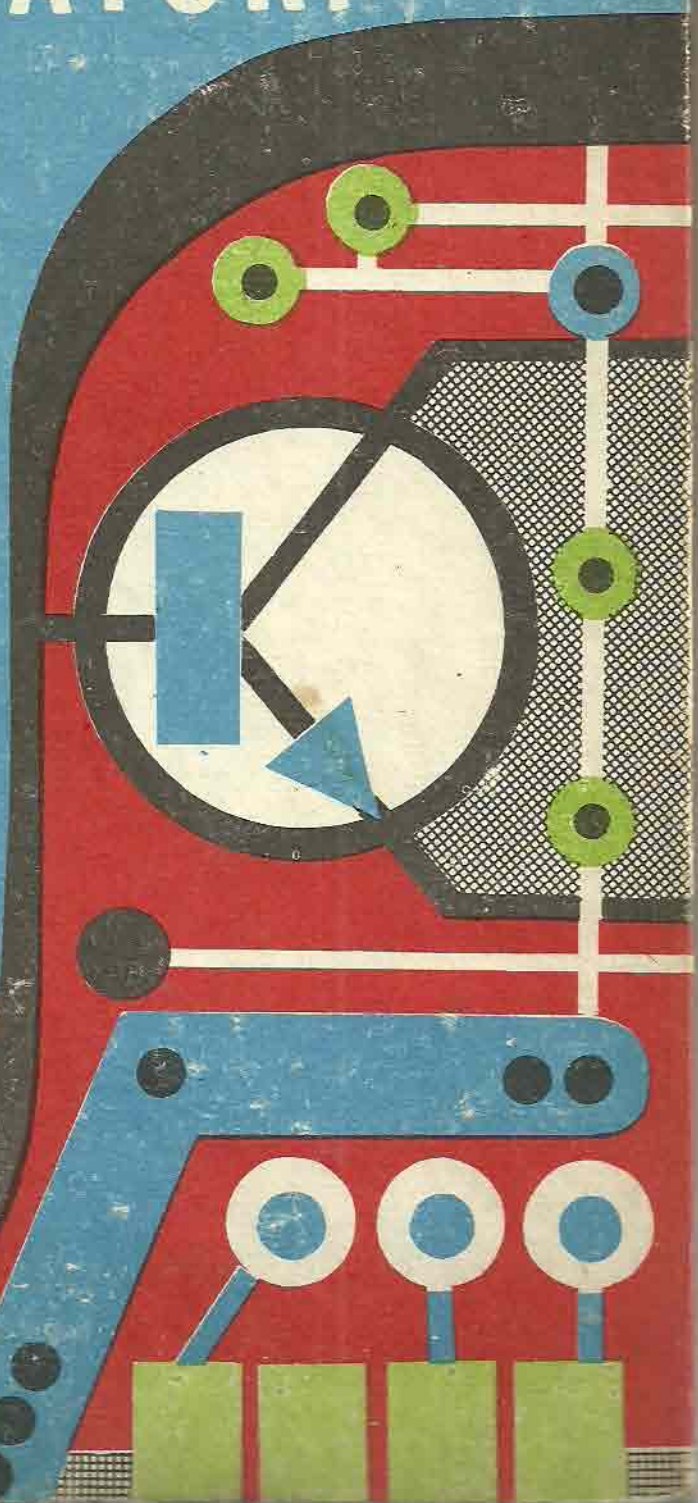


TRIFU DUMITRESCU • IULIAN ROȘU

MONTAJE PENTRU RADIOAMATORI



EDITURA
ALBATROS



TRIFU DUMITRESCU

YO3BAL

IULIAN ROȘU

YO3DAC

MONTAJE PENTRU RADIOAMATORI

1990

EDITURA ALBATROS

BUCUREȘTI

O carte adresată radioamatorilor este un eveniment așteptat de largi categorii de cititori, atât de cei avansați, dar și de începătorii dornici de a cunoaște cât mai multe din acest domeniu al electronicii.

În volumul de față, radioamatorii experimentați vor găsi posibilitatea să-și verifice, să-și compare și să-și completeze propriile construcții de radio-emițătoare și de aparatură de laborator, în general mai puțin tratată în alte lucrări. Radioamatorii începători, la rîndul lor, vor descoperi posibilitatea de a-și construi singuri montajele necesare activității viitoare, avînd totodată certitudinea că acestea vor funcționa corespunzător, ferindu-i astfel de dezamăgirile încercate de cei cărora primele construcții nu le-au reușit și care, descurajați, au abandonat o lume și un orizont capabil să le aducă mari satisfacții.

Prin conținutul, precum și prin modul de redactare, cu descrieri amănunțite și scheme detaliate, lucrarea are în vedere posibilitatea realizării în minimum de timp a unor construcții verificate, funcționale, care nu necesită experimentări îndelungate.

Scrisă de doi maeștri ai sportului la radioamatorism și multipli campioni naționali și internaționali în benzile de unde ultrascurte, cartea este o reușită a genului, oferind într-o formă concisă un maximum de informații materializate prin analiza profundă a funcționării schemelor propuse și reprezentînd prin aceasta un prețios îndrumar.

Un merit al cărții constă și în faptul că toate montajele propuse de autori au fost construite de aceștia și au funcționat sau mai funcționează încă pe mesele lor de lucru, unele dintre ele fiind cele cu care au obținut titlurile de campioni naționali și de maeștri ai sportului. Dorind să vină în ajutorul practicanților acestui sport, autorii au prezentat nu numai schemele de principiu, ci și indicații constructive, inclusiv cablajele și schemele de implantare, asigurînd astfel repetabilitatea performanțelor declarate.

Izvorită din pasiune, rezultat al unei multilaterale și temeinice cunoașteri a radioelectronicii, cartea de față împărtășește tuturor celor interesați o parte din vasta experiență de radioconstrucții a autorilor, constituindu-se ca un ghid competent în multitudinea de probleme pe care le ridică construcțiile radio.

Prin caracterul său larg accesibil, volumul constituie o valoroasă contribuție a autorilor la dezvoltarea disciplinei radioamatorismului în țara noastră și totodată la perfecționarea educației tehnice a tineretului (și nu numai a lui), formație necesară în actuala etapă de aplicare a celor mai noi cuceriri ale științei și tehnicii în toate ramurile de producție.

Dr. ing. EUGEN RADU STRĂJESCU

YO3FAB

DIN PARTEA AUTORILOR

Radioamatorismul în România are o îndelungată tradiție și credem că este bine să amintim că armata, în 1903, la București, a reușit să realizeze prima legătură radiotelegrafică unilaterală din țara noastră.

În ultimele decenii radioamatorismul a fost sabotat sistematic și progresiv din punctul de vedere material și mai ales organizatoric. Dar, în ciuda tuturor greutăților, radioamatorii români, cu multă competență, pasiune și multe sacrificii materiale au câștigat și și-au menținut o poziție onorabilă pe plan extern.

Adresându-se unui larg cerc de cititori, cartea se vrea a fi un ajutor în valorificarea practică a cunoștințelor teoretice ale radioamatorilor.

A construi în domeniul electronicii — lucru pe care îl practică deopotrivă tinerii și adulții — e o știință, o artă. Această știință se învață din cărți și se desăvârșește prin proprie experiență. Din experiență se capătă îndemnare.

Prezenta carte se vrea un ajutor tocmai în acest sens, și oferă cititorilor în general, și pasionaților în special, un amplu material de valorificare în practică a cunoștințelor electronice.

Cartea se adresează radioamatorilor având diferite grade de cunoștințe, publicând scheme și montaje de la cele mai simple și pînă la cele care impun cunoștințe teoretice avansate. Pentru ușurarea înțelegerii lor și a transpunerii în practică, autorii au comentat pe larg montajele mai complicate.

Lucrarea de față este rodul unei îndelungate cercetări teoretice și în special practice. În acest sens trebuie menționat faptul că, fără excepție, toate montajele prezentate au fost experimentate, funcționarea lor înscrindu-se în parametrii impuși. Existența, de asemenea, a unui mare număr de cablaje imprimate, va constitui, sîntem siguri, un motiv de atracție pentru radioamatorii mai experimentați de a realiza montajele respective.

În privința montajelor de radioemisie, atragem atenția că experimentarea, construirea sau folosirea emițătoarelor de unde radio este permisă celor care posedă autorizație eliberată în acest scop de către Ministerul Transporturilor și Telecomunicațiilor.

Sîntem siguri că fiecare constructor electronist poate realiza cu ușurință unul sau altul din montajele prezentate în lucrare. Aceasta le va aduce satisfacție deplină în drumul spre afirmare în această încă plină de surprize știință — electronica.

Nu avem pretenția de a fi inventat ceva din cele prezentate. Montajele reprezintă combinația unor scheme cunoscute, adaptate la piesele ce se fabrică în România.

V-am fi recunoscători dacă ne veți sesiza eventualele greșeli, pentru a putea ca la o probabilă reeditare a cărții să le corectăm.

Ianuarie 1990

1. PRINCIPIILE COMUNICAȚIILOR DE AMATOR

Succesele din ultima vreme obținute de radioamatori în domeniul radiocomunicațiilor au fost posibile îndeosebi datorită componentelor cu semiconductoare, îmbunătățirii parametrilor celorlalte componente și folosirii unor tipuri de emisiuni specializate — modulație de frecvență (FM) cu bandă laterală unică (BLU), în cod (RTTY), televiziune cu baleiaj lent (STTV) și telegrafie (TLG). Descrierea succintă a funcționării unui lanț de emisie-recepție constituie substanța capitolului de față.

Un sistem de radiocomunicație este alcătuit dintr-un emițător și un receptor; emițătorul aplică semnalele care cuprind informația utilă pe o undă purtătoare de radiofrecvență și care prin intermediul unei antene este radiată în spațiu, receptorul primind de la antenă semnalele, le transformă și le redă coerent prin sunet sau imagini.

La emisie și recepție, semnalele suferă prelucrări asemănătoare sau complementare: amplificare, schimbare de frecvență, modulare-de-modulare, limitare etc. Semnalul electric purtător de informație — unda purtătoare — este o funcție armonică în timp; frecvența alocată acestui semnal definind canalul ocupat, în timp ce unul dintre parametrii săi variază proporțional cu informația utilă.

Insertia semnalului ce urmează a fi transmis pe unda purtătoare se numește modulare, iar rezultatul acestui proces, modulație, care poate fi obținută prin schimbarea amplitudinii, frecvenței, fazei sau prin impulsuri și așa-zisa transmitere prin „tot” sau „nimic”, în ritmul unor coduri stabilite (telegrafie).

Pentru reconstituirea informației la recepție, atât modulatorul, cât și demodulatorul trebuie să fie sincrone. Care este drumul informației parcurs la emisie? De la un microfon, semnalul este amplificat, compresat și introdus în modulatorul de înaltă frecvență. Semnalul poate suferi mai multe schimbări de frecvență pentru a-l transpune în banda dorită. Frecvența de ieșire trebuie să fie foarte stabilă, puterea având o valoare variabilă după necesitate, dar respectând regulamentele de radiocomunicații.

Lucrarea este destinată radioamatorilor de diferite stadii de pregătire, și acest fapt ne-a determinat să expunem amănunțit funcționarea montajelor.

Unul din aparatele frecvent prezente în stațiile radioamatorilor este *transiverul*, care înlocuiește emițătorul și receptorul de tip clasic. Cîteva din avantajele transiverului: schema compactă, prețul de cost redus, portabilitate mare, manevrabilitate. Transiverul presupune folosirea unor circuite comune la emisie și recepție, condiție impusă prin faptul că frecvențele de transmitere și recepție trebuie să fie identice, să aibe aceeași lărgime de bandă și tip de modulație, să lucreze linear la niveluri mici, pe recepție, și la niveluri relativ mari, pe emisie.

Receptorul unui transiver poate fi o superheterodină cu simplă sau dublă schimbare de frecvență, dubla conversie oferind o mai bună atenu-

are a frecvenței imagine și o selectivitate ridicată prin folosirea mai multor filtre electromecanice și cu cuarț. Prezența unui singur etaj de mixare la receptoarele cu simplă schimbare de frecvență presupune un zgomot redus și o bună protecție la intermodulație și distorsiuni. Printr-un mixer dublu echilibrat și printr-o bună distribuie a „cîștigului”, în etajele amplificatoare se pot obține rezultate notabile. Creșterea sensibilității receptorului este una din dorințele oricărui radioconstructor.

Simplificînd, putem defini *sensibilitatea* ca fiind calitatea receptorului de a răspunde la semnale slabe. O reală măsurare a sensibilității se obține prin raportarea semnalului de la intrare la zgomotul generat de receptor. Primul etaj al sistemului de recepție aduce o mare contribuție, determinînd un nivel ridicat de zgomot, diminuarea acestuia necesitînd pentru etajele de intrare componente cu zgomot redus.

Linia de transmisie de la intrare poate fi considerată ca un generator de zgomot, dacă o cuplăm la primul etaj de recepție, nivelul de zgomot generat egalînd pe cel al liniei.

Dacă primul etaj amplificator de radiofrecvență este plasat înainte de linia de transmisie, lîngă antenă, cîștigul amplificatorului va putea să acopere zgomotul adăugat de linie. De regulă, un bun receptor utilizabil în frecvențe a căror valoare nu depășește 30 MHz, are un zgomot cuprins între 5 și 10 dB. Capacitatea radioreceptorului de a separa semnalul util de cele nedorite o numim *selectivitate*. Circuitele selective sînt montate în etajele amplificatoare de radiofrecvență, de frecvență intermediară și audiofrecvență.

Filtrele selective sînt de tip LC, cu cristal sau electromecanice. Selectivitatea se măsoară la minus 3 dB pe curba de răspuns a filtrului folosit.

Cîștigul amplificatorului de frecvență intermediară trebuie să aibă o creștere suficient de mare pentru a compensa pierderile în filtre și a deschide detectorul; acesta la rîndul lui va trebui să furnizeze o energie suficient de mare pentru a excita canalul de audiofrecvență. Cîștigul unui lanț amplificator de frecvență intermediară trebuie să fie mai mare de 80 dB. Acest fapt conduce la necesitatea unui control eficient al amplificării în cazul recepționării unor semnale puternice. Se va avea în vedere și atenuarea filtrelor (8 dB pentru filtrele electromecanice și 5 dB pentru filtrele cu cuarț).

O atenție specială se va acorda adaptării la intrarea și ieșirea filtrelor pentru a obține un minim de nelinearitate în banda de trecere.

În sfîrșit, menționăm că performanțele unui receptor pot deveni ne semnificative datorită unui slab detector sau a unui amplificator de audiofrecvență necorespunzător (instabil, cu distorsiuni etc.). Cîștigul amplificatorului de audiofrecvență va fi realizat în așa fel încît semnalul de audiofrecvență să fie însoțit de un zgomot mic.

Unul din etajele funcționale comune dintr-un transiver, este oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO). Pentru a preveni instabilitatea VFO-ului se impune o bună separare electrică și termică a acestuia. Separarea electrică se obține prin folosirea unor etaje separatoare, prin alimentarea de la o sursă de tensiune bine stabilizată și prin montarea într-o cutie metalică a oscilatorului, iar separarea termică se obține prin captu-

șirea cutiei oscilatorului cu un material bun izolator termic (plută, polimetan, polistiren expandat etc.). Dacă este necesară folosirea unor multiplicatoare de frecvență după VFO sau alte generatoare de frecvență din emițător, se vor folosi multiplicatoare în clasă C. Semnalele modulate în amplitudine nu pot fi multiplicare în acest mod, avându-se în vedere puternica distorsionare a anvelopei. Deci vom recurge la mixări succesive, care transpun semnalul în frecvența dorită.

Mixerele de lucru, cu puține excepții, sînt aceleași la recepție și emisie.

Atenție! Un mixer de emisie care nu funcționează corect poate genera semnale perturbatoare nedorite, devenind astfel o problemă a tuturor. Dacă un mixer de recepție de proastă calitate îl afectează numai pe cel care-l folosește, puritatea semnalului de la ieșirea oscilatoarelor, multiplicatoarelor și amplificatoarelor este decisiv pentru toți radioamatorii care vor să posede un bun emițător. Semnalele nedorite de la ieșirea emițătorului trebuie să fie atenuate cu cel puțin 40 dB în gama 3,5—30 MHz și 60 dB în frecvențe superioare de lucru față de semnalul util. O adaptare corectă din punct de vedere al impedanțelor de intrare și ieșire conduce la un transfer maxim de putere, cu un minimum de distorsiuni.

De corectitudinea executării alinierii circuitelor, de obținerea unor forme de undă sinusoidale la ieșirea etajelor amplificatoare, depinde efectuarea unor emisiuni „curate” și credem că puțini radioamatori vor rămîne insensibili la o critică, favorabilă sau nu.

2. CONVERTOR EMISIE-RECEPȚIE PENTRU UNDE SCURTE

Protecția la intermodulație precum și un bun raport semnal-zgomot sînt calitățile în traficul de înaltă calitate în unde scurte. Montajul prezentat mai jos a fost realizat în acest scop.

Descrierea schemei de principiu (fig. 2.1). La recepție semnalul de la antenă urmează următoarea cale: prin transformatorul *TR101*, prin dioda de comutare *D101*, se aplică filtrul trece-bandă format din: *L1*, *C152*, *C153*, *L2*, *C154*, *C155* și *L3*. De la ieșirea filtrului (priza de pe *L3*) semnalul trece prin dioda *D102*, în înfășurarea transformatorului *TR102*, care asigură defazarea semnalului care se aplică în bazele tranzistoarelor *T1* și *T2* care echipează amplificatorul în contratimp (de intrare). Sarcina amplificatorului este formată de înfășurarea primară a tranzistorului *TR103*. Alimentarea în curent continuu a montajului se realizează în felul următor: de la bara de + *Rx/Tx* prin șocul de RF (250 μ H), *R120* și înfășurarea primară a lui *TR103*; decuplările sînt asigurate de condensatoarele *C120*, *C118* și *C119*.

De la emitor spre bara de minus avem *R116*, *R117*, *R118* și *R119*. Decuplările au fost plasate pe rezistoarele *R117* și *R118*. Emitorul în serie cu rezistoarele *R116* și *R119* determină o reacție negativă de curent, fapt care asigură o bună stabilitate a montajului.

Alimentarea bazelor se face cu componentele: *R113*, înfășurarea secundară a lui *TR102* și condensatoarele de decuplare *C112* și *C113* spre minus și *R114*, *R115* spre plus. Plasarea lui *R114* și respectiv *R115* între baze și colectoare conduce la apariția unei puternice reacții negative, reacție care asigură amplificatorului o bună caracteristică amplitudine-frecvență de la 1 MHz la 30 MHz. Din secundarul lui *TR3*, prin comutatorul cu diode format *D113*, *D114*, *R126*, *D115* și *D116* semnalul este transferat pe primarul lui *TR4*. Pe calea de recepție comutatorul este alimentat prin componentele *R129*, șocul de RF, *R127*, *R128* și *R121*. *C122*, *C123*, *C128*, *C129* și *C124* sînt condensatoare de filtrare. Semnalul de radiofrecvență are mai departe traseul: secundarul lui *TR104*, ringul de diode care formează mixerul *M1*, primarul lui *TR6*, *D118* și *C149*, unde găsim un semnal cu frecvența de 9 MHz.

De la oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO), spre mixerul *M1*, semnalul are următorul drum: *R147*, *C148*, tranzistorul *T5* montat ca adaptor de impedanță, *C145*, *R148*, *R141* de unde se aplică pe priza mediană a lui *TR104*. În curent continuu, tranzistorul se alimentează pe următorul traseu: de la borna de plus *Rx/Tx* prin șocul de RF (250 μ H), *R144*, la colector, baza prin *R145* primește polarizarea din colector, emitorul prin *R143* la bara de minus.

La emisie, semnalul BLU cu frecvența de 9 MHz prin *C135* și dioda *D116* se aplică primarul lui *TR104*; mai departe este defazat în secundar și aplicat mixerului *M1*. În brațele *B*, *D* este conectat primarul lui *TR106*,

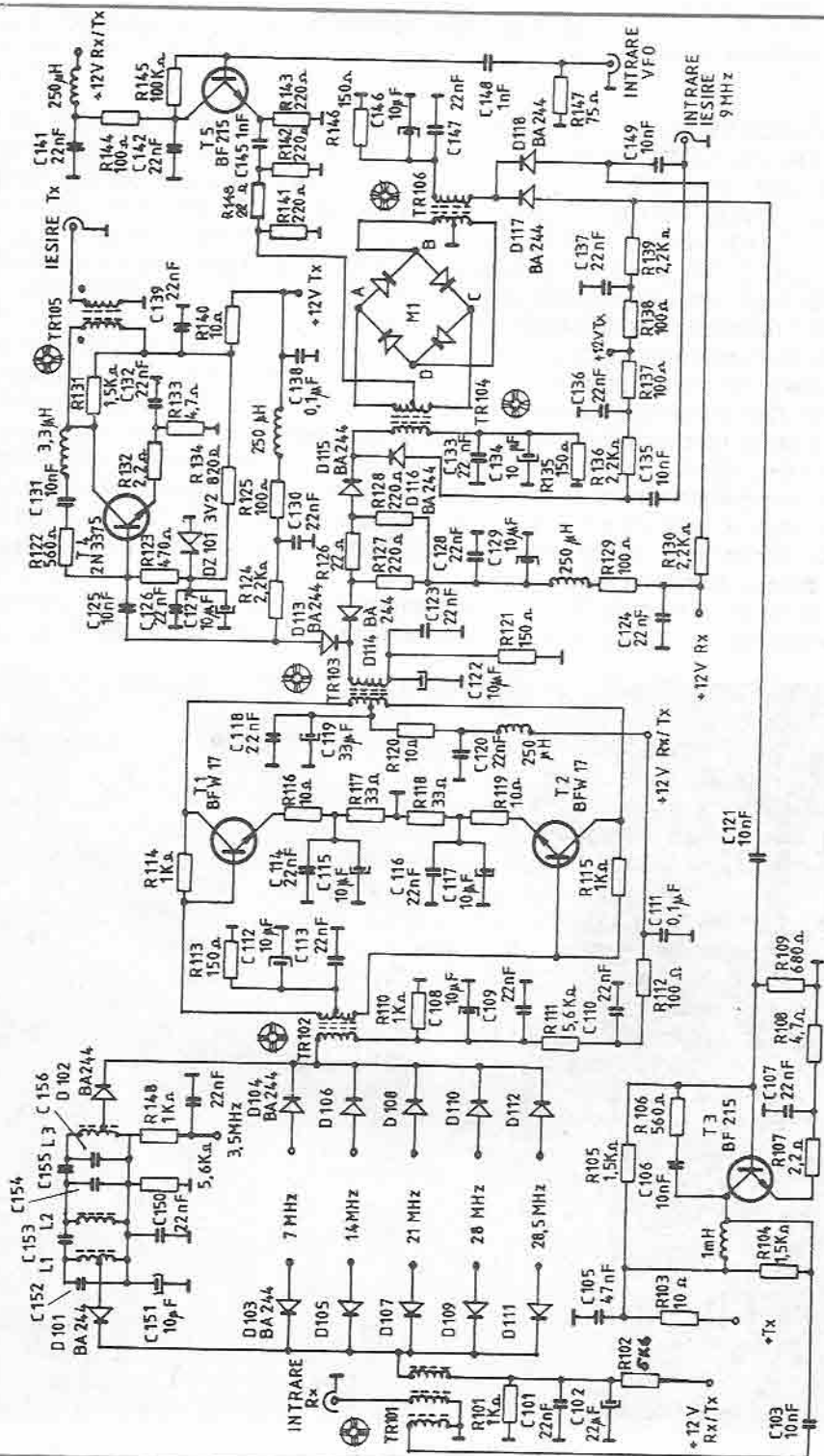


Fig. 2.1

iar în secundar găsim semnalul util de emisie corespunzător benzii de lucru (3,5; 7,0; 14; 21; 28 MHz), care prin dioda $D117$ și $C121$ se aplică unui etaj amplificator ($T3$), căruia i s-a montat o puternică reacție negativă în colector $C106$ și $R106$ și emitor ($R107$). Din colector, prin $C103$, și primarul lui $TR101$ semnalul util este transferat filtrului trece-bandă $C152$, $L1$, $C153$, $L2$, $C154$, $C155$ și $L3$. Dioda $D102$ deschide calea către primarul lui $TR102$, secundarul acestuia și respectiv amplificatorul în contratimp ($T1$ și $T2$); funcționarea acestora este identică cu cea de la recepție. Prin dioda comutatoare $D113$ și $C125$ curentul de radiofrecvență suferă o amplificare în etajul echipat cu $T104$, a cărui sarcină o constituie primarul lui $TR105$. Din secundar semnalul se aplică etajului final de radiofrecvență. Calea de curent continuu a părții de emisie este următoarea: comutatorul de 9 MHz ($D117$) se alimentează de la bara de plus prin $C138$, $R139$ și $R135$, condensatoarele $C136$, $C134$ și $C133$ sint condensatoare de decuplare; tranzistorul $T3$ se alimentează de la bara de plus Tx prin $R103$, șocul de 1 mH în colector și prin $R105$, $R109$ în bază; emitorul este legat la bara de minus prin $R108$ și $R107$.

Amplificatorul cu $T1$ și $T2$ are alimentarea ca în regimul de recepție. Comutatorul cu dioda $D113$ se alimentează prin șocul de RF (250 μ H).

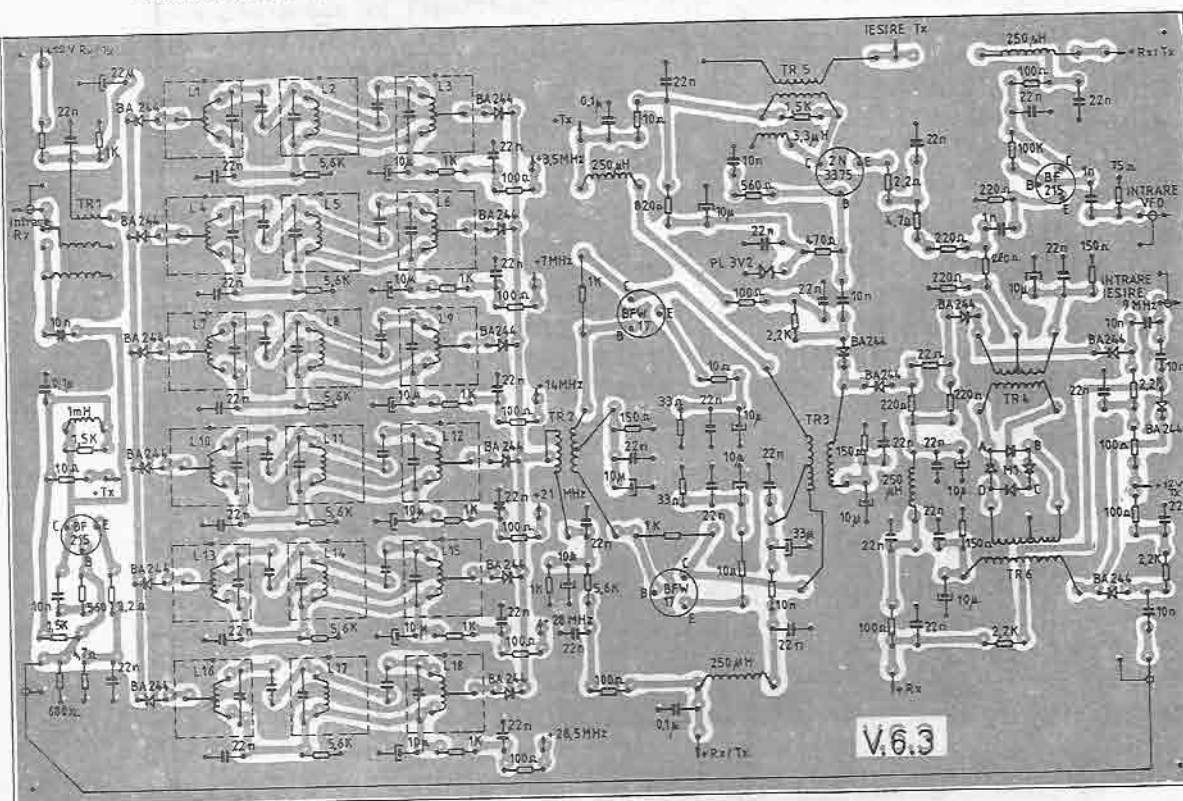


Fig. 2.2a

R125 și R124, C138 și C130 sînt montate ca decuplări. Tranzistorul T4 se alimentează la colector prin R140 și primarul lui TR5. În bază, R140, R134, dioda Zener DZ101 și R123.

Pentru decuplare s-au folosit următoarele condensatoare: C139, C138, C127 și C126.

Montajul și reglajele. După executarea plăcii cu cablaj imprimat (fig. 2.2a) se montează componentele, (fig. 2.2b). Tranzistoarele T1 și T2 vor avea parametrii cît mai apropiați cu putință, ca și diodele mixerului M1, în cazul în care nu se folosește un mixer integrat. Transformatoarele TR101 — TR106, au toate înfășurările cu 21 spire cu sîrmă CuEm $\varnothing 0,25$; înainte de bobinare bucățile de sîrmă se răsucesc cu două ture pe cm. Torurile din ferită cu punct alb au dimensiunile: $9,5 \times 6 \times 3$ mm.

Reglajele constau din stabilirea punctelor de funcționare a tranzistoarelor, pentru obținerea la recepție și la emisie și recepție semnale de formă sinusoidală la ieșirea fiecărui etaj amplificator. Elementele de reglaj: T1 și T2 — R113, T3 — R105, și T4 — R123. Intensitatea curenților în repaus prin T1 și T2 = 20 — 25 mA, prin T4 = 25 — 30 mA.

Întregul montaj se va închide într-o cutie metalică, capacul de sus

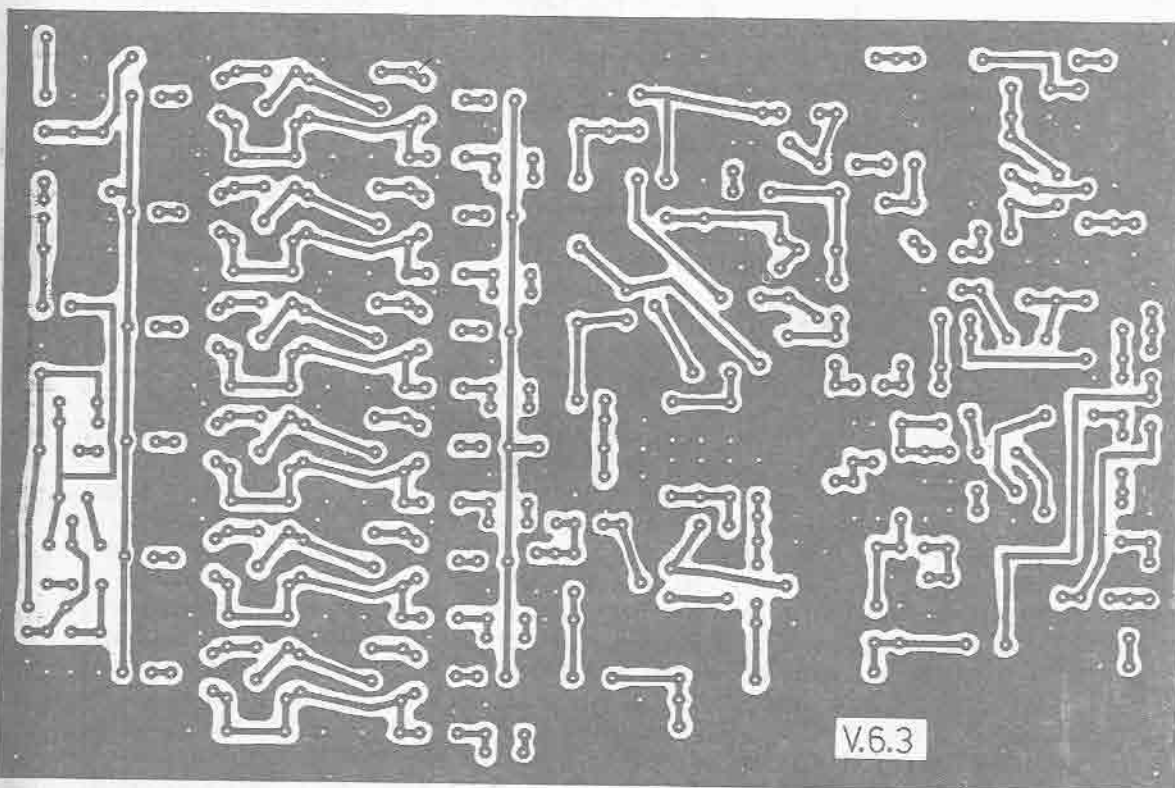


Fig. 2.2b

fiind găurit pentru facilitarea disipației termice relativ mare a tranzistoarelor T1, T2 și T4 și care vor fi prevăzute cu radiatoare corespunzătoare.

Bobinele se realizează conform tabelului 2.1, iar condensatoarele se aleg potrivit tabelului 2.2.

Tabelul 2.1 Tabel de bobine

Nr. bobinei	Diametrul sirmei [mm]	Ø carcasei [mm]	Tipul carcasei	Nr. spire	Priza	Observații
L1	0,2	5	Miez ferita	33	11	Banda 3,5 MHz
L2	0,2		— " —	33		
L3	0,2		— " —	33	11	
L1	0,3	5	Miez ferita	19	5	Banda 7 MHz
L2	0,3		— " —	19		
L3	0,3		— " —	19	5	
L1	0,3	5	Miez ferita	10	3	Banda 14 MHz
L2	0,3			10		
L3	0,3			10	3	
L1	0,3	5	Miez ferita	7	2	Banda 21 MHz
L2	0,3			7		
L3	0,3			7	2	
L1	0,3	5	Miez ferita	7	2	Banda 28 MHz
L2	0,3			7		
L3	0,3			7	2	
TR101	0,3		Tor ferita	3x10		Se înscrieaza corespunzător
TR102	0,3		— " —	3x12		
TR103	0,3		— " —	3x12		
TR104	0,3		— " —	3x12		
TR105	0,3		— " —	2x10		
TR106	0,3		— " —	3x12		

Tabelul 2.2
Tabel de condensatoare

Nr. condensator	Valoare [pF]	Banda [MHz]
C152, C154, C156	270	3,5
— " —	150	7
— " —	100	14
— " —	56	21
— " —	47	28
C153, C155	4,7	3,5
— " —	3,3	7
— " —	4,7	14
— " —	2,2	21
— " —	2,2	28

3. TRANSIVER ECONOMIC PENTRU UNDE SCURTE

Pentru economie de piese, montajul are multe părți comune la recepție cât și emisie, acest lucru neafectând calitatea aparatului. Transiverul conține 4 module interconectate. Modulele au fost alese pentru a putea oferi radioamatorului constructor posibilitatea îmbunătățirii schemei fără prea mari cheltuieli.

Descrierea schemei de principiu pe recepție. Semnalul din antenă, prin comutatorul *K301* este aplicat unui filtru format din *L301*, *C301* și, mai departe *K301B* și *C302* porții amplificatorului de radiofrecvență *T301*. Prin *D301* și *K301C* cuplăm filtrul „trece-bandă”, format din *L303*, *C329*, *C328*, *L302* și *C327*. De la o priză a bobinei *L302* prin *K301D* și *C326* facem legătura cu intrarea mixerului echilibrat — primarul lui *TR304* cu diodele *D307-310*. În secundarul lui *TR303* semnalul ajunge la ieșire prin *C324* (9 MHz). Curentul de radiofrecvență de la oscilatorul cu frecvență variabilă este introdus în mixer prin *R325* și *C325*.

Printr-un cablu coaxial și *C163* se face legătura între modulul de intrare și amplificatorul de frecvență intermediară de 9 MHz. Transformatorul de FI are două înfășurări: *L102* și *L101* (bobină de cuplaj). Din capătul cald al lui *L102* prin *C103*, semnalul trece pe poarta 1 a tranzistorului *T102* care are ca circuit de sarcină *L103* și *C109*, în serie cu *C110*. Cuplajul cu filtru „trece-bandă” se face prin *C112*. Cel de-al doilea circuit al filtrului (*L105*) are în secundar pe *L106* pe care se leagă diodele celui de-al doilea mixer (*D101-D104*). Inductanța de ieșire a mixerului este *L107* care are ca secundar pe *L108* acordat cu *C117* și *C118* pe frecvența de 500 kHz. Primul amplificator de frecvență intermediară cuprinde tranzistorul *T103*, colectorul acestuia fiind cuplat la o priză la circuitul de sarcină, format din *L109*, *CK1* și *C122*. Prin *L110* și *C124*, *C125* se cuplează filtrul electromecanic de tip EMF 500. Ieșirea filtrului este conectată cu cel de-al doilea amplificator de frecvență intermediară prin *C127* și *C126*. Sarcina lui *T105* este constituită din *L111*, *C133* și *C132*. Din punctul de înseriere a condensatoarelor de acord se culege semnalul de FI și se aplică pe baza lui *T106* care este ultimul amplificator în frecvența de 500 kHz. Sarcina acestui amplificator este formată din *L114* și condensatoarele *C140* și *C139*. Bobina *L115* este cuplată inductiv cu *L114* și transmite semnalul mai departe prin punctele A și B la detectorul de produs. Din capătul cald al inductanței *L114*, prin *C141* se face o detecție prin *D105*. Componenta continuă comandă baza lui *T108* montat ca amplificator pentru reglajul automat al amplificării. Căderea de tensiune pe *R133* și *R134* este variabilă funcție de tensiunea aplicată bazei. Tensiunea la capătul lui *R135* (ieșire RAA) va fi invers proporțională cu nivelul semnalului din antenă. Căderea de tensiune pe potențiometrul *R132* va fi direct proporțională cu semnalul de la intrare; instrumentul de măsură (μA) va indica nivelul câmpului electric indus în antenă.

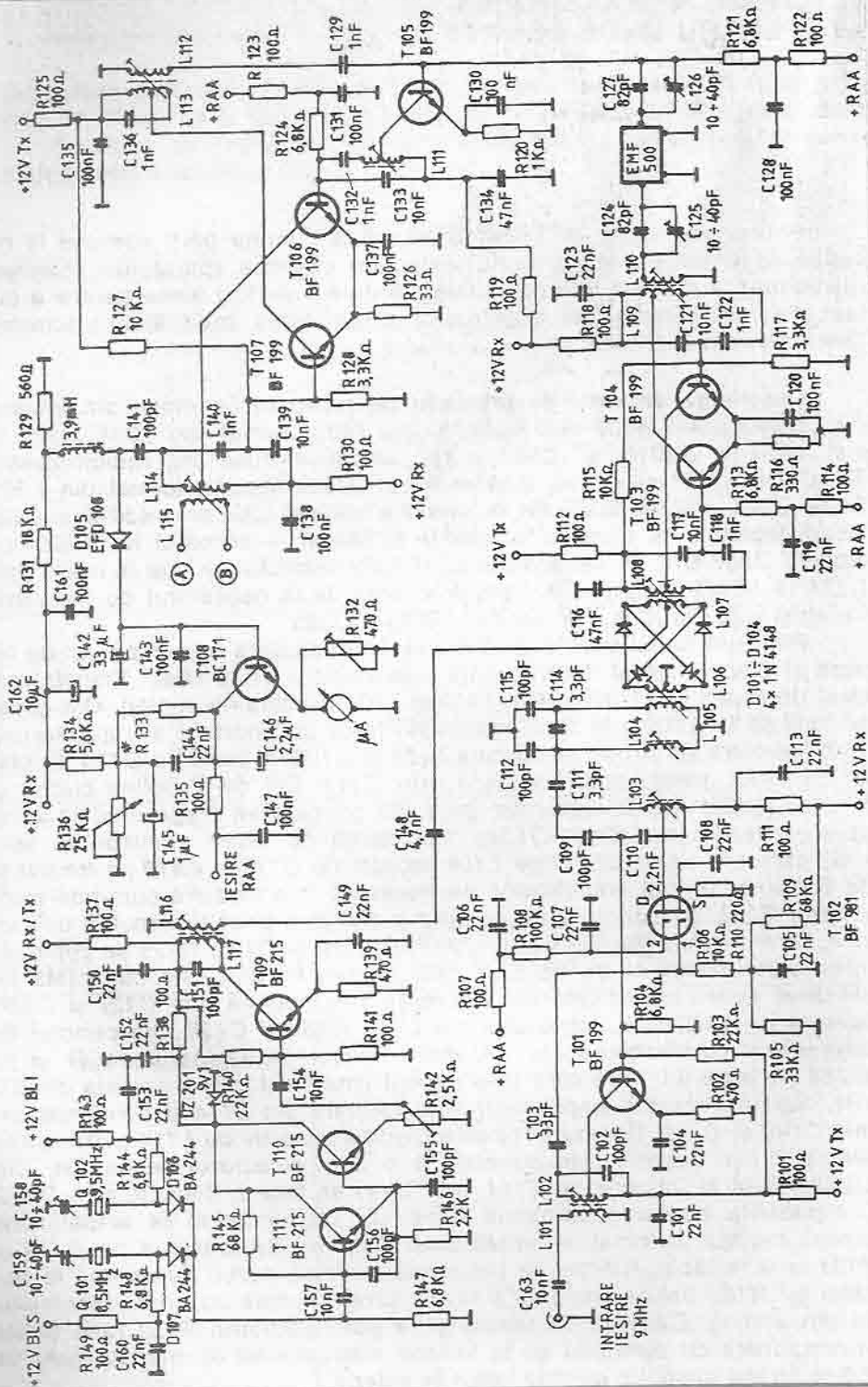


Fig. 3.1

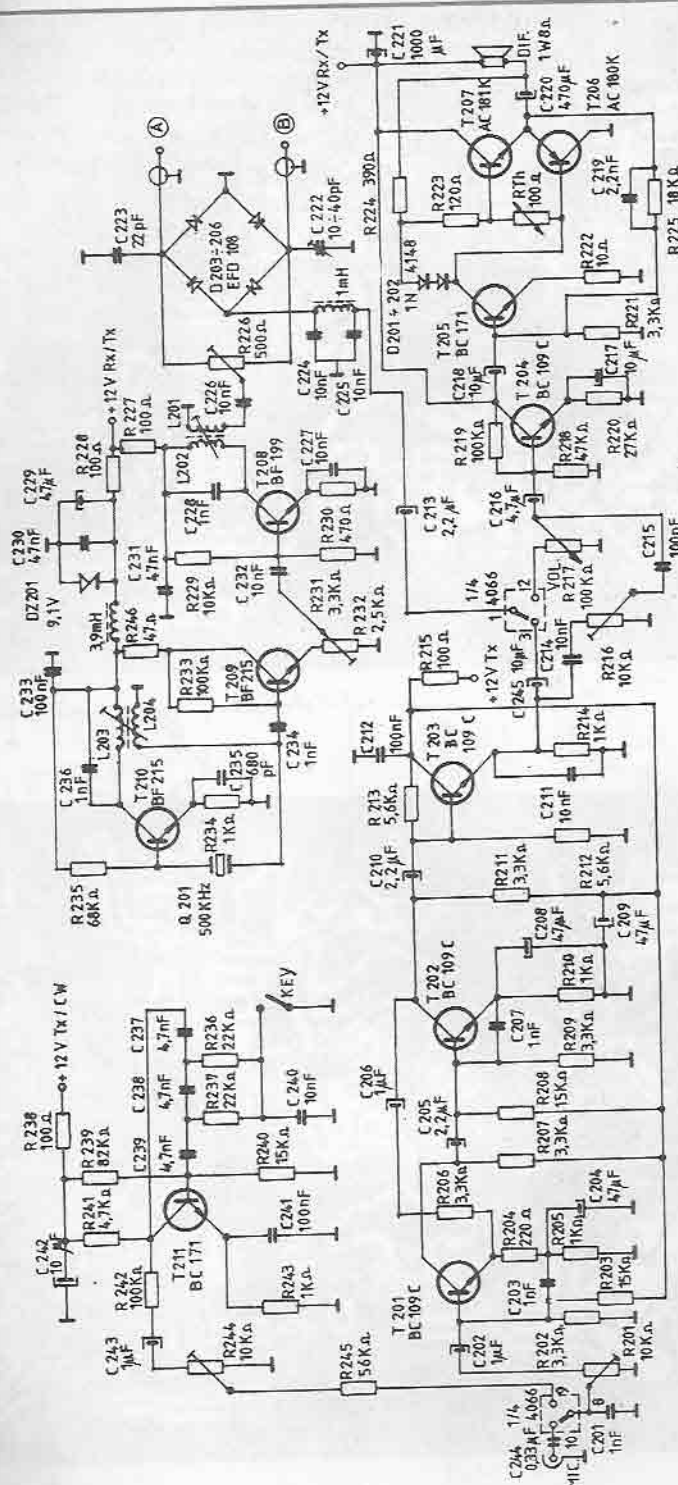


Fig. 3.3.

Potențiometrul $R136$, montat pe panoul aparatului, permite reglajul manual al amplificării.

Schimbarea de frecvență dată prin mixerul ($D101-D104$) devine posibilă grație unui semnal cu o frecvență de 8,5 MHz sau 9,5 MHz (BLS sau BLI). Ca oscilator în această frecvență este montat tranzistorul $T111$. Condensatoarele $C156$ și $C155$ asigură închiderea buclei de reacție. Prin $C157$ sînt cuplate, alternativ, în baza tranzistorului, cele două cristale de

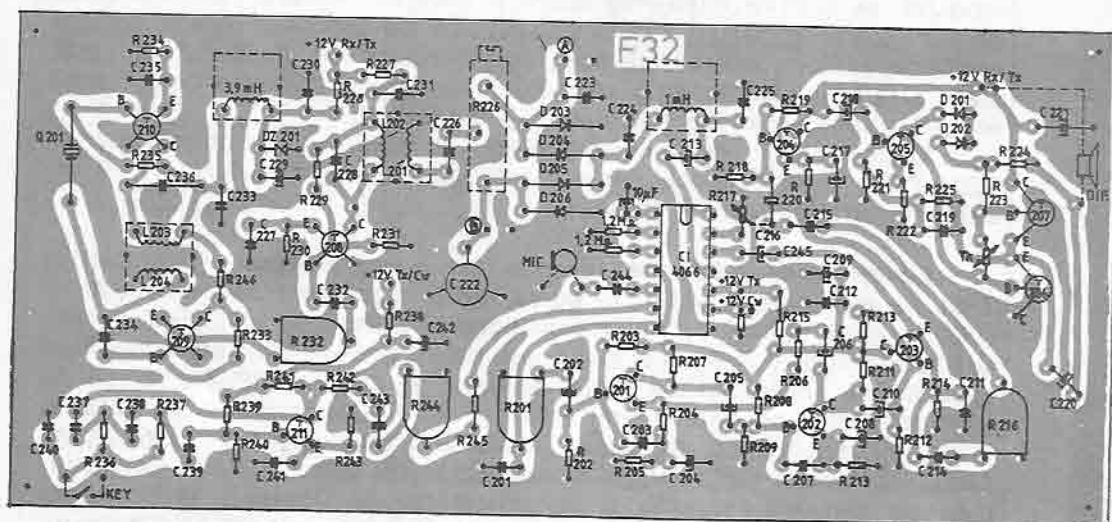


Fig. 3.4a

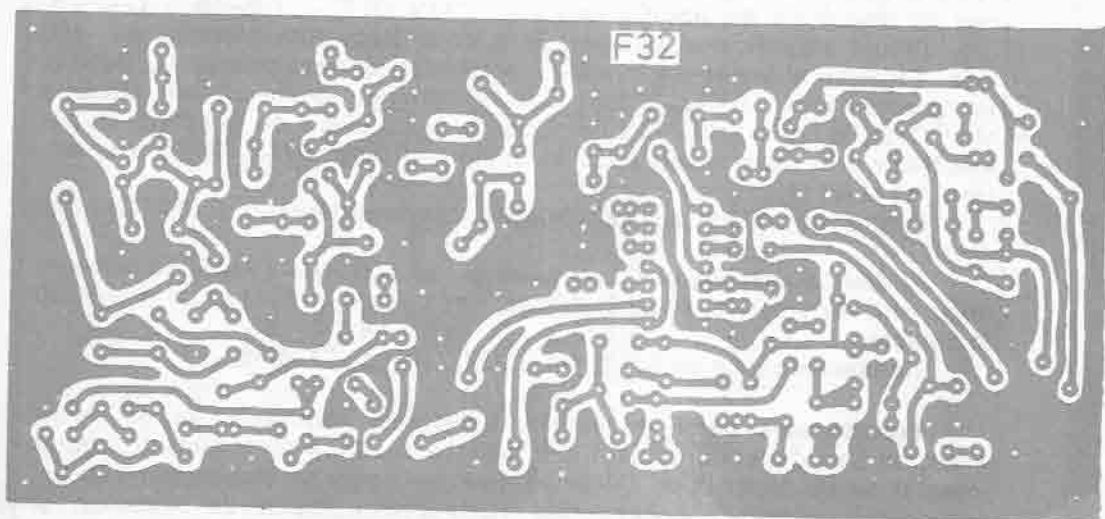


Fig. 3.4b

cuart: Q101 sau Q102. Tranzistorul T110 servește drept separator; în emitor, prin rezistența semireglabilă R142, semnalul este transmis pe baza tranzistorului amplificator T109 sarcina sa fiind circuitul compus din L117 și C151. Bobina secundară L116 realizează cuplajul mixerului 9 000-500 kHz prin C149.

Demodulatorul pentru BLU sau telegrafie este de tipul echilibrat, având în componența sa diodele D203÷D206.

Pe brațele A și B se introduce semnalul cu frecvența de 500 kHz modulată; pe aceeași intrare se aplică și semnalul furnizat de „oscilatorului de purtătoare” (500 kHz). În brațele opuse ale „ringului” găsim componența de audiofrecvență care trece prin filtrul format din șocul de 1 mH, C224 și C225. Mai departe, semnalul trece prin C213 spre comutatorul echipat cu două porți din circuitul integrat MMC 4066.

Amplificatorul de audiofrecvență îl realizăm cu tranzistoarele T204-T207. Întrucât funcționarea lui este binecunoscută tuturor, nu insistăm asupra funcționării acestuia.

Funcționarea părții de recepție în curent continuu. Tranzistorul T301 se alimentează astfel: în sursă, de la bara de masă, prin D302—D303 și R304. Sursei 1 se aplică un potențial diferit de zero, fiind conectată la minus prin D303 și D304. Acest sistem permite obținerea unei mari eficacități a sistemului de reglaj automat al amplificării. Tensiunea de RAA se aplică pe grila 2 prin R301 și R302. Condensatoarele C303 și C304 sînt montate ca decuplări. Drena se alimentează prin dioda D301, L303, șocul de 1 mH și R326. Condensatoarele C303 și C331 sînt decuplări pe alimentarea porții 2. Amplificatorul de frecvență intermediară (9 MHz), T102 are în sursă R110, poarta 1 se alimentează prin divizorul R109, R105, prin R106. Poarta 2 primește prin R107, R108 tensiunea de RAA. Drena este legată la bara de plus prin L103 și R111. Condensatoarele de decuplare ale acestui lanț sînt: C113, C107, C105, C107 și C106.

Primul amplificator al celei de a doua frecvențe intermediare (500 kHz, T103) se alimentează în emitor prin R116, în bază prin R114, R113 și în colector prin L109 și R118. Condensatoarele de decuplare aferente sînt: C120, C119 și C123. Cel de al doilea amplificator de FI (T105) se alimentează prin rezistoarele R120 în emitor, în bază R121, R122, în colector L111 și R119.

Pentru decuplare au fost folosite condensatoarele: C130, C128 și C134.

Al treilea amplificator în frecvența de 500 kHz (T106) se alimentează prin rezistoarele: R126 în emitor, R123, R124 în bază și L114 și R130 în colector.

Condensatoarele de filtraaj sînt: C137, C131 și C138.

Funcționarea părții de emisie. Selectarea semnalului primit de la microfon sau generatorul de 1 kHz se face cu două porți dintr-un circuit integrat de tip MMC 4066. Reglarea nivelului optim se stabilește cu ajutorul potențioamelor semireglabile R201 pentru calea de microfon și R244 pentru semnalul de la generator. Mai departe, prin C202 semnalul de audiofrecvență este aplicat bazei lui T201 și din colector prin C205 pe

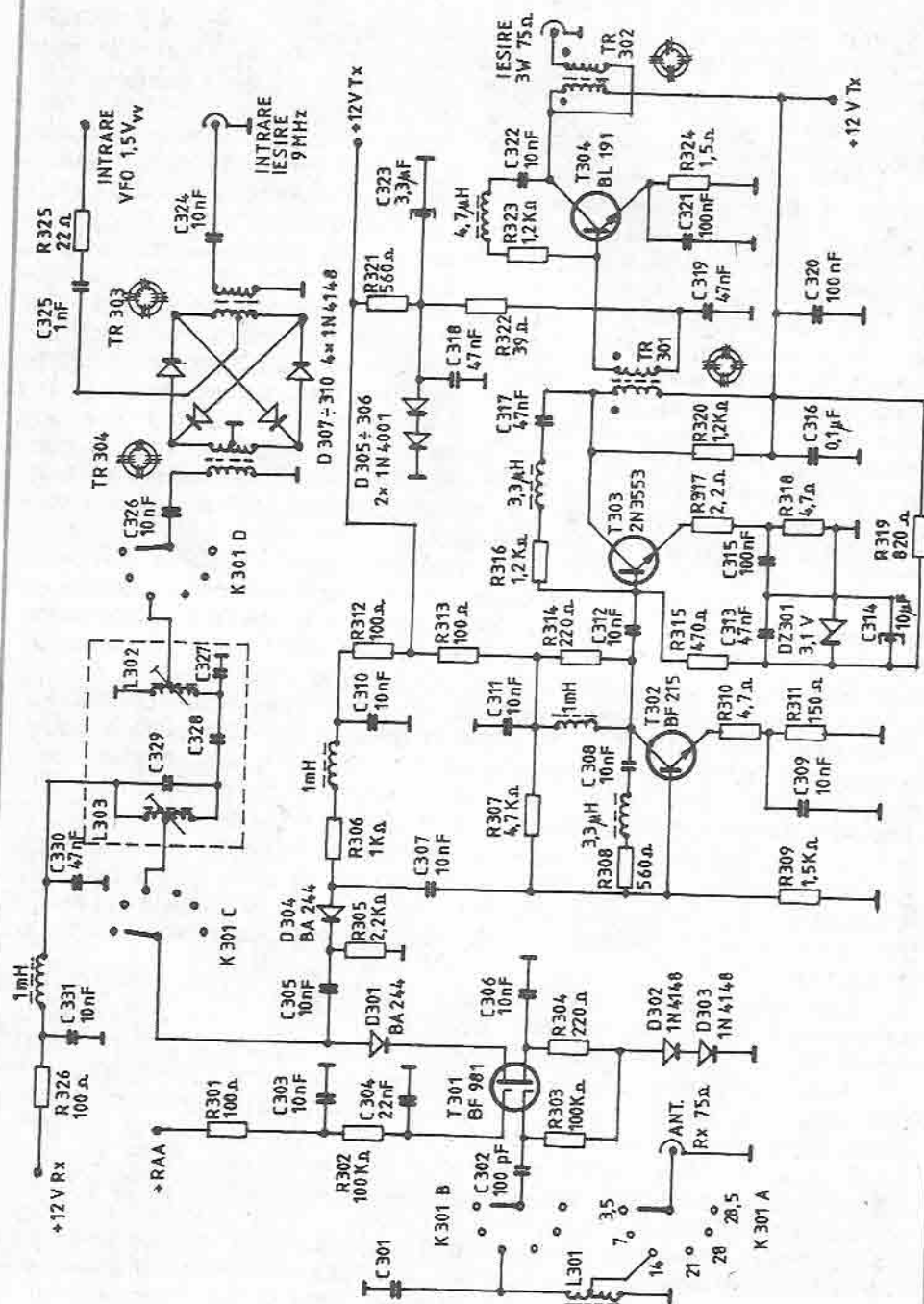


Fig. 3.5

baza lui T202 și prin C210 etajului repetor (T203). Din emitor prin C214 și R216 curentul de audiofrecvență este condus la intrarea amplificatorului de audiofrecvență care este alimentat atât la emisie cât și la recepție, permițând operatorului un autocontrol în lucrul de telegrafie și telefonie. Repetorul (T203) alimentează prin comutatorul electronic și mixerul echilibrat prin C213 și filtrul format din C224, C225 și șocul de 1 mH. Pentru a asigura o bună stabilitate a amplificatorului de microfon, acestuia i s-a aplicat o puternică reacție negativă: C206, R206 și R204. Oscilatorul de audiofrecvență este de tipul cu defazare RC. Elementele care asigură lanțul de reacție sînt: R237, R236, C237, C238 și C239. Pornirea oscilatorului se face prin punerea la bara de minus a rezistoarelor R236 și R237 prin cheia de manipulare (KEY). Oscilatorul de purtătoare (500 kHz) este echipat cu tranzistorul T210 căruia îi urmează un repetor pe emitor (T209) și un etaj amplificator (T208). Reacția se face inductiv prin bobina L204 care asigură și transferul semnalului pe baza tranzistorului separator. Potentiometrul semireglabil R231 asigură un nivel convenabil pe baza lui T208 și implicit la ieșirea lui L201. De la oscilatorul de purtătoare, semnalul se aplică mixerului (D203-D206) pe brațele A-B, unde găsim semnalele DSB și respectiv telegrafie modulată.

Prin bobina de cuplaj L115 semnalul este transferat circuitului C140, C139. Tranzistorul T107 este montat ca amplificator; sarcina lui este circuitul C136 și L113 care este cuplat cu L112. Prin condensatoarele C129, C127 și C126 semnalul DSB este aplicat filtrului „trece-bandă” EMF 500. De la filtru, prin C124, C125, L110 și circuitul L109, C121 și C122, semnalul BLU ajunge pe baza lui T104 care-l amplifică avînd ca sarcină circuitul L108, C117 și C118. Inductanța L107 transferă semnalul mixerului (D101-D104). Pe priza lui L107 prin C148 găsim semnalul de la oscilatorul 9,5 sau 8,5 MHz. L105 conduce semnalul din mixer unui filtru „trece-bandă” format din L105, C114, C115, C112 și L104.

Un alt circuit de filtrare este compus din L103, C109 și C110.

Din divizorul capacitiv C109, C110 este cuplat un amplificator (T101), la colectorul căruia avem montat filtrul cuprinzînd pe L102 și C102. Bobina L101, prin condensatorul C163, face cuplajul cu mixerul conținînd pe D307-D310.

Din secundarul transformatorului TR304, prin C326 și K301D este condus spre filtrul „trece-bandă” L302, C327, C328, L303 și C329 și comutatorul K301C către amplificatorul de emisie T302 prin D304 și C307.

Pentru obținerea unei benzi de trecere foarte mari (1-30 MHz) etajelor amplificatoare de emisie li se montează o puternică reacție negativă astfel: T302 are între bază și colector circuitul: R308, șocul de 3,3 μ H și C308, al doilea etaj (T303) are montate componentele R316, șocul de 3,3 μ H și condensatorul C317, iar T304 dispune de R323, șocul de 3,3 μ H și condensatorul C317.

Cuplajul între etaje se face după cum urmează: din colectorul lui T302 semnalul trece prin C312 pe baza lui T303, iar colectorul acestuia — prin transformatorul TR301 — pe baza lui T304 și din colectorul lui — prin TR302 se ajunge la filtrul „trece-jos” sau la un etaj final de mare putere.

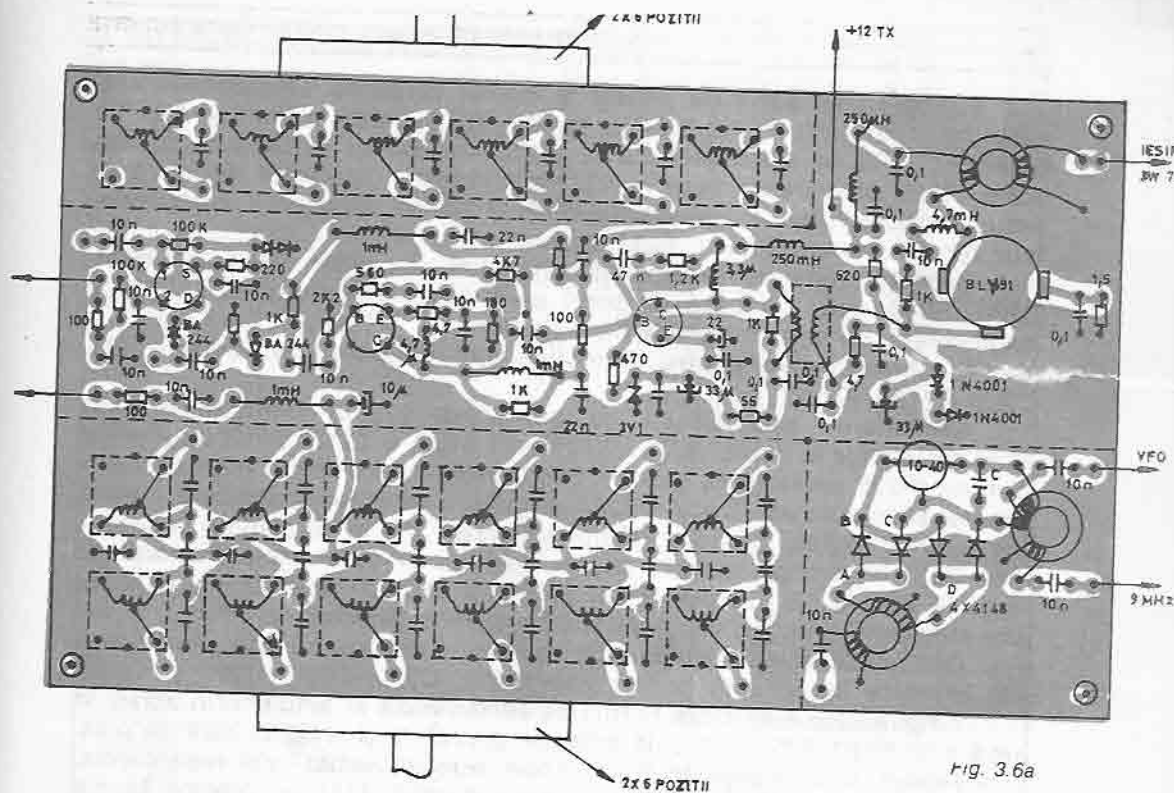


Fig. 3.6a

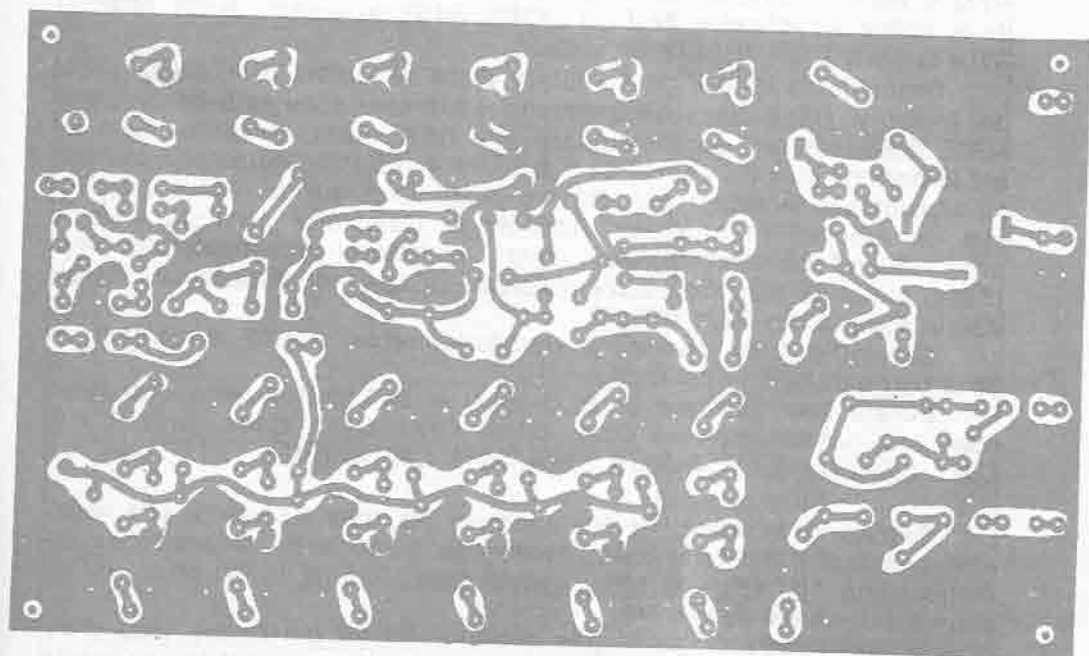


Fig. 3.6b

Funcționarea părții de emisie în curent continuu. Rezistoarele afe-rente lui T201 sînt: R204, R205 în emitor, R202, R203 în bază și R207 în colector. T202 se alimentează prin: R210 din emitor la bara de minus, R208, R209, polarizează baza și R211 alimentează colectorul de pe rezis-tența de filtru R215. Etajul repetor (T203) are în alimentare componen-tele: R214 în emitor și R211, R213 în bază.

Oscilatorul de audiofrecvență este alimentat prin: R343 în emitor, R239, R240 care formează divizorul pentru alimentarea bazei, R241 ce leagă colectorul la rezistența de filtru R238.

Condensatoarele pentru decuplare sînt notate astfel: C204, C208, C209, C212 și C242.

Alimentarea oscilatorului de purtătoare (T210) urmează traseul: R234 din emitor la masă, R235 alimentarea bazei și L203, șocul din emitor la masă, R235 alimentarea bazei și L203, șocul de 3,9 mH și R228 care ali-mentează colectorul. Dioda DZ201 asigură o tensiune stabilizată pentru alimentarea etajului oscilator. Etajul separator are în alimentare rezistoa-rele: R231, în emitor și R233 pentru polarizarea bazei. Amplificatorul se leagă la bara de minus prin R230 în emitor și R231 în bază. La bara de plus este legat prin: R229 în bază și L202 și R227 în colector.

Condensatoarele pentru decuplarea oscilatorului de purtătoare sînt marcate în schemă prin: C233, C230, C229, C231, C227 și C235.

Amplificatorul de DSB (T107) se alimentează în emitor prin R216, în bază prin R128, R127, R125, în colector prin L113 și R125 la bara de plus.

Primul amplificator de BLU (T104) este alimentat prin rezistoarele: R116 în emitor, R117, R115, R112 în bază și L108, R112, în colector, iar cel de-al doilea amplificator de BLU (T101) R102, în emitor; R103, R101 și R104 în bază; L102, R101, în colector.

Deschiderea diodei de comutare D304 se obține prin K306, șocul de 1 mH și R312. Baza tranzistorului T302 este polarizată de divizorul R307, R309, emitorul se alimentează prin R310, R311; colectorul este le-gat la bara de plus prin șocul de 1 mH, R314 și R313. Tranzistorul prefinal se alimentează în emitor prin R317 și R318. Curentul de repaus este im-pus de raportul rezistoarelor R319-R315. Colectorul primește energie prin primarul transformatorului TR301. Emițătorul amplificatorului final (T304) cuprinde rezistorul B324, valoarea lui I_{CO} fiind determinată de di-vizorul compus din R321 și R322.

Din înfășurarea primară a transformatorului TR302 alimentăm — de la borna de plus — colectorul.

Etajele amplificatoare de BLD, BLU și de radiofrecvență sînt decu-plate prin condensatoarele C137, C135, C123, C120, C104, C101, C310, C311, C309, C313, C314, C315, C316, C319, C321 și C320.

Reglaje și montare. Pentru a obține rezultate deosebite sînt nece-sare cîteva aparate de măsură: osciloscop 0—10 MHz; generator de ra-diofrecvență 100 kHz—30 MHz; frecvențmetru digital 0—30 MHz, un in-strument universal de măsură.

Începem reglarea cu etajele oscilatorului de purtătoare (500 kHz). Pentru determinarea unei unde de formă sinusoidală la ieșirea montajului (L201) se va tatona valoarea L204 rezistoarelor: R235, R233,

Tabelul 3.1 Tabel de bobine

Numarul bobinei	Diametrul sîrmei [mm]	Diametrul carcasei [mm]	Tipul miezului	Nr. spire	Observații
L101	0,1		FI 10,7 MHz	3	priza la spira 14
L102	0,1		—	14	—
L103	0,1		—	14	—
L104	0,1		—	14	—
L105	0,1		—	14	—
L106	0,1		—	2x3	—
L107	0,1		FI 455 kHz	2x7	—
L108	0,1		—	70	priza la spira 23
L109	0,1		—	70	—
L110	0,1		—	7	—
L111	0,1		—	70	priza la spira 23
L112	0,1		—	7	—
L113	0,1		—	70	priza la spira 23
L114	0,1		—	70	—
L115	0,1		—	40	—
L201	0,1		—	7	—
L202	0,1		—	70	—
L203	0,1		—	70	—
L204	0,1		—	7	—
L301	0,2	Ø 5	Ferita	33	priza la 11 banda de 3,5
	0,3	—	—	19	priza la 5 — 7
	0,3	—	—	10	priza la 3 — 14
	0,3	—	—	7	priza la 2 — 21
	0,3	—	—	33	priza la 11 — 28
L302	0,2	—	—	33	priza la 11 — 3,5
	0,3	—	—	19	priza la 5 — 7
	0,3	—	—	10	priza la 3 — 14
L302	0,3	—	—	7	priza la 2 — 21
	0,3	—	—	7	priza la 2 — 28
L303	0,2	—	—	33	priza la 11 — 3,5
	0,3	—	—	19	priza la 5 — 7
	0,3	—	—	10	priza la 3 — 14
	0,3	—	—	7	priza la 2 — 21
	0,3	—	—	7	priza la 2 — 28
TR301	0,3		Tor ferita	2x12	Se inseriaza corespunzător
TR302	0,3		—	2x15	—
TR303	0,3		—	2x15	—

R231 și R229; dacă montajul nu intră în reacție se inversează capetele bobinei L204. Echilibrarea mixerului D203-D206 o realizăm prin potențiometrul R226 care va fi poziționat în vederea apariției unui nivel cât mai discret în colectorul tranzistorului T107. (Se vizionează cu osciloscopul). Reglajul bobinelor din cele două căi de frecvență intermediară (500 kHz și respectiv 9 MHz) se face pentru obținerea unui nivel cât mai mare și nedistorsionat, pe poziția de telegrafie cu cheia închisă. Pentru adaptarea filtrului EMF 500 se vor regla condensatoarele C125 și C126. Filtrul trecebandă de la ieșirea mixerului (D307-D310) se face pe maxim de nivel de ieșire în banda respectivă și pentru o cât mai mică neliniaritate în amplitudine pe cuprinsul benzii.

Ajustarea valorii condensatorului C328 determină o „acoperire” mai mare sau mai mică a filtrului, reglajul acestui filtru obținându-se lesne folosind un vobuloscop. Reglajul de nivel al amplificatorului de microfon poate fi făcut cu potențiometrul R201; poziția acestuia va fi aleasă pentru un semnal cu distorsiuni minime, la ieșirea etajului amplificator de radiofrecvență-emisie. Prin rezistorul semireglabil R244 determinăm nivelul optim la intrarea comutatorului de audiofrecvență.

Singurele reglaje ale părții de recepție se rezumă în alegerea pragului de RAA (R133) și al indicatorului de cîmp (R132).

Plăcile de cablaj imprimat cu piesele montate se vor închide în cutii metalice din tablă subțire de fier, cositorită. Capacele vor fi găurite în dreptul elementelor de reglaj (bobine și potențiometre semireglabile).

Transiverul va putea fi servit, eventual, de unul dintre oscilatoarele variabile descrise în alte capitole.

Tabelul 3.2
Tabel de condensatoare

Nr. condensator	Valoare [pF]	Banda [MHz]
C301, C329, C327	270	3,5
—	150	7
—	100	14
—	56	21
—	47	28
C328	33	3,5
—	3,3	7
—	4,7	14
—	2,2	21
—	2,2	28

4. TRANSIVER CU DUBLĂ SCHIMBARE DE FRECVENȚĂ PENTRU UNDE SCURTE

Posibilități de lucru: telefonie bandă laterală unică și telegrafie emisie-recepție în toate benzile de frecvență alocate radioamatorilor în domeniul undelor scurte, respectiv 3,5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 21 MHz și 28 MHz.

Parametri. Sensibilitatea receptorului este mai bună de $5 \mu\text{V}$ la un raport semnal-zgomot mai bun de 20 dB.

Selectivitatea este în corelație cu parametrii filtrului trece-bandă de tip EMF500—3 V, fiind de 3 kHz la 6 dB.

Atenuarea frecvenței imagine: 40 dB. Puterea de ieșire a emițătorului este de 10 W în banda de 7 MHz și scade la 8 W în celelalte benzi de frecvență. Atenuarea unei purtătoare mai bună de 60 dB. Atenuarea benzii laterale nedorite: 60 dB. Atenuarea produselor de mixare nedorite: mai bună de 40 dB.

Schema bloc este redată în figura 4.1, formată din 46 căsuțe ce reprezintă etajele funcționale întrunit de montajul nostru. Pentru o mai bună înțelegere se cuvine o precizare: numerele din stînga, sus, semnifică numărul etajului, cele din dreapta, jos, locul unde se află etajele respective în schema de principiu.

Schema de principiu. *Receptorul.* Semnalul din antenă este condus spre filtrul trece-jos (blocul 100), prin comutatoarele K101/1 la intrare și K101/2 la ieșire, ajungînd la releul de comutare emisie-recepție (REL101) care pe poziția „normal închis”, face legătura cu filtrul de bandă corespunzător gamei de frecvență dorită.

De exemplu: pentru banda de 3,5 MHz, de la antenă semnalul trece prin filtrul trece jos constituit din C101, L101, L102, C102, C103, prin releul REL101 și mai departe prin filtrul trece-bandă format din L111, L112, C116, C118, L113 și L114. În continuare, semnalul este îndreptat prin C131 la baza tranzistorului T101, montat ca amplificator de intrare. Polarizarea lui T101 se face prin R104 și R102. Rezistorul R101 și C132 închid în antifază o parte din semnalul din colector în bază, determinînd astfel o stabilitate solidă amplificatorului de intrare. Sarcina amplificatorului este constituită de L131 și R105. Faptul că intensitatea curentului prin joncțiunea emitor-colector este relativ mare (20—30 mA), face posibilă o recepție bună și în vecinătatea unor stații de mare putere, altfel spus, receptorul este protejat la intermodulație și modulație încrucișată. Pentru aceleași motive următorul etaj (cel care transpune semnalul din antenă în frecvențe de 9 MHz), primul mixer, a fost echipat cu tranzistoare de tip FET (T201, T202). În vederea unei funcționări optime a etajului de mixare, sursele tranzistoarelor sînt legate la extremitățile unui potențiomtru semireglabil cu care realizăm simetrizarea. Prin punctul de conexiune 101 se aplică semnalul util, iar prin 201, semnalul provenit de la os-

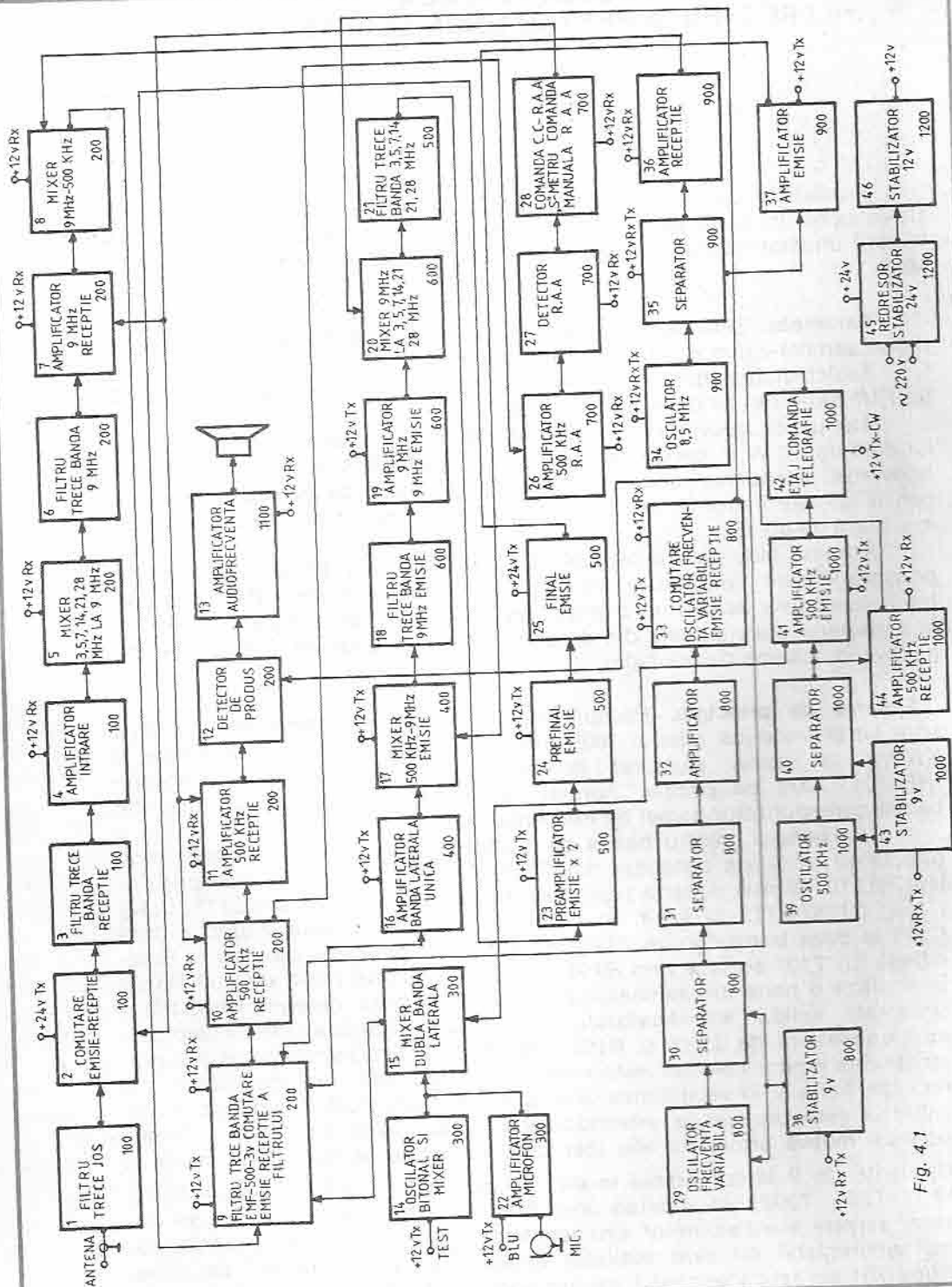


Fig. 4.1

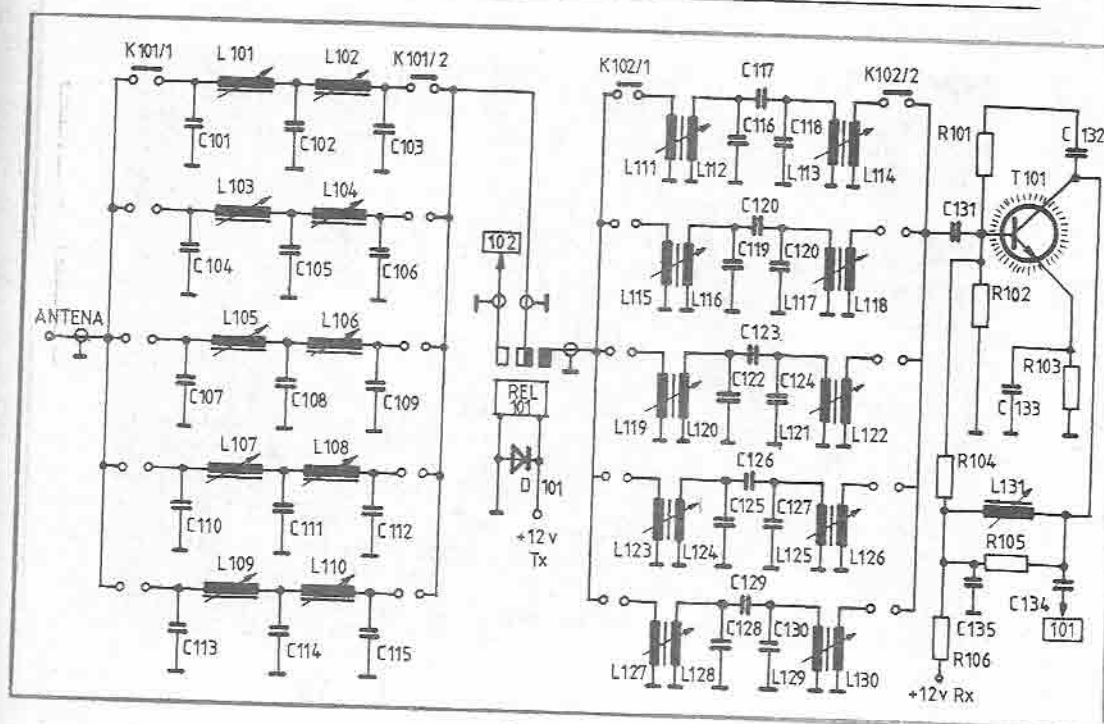


Fig. 4.2

cilatorul cu frecvență variabilă. Drena lui $T201$ este legată cu cea a lui $T202$, avînd ca impedență de sarcină, circuitul format din $L201$, $C209$, cu o frecvență de rezonanță (f_0) de 9 000 kHz.

Filtrul trece bandă în 9 000 kHz este format din : $L202$, $C247$, $C205$, $L203$, $C248$, $C206$, $L204$, $C249$, $C207$, $L205$, $C250$ și $L206$. De aici semnalul ajunge prin $C211$ pe baza tranzistorului $T203$, care împreună cu $T204$ alcătuiesc amplificatorul de 9 000 kHz. Sarcina acestui amplificator este constituită din $L207$, $C212$, cuplat inductiv cu $L208$. Prin $C216$ semnalul ajunge la cel de al doilea mixer, echipat cu tranzistoarele $T205$ și $T206$.

Condensatorul $C218$ face legătura cu oscilatorul de 8 500 kHz. Sarcina mixerului 9 000 kHz la 500 kHz, este formată din $L209$ și $C221$ cuplat cu $L210$, care prin $C222$ și dioda $D202$, transferă energia filtrului trece-bandă EMF500 — 3V. Pentru protecția înfășurărilor filtrului, cuplajul se face capacitiv la intrare prin $C225$, la ieșire prin $C227$.

Pe lanțul de recepție, dioda $D203$ prin $R221$ și $R222$ este deschisă, cuplînd astfel filtrul cu primul etaj amplificator în frecvență de 500 kHz, care are în componență tranzistorul $T207$. Sarcina amplificatorului este circuitul oscilant format din $L211$, $C237$, $C239$ plasat în baza lui $T208$, care este cel de-al doilea amplificator în frecvență de 500 kHz.

Pentru obținerea componentei de audiofrecvență, semnalul cules în colectorul celui de-al doilea amplificator de 500 kHz se aplică, prin $L215$, $L216$, demodulatorului de produs ($D205$ — $D208$). În punctul 207 se va regăsi componenta de audiofrecvență din antenă. Potențiometrul

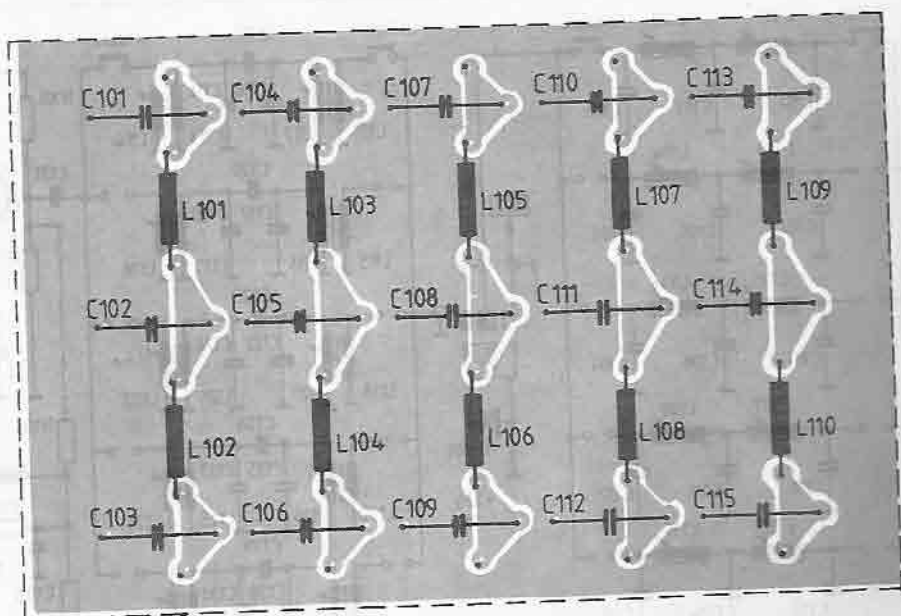


Fig. 4.3a

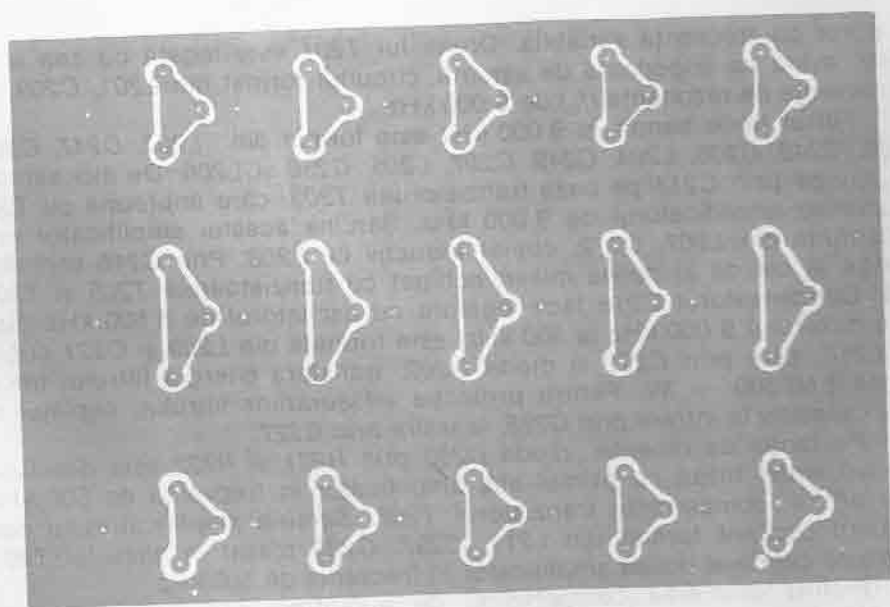


Fig. 4.3b

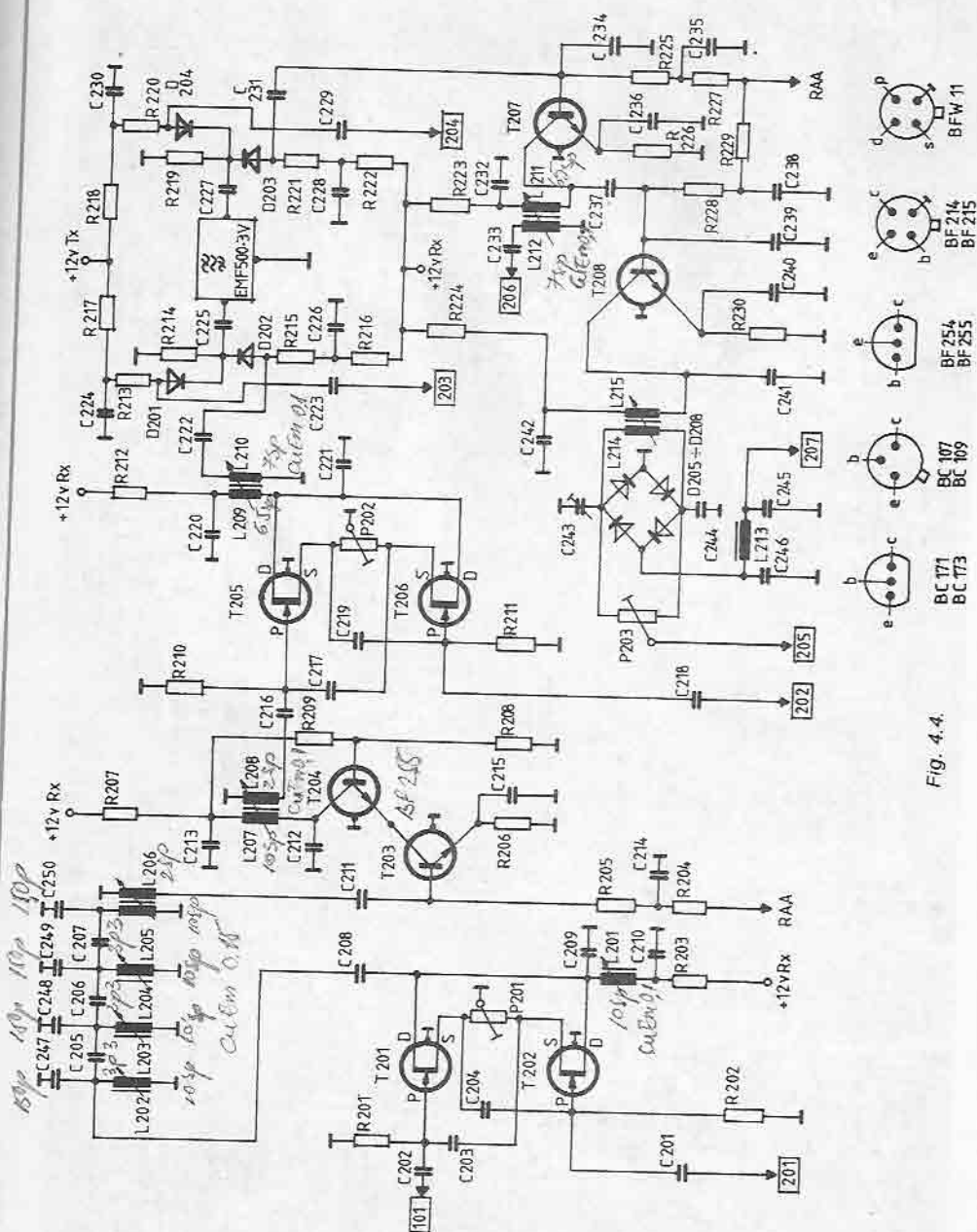


Fig. 4.4.

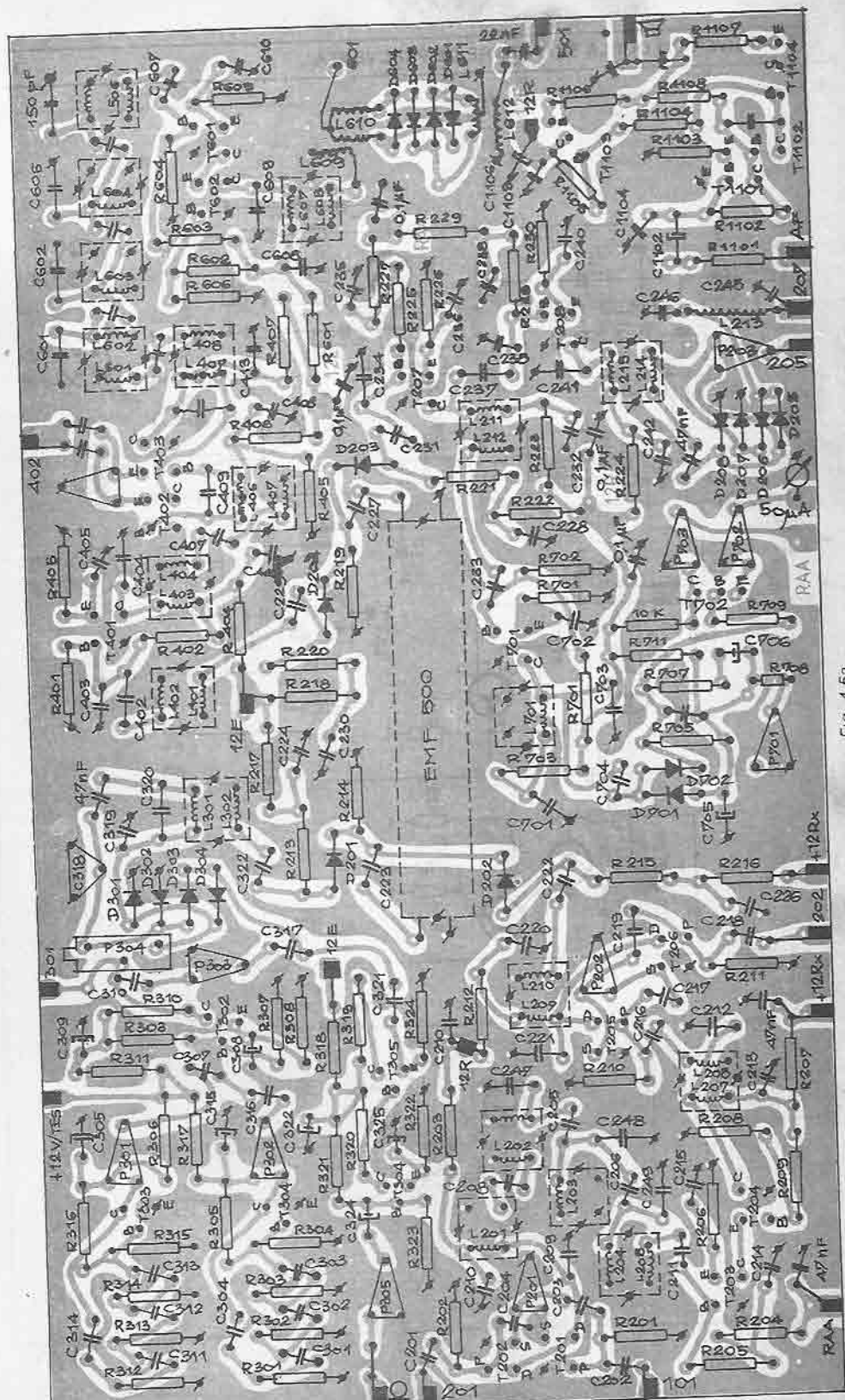


Fig. 4.5a

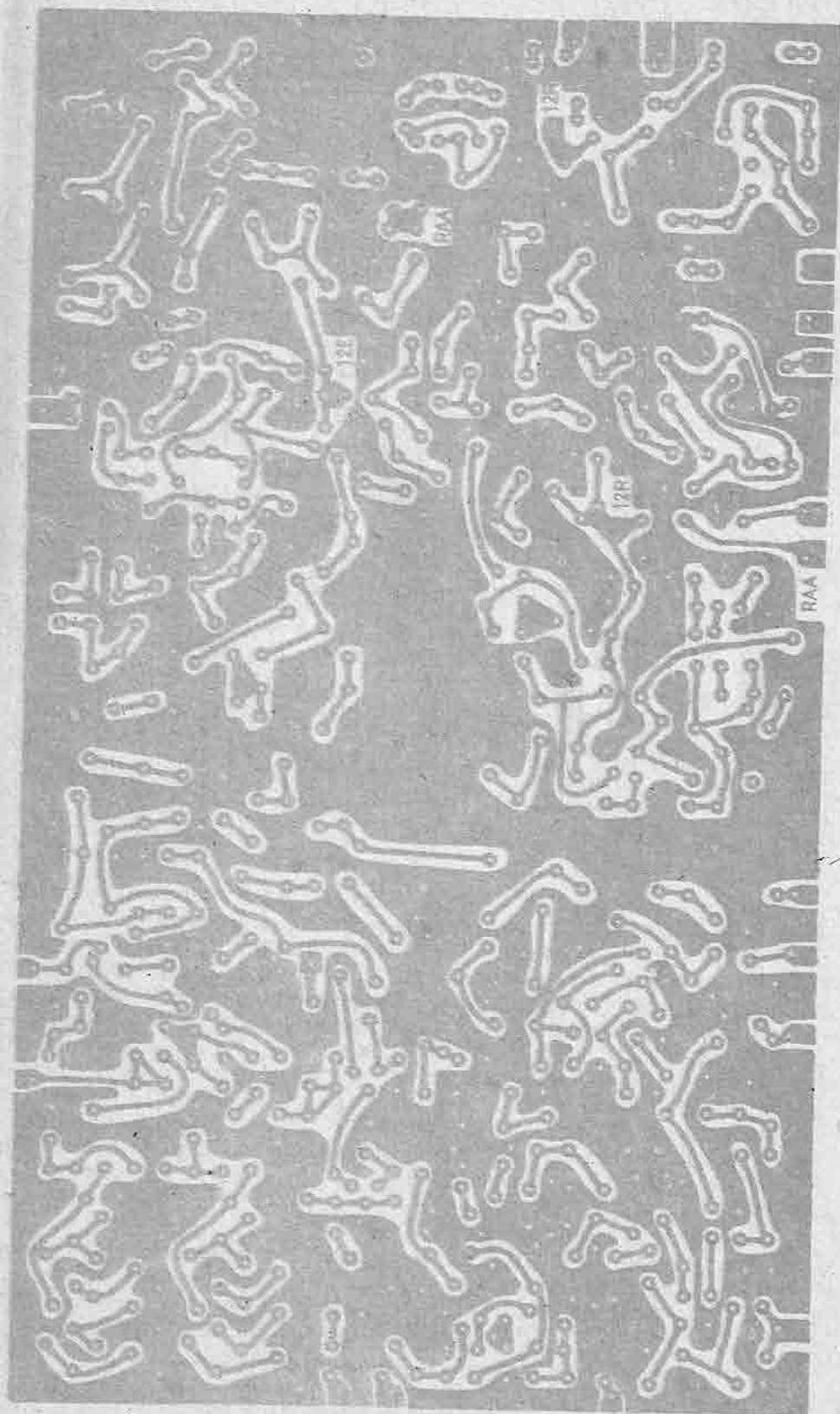


Fig. 4.5b

P1101 reglează nivelul semnalului aplicat la intrarea etajului final de audiofrecvență.

Din punctul 206, componenta cu frecvența de 500 kHz se introduce pe baza amplificatorului de reglaj automat al amplificării (RAA). T207 are ca sarcină circuitul format din L701 și C703. Prin C704 semnalul este aplicat unui detector cu dublare de tensiune (diodele D701 și D702). Componenta continuă se aplică pe baza tranzistorului T702, care, în funcție de amplitudinea acesteia, va avea un curent emitor-colector variabil; în consecință tensiunea din colectorul lui T207 va avea o valoare invers proporțională cu amplitudinea semnalului stației recepționate.

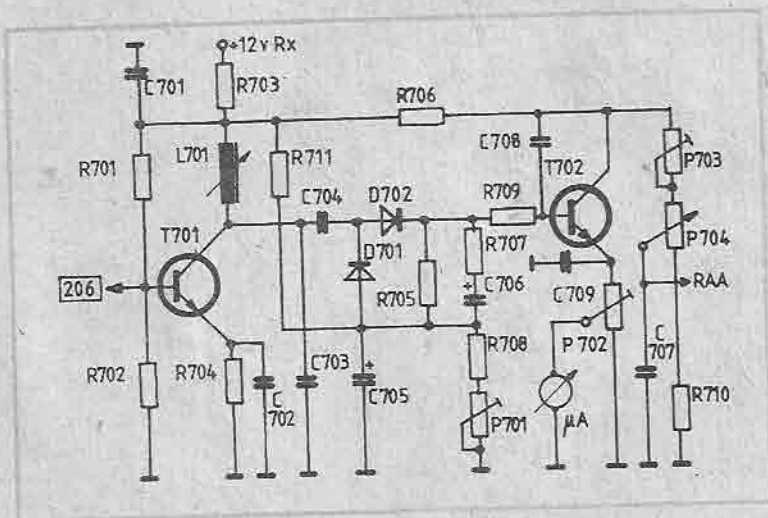


Fig. 4.6.

Divizorul rezistiv R711, R708 și P701 asigură o prepolarizare a diodelor D701, D702, dând posibilitatea detectorului c.c. (T702) a fost montat un nivel prestabilit. În colectorul amplificatorului c.c. (T702) a fost montat un potențiomtru semireglabil, pe al cărui cursor a fost bransat un galvanometru, ca indicator de nivel. Cu potențiomtrul P703 reglăm curentul maxim prin tranzistoarele amplificatoarelor de frecvență intermediară (9 000 kHz și 500 kHz) T203, T204 și T207, T208. Rezistorul R710 este montat la capătul „rece” al potențiomtrului; pentru reglajul manual al sensibilității (RMA) el stabilește pragul minim al intensității curentului amplificatoarelor de frecvență intermediară.

Funcționarea emițătorului. Emițătorul poate funcționa în telefonie cu bandă laterală unică și în telegrafie.

Funcționarea în telefonie.

Semnalul de audiofrecvență de la microfon trece prin potențiomtrul P305 și condensatorul C324 la baza tranzistorului T304 montat ca amplificator, colectorul fiind cuplat direct cu baza lui T305 montat ca etaj repetor pe emitor; cuplajul cu mixerul echilibrat, prin condensatorul C321.

Modulatorul echilibrat este echipat cu diodele D301 - D304. Pe cursorul potențiometrului P304 se aplică semnalul de la oscilatorul de 500 kHz. Condensatoarele C318 și C319 servesc la fazarea mixerului; în punctul de conexiune 203 apare semnalul DBL.

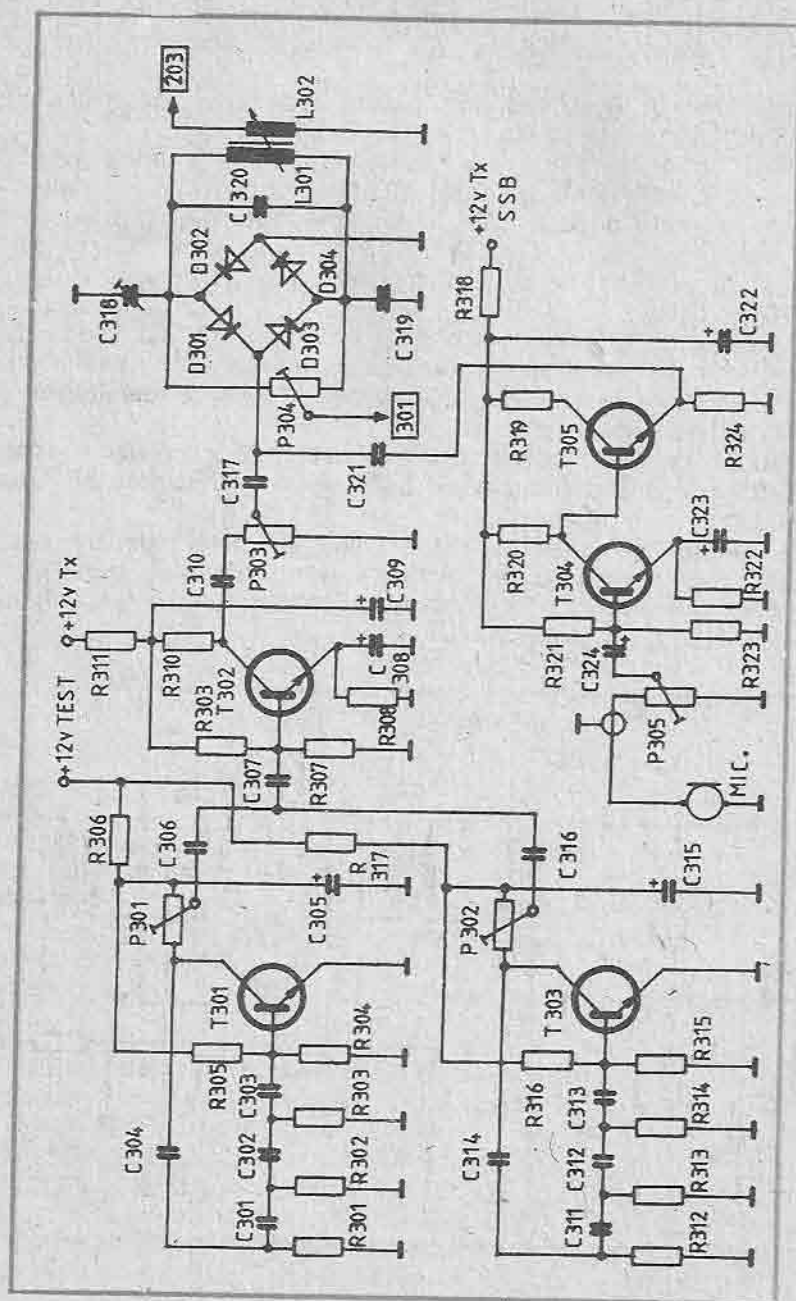


Fig. 4.7

Pentru reglajele emițătorului se folosește oscilatorul cu două tonuri (tranzistoarele T301 și T303). Oscilatoarele sînt de tip cu defazare rezistență-condensator. Rețeaua de defazare este constituită din C313, R314, C312, R313, C311, R312 și respectiv R303, C303, R302, C302, R301, C301. Rezistoarele R305 și R316 vor trebui alese astfel ca în colectorul lui T303 și respectiv T301 forma semnalului să fie sinusoidală. Potențiometrele P301 și respectiv P302 asigură la intrarea mixerului (T302) nivele egale.

Potențiometrul P303 reglează nivelul semnalului de test care prin condensatorul C317 este aplicat mixerului echilibrat.

Pentru obținerea semnalului cu bandă laterală unică avem filtrul EMF300 — 3 V, care la emisie și recepție este conectat cu diodele D201 — D204. Polarizarea diodelor D201, D204 este dată de rezistoarele R214, R213 și respectiv R219 și R220. Pentru a evita cuplajele parazite pe lanțul de alimentare al diodelor au fost montate filtre RC formate din R217, C224 și R218, C230.

La emisie, de la mixerul echilibrat, prin punctul 203, dioda D201 și C225 semnalul DBL este aplicat filtrului, la ieșirea căruia găsim un semnal BLU. Prin condensatorul C227, dioda D204, condensatorul C229, semnalul BLU este aplicat pe L401.

Circuitul oscilant format din bobina L402 și divizorul capacitiv C402, C403 este cuplat inductiv cu L401 și are o frecvență de rezonanță (f_0) de 500 kHz.

Din punctul de conexiune C402, C403, semnalul este îndreptat spre baza tranzistorului amplificator, polarizarea obținându-se prin R401 prin filtrul format din R404, C404. Sarcina amplificatorului este compusă din L403, C406.

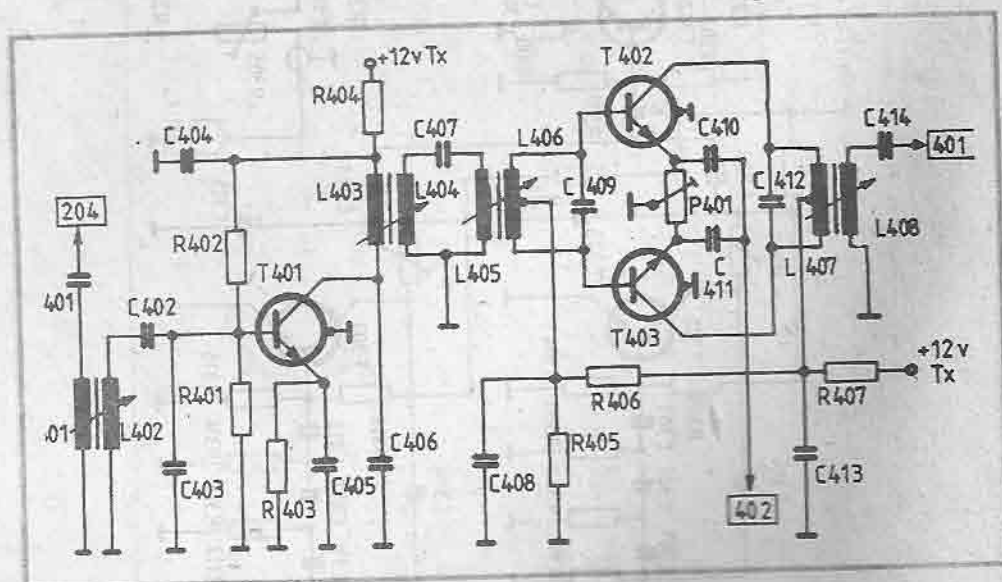


Fig. 4.8

Cuplajul cu mixerul echilibrat îl realizăm prin inductanțele L_{404} , L_{405} și C_{407} .

Bobina L_{406} este cu priză mediană, la capetele ei semnalele trebuie să fie deci defazate cu 180° . Mixerul compus din tranzistoarele T_{402} și T_{403} transpune semnalul cu frecvența de 500 kHz în cea de 9 000 kHz. În punctul 402 se aplică un semnal cu frecvența 8 500 kHz. Sarcina mixerului o constituie bobina L_{407} și condensatorul C_{412} . Prin L_{408} și C_{414} semnalul se introduce cu filtrul trece-bandă 9 000 kHz. Punctul de funcționare al tranzistoarelor T_{402} și T_{403} este fixat prin divizorul R_{405} , R_{406} . Pe bara de alimentare s-a montat filtrul R_{407} , C_{413} . Potentiometrul P_{401} servește la echilibrarea montajului. Factorul beta al tranzistoarelor T_{402} și T_{403} trebuie să fie cât mai apropiat cu putință.

Pentru atenuarea produselor de mixare nedorite, semnalul este trecut printr-un filtru trece-bandă de tip CEBÎȘEV, format din 4 celule cu următoarele bobine și condensatoare L_{602} , C_{601} , L_{603} , C_{602} , L_{604} , C_{605} , L_{605} , C_{606} . Condensatoarele C_{603} , C_{604} , C_{606} servesc la cuplajul între celule.

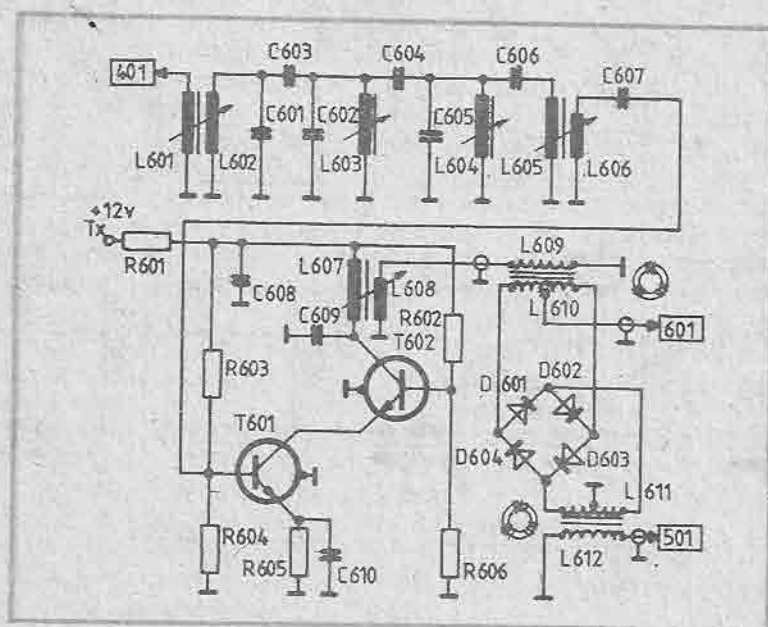


Fig. 4.9

Prin condensatorul C_{607} semnalul de la ieșirea filtrului se aplică pe baza tranzistorului T_{601} , care împreună cu T_{602} formează un amplificator de tip cascod în frecvența de 9 000 kHz.

Polarizarea este asigurată de divizoarele: R_{604} , R_{603} și R_{606} , R_{602} . Circuitul oscilant format din bobina L_{607} și C_{609} este sarcina amplificatorului, avînd cuplată inductiv bobina L_{608} prin intermediul căreia semnalul ajunge la cel de la treilea mixer. Piese componente ale acestuia sînt: diodele D_{601} - D_{604} și inductanțele de cuplaj (L_{609} , L_{612}) și de

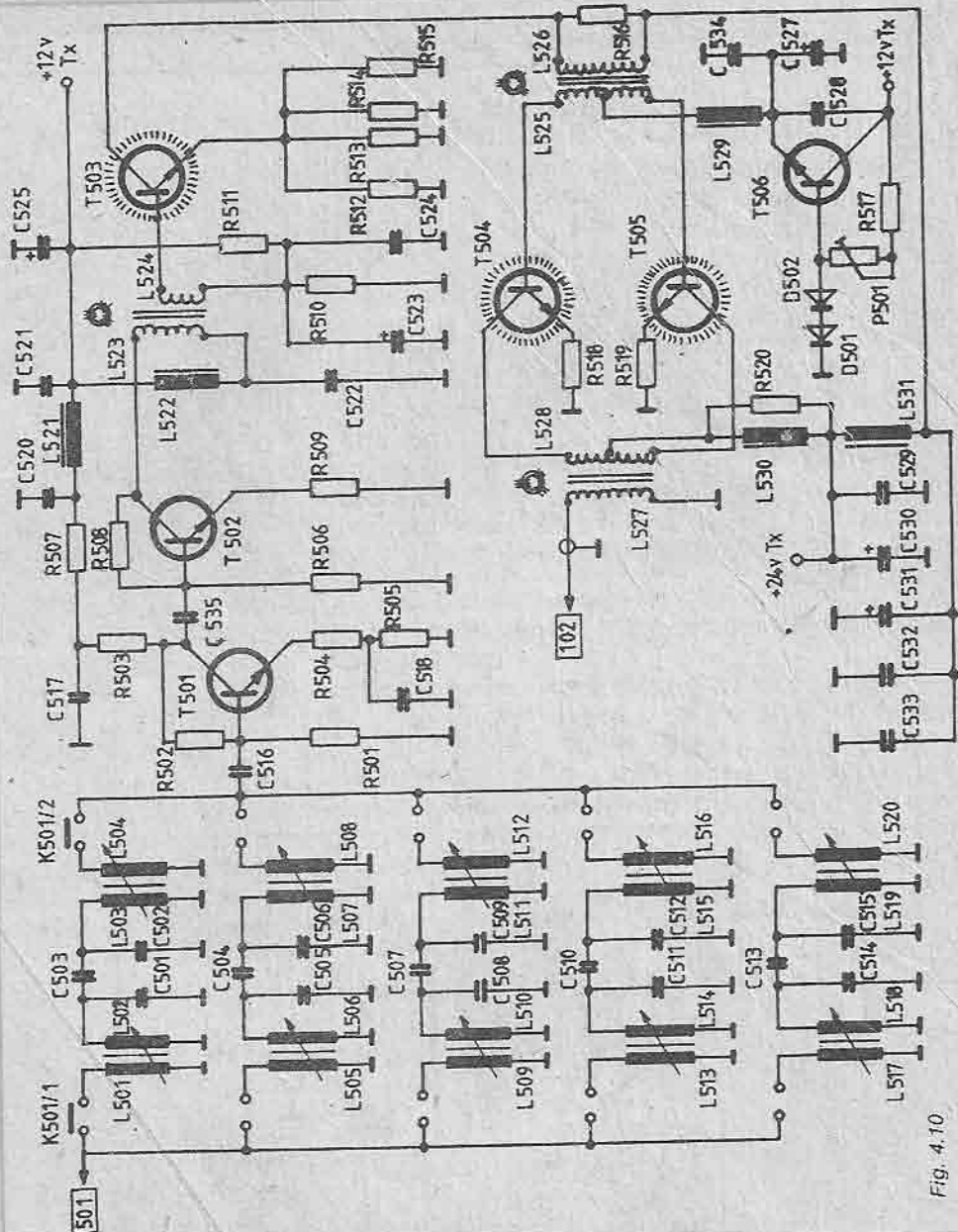


Fig. 4.10

simetrizare (L610 și L611). L612 se bobinează cu trei fire care au fost răsucite după care facem înserierea corespunzătoare. Prin punctul 601 mixerul preia semnalul de la oscilatorul cu frecvență variabilă.

Pentru celelalte benzi de frecvență, filtrele trece-bandă au următoarele componente:

- 7 MHz: L505, L506, C505, C504, C506, L207, L508;
- 14 MHz: L509, L310, C508, C507, L511, L512;
- 21 MHz: L513, L514, C511, C510, C512, L515, L516;
- 28 MHz: L517, L518, C514, C512, C515, L519 și L520.

Prin comutatorul *K501/2* semnalul luat din filtrul de bandă este aplicat prin *C516* bazei primului tranzistor amplificator (*T501*). Stabilitatea etajului o obținem printr-o puternică reacție negativă, realizată de decuplarea incompletă a emitorului și respectiv prin conectarea rezistenței de polarizare *R502* în colectorul lui *T501*. Următorul etaj amplificator cuprinde *T502*, având ca sarcină inductanța *L523*, cu care alimentăm și colectorul. Faptul că emitorul nu este decuplat și *R508* este conectat între baza și colectorul tranzistorului amplificator, determină o bună protecție împotriva autooscilațiilor. Cuplajul cu etajul următor se face inductiv prin *L524*. Polarizarea etajului este asigurată de *R511*, *R510*, *C522* și *C523*, care sînt condensatoare de decuplare. În emitorul lui *T503* au fost montate 4 rezistoare (*R512*, *R513*, *R514*, *R515*) pentru o bună funcționare în domeniul frecvențelor înalte. Sarcina amplificatorului este constituită din *L526*, care are conectat în paralel rezistorul *R516*.

A fost necesară această amortizare a lui *L526*, pentru a asigura o amplificare liniară a semnalului din domeniul de frecvență cuprins între 3,5 la 30 MHz.

L525 transferă semnalul în bazele tranzistoarelor finale *T504* și *T505*. Polarizarea bazelor se face prin priza mediană a lui *L525* și șocul *L529*. Baza tranzistorului *T506* este alimentată prin *R517*, *P501*, *D501* și *D502*. Tensiunea în emitor este comandată de *P501*; *C534* și *C527* sînt condensatoare de decuplare. Diodele *D501* și *D502* vor fi fixate pe capsulele lui *T504* și respectiv *T505*, situîndu-se astfel la aceeași temperatură cu ele. Alimentarea colectoarelor tranzistoarelor finale se face prin șocurile *L531*, *L530*; filtrarea tensiunii de alimentare și prin condensatoarele *C529*, *C530*, *C531*, *C532*, *C533*. Prin montarea în paralel a mai multor condensatoare de diferite valori se asigură o bună funcționare a filtrului într-un domeniu larg de frecvență.

Sarcina amplificatorului este constituită din bobina *L528*, care are o priză mediană; este foarte important ca această bobină să fie construită cu grijă pentru asigurarea simetriei. Etajul final în contratimp duce la eliminarea armonicilor de ordin par. Prin bobina *L527* și punctul de conexiune 102 semnalul este aplicat în continuare releului de comutare și prin acestea filtrului „trece-jos” și respectiv antena, prin comutatoarele *K101/1* și *K101/2*. Galeții comutatoarelor *K101*, *K102*, *K501* și eventual *K800* se vor monta pe același ax, avînd o mișcare sincronă. Distanța dintre galeții comutatorului fiind relativ mare și astfel fiind dificilă obținerea sincronismului, recomandăm folosirea unui comutator separat pentru oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO).

Pentru a pune aparatul în banda de frecvență dorită, semnalul de 9 000 kHz de la emisie se mixează cu un semnal provenit de la oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO).

La recepție, semnalul din antenă este trecut prin filtrul „trece jos”, respectiv prin filtrul trece bandă, mai apoi este amplificat de tranzistorul *T101* și ajunge la mixer împreună cu semnalul de la VFO.

Comutatoarele *K801/1* și *K801/2* introduc în circuit bobinele și condensatoarele corespunzătoare benzii de frecvență alese. VFO-ul este de tip ECO și folosește un tranzistor de tip FET. Pentru o bună stabilitate a frecvenței, după oscilator au fost montate o serie de trei separate.

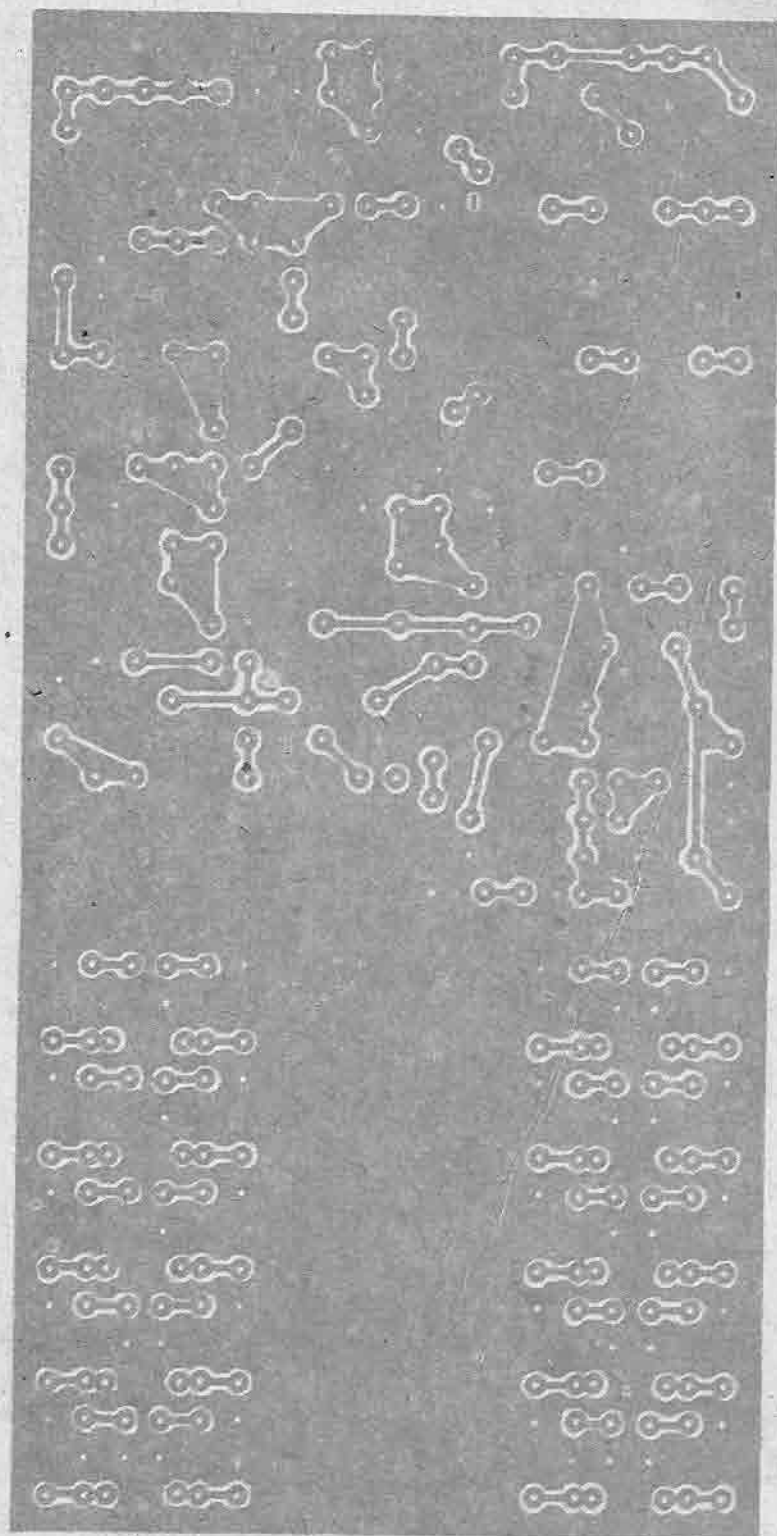


Fig. 4.11b

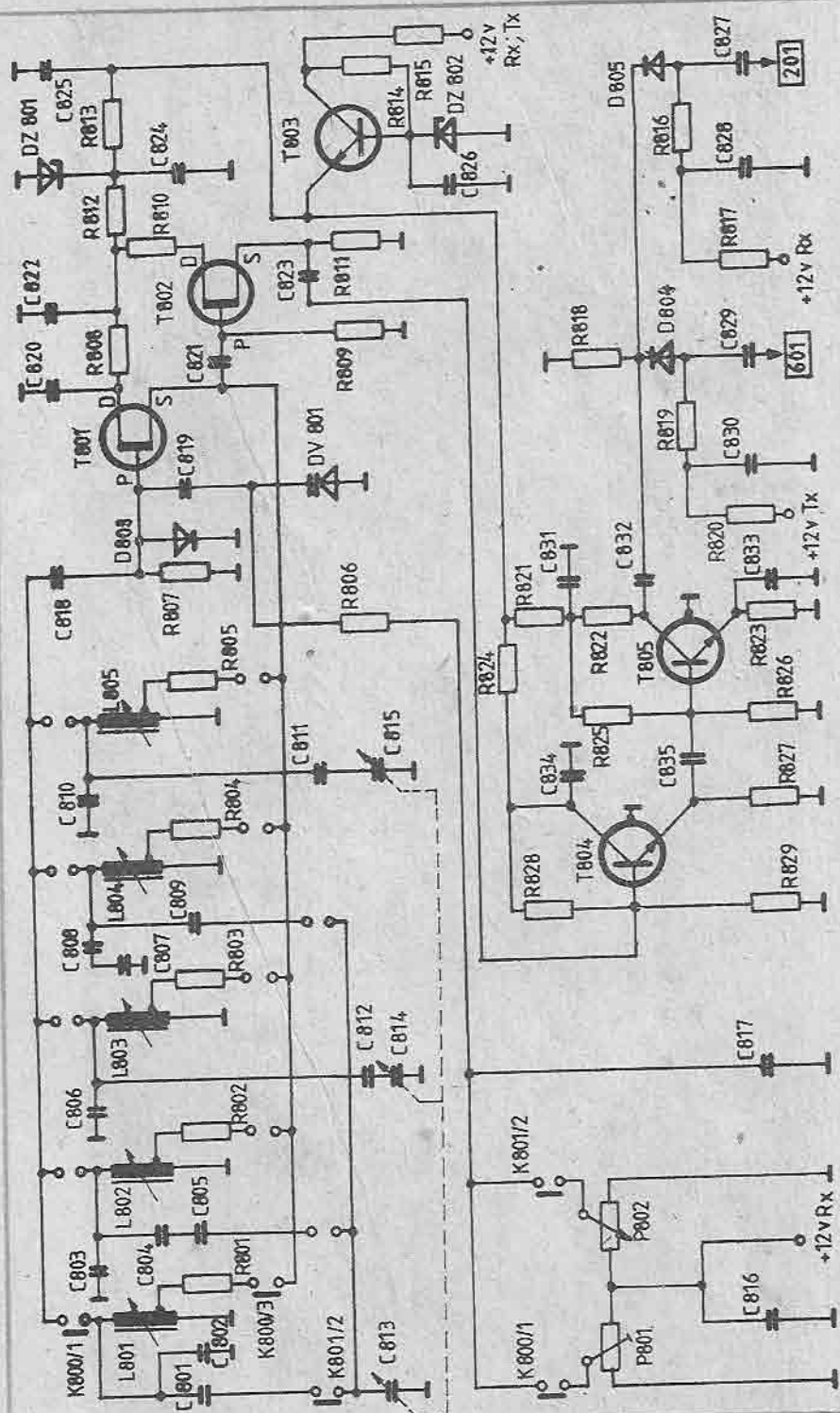


Fig. 4.12

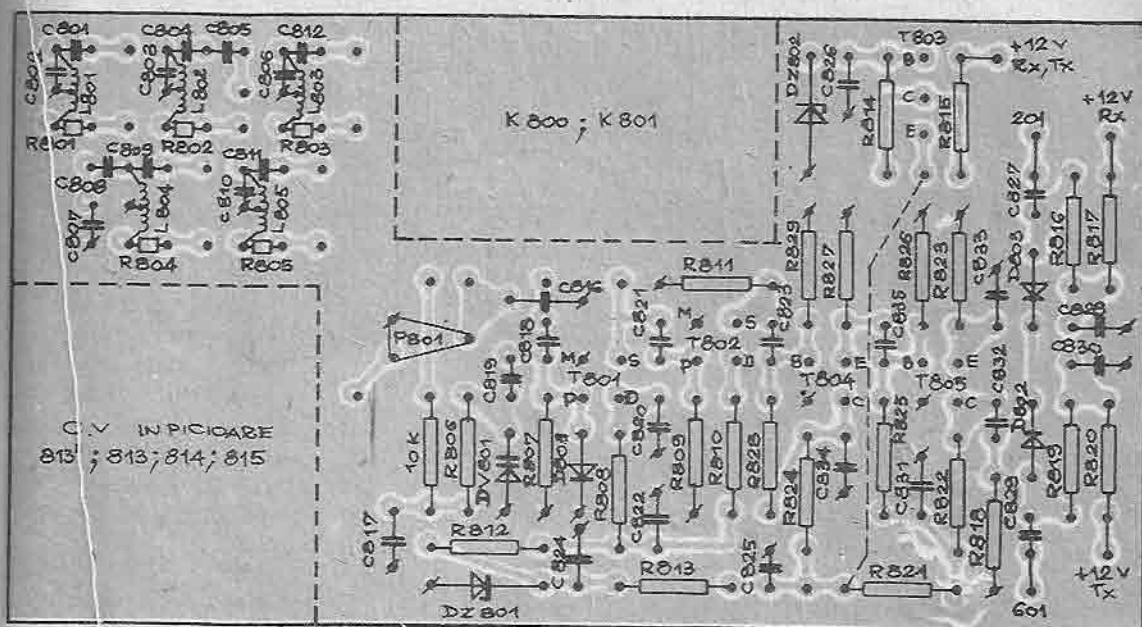


Fig. 4.13a

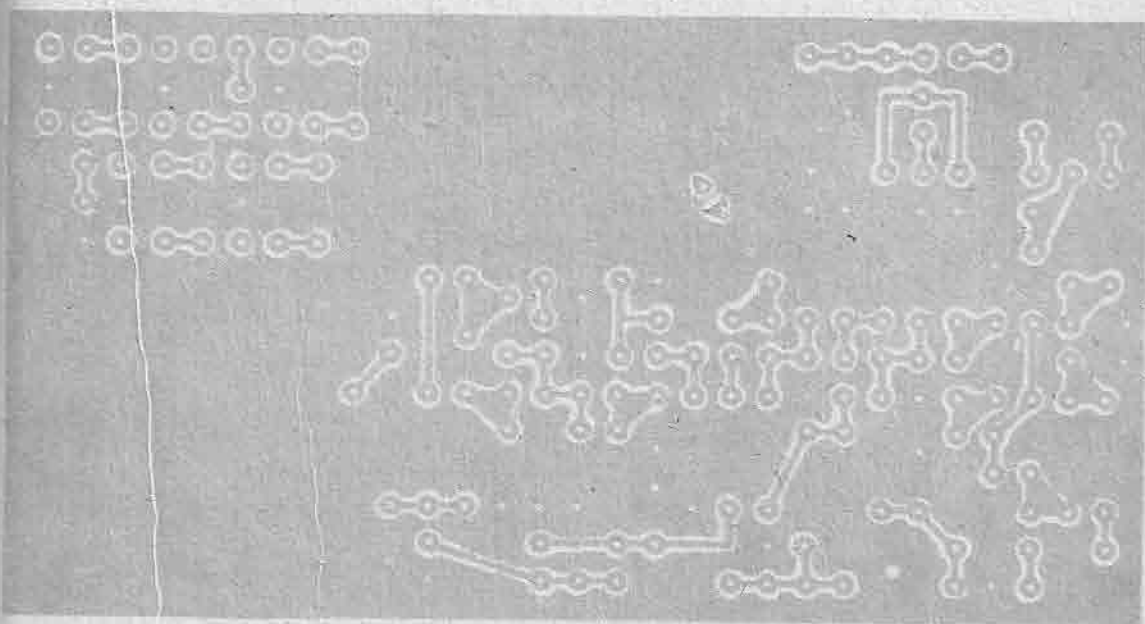


Fig. 4.13b

Semnalul cules prin C821 se aplică pe poarta lui T802 și din sursa acestuia trece mai departe prin C823 pe baza lui T804. Tranzistorul T805 este montat ca amplificator pentru a compensa pierderile de nivel prin etajele separatoare. Cuplajul cu mixerul de recepție și emisie se face printr-un comutator cu diode (D802, D803). Un reglaj fin al frecvenței la recepție este posibil grație existenței unui montaj format din potențiometrul P802 și dioda cu capacitate variabilă D801. Obținerea unui semnal cu o amplitudine constantă într-o plajă mare de frecvențe nu este posibilă dacă bucla de reacție a oscilatorului este fixă (vezi oscilatoarele de tip Clapp, Colpitts etc.). În cazul nostru, am adoptat oscilatorul de tip ECO care permite alegerea gradului de cuplaj prin priza de pe bobină. Suplimentar, în bucla de reacție s-a introdus și un rezistor (de exemplu R801). Condensatorul variabil este de tipul celui folosit la radioreceptoarele Mamaia, Gloria etc., adică un condensator variabil de bună calitate, robust și care are — montat din fabrică — și un sistem de demultiplicare. Montajul folosește trei din secțiunile condensatorului după cum urmează: C813 secțiunea mică, C814, secțiunea mare 1 și C815 secțiunea mică 2. Se impune ca toate condensatoarele folosite la acordul circuitelor oscilante să fie cu izolație mică sau styroflex. Condensatoarele cu valori de până la 22 pF vor fi cu dielectric ceramic (pastă de tip H).

Oscilatorul de 8 500 kHz. Cristalul de cuarț Q901 oscilează, într-un montaj Colpitts, pe frecvența de 8 500 kHz; reacția este asigurată de condensatoarele C902 și C903, iar în emitorul lui T901, prin C904, semnalul este aplicat pe baza etajului separator.

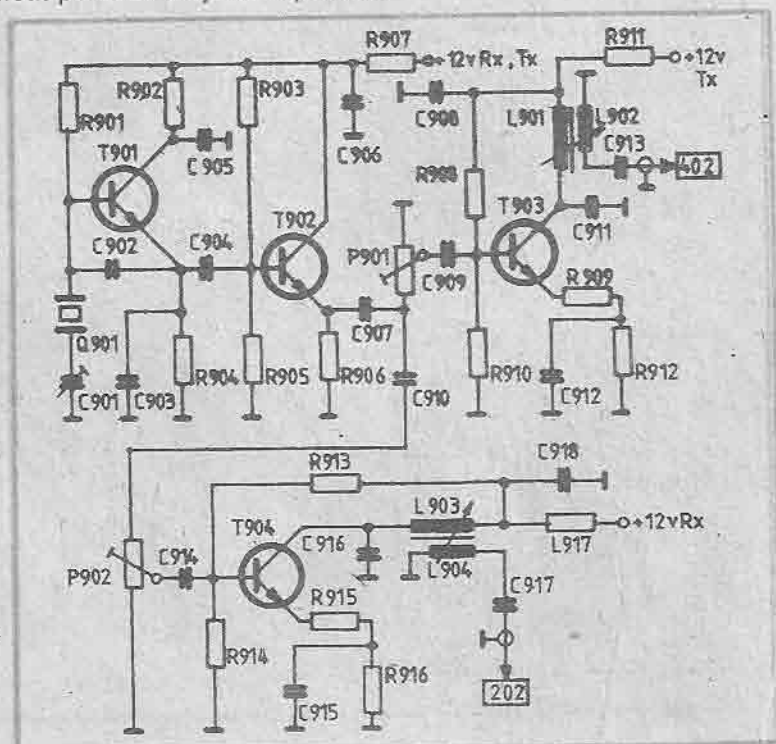


Fig. 4.14

Din emitorul lui T902 prin C907 și C910 semnalul ajunge la bazele amplificatoarelor de emisie și recepție prin potențiometrele P901 și P904, care determină nivelul aplicat mixerelelor. Pentru consolidarea stabilității în etajele amplificatoare, emitoarele tranzistoarelor T903 și T904 au fost decuplate incomplet prin R909 și R915. Frecvența de acord a bobinelor L901 și L903 este de 8 500 kHz.

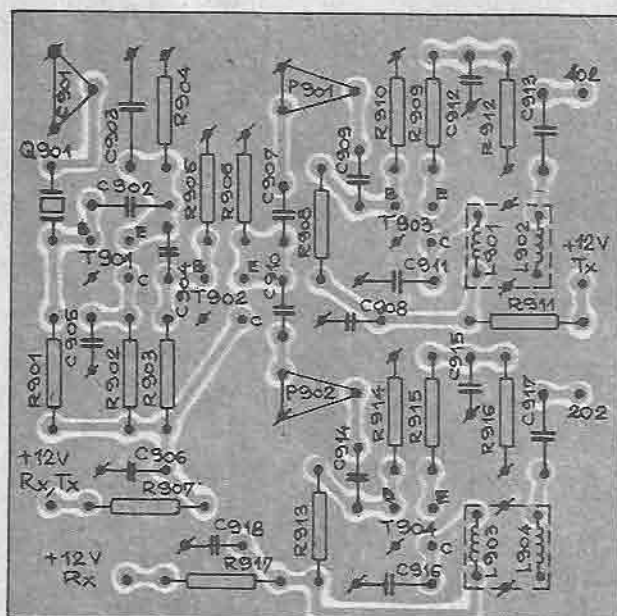


Fig. 4.15a

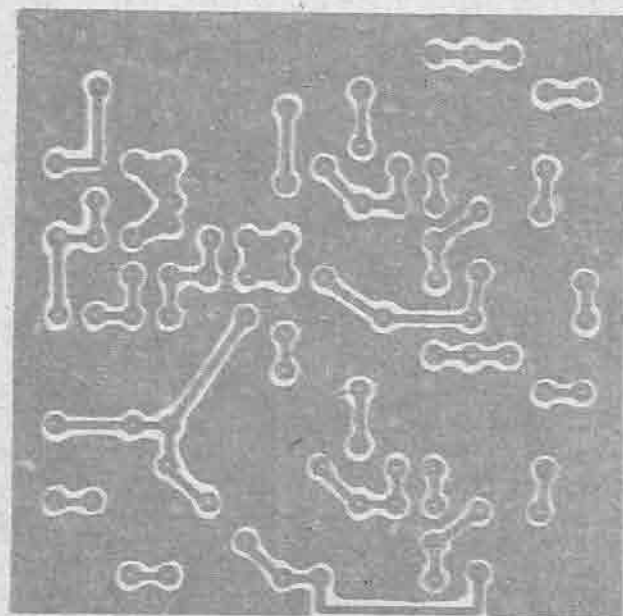


Fig. 4.15b

Oscilatorul de 500 kHz furnizează energie mixerului de la recepție și căii de telegrafie. Cristalul de cuarț $Q1001$ este montat cu reacție inductivă din capătul cald al bobinei $L1002$. Prin $C1005$, semnalul este îndreptat spre etajul separator ($T1002$). Amplitudinea semnalelor la recepție și emisie este reglată prin $P1001$ și $P1002$. Comutatorul electronic echipat cu diodele $D1001$ și $D1002$ conduc semnalul către mixerul de DSB sau mixerul de recepție, transmiterea semnalelor telegrafice făcându-se cu manipulatorul (KEY) ce comandă tranzistorul $T1005$.

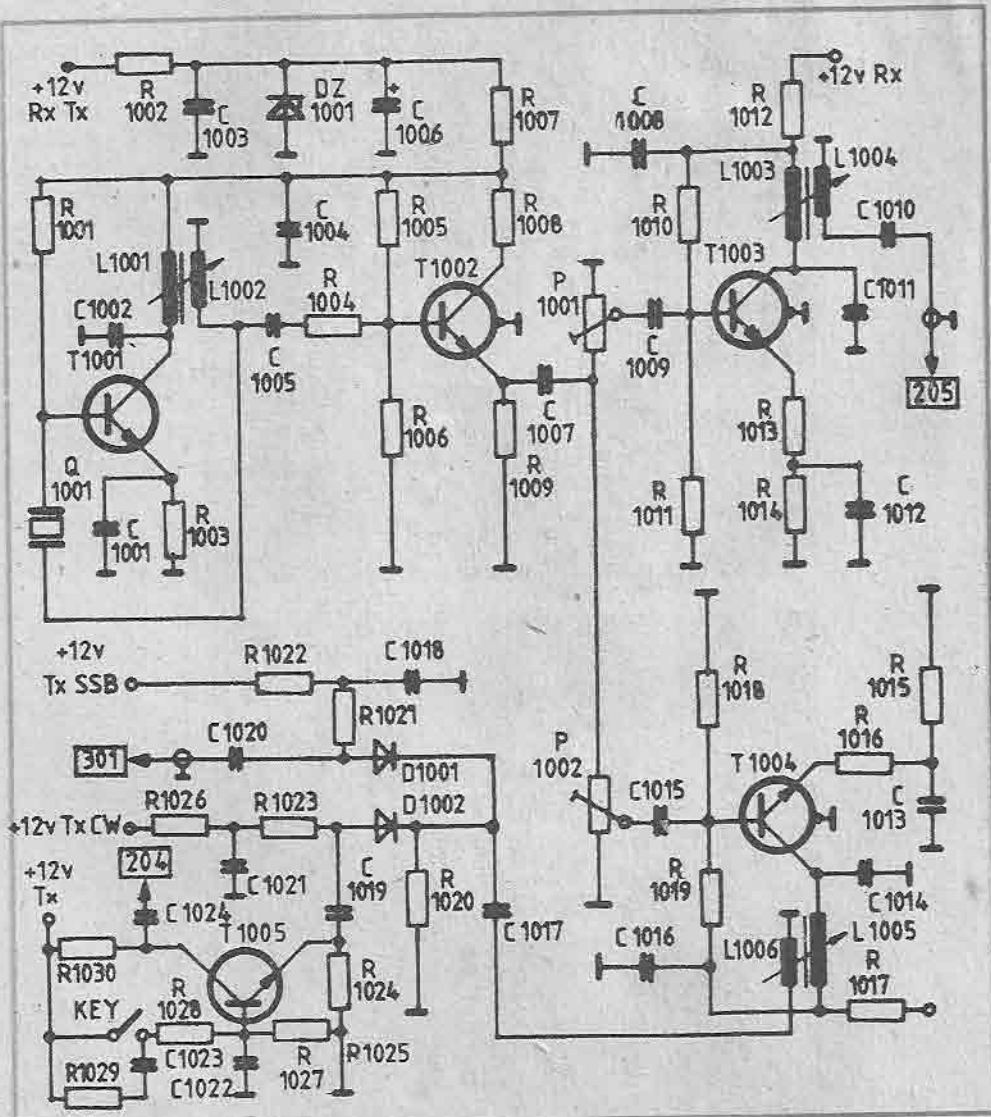


Fig. 4.16

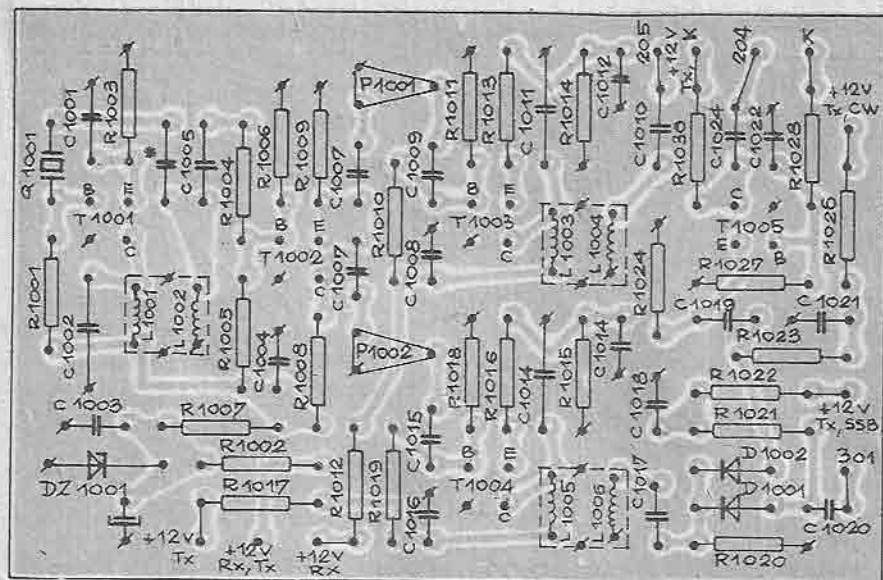


Fig. 4.17a

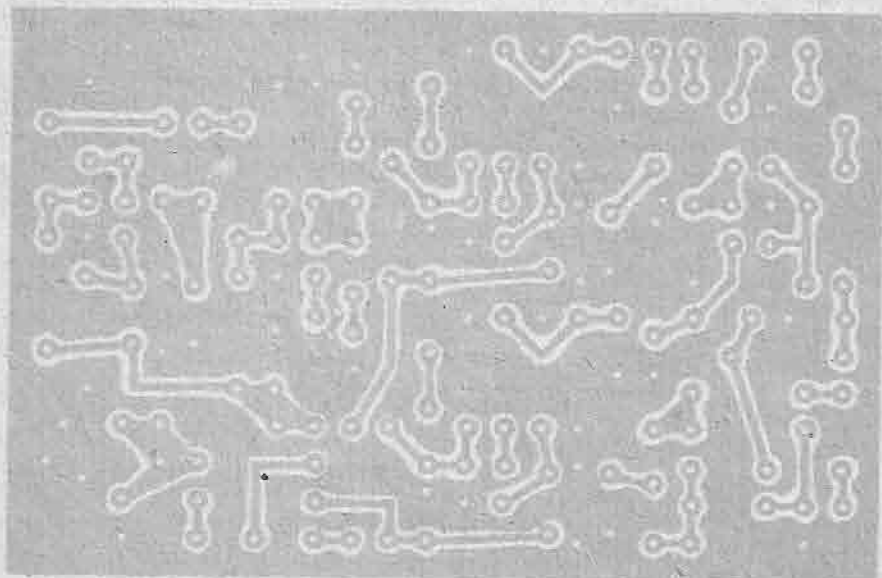


Fig. 4.17b

Schema amplificatorului de audiofrecvență este simplă și nu implică explicații detaliate; el permite o audiție comodă în difuzor; sau se pot conecta pînă la 15—20 de căști, cu condiția ca acestea să prezinte aceeași rezistență electrică.

Pentru o funcționare corectă a amplificatorului de audiofrecvență se vor efectua următoarele operații: scurtcircuităm $R1104$, alegem valoarea lui $R1102$, pentru ca în emitorul lui $T1004$ să obținem o tensiune care să fie 50% din tensiunea de alimentare.

Partea de alimentare are la intrare un transformator capabil să furnizeze în secundar o tensiune de 24 V la o intensitate de 3 A. Pentru o bună funcționare a întregului aparat se folosește o stabilizare în trepte. Tranzistoarele *T1201* și *T1203* vor fi montate pe radiatoare de căldură corespunzătoare.

Realizarea practică. Cu partea de alimentare (secțiunea de 24 V) vom începe montarea și alimentarea transiverului. În locul rezistorului *R1201* se va monta un potențiomtru de 5 k Ω , care stabilește curentul prin dioda *DZ1201* ($I = 10$ mA). Următoarea operație este stabilirea curentului prin *DZ1201* ($I = 10$ mA) și verificarea tensiunilor în punctele de 24 V și 12 V.

După desfacerea punții de pe *R1104*, în colectorul lui *T1104* se conectează un miliampermetru cu scala de la 0 la 100 mA, luând valoarea lui *R1104* pentru o intensitate a curentului de 10–15 mA.

Pentru punerea în serviciu a oscilatorului de 500 kHz se conectează în emitorul lui *T1002* un osciloscop. Pentru obținerea unei sinusoide vom alege valoarea lui *R1005* și se va deplasa miezul bobinei *L1002*. Poziția lui *P1001* se stabilește pentru a avea un raport semnal-zgomot cât mai bun pe partea de recepție.

P1002 reglează injectia pe partea de emisie, astfel încât la ieșirea mixerului de DSB (punctul 203) semnalul să fie sinusoidal. Schema 900 prezintă oscilatorul de 8 500 kHz. În punctul 402 se conectează un frecvențmetru și se acționează asupra condensatorului *C901* pînă ce semnalul va avea frecvența de 8 500 kHz. Poziția miezului lui *L901* se va alege pentru o tensiune maximă a semnalului în punctul 402.

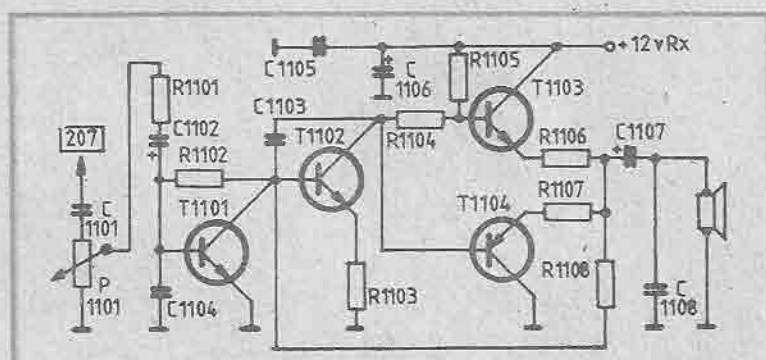


Fig. 4.18

Se va acționa asupra lui *P901* pentru obținerea la recepție a unui raport semnal-zgomot optim. Potențiomtrul *P902* stabilește nivelul semnalului în punctul 202, astfel încât la ieșirea mixerului de emisie (punctul 401) forma de undă să fie sinusoidală.

După montarea tranzistoarelor, rezistoarelor și a condensatoarelor pe placa oscilatorului cu frecvență variabilă se vor monta bobinele. Mă-

surarea semnalului se face în colectorul tranzistorului T805 cu osciloscopul cantitativ și calitativ. Prizele de pe bobine se vor scoate la aproximativ $1/3$ din numărul de spire (număratoarea se va face de la capătul rece), pentru obținerea unui semnal sinusoidal și constant în toate benzile de frecvență, în 804 și 805. Stabilirea numărului de spire al bobinelor L801 - L805 se va face cu ajutorul unui uñdametru dinamic, funcție de diametrul și calitatea miezurilor de reglaj de care dispune fiecare constructor.

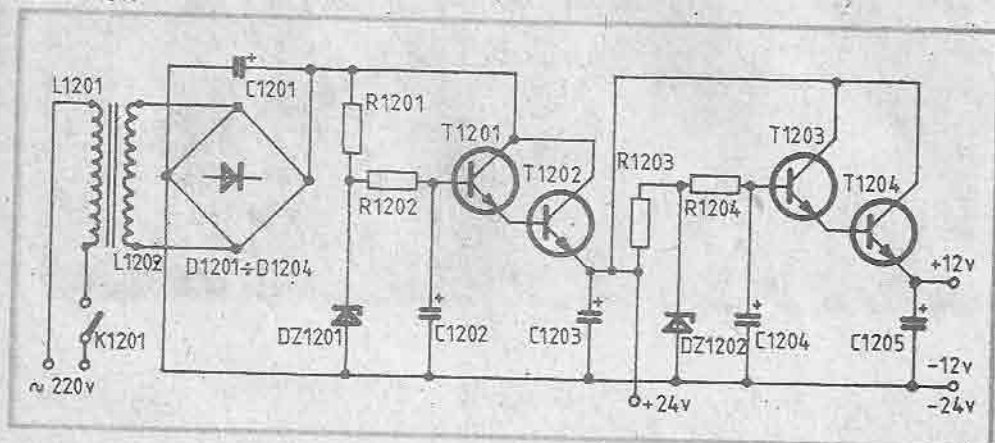


Fig. 4.19

Se recomandă o reducere a benzilor de frecvență cu 10—15 kHz față de cele indicate în „Regulamentul privind activitatea radioamatorilor din R.S.R.”, pentru a nu ieși din ecartul de frecvență. Frecvența intermediară 9 000 kHz—500 kHz la recepție se va regla cu un generator de semnale standard, pentru a avea la ieșirea de audiofrecvență un semnal sinusoidal și de amplitudine maximă.

Pragul de intrare în lucru al etajului de RAA se stabilește cu P701. Poziția lui P703 va fi aleasă ca prin tranzistoarele T207, T208 să treacă un curent de 3 mA, cu P704 la maxim. P702 stabilește etalonarea „S”-metrului, conform normelor.

Funcție de factorul beta al tranzistorului T101 se va acționa asupra valorii lui R104 pentru un curent de 10—25 mA prin R103.

Începem reglarea părții de emisie cu mixerul echilibrat (D301-D304). Poziția lui P304 și C318 va fi aleasă pentru minimum de semnal în punctul 203, fără semnal de audiofrecvență la intrare. În continuare, se alimentează oscilatorul cu două tonuri (+12 V Test) și se reglează miezurile bobinelor L401, L403, L406, L407 pentru maxim de semnal în punctul 401.

Mixerul 500 kHz—9 000 kHz se echilibrează cu P401. La ieșire, în punctul 401, valoarea unde de 8 500 kHz va fi minimă. Bobinele L602, L603, L604, L607, vor fi acordate pe frecvența de 9 000 kHz. Prin ajustarea valorii lui R603 se stabilește curentul prin T601, T602, pentru obținerea unui semnal sinusoidal și de amplitudine maximă pe L608.

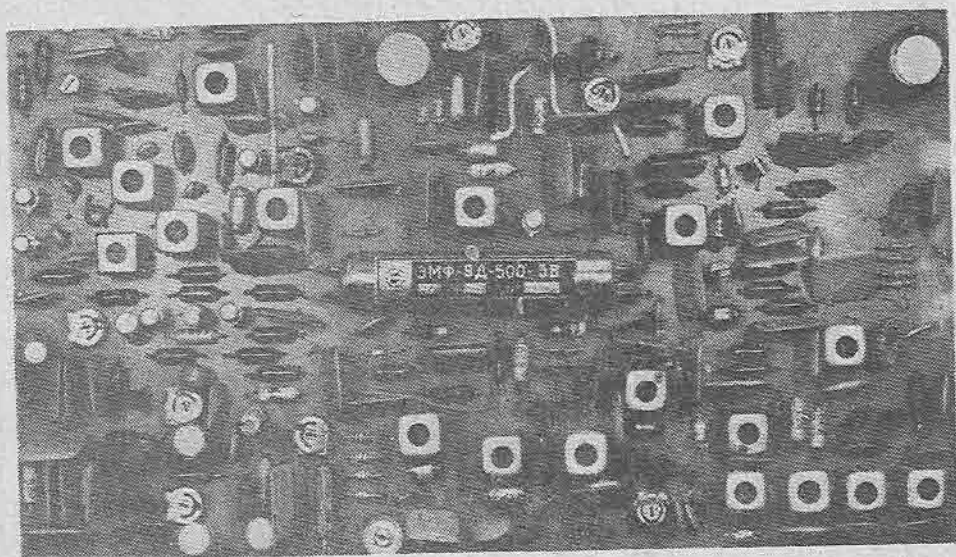


Fig. 4.20

După reglarea filtrelor trece-bandă (L501-L502), prin ajustarea valorilor lui R502 și R508 se va urmări obținerea în colectorul lui T502 a unui semnal sinusoidal cu amplitudine maximă. Curentul de repaus al tranzistorului T503 va fi de 15—20 mA (se acționează pe R511), iar tranzistoarele finale T504 și T505 vor avea un curent de repaus de 100 mA (se ajustează P501).

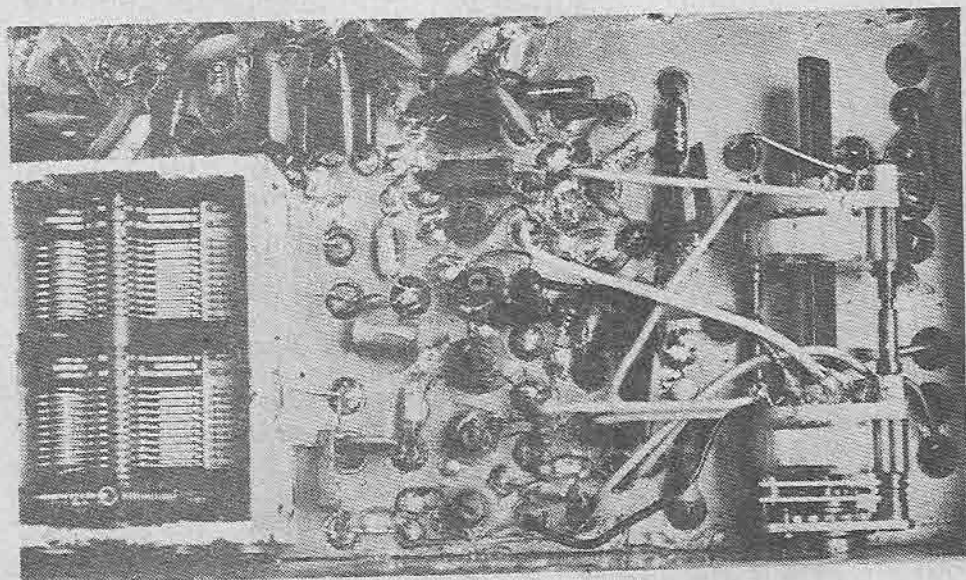


Fig. 4.21

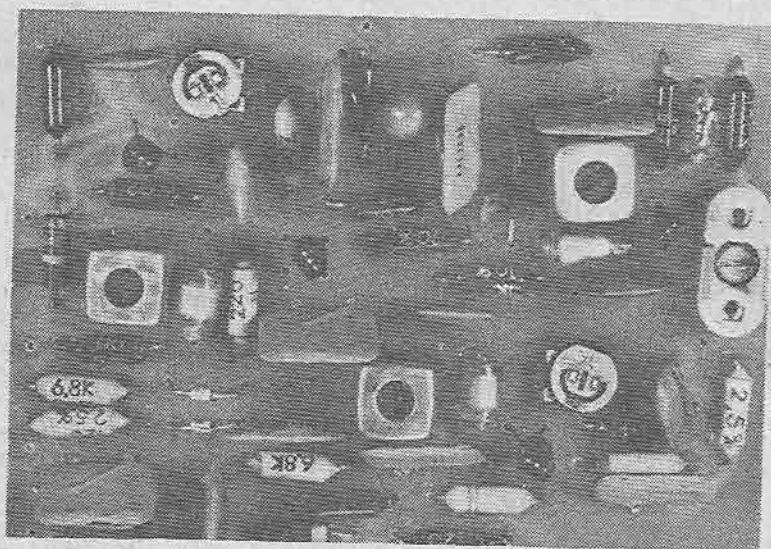


Fig. 4.22

Răcirea tranzistoarelor de putere din partea de emisie o obținem prin plasarea pe spatele plăcii 500 a unui radiator din tablă de aluminiu cu o grosime de 4—5 mm și cu dimensiunile de 100/200 mm.

Pentru ca transferul termic de la capsula tranzistoarelor la radiator să fie optim, șuruburile lor vor fi unse cu vaselină siliconică. Pentru a nu complica desenul cablajului imprimat, releul de comutare emisie-recepție REL101 se va monta în cutie cât mai aproape de borna de antenă, conexiunile realizându-se cu cablu coaxial.

Atragem atenția că de calitate comutatoarelor K101, K102, K501 și K701, va depinde buna funcționare a întregului ansamblu și pentru aceasta recomandăm folosirea unor comutatoare cu izolație ceramică și cu contacte argintate.

Asamblare. Montarea pieselor pe plăcile de cablaj imprimat se va face etaj cu etaj, făcând măsurătorile și reglajele treptat.

Am făcut această precizare cunoscând obiceiul unor radioamatori de a executa un montaj „cap-coadă”, ca după aceea să constate că aparatul nu funcționează. Piesele folosite se vor măsura înainte de montare, chiar dacă sînt noi (atenție la condensatoarele cu izolație ceramică!).

Pentru obținerea unor performanțe cât mai bune, constructorul va trebui să dispună de următoarele instrumente de măsură și control: osciloscop — 0—100 MHz; generator de semnal standard 100 kHz—30 MHz; avometru cu o rezistență internă minimă 10 k Ω /V; frecvențmetru digital capabil să citească frecvențele pînă la 30 MHz, undammetru dinamic 3 MHz—30MHz, antenă fictivă P = 10 W.

După montarea pieselor pe plăcile imprimate, acestea se vor închide în cutii metalice (tablă de fier cositorită). În capacele cutiilor vor fi practicate găuri în dreptul miezurilor de reglaj al bobinelor, condensatoarelor și rezistoarelor semireglabile.

Întregul ansamblu se va închide într-o cutie metalică. Recomandăm ca partea de alimentare (blocul 1 200) să fie montată în cutia difuzorului pentru a preîntîmpina eventualele parazite ale transformatorului de rețea.

LISTA REZISTOARELOR

R101, R102 — 619, R103 — 39, R104 — 2 K, R105 — 330, R106 — 100, R201, R202 — 100 K, R203, R204 — 100, R205 — 5,6 K, R207 — 100, R208 — 2,2 K, R209 — 1,2 K, R210, R211 — 100 K, R212 — 100, R213, R214, R215 — 2,7 K, R216, R217, R218 — 100, R219, R220, R221 — 2,7 K, R222, R223, R224 — 100, R225 — 5,6 K, R227 — 100, R228 — 5,6 K, R229 — 100, R230 — 1 K, R301, R302, R303 — 1,8 K, R304 — 10 K, R305 — 100 K, R306 — 100, R307 — 3 K, R308 — 680, R310 — 3,3 K, R311 — 100, R312, R313, R314 — 820, R315 — 10 K, R316 — 150 K, R317, R318, R319 — 100, R320 — 6,8 K, R321 — 47 K, R322 — 1,8 K, R323 — 10 K, R324 — 680, R401 — 2,7 K, R402 — 18 K, R403 — 820, R404 — 100, R405 — 6,8 K, R406 — 27 K, R407 — 100, R501 — 1,5 K, R502 — 2,7 K, R503 — 180, R504 — 27, R505 — 470, R506 — 470, R507 — 47, R508 — 5,6 K, R509 — 10, R510 — 56, R511 — 470, R512, R513, R514, R515 — 10, R516 — 100, R517 — 2,2 K, R518, R519 — 0,47, R520 — 150, R601 — 100, R602 — 1,2 K, R603 — 6,8 K, R604 — 2,7 K, R605 — 470, R606 — 2,2 K, R701 — 10 K, R702 — 2,2 K, R703 — 100, R704 — 150, R705 — 100 K, R706 — 22, R707 — 120, R708 — 10, R709 — 15 K, R710 — 6,8 K, R801, R802, R803, R804, R805 — se reglează pentru o amplitudine egală în toate benzile de frecvență, R806 — 47 K, R807 — 56 K, R808 — 2,2 K, R809 — 56 K, R811 — 1 K, R812 — 100, R813 — 390, R814 — 470, R815 — 22, R816 — 1,2 K, R817 — 100, R818 — 1,2 K, R819 — 1,2 K, R820, R821 — 100, R822 — 1 K, R823 — 150, R824 — 100, R825 — 10 K, R826 — 2,2 K, R827 — 820, R828 — 10 K, R829 — 2,2 K, R901 — 100 K, R902 — 100, R903 — 5,6 K, R904 — 2,7 K, R905 — 2,7 K, R906 — 1 K, R907 — 100, R908 — 18 K, R909 — 22, R910 — 2,2 K, R911 — 100, R912 — 220, R913 — 18, R914 — 2,2 K, R915 — 22, R916 — 220, R917 — 100, R1001 — 100 K, R1002 — 120, R1003 — 1 K, R1004 — 1 K, R1005 — 10 K, R1006 — 5,6 K, R1007 — 100, R1008 — 47, R1009 — 750, R1010 — 22 K, R1011 — 2,7 K, R1012 — 100, R1013 — 22, R1014, R1015 — 220, R1016 — 22, R1017 — 100, R1018 — 2,7 K, R1019 — 22 K, R1020 — 2,7 K, R1021 — 2,7 K, R1022 — 100, R1023 — 2,7 K, R1024 — 2,7 K, R1025 — 6,8 K, R1026 — 100, R1027 — 6,8 K, R1028 — 22 K, R1029 — 120, R1030 — 2,7 K, R1101 — 10 K, R1102 — 390 K, R1103 — 270, R1104 — 330, R1105 — 1 K, R1106 — 10, R1107 — 10, R1108 — 8,2 K, R1201 — 680, R1202 — 22, R1203 — 680, R1204 — 22.

Lista rezistoarelor reglabile și semireglabile

P201, P202 — 25 K, P203 — 500, P301, P302 — 10 K, P303 — 10 K, P304 — 500, P305 — 10 K, P401 — 1 K, P501 — 10 K, P701 — 100, P702 — 100, P703 — 250 K, P704 — 100, P801, P802 — 100 K, P901, P902 — 10 K, P1001, P1002 — 10 K, P1101 — 100 K logaritm.

LISTA CONDENSATOARELOR

C101 — 820 pF, C102 — 1 300 pF, C103 — 820 pF, C104 — 430 pF,
 C105 — 680 pF, C106 — 430 pF, C107 — 200 pF, C108 — 330 pF, C109 —
 200 pF, C110 — 270 pF, C111 — 430 pF, C112 — 270 pF, C113 — 100 pF,
 C114 — 180 pF, C115 — 82 pF, C116 — 390 pF, C117 — 12 pF, C118 — 390
 pF, C119 — 220 pF, C120 — 220 pF, C121 — 313 pF, C122 — 120 pF, C123
 — 2,2 pF, C124 — 120 pF, C125 — 100 pF, C126 — 1,5 pF, C127 — 100 pF,
 C128 — 100 pF, C129 — 1 pF, C130 — 100 pF, C131 — 10 nF, C132 — 2,2
 nF, C133 — 10 nF, C134 — 10 nF, C135 — 100 nF, C201 — 220 pF, C202 —
 220 pF, C203 — 68 pF, C204 — 68 pF, C205, C206, C207, C208 — 3,3 pF,
 C209 — 1 nF, C210 — 100 nF, C211 — 10 nF, C212 — 150 pF, C213 — 10
 nF, C214 — 100 nF, C215 — 100 nF, C216 — 220 pF, C217 — 68 pF, C218
 — 220 pF, C219 — 68 pF, C220 — 100 nF, C221 — 1 nF, C222 — 10 nF,
 C223 — 100 nF, C224 — 100 nF, C225 — 100 pF, C226 — 100 nF, C227 —
 100 pF, C228 — 100 nF, C229 — 100 nF, C230 — 100 nF, C231 — 100 nF,
 C232 — 100 nF, C233 — 10 nF, C234 — 1,5 nF, C235 — 100 nF, C236 —
 100 nF, C237 — 1 nF, C238 — 100 nF, C239 — 22 nF, C240 — 100 nF, C241
 — 1 nF, C242 — 100 nF, C243 — 12 pF, C244 — 3,3 pF, C245 — 47 nF,
 C246 — 47 nF, C247 — 150 pF, C248 — 150 pF, C249 — 150 pF, C250 —
 150 pF, C301, C302, C303, C304 — 100 nF, C305 — 22 μ F, C306, C307 —
 100 nF, C308 — 4,7 μ F, C309 — 22 μ F, C310, C311, C312, C313, C316 —
 100 nF, C315 — 22 μ F, C317 — 330 nF, C318 — 12 pF, C319 — 3,3 pF, C320
 — 1 nF, C321 — 330 nF, C322 — 22 μ F, C323, C324 — 4,7 μ F,
 C401 — 47 nF, C402 — 1 nF, C403 — 22 nF, C404 — 100 nF, C405 — 100 nF,
 C406 — 1 nF, C407 — 47 nF, C408 — 100 nF, C409 — 1 nF, C410, C411 —
 100 pF, C412 — 1 nF, C413 — 47 nF, C414 — 10 nF, C501, C502 — 390 pF,
 C503 — 12 pF, C504 — 3,3 pF, C505, C506 — 220 pF, C507 — 2,2 pF,
 C508, C509 — 120 pF, C510 — 1,5 pF, C511, C512, C514, C515 — 100 pF,
 C513 — 1 pF, C516 — 10 pF, C517 — 100 nF, C518 — 2,2 nF, C520, C521,
 C522 — 100 nF, C523 — 22 μ F, C524 — 100 nF, C525 — 47 μ F, C527 — 10 μ F,
 C528 — 47 μ F, C529 — 100 nF, C530 — 1 000 μ F, C531 — 220 μ F, C532 —
 100 nF, C533 — 10 nF, C534 — 100 nF, C535 — 10 nF, C601, C602, C605,
 C609 — 150 pF, C603, C604, C606 — 3,3 pF, C607 — 10 pF, C608 — 100 nF,
 C610 — 10 nF, C701, C702 — 100 nF, C703 — 1 nF, C704 — 10 nF, C705 —
 220 μ F, C706 — 10 μ F, C707, C708, C709 — 100 nF, C801 — 33 pF, C802 —
 50 pF, C803 — 50 pF, C804 — 56 pF, C805 — 4,7 pF, C806 — 100 pF,
 C807 — 51 pF, C808, C809, C810 — 100 pF, C811 — 20 pF, C812 — 39 pF,
 C813 — secțiunea mică a condensatorului variabil, C814 — secțiunea
 mare, C815 — secțiunea mică II, C816 — 47 nF, C817 — 47 nF, C818,
 C822, C823 — 2,2 nF, C824 — 47 nF, C825 — 10 nF, C826 — 10 nF, C827
 — 22 nF, C828 — 47 nF, C829 — 10 nF, C830, C831, C832, C833, C834 —
 47 pF, C901 — 12 pF, C902, C903 — 100 pF, C904 — 1 nF, C905, C906 —
 47 nF, C907 — 10 nF, C908 — 47 nF, C909, C910 — 10 nF, C911 — 150 pF,
 C912, C913, C914, C915, C917 — 10 nF, C916 — 150 pF, C918 — 47 nF,
 C1001 — 680 pF, C1002 — 1 nF, C1003, C1004 — 100 nF, C1005 — 25 nF,
 C1006 — 10 μ F, C1007 — 25 nF, C1008 — 100 nF, C1009 — 25 nF, C1010
 — 100 nF, C1011 — 1 nF, C1012 — 100 nF, C1013 — 100 nF, C1014 —
 1 nF, C1015 — 25 nF, C1016 — 100 nF, C1017 — 25 nF, C1018 — 100 nF,
 C1019 — 100 nF, C1020 — 25 nF, C1021 — 100 nF, C1022, C1023 — 100 nF.

C1024 — 25 nF, C1101 — 330 nF, C1102 — 5 μ F, C1103 — 1 nF, C1104 — 1 nF, C1105 — 10 nF, C1106 — 470 μ F, C1107 — 330 μ F, C1108 — 10 nF, C1201 — 3300 μ F, C1202 — 220 μ F, C1203 — 1 000 μ F, C1204 — 220 μ F, C1205 — 1 000 μ F.

Tabelul 4.1 Tabel de componente

Nr. crt.	Tipul componente	Înlocuitori	Amplasarea în schema de principiu
1	tranzistor 2N3866	BLX65, BFW16, 17	T101, T503
2	tranzistor BFW11	BFW10, BF245	T201, T202, T205, T206, T801, T802
3	tranzistor BF215	BF214, BF254, BF255	T203, T204, T207, T208, T401, T402, T403, T501, T502, T601, T602, T701, T804, T805, T901, T902, T903, T904, T1001, T1002, T1003, T1004, T1005
4	tranzistor BC172	BC107, BC171, BC173	T301, T302, T303, T304, T305, T702, T803, T1101, T1102, T1203
5	tranzistor BD135	BD137, BD139	T506, T1103, T1201, T1203
6	tranzistor BD136	BD138, BD140	T1104
7	tranzistor 2N3055	—	T1202, T1204
8	tranzistor 2N3375	KT804, KT907, 2N3632	T504, T505
9	diodă 1N4002	F107	D101, D501, D502, D1201, D1202, D1203, D1204
10	diodă 1N4148	1N914	D205, D206, D207, D208, D301, D302, D303, D304, D601, D602, D603, D604, D803
11	diodă comutatoare BA234	BA244	D201, D202, D203, D204, D804, D805, D1001, D1002
12	diodă germaniu EFD103	EFD105, EFD106, etc.	D702, D701
13	diodă varicap BB139	—	DV801
14	diodă Zenner PL9V1Z	—	TZ802, TZ1001
15	diodă Zenner PL25Z	—	DZ1202

Tabelul 4.2 Tabel de bobine

Numarul bobinei	Diametrul sîrmei [mm]	Diametrul carcasei [mm]	Tipul miezului	Nr. spire	Observații
L101	CuEm 0,3	10—12 Ø exterior 6—8 Ø interior	tor ferită u.s.	10	pentru banda de 3 500 kHz
L102	idem	L101			— „ —
L103	CuEm 0,3	10—12 Ø exterior 6—8 Ø interior	tor ferită u.s.	7	pentru banda de 7 000 kHz
L104	idem L101				— „ —
L105	CuEm 0,8	10 Ø interior		10	pentru banda de 14 000 kHz
L106	idem L105				pentru banda de 14 000 kHz
L107	CuEm 0,8	10 Ø interior	fără miez	7	pentru banda de 21 000 kHz
L108	idem L107				— „ —
L109	CuEm 0,8	10 Ø interior	fără miez	5	pentru banda de 28 000 kHz
L110	idem L109				— „ —
L201	CuEm 0,15		FI 455 kHz	10	
L202	idem		idem	idem	
L203	„		„	„	
L204	„		„	„	
L205	„		„	„	
L206	„		„	2	Se bobinează peste L205
L207	„		„	2	
L208	„		„	2	Se bobinează peste L207
L209	CuEm 0,1		„	65	
L210	„		„	7	Se bobinează peste L209
L211	„		„	65	
L212	„		„	7	Se bobinează peste L211

Tabelul 4.2. continuare

Numarul bobinei	Diametrul sîrmei [mm]	Diametrul carcasei [mm]	Tipul miezului	Nr. spire	Observații
L213	CuEm 0,09	5	ferita L 20 mm	250	
L214	CuEm 0,1		FI 455 kHz	40	Se bobineaza peste L215
L215	"		"	65	
L301	"		"	65	
L302	"		"	7	Se bobineaza peste L301
L401	"		"	7	Se bobineaza peste L402
L402	"		"	65	
L403	"		"	65	
L404	"		"	7	Se bobineaza peste L403
L405	"		"	7	Se bobineaza peste L406
L406	"		"	2x33	Se bobineaza cu fir dublu, se inseriaza corespunzator
L407	CuEm 0,15		"	2x5	Se bobineaza cu fir dublu, se inseriaza corespunzator
L408	"		"	2	Se bobineaza peste L407
L501	CuEm 0,2	4	Ferita punct roșu	5	Se bobineaza la capatul rece al lui L502
L502	CuEm 0,2	4	Ferita punct roșu	35	
L503	"	"	"	"	
L504	"	"	"	5	Se bobineaza la capatul rece al lui L503
L505	CuEm 0,3	4	Ferita punct verde	4	Se bobineaza la capatul rece al lui L506
L506	"	"	"	24	
L507	"	"	"	24	Se bobineaza la capatul rece al lui L507
L508	"	"	"	4	Se bobineaza la capatul lui L507

Tabelul 4.2 continuare

Numarul bobinei	Diametrul sîrmei [mm]	Diametrul carcasei [mm]	Tipul miezului	Nr. spire	Observații
L509	"	"	"	3	
L510	"	"	"	17	
L511	"	"	"	17	
L512	"	"	"	3	Se bobineaza la capatul rece al lui L511
L513	CuEm 0,5	"	"	2	Se bobineaza la capatul rece al lui L514
L514	"	"	"	10	
L515	"	"	"	10	
L516	"	"	"	2	Se bobineaza la capatul rece al lui L515
L517	"	"	Ferita punct violet	2	
L518	"	"	"	10	
L519	"	"	"	10	
L520	"	"	"	2	Se bobineaza la capatul rece al lui L519
L521	CuEm 0,65	"	"	5	Ferita cu 6 orificii tip C606x10 A 21
L522	"	"	"	"	"
L523	CuEm 0,4	"	tor-ferita	10	Tor ferita punct alb 9 x 6 x 2
L524	"	"	"	10	"
L525	"	"	"	2x24	Tor ferita punct alb 18 x 8 x 9
L526	"	"	"	24	
L527	CuEm 1 mm	"	"	7	Tor ferita punct alb 20 x 10 x 9
L528	"	"	"	2 x 7	Se bobineaza impreuna cu L527 (trei fire)
L529	CuEm 0,65	"	"	5	Ferita cu 6 orificii tip C60 6 x 10 A 21
L530	"	"	"	5	"
L531	"	"	"	5	"

5. TRANSIVER PENTRU UNDE SCURTE DE MARE PERFORMANȚĂ

În figura 5.1 este prezentată schema bloc a aparatului în care distingem următoarele blocuri funcționale:

Partea de recepție: amplificator de RF, mixerul de intrare amplificator FI — 9 MHz, filtru 9 MHz, mixer 9 MHz — 500 kHz, filtru 500 kHz, mixer 500 kHz — 9 MHz, amplificator FI — 9 MHz, detector de produs și amplificator de AF.

Schema de principiu a receptorului. Intrarea receptorului este dată în figura 5.2. De la releul de antenă, semnalul este trecut printr-un circuit de rejecție (filtru dop), acordat pe frecvența intermediară de 9 MHz; acesta este format dintr-o celulă serie, L201, C201 și una derivație L202, C202.

Comutatorul K201, A și B, selectează primul circuit acordat pe banda dorită, cuplajul cu amplificatorul de radiofrecvență făcându-se printr-o priză a circuitului de acord cu C204.

Amplificatorul de radiofrecvență, un montaj de tip cascod, cuprinde două tranzistoare FET de tipul BF246, T201 și T202. Poarta lui T201 este prepolarizată, pentru obținerea unei amplificări uniforme în bandă, cu ajutorul tensiunii ce cade pe diodele D201 și D202, prin intermediul lui R201. Poarta lui T202 este decuplată cu C206 și comandată de tensiunea de RAA prin R203 și R204. Valoarea mare a lui R203, de 2,2 MΩ, arată că nu dorim o eficacitate foarte mare a RAA-ului în amplificatorul de radiofrecvență, pentru a evita fenomenul de „înecare” la apariția semnalelor foarte puternice prezente la intrarea receptorului. Sarcina amplificatorului de radiofrecvență este un șoc de radiofrecvență de 1 mH.

S-a folosit acest tip de sarcină pentru a obține o impedanță redusă de ieșire, respectiv o adaptare corectă cu filtrele de bandă ce urmează.

Comutatorul K201, secțiunile C și D, comută filtrele de bandă de la ieșire. Aceste circuite sînt folosite atît la recepție cît și la emisie, fiind acționate cu ajutorul releului RL201. Avînd în vedere că în funcție de releul folosit există o capacitate parazită între contactele releului, capacitatea de cuplaj dintre cele două bobine se va plasa la reglajul final, pentru a obține banda de trecere dorită.

Mixerul de radiofrecvență este compus din tranzistoarele FET — BF246, T203 și T204. Semnalul de radiofrecvență este aplicat, în surse, prin intermediul lui TR201, realizat pe un tor de ferită și care are raportul de transformare 1:4. Adaptarea de impedanță a semnalului provenit de la oscilatorul variabil (VFO sau PLL) cu intrarea mixerului, se face prin TR202, cu un raport de transformare 4:1. La ieșirea mixerului, între drenele tranzistoarelor avem un circuit acordat pe frecvența de 9 MHz, reprezentînd prima frecvență intermediară a receptorului. Șocul de 250 μH, prin intermediul căruia alimentăm mixerul, previne generarea unor semnale perturbatoare (armonici) spre sursa de alimentare.

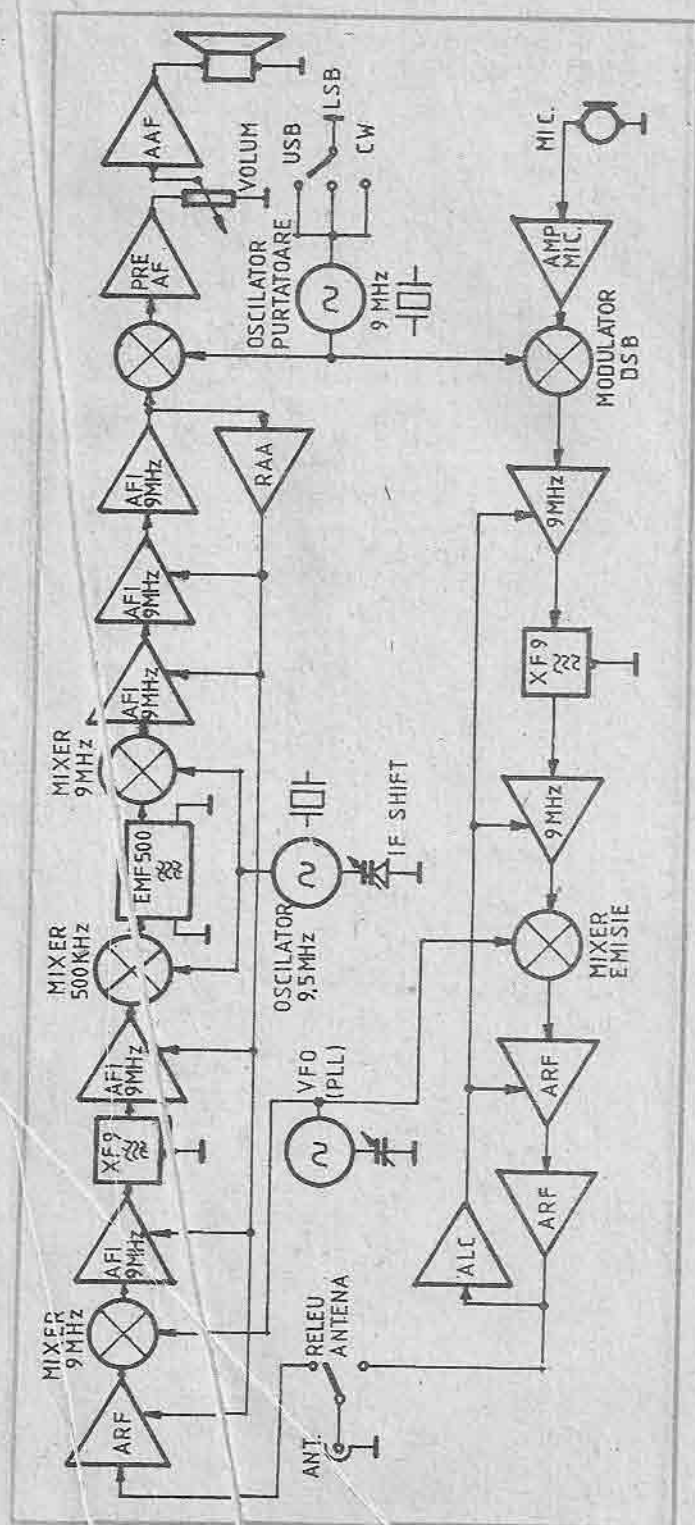


Fig. 5.1

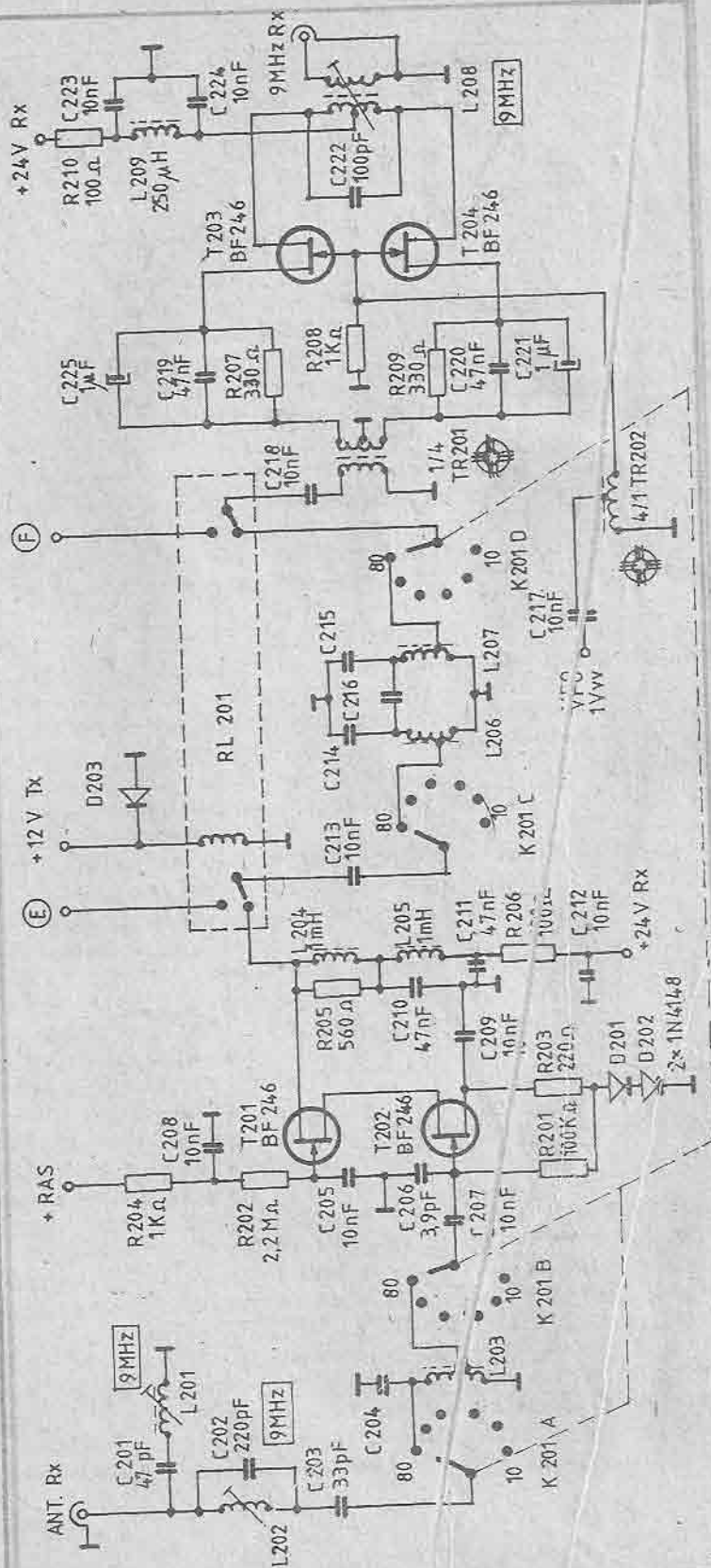


Fig. 5.2

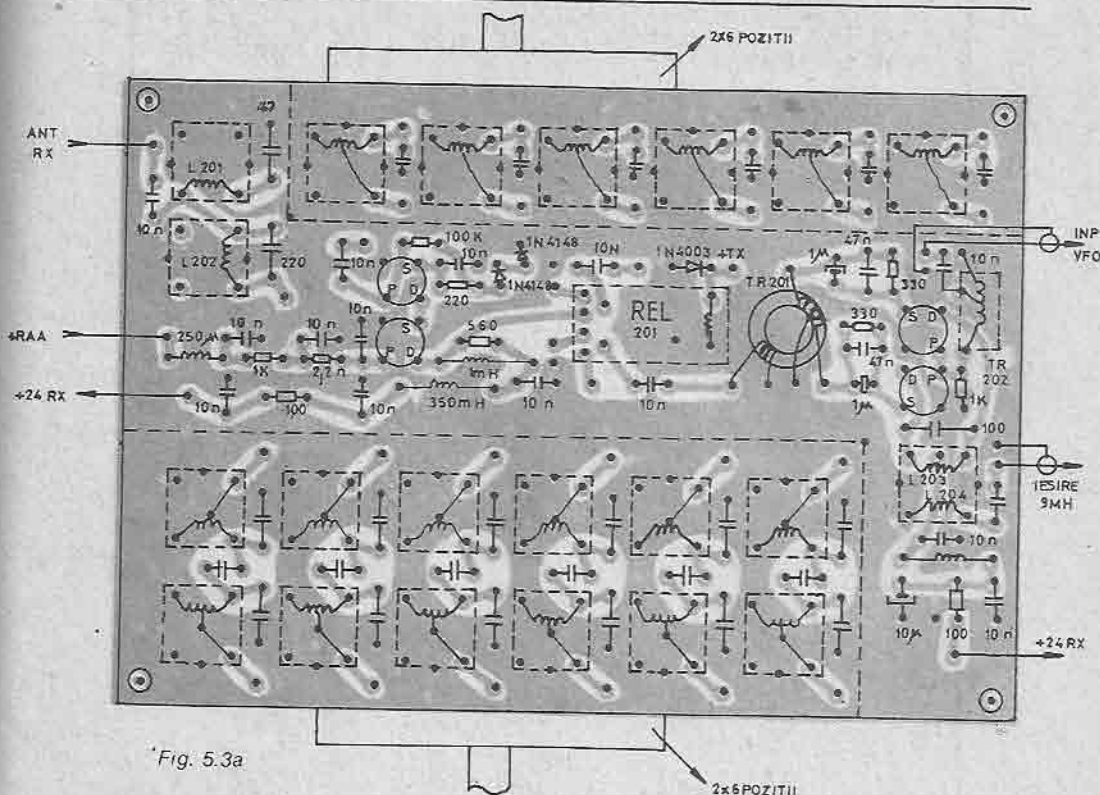


Fig. 5.3a

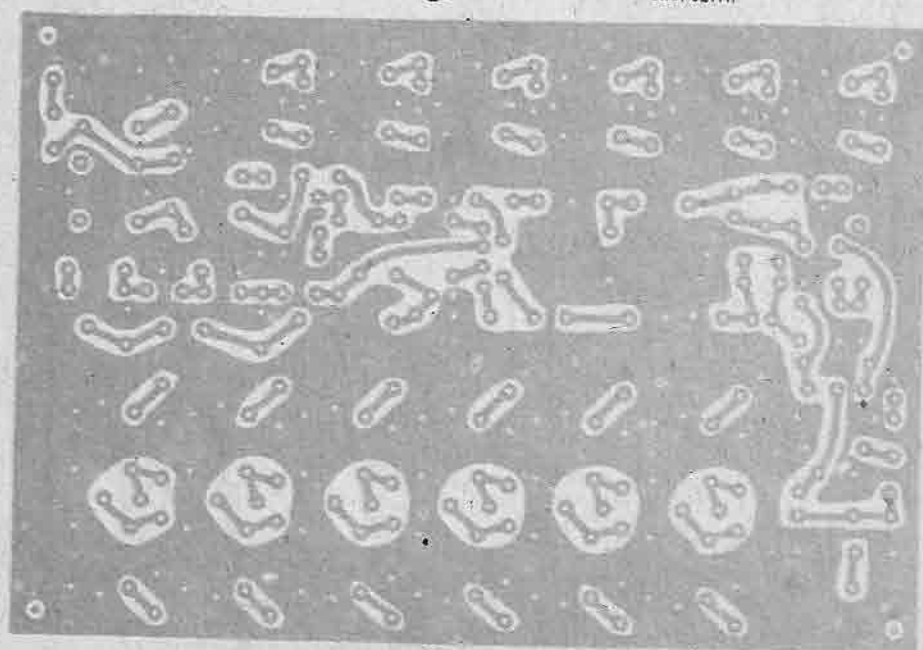


Fig. 5.3b

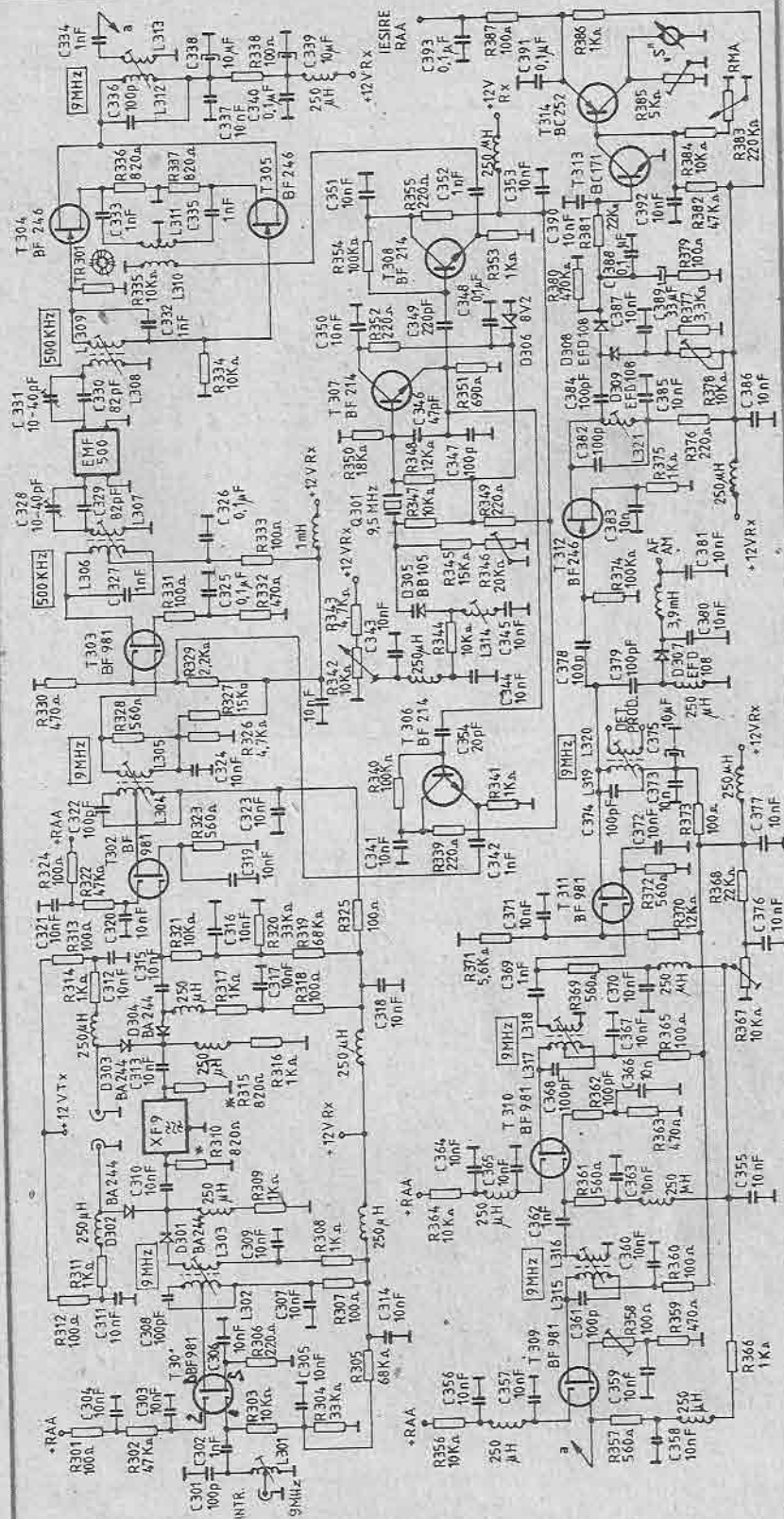


Fig. 5.4

Amplificatorul de frecvență intermediară are schema prezentată în figura 5.4.

Semnalul cu frecvența de 9 MHz este introdus pe o priză a lui $L301$, care împreună cu $C301$ rezonază pe această frecvență.

$C302$ aplică semnalul de FI grilei 1 a lui $T301$, tranzistor de tipul MOSFET dublă poartă BF981, grilă polarizată cu divizorul rezistiv $R303$, $R304$, $R305$.

Grila 2 este decuplată și controlată cu tensiunea de RAA. Sarcina primului amplificator de frecvență intermediară o constituie circuitul oscilant $L302$, $C308$, cuplajul făcându-se pe o priză a bobinei.

$L303$ preia semnalul și îl aplică filtrului cu cuarț XF9 prin $D301$ și $C310$.

Filtrul cu cuarț XF9, comun la recepție și la emisie, este comutat electronic prin diodele $D301$, $D302$, $D303$, $D304$ (tipul BA244).

Rezistențele $R310$ și $R315$ servesc la adaptarea filtrului și variază în funcție de tipul filtrului.

În continuare, semnalul de FI este aplicat celui de-al doilea amplificator de FI, $T302$, ce are ca sarcină circuitul acordat pe 9 MHz, $L304$ și $C322$.

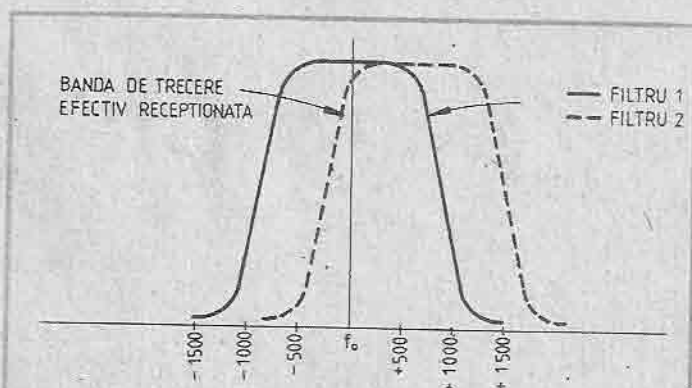


Fig. 5.5a

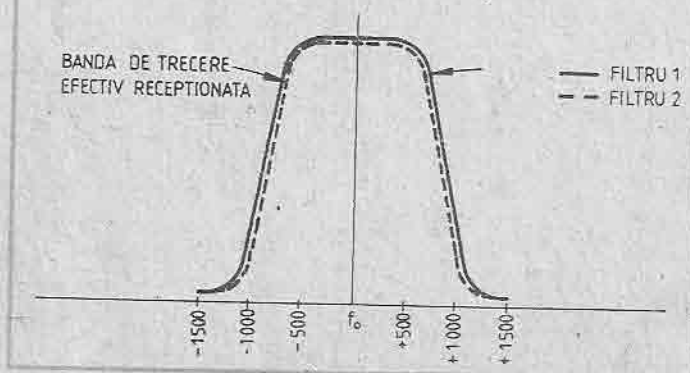


Fig. 5.5b

Lot 200, Nix W

BF 981

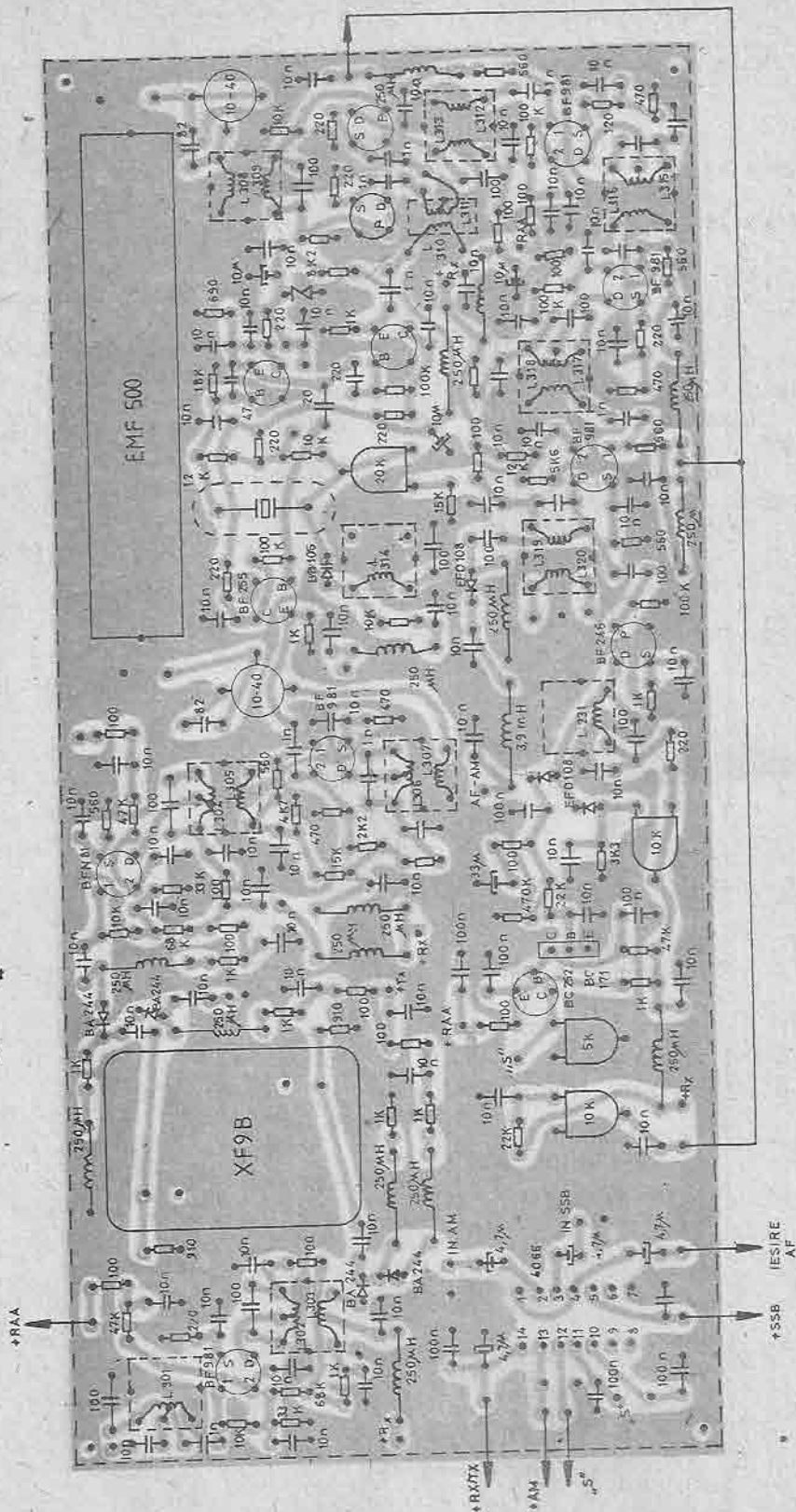


Fig. 5.6a

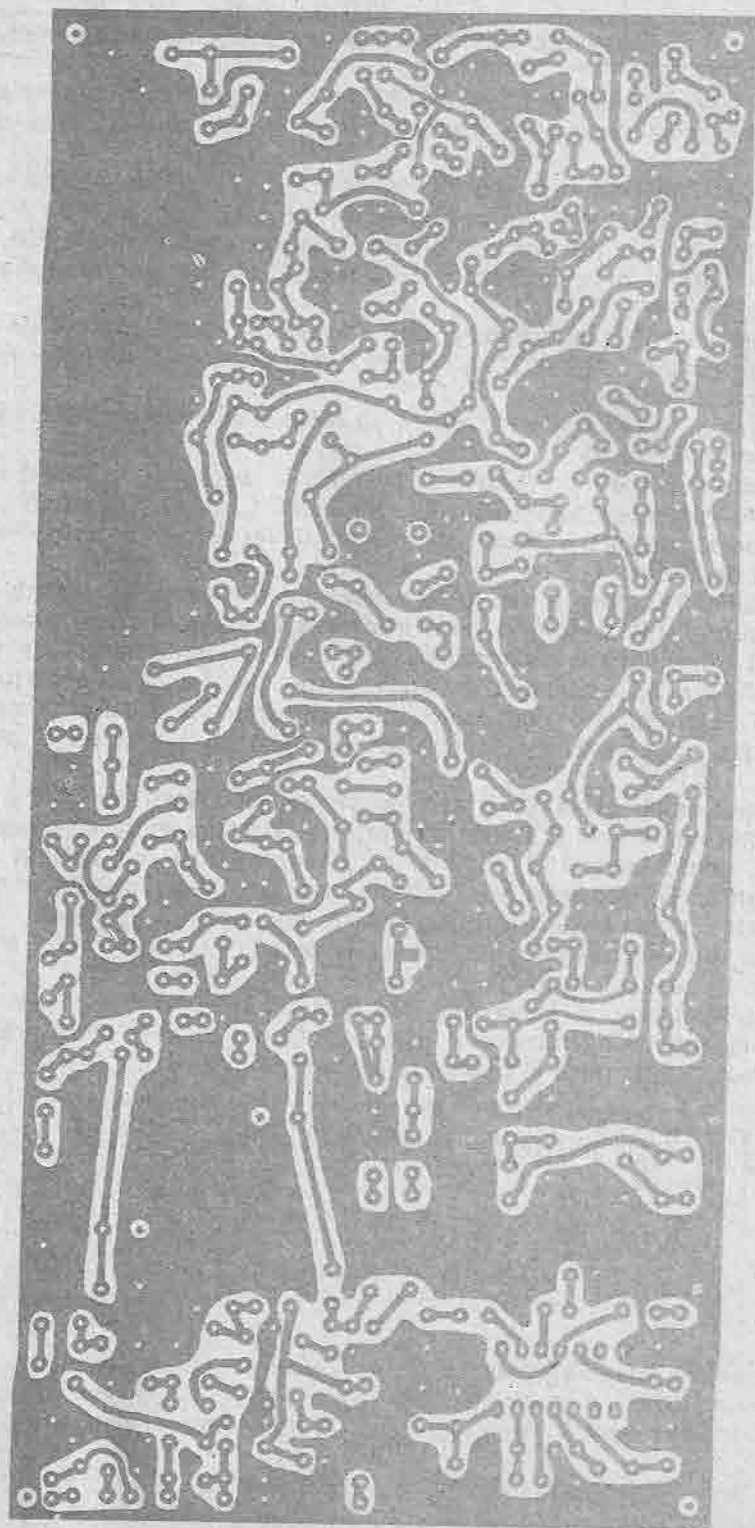


Fig. 5.6b

L305 (secundarul lui L304) aplică în continuare semnalul mixerului ce face conversia în a doua frecvență intermediară cu valoarea de 500 kHz.

Mixerul T303 este un tranzistor MOSFET — dublă poartă ce i se aplică pe grila 2 semnal cu frecvența de 9,5 MHz, iar pe grila 1 cel de 9 MHz obținându-se la ieșire 500 kHz, selectat cu circuitul L306, C327. T303 are ambele grile polarizate cu ajutorul divizoarelor rezistive R330, R229 și R326, R327.

Filtrul EMF500 ce urmează este format din două bobine ce împreună cu grupurile C328, C329 și C330, C331 alcătuiesc circuite oscilante ce rezonează pe 500 kHz.

Semnalul este convertit apoi în 9 MHz prin mixerul echilibrat T304 și T305 de tipul BF246.

Aceste conversii din 9 MHz în 500 kHz și revenirea în 9 MHz s-au făcut pentru obținerea așa-numitului „IF-SHIFT”, sistem ce modifică efectiv frecvența centrală a benzii de trecere a receptorului fără a schimba frecvența de acord.

„IF-SHIFT” poate fi văzut ca schimbând frecvența centrală a filtrului de la recepție, filtrul lucrând pe o frecvență fixă. Altfel spus, semnalul de frecvență intermediară este mutat deasupra sau sub banda de trecere.

În figura 5.7 este prezentată schema bloc a unui sistem simplu IF-SHIFT. Un oscilator cu cuarț, cu frecvența variabilă în limite mici (0...2,7 kHz), generează un semnal de 9,5 MHz ce alimentează cele două mixere.

Primul mixer preia acest semnal pentru a converti cei 9 MHz ai frecvenței intermediare în 500 kHz ai filtrului electromecanic. Al doilea mixer primește acest semnal de 500 kHz, transpunându-l din nou în 9 MHz.

Modificând frecvența oscilatorului de 9,5 MHz, poziția semnalului dorit poate fi schimbată în interiorul benzii de trecere a filtrului.

Presupunem că recepționăm un semnal și ne aflăm inițial în centrul benzii de trecere a filtrului.

Interferențele, în acest caz, pot fi eliminate prin mai multe metode.

În figura 5.8 a, transiverul este acordat cu 250 Hz deasupra semnalului perturbator ce intră în banda de trecere a FI.

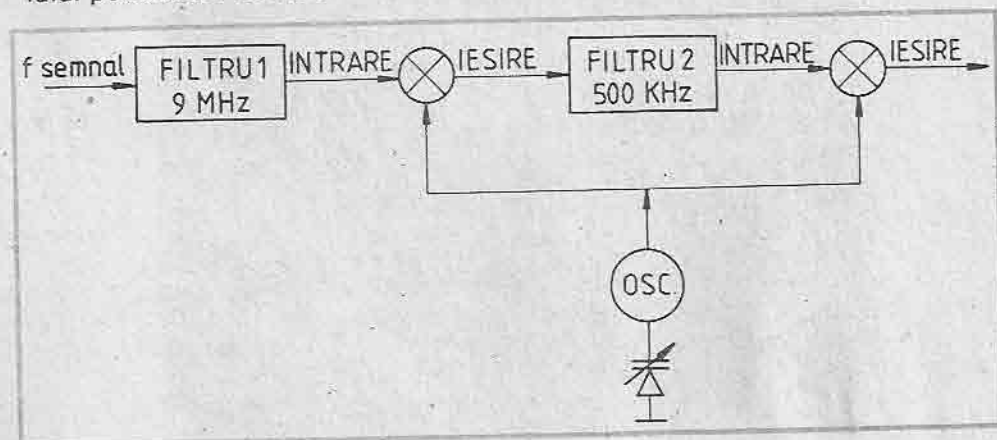


Fig. 5.7

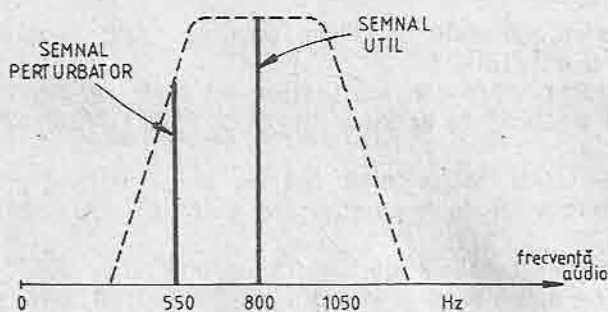


Fig. 5.8a

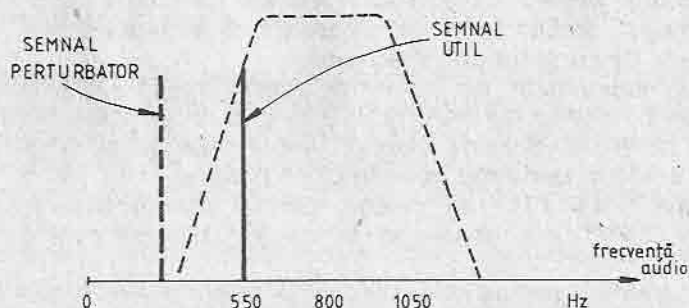


Fig. 5.8b

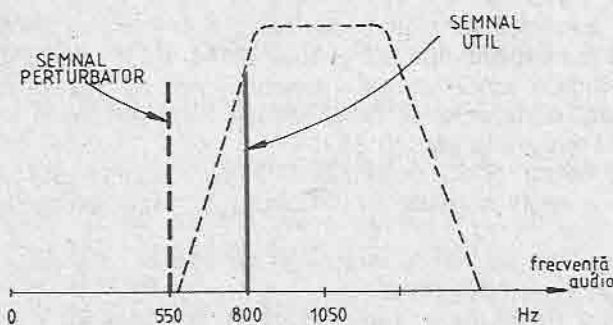


Fig. 5.8c

În cazul telegrafiei, semnalul perturbator se elimină acționând frecvența de acord, figura 5.8.b, tonul perceputându-l cu 250 Hz mai jos.

În cazul BLU, soluția este impracticabilă, vocea devenind astfel neinteligibilă.

Utilizând „IF-SHIFT”, semnalul perturbator poate fi eliminat, iar inteligibilitatea menținută (fig. 5.8.c).

Oscilatorul — de tipul Colpitts — de 9,5 MHz îl construim cu tranzistorul T307.

Capacitatea variabilă a diodei varicap D305 modifică în limitele 0...2,7 kHz frecvența lui Q1.

Grupul L314, C345 este acordat pe 9,5 MHz, iar R342 și R346 acționează asupra tensiunii de acord a lui D305; T306 și T308 au rol de separatoare.

După cel de-al doilea mixer, ce are drept sarcină circuitul oscilant L312, C336, semnalul de frecvență intermediară este amplificat consecutiv de T309, T310 și T311.

Amplificarea acestor etaje este controlată pe o cale de către tensiunea de RAA ce acționează grilele doi ale T309 și T310, iar pe altă cale de divizorul R366, R367 și R368, comandând grilele 1 ale tranzistoarelor amplificatoare.

Termistorul R358 din sursa lui T309 are rolul de a modifica amplificarea întregului amplificator de frecvență intermediară, în funcție de temperatură și de curentul prin tranzistor.

Ultimul amplificator de frecvență intermediară — T311 — nu este comandat de tensiunea de RAA, grila 2 fiind la un potențial fix dat de divizorul R371 și R370. Sarcina acestui amplificator este circuitul oscilant L319, C374 având în secundar detectorul de produs.

Din drena lui T311 se culege semnal pentru detectorul de MA (D307) prin C379, cît și pentru amplificatorul și detectorul de RAA prin C378.

T312 amplifică semnalul de frecvență intermediară și are ca sarcină circuitul L321, C382 acordat pe 9 MHz. Diodele D308 și D309 detectează acest semnal, tensiunea continuă rezultată acționînd prin R381 baza tranzistorului T313, acesta comandînd la rîndul lui pe T314 în emitorul căruia avem prezentă tensiunea de ieșire a circuitului RAA. Această tensiune, filtrată corespunzător cu grupul C354, R387 și C355, este utilizată pentru a comanda amplificarea întregului lanț de recepție. Grupul C387 și R379 posedă constanta de timp necesară recepționării în bune condiții a unui semnal telegrafic sau cu BLU.

Potențiometrul R383 polarizează baza tranzistorului T314, dînd posibilitatea de a regla manual amplificarea, în cazul prezenței unui semnal foarte puternic.

Indicatorul de acord „S”-metru — se află în colectorul lui T314, sensibilitatea reglîndu-se din R385.

Pragul de deschidere a detectorului de RAA se obține prin rezistența semireglabilă R378.

Oscilatorul de purtătoare este descris în figura 5.9 și este conceput cu tranzistorul T401.

Cuarțurile de purtătoare Q401, Q402, Q403 sînt comutate electronic prin diodele D401, D402 și D403.

Cu ajutorul condensatoarelor semireglabile C401, C404 și C408 se efectuează mici modificări ale frecvențelor purtătoare în vederea situării corecte în flancul filtrului.

T402 împreună cu dioda Zener D404 formează un stabilizator de tensiune prin care alimentăm tranzistorul oscilatorului.

Tranzistorul *T403* are rolul de separator, iar *T404* amplifică frecvența purtătoare.

Se injectează semnal în detectorul de produs realizat cu diodele *D405*, *D406*, *D408* imperecheate în prealabil, și se obține frecvența audio filtrată de reziduurile de purtătoare cu grupul *C425*, *C426* și *SRF* de 3,9 MHz. Echilibrarea se obține cu *R419* și *C423*.

Tranzistorul *T405* este un preamplificator de audiofrecvență ce are la ieșire o tensiune audio de cca 200 mV necesară amplificatorului final de AF.

Schema de principiu a emițătorului. Semnalul microfonului este preamplificat de tranzistoarele *T407*, *T408*, *T409* și *T410* (fig. 5.9). Între *T409* și *T410* este intercalat un circuit Baxandall — corecție a frecvenței audio.

Modulatorul pentru semnalul BLD este materializat cu circuitul integrat *MC1496* (*ROB796*), echilibrarea montajului obținându-se cu *R454*; semnalul purtător de 9 MHz se aplică pe pinul 10, al circuitului integrat iar frecvența audio pe pinul 1 prin condensatorul *C456*.

La ieșire, obținem un semnal cu purtătoarea suprimată, cu bandă laterală dublă.

Suprimarea benzii laterale nedorite și a reziduuului de purtătoare se face cu ajutorul filtrului cu cuarț *XF9*.

Repetoarele comutabile *T406* și *T411* asigură impedanța de ieșire a montajului.

Tranzistorul *T501* amplifică semnalul BLU, fiind controlat în bază de tensiunea de ALC (control automat al nivelului).

Mixerul de ieșire este realizat cu circuitul integrat *C1501* de tipul *CA3028* (*ROB3028*).

Urmează trei amplificatoare aperiodice care fac ca semnalul să crească pînă la circa 3 W.

T502 în cazul lucrului în telegrafie are emitorul comandat de cheia de manipulare.

Grupul *R516*, *R515* elimină eventualele „clicsuri” de manipulare. Între *T502* și *T503* sînt intercalate filtrele de bandă comutabile, aceleași cu cele de la recepție.

Circuitul de rejecție format din *L503* și *C519* înlătură apariția la intrarea amplificatorului final a semnalelor cu frecvența de 9 MHz.

Transformatoarele *TR502* și *TR503* sînt pe toruri de ferită și se înșeiază după cum este indicat în desen.

Cu o priză de pe *TR503* se culege semnalul pentru detectorul de ALC, format din diodele *D504* și *D505*.

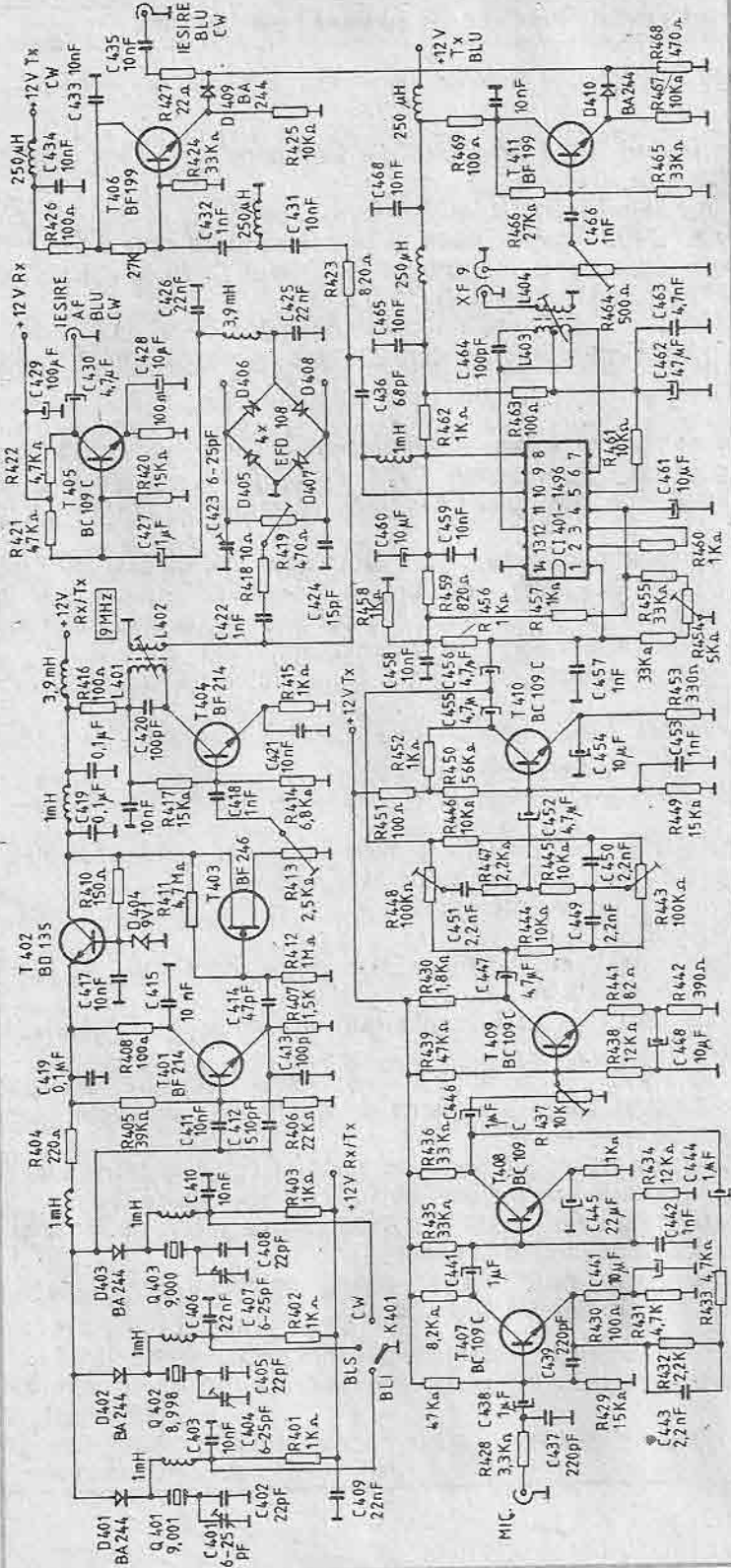


Fig. 5.9

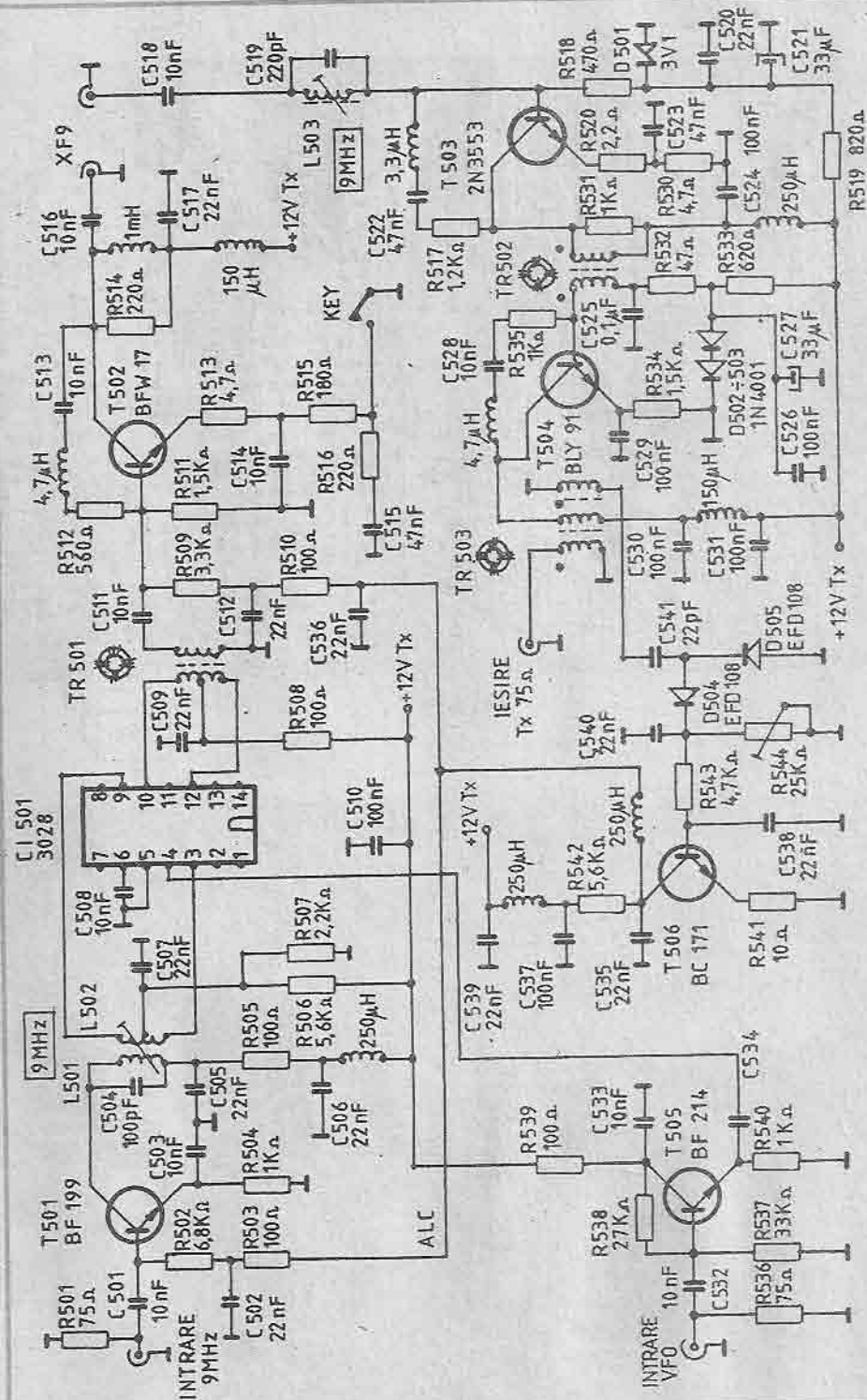


Fig. 5.11

Tabelul 5.1 Tabel de bobine

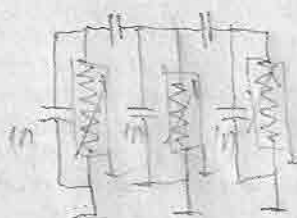
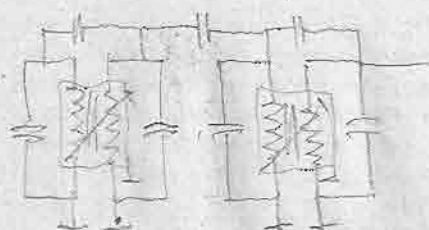
Nr. bobină	Diametru sîrmă [mm]	Diametru carcasă [mm]	Tip carcasă	Nr. spire	Priză la spira	Observații
L201	0,1		FI 10,7			
L202	0,1		— „ —			
L203, L206, L207	0,3	5	cu miez ferită	35	5	pentru banda de 3,5 MHz
L207	0,3	5	— „ —	24	4	pentru banda de 7 MHz
— „ —	0,3	5	— „ —	17	3	pentru banda de 14 MHz
— „ —	0,3	5	— „ —	10	2	pentru banda de 21 MHz
— „ —	0,3	5	— „ —	10	2	pentru banda de 28 MHz
— „ —	0,3	5	— „ —	10	2	Pentru banda de 28,5 MHz
L208	0,1	5	FI 10,7	3x7		se înseriază corespunzător
TR201	0,3		tor ferită	3x10		— „ —
TR202	0,3		— „ —	2x8		— „ —
L301	0,1		FI 10,7	3		
L302	0,1		— „ —	14	5	
L303	0,1		— „ —	3		peste L301
L304	0,1		— „ —	14	5	
L305	0,1		— „ —	3		peste L304
L306	0,05		FI 455	70	23	
L307	0,05		— „ —	7		peste L306
L308	0,05		— „ —	7		
L309	0,05		— „ —	70		peste L308
L310, L311	0,3		tor ferită	3x12		se înseriază corespunzător
L312	0,1		FI 10,7	14		peste C312
L313	0,1		— „ —	3		peste C312
L314	0,1		— „ —	14		
L315	0,1		— „ —	14	5	
L316	0,1		— „ —	3		peste L315
L317	0,1		— „ —	14	5	
L318	0,1		— „ —	3		peste L317
L319	0,1		— „ —	14		
L320	0,1		— „ —	10		peste L319

Tabelul 5.1 continuare

Nr. bobina	Diametru sîrma [mm]	Diametru carcasă [mm]	Tip carcasă	Nr. spire	Priza la spira	Observații
L321	0,1	---	---	14		
L401	0,1	---	---	14		
L402	0,1	---	---	3		peste L401
L403	0,1	---	---	2x7		se înseriază corespunzător
L404	0,1	---	---	3		peste L403
L501	0,1	---	---	14		
L502	0,1	---	---	2x3		peste L501
L503	0,1	---	---	6		
TR501	0,2		tor ferita	3x12		se înseriază corespunzător
TR502	0,3	---	---	2x10		---
TR503	0,3	---	---	3x10		---

Tabelul 5.2
Tabel de condensatoare

Nr. condensator	Valoare [pF]	Banda [MHz]
C204, C214, C215	390	3,5
---	220	7
---	120	14
---	100	21
---	68	28
---	47	28,5



6. SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ (PLL)

În receptoarele și emițătoarele moderne pentru benzile de radioamatori, realizate cu două sau mai multe schimbări de frecvență, apare necesitatea construirii unui oscilator care să furnizeze cinci sau mai multe frecvențe fixe. Spre exemplu, dacă frecvența intermediară variabilă acoperă 500 kHz, pentru acoperirea integrală a tuturor benzilor de radioamatori, avem nevoie de opt frecvențe fixe, precise și stabile. În mod obișnuit se folosește un oscilator cu 5...8 cristale de cuarț, comutabile. Aceste cristale fiind greu de procurat, prezentăm un sintetizor de frecvență cu buclă blocată în fază (PHASE LOCKED LOOP-PLL) care, pornind de la un cristal de cuarț de frecvență egală cu acoperirea frecvenței intermediare variabile, generează frecvențele necesare acoperirii benzilor de radioamatori. Principiul de funcționare constă în sincronizarea în fază a frecvenței unui oscilator LC cu armonica dorită a unui oscilator de referință cu cristal de cuarț. Comutând elementele L și C ale oscilatorului se pot obține toate frecvențele necesare. Frecvențele generate au precizia și stabilitatea proprie cristalului de cuarț. Folosind un cristal cu frecvența de 200 kHz, se poate obține orice armonică pînă la 40 MHz; cu un cuarț de 500 kHz pînă la 60 MHz, iar cu un cuarț de 1 MHz pînă la 80 MHz.

Acest sintetizor a fost construit cu un mare număr de componente electronice autohtone.

Figura 6.1 cuprinde schema de principiu.

Oscilatorul de referință, stabilizat cu cristalul de cuarț Q1, este realizat cu porțile A și B ale circuitului integrat TTL rapid IC1. La ieșirea sa se obține un semnal de formă dreptunghiulară cu frecvența dată de Q1 și cu amplitudinea de circa 3 V. Acesta este trecut printr-un circuit de derivare RC (47 pF cu 680 Ω), în urma căruia rezultă niște impulsuri foarte înguste. În continuare, impulsurile sînt aplicate porților C și D, la ieșirile cărora devin foarte înguste și de polaritate opuse; acestea sînt așa-numitele IMPULSURI DE EȘANTIONARE. Prin două condensatoare de 1 nF acestea sînt aplicate circuitului de eșantionare, format din diodele D1 și D2 și din două rezistențe de 1 k Ω .

Oscilatorul LC, care urmează să fie sincronizat, poartă numele de OSCILATOR COMANDAT ÎN TENSIUNE (OCT), frecvența de oscilație putîndu-i fi modificată ușor prin aplicarea unei tensiuni continue lent variabilă.

OCT este conceput cu tranzistorul T5, după o clasică schemă Hartley. Condensatorul C, fix, și bobina L, cu miez reglabil, sînt alese astfel încît frecvența liberă (nesincronizată) de oscilație să fie cît mai apropiată de frecvența armonicii căutate a cuarțului. Pentru a avea mai multe frecvențe, grupul LC este comutabil prin K1, care are atîtea poziții cîte frecvențe sînt necesare a fi sintetizate; fiecărei poziții îi corespunde un circuit oscilant LC. Comutarea se face cu comandă în curent continuu; comutatorul K1 se poate monta oriunde pe panoul aparatului.

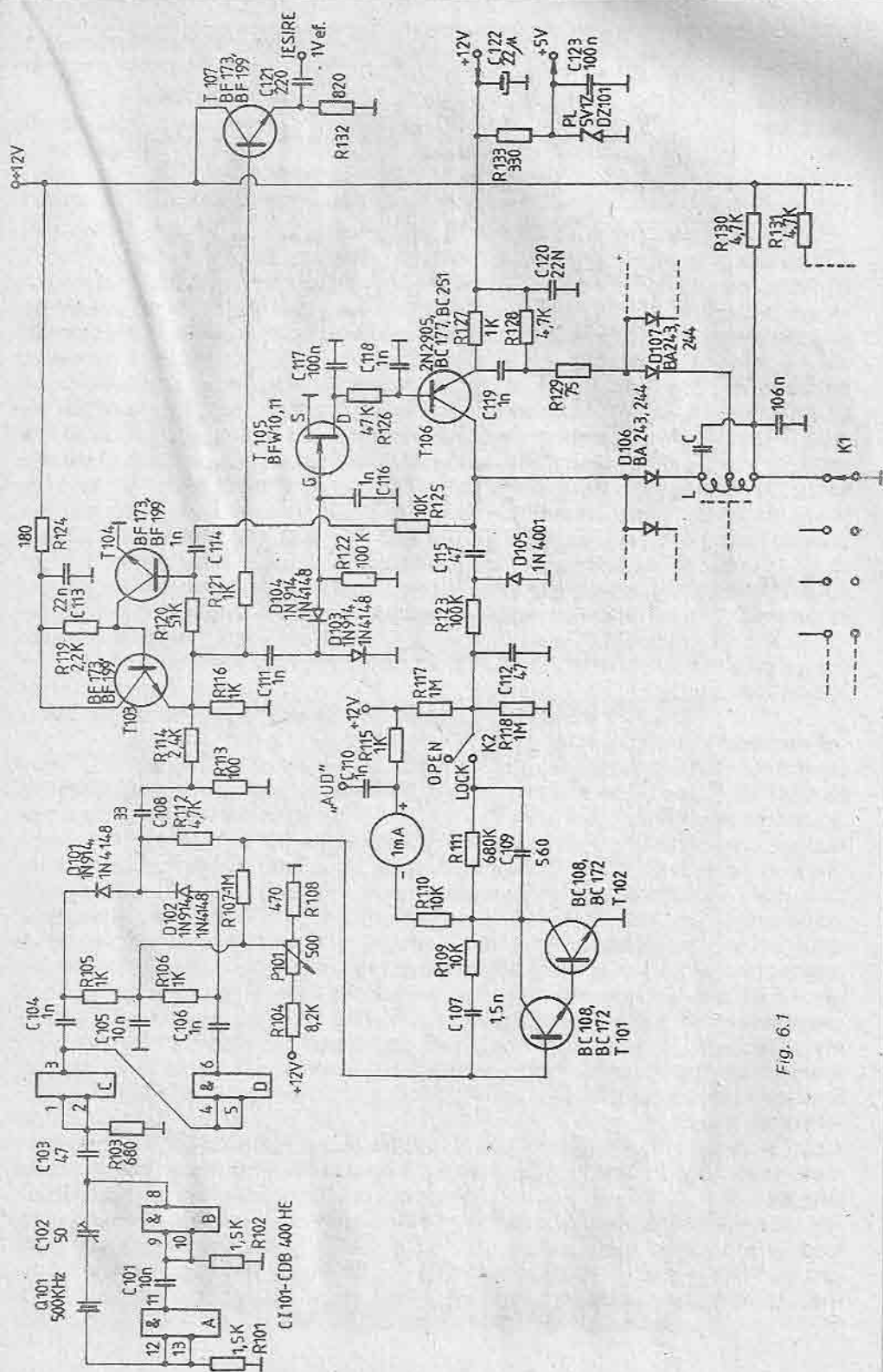


Fig. 6.1

Comutatorul $K1$ comandă grupul de diode $D5-D6$ care, deschizându-se, conectează în circuit grupul LC corespunzător poziției respective. Comanda în tensiune a OCT-ului se face cu ajutorul diodei $D8$, a cărei capacitate de joncțiune este legată la circuitul oscilant prin condensatorul de 47 pF ; capacitatea joncțiunii variază în funcție de tensiunea continuă de polarizare inversă a diodei, aplicată prin rezistența de $100\text{ k}\Omega$.

Tensiunea de RF generată de OCT este aplicată amplificatorului — separator echipat cu tranzistoarele $T1$ și $T2$, iar de la ieșirea acestuia (emitorul lui $T1$), semnalul este aplicat grupului de diode $D3-D4$, care-l detectează furnizând astfel o tensiune continuă egală cu amplitudinea acestuia și care se aplică porții tranzistorului cu efect de câmp $T4$, ce funcționează ca o rezistență variabilă comandată în tensiune. În acest fel se reglează curentul de bază al tranzistorului OCT, $T5$, în așa fel încât să se obțină o tensiune cu amplitudine constantă și cu distorsiuni mici pentru toate frecvențele pe care le poate debita. Diodele $D3-D4$ și tranzistorul $T5$ alcătuiesc o buclă de reglaj automat al nivelului (ALC) care fac ca la ieșirea sintetizorului să avem semnale de amplitudine constantă, cu o puritate spectrală foarte bună, fără de care nu putem avea o bună funcționare a etajului schimbător de frecvență din Rx sau Tx . De la ieșirea amplificatorului $T1-T2$, o poartă din semnal se aplică repetorului pe emitor realizat cu $T3$ și de la acesta la ieșirea sintetizorului. Tensiunea la ieșire este de circa 1 V_{ef} .

Tot de la ieșirea amplificatorului $T1-T2$, o parte din semnal se aplică (prin divizorul rezistiv $2,4\text{ k}/100\text{ }\Omega$), circuitului de eșantionare $D1-D2$. Acest circuit funcționează în felul următor:

— diodele $D1$ și $D2$ sînt în mod normal închise, fiind polarizate invers. Cînd la ieșirea porților C și D ale circuitului integrat apare un impuls de eșantionare, diodele se deschid un timp foarte scurt, egal cu lățimea impulsului de eșantionare (circa 10 ns). În timp ce diodele sînt deschise, condensatorul de 10 nF se încarcă pînă la valoarea instantanee a tensiunii sinusoidale provenind de la amplificatorul $T1-T2$. Folosind un nou impuls de eșantionare, diodele se redeschid și condensatorul se încarcă la tensiunea pe care o are sinusoida în momentul acestei noi eșantionări. Acest proces este ilustrat prin figura 6.3 a și b; pe graficul tensiunii sinusoidale U s-au marcat cu puncte momentele în care are loc eșantionarea. Graficul (6.3 b) reprezintă tensiunea de pe condensatorul de 10 nF ; se observă că tensiunea (6.3.c) variază numai în momentele de eșantionare, crescînd sau scăzînd în funcție de valoarea instantanee a tensiunii semnalului sinusoidal. Cu linie întreruptă s-a trasat componenta fundamentală a acestei tensiuni, rezultată din filtrarea frecvențelor înalte. Procesul figurat reprezintă situația în care frecvența OCT este apropiată de armonica a doua a frecvenței de eșantionare, procesul fiind similar și în cazul oricărei alte armonici. În figura 6.3.c este reprezentat cazul cînd frecvența OCT este egală exact cu armonica a doua a cuarțului. Se observă că valoarea instantanee a tensiunii sinusoidale în momentele de eșantionare este constantă, iar graficul 6.3.d indică tensiunea constantă la care se încarcă condensatorul de 10 nF . Orice variație a frecvenței OCT se traduce printr-o variație a tensiunii de pe acest condensator, numită tensiune de eroare.

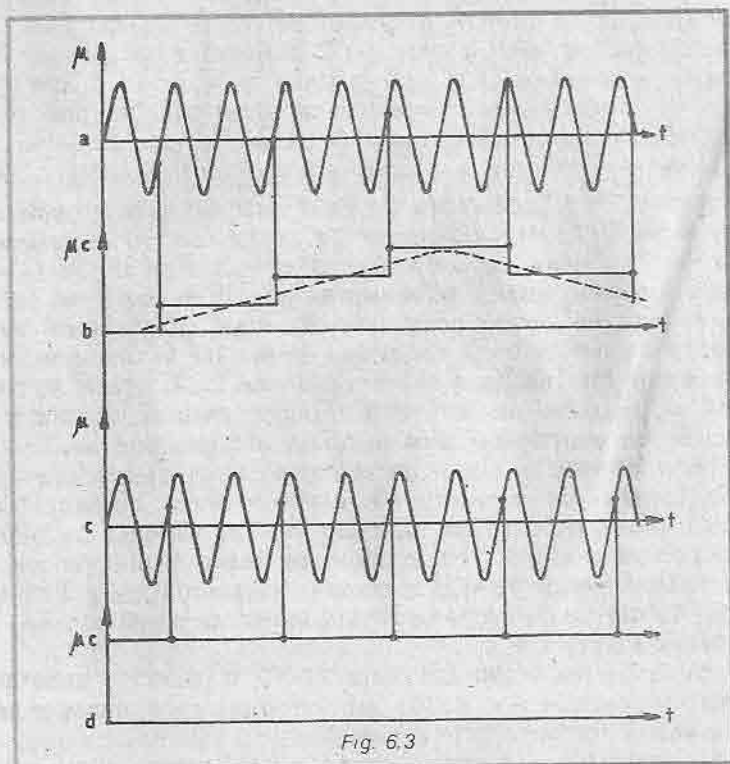


Fig. 6.3

Tensiunea de eroare se culege de pe rezistorul de $1\text{ M}\Omega$, pe care o transferă amplificatorului de curent continuu, realizat cu tranzistoarele T6-T7. De la ieșirea acestuia, tensiunea de eroare, amplificată și filtrată, se trece prin comutatorul K2 (închis) și rezistorul de $100\text{ k}\Omega$ la dioda D8, modificându-i capacitățile.

În situația de nesincronism, tensiunea alternativă de pe condensatorul de 10 nF este amplificată și aplicată diodei D8, producându-se o variație de frecvență a OCT în ritmul tensiunii de eroare. În momentul în care frecvența și faza OCT coincid cu frecvența și faza armonicii dorite, tensiunea de eroare devine continuă, iar frecvența OCT încetează de a mai varia, rămânând „blocată” în fază pe armonica respectivă. Dacă din cauza unor factori externi (temperatură, tensiune de alimentare etc.) frecvența OCT are o tendință de variație, apare o mică modificare a tensiunii de eroare, care aplicată diodei D8, compensează factorii perturbatori și deci frecvența OCT nu se schimbă.

Sintetizorul poate fi construit pe o singură placă de circuit imprimat și este bine a fi introdus într-o cutie metalică, pentru ecranare. Bobinele L au carcase cu miez reglabil și vor fi închise în ecrane. Rezistorii sînt cu peliculă de carbon, de $0,25\text{ W}$. Condensatoarele sînt ceramice (cu excepția celui electrolitic).

Reglajul îl începem prin ajustarea trimerului de 50 pF al oscilatorului cu cuarț, în așa fel încît frecvența să fie cît mai exactă. Se folosește un

frecvențmetru numeric sau un receptor de trafic („zero beat”, cu emisiuni de frecvențe standard pe 10 sau 15 MHz).

În continuare, se pune $K1$ pe poziția corespunzătoare frecvenței celei mai joase; la borna „A” se conectează o cască de mare impedanță; reglăm potențiometrul $P1$ pînă cînd în cască percepem un ton de bătaie și facem „zero beat” pe armonica dorită a cuarțului. În apropierea punctului de „zero beat”, acul instrumentului I va devia la stînga și la dreapta, urmărind tensiunea de eroare; este suficient să reglăm astfel încît acul să aibă oscilații. În continuare, se închide $K2$; în acest moment acul instrumentului se va opri arătînd o valoare aproximativ la mijlocul scalei. Mișcînd din miezul bobinei L , acul va trebui să devieze lin, urmărind mișcările miezului; aceasta înseamnă că OCT este sincronizat. Dacă acul are mișcări rapide și dezordonate, sau nu se mișcă deloc, atunci OCT nu este sincronizat și se reia reglajul. Miezul bobinei se reglează astfel încît la sincronism acul instrumentului să se situeze cam la mijlocul scalei.

Acest fel de a face reglajul îl repetăm pentru fiecare poziție a comutatorului $K1$, urmărind ordinea crescătoare a frecvențelor.

După terminarea tuturor pozițiilor se reface reglajul miezurilor bobinelor L , pornind de la frecvența cea mai scăzută, astfel încît, la sincronism, acul instrumentului I să indice aproximativ mijlocul scalei.

Acesta este reglajul final al sintetizorului.

Instrumentul I nu trebuie să fie de precizie, putîndu-se folosi foarte bine instrumente de magnetofone, avînd grijă să se conecteze în paralel o rezistență șunt corespunzătoare, încît să avem un curent, pentru deviație maximă, de 1 mA.

Tabelul 6.1 Tabel de bobine

Bobina	Diametru sîrmă [mm]	Diametru carcasa [mm]	Tip carcasa	Nr. spire	Priza	Observații
	0,3	5	cu miez ferita	23	7	banda de 3,5
	0,3	5	— „ —	20	7	banda de 7
	0,3	5	— „ —	12	4	banda de 14
	0,3	5	— „ —	24	8	banda de 21
	0,3	5	— „ —	17	6	banda de 28
	0,3	5	— „ —	16	5	banda de 28,5

7. SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ INDIRECT

Sintetizoarele indirecte la frecvență, ca cel ce îl prezentăm în continuare, utilizează principiul de „feedback”, folosind circuite cu calare de fază (PLL). Figura 7.1 cuprinde schema bloc a unui astfel de oscilator.

Frecvența oscilatorului comandat în tensiune (VCO) este divizată și introdusă în comparatorul de fază împreună cu frecvența de referință. Tensiunea de la ieșirea comparatorului de fază este proporțională cu diferența de fază a celor două frecvențe și trecută printr-un filtru de banda după care se aplică VCO-ului.

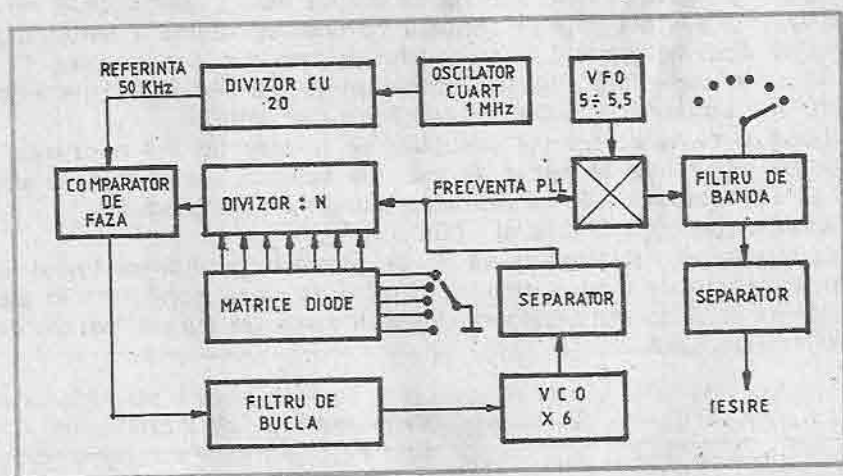


Fig. 7.1

În cazul în care frecvența VCO-ului are aceeași fază și frecvență cu frecvența de referință, tensiunea de la ieșirea comparatorului de fază (U_{comp}) este constantă, neinfluențând oscilatorul comandat. În cazul unei instabilități de frecvență, deci implicit și de fază a VCO-ului, comparatorul de fază sesizează eroarea, modificând tensiunea de comandă a oscilatorului în sensul revenirii acestuia la fază, respectiv frecvența inițială. Pentru înțelegerea modului de lucru al unui comparator de fază prezentăm schema simplificată (fig. 7.2) a acestuia, folosind un circuit de eșantionare și memorare (sample and hold).

Tensiunea de referință, e_{ref} (+), poate fi citită ca un semnal în formă de dinte de ferăstrău cu perioada T_{ref} . Semnalul de eșantionare, e_s (+), este un teren de impulsuri generat de procesul de divizare a frecvenței oscilatorului comandat în tensiune. T_s este timpul de recepție, iar T_W reprezintă lățimea impulsurilor provenite de la divizorul VCO-ului. C_{mem} este capacitatea de memorare, iar rezistența de pierderi este reprezentată de R_C .

Cînd bucla este în sincronism, $T_{ref} = T_s = 1/f_0$.

Considerăm că înainte de ± 6 , C_{mem} este descărcat la valoarea 1. Cînd comutatorul K este închis de către impulsurile de eşantionare, C_{mem} se încarcă la valoarea E_2 . Cît timp comutatorul este deschis, de la t_1 la t_2 , C_{mem} se descarcă pe R_c și respectiv pe R_e înapoi la valoarea E_1 , ciclurile de încărcare-descărcare repetîndu-se. Variația tensiunii pe rezistența de sarcină V este dată de relația:

$$V = (E_s - E_1)/2$$

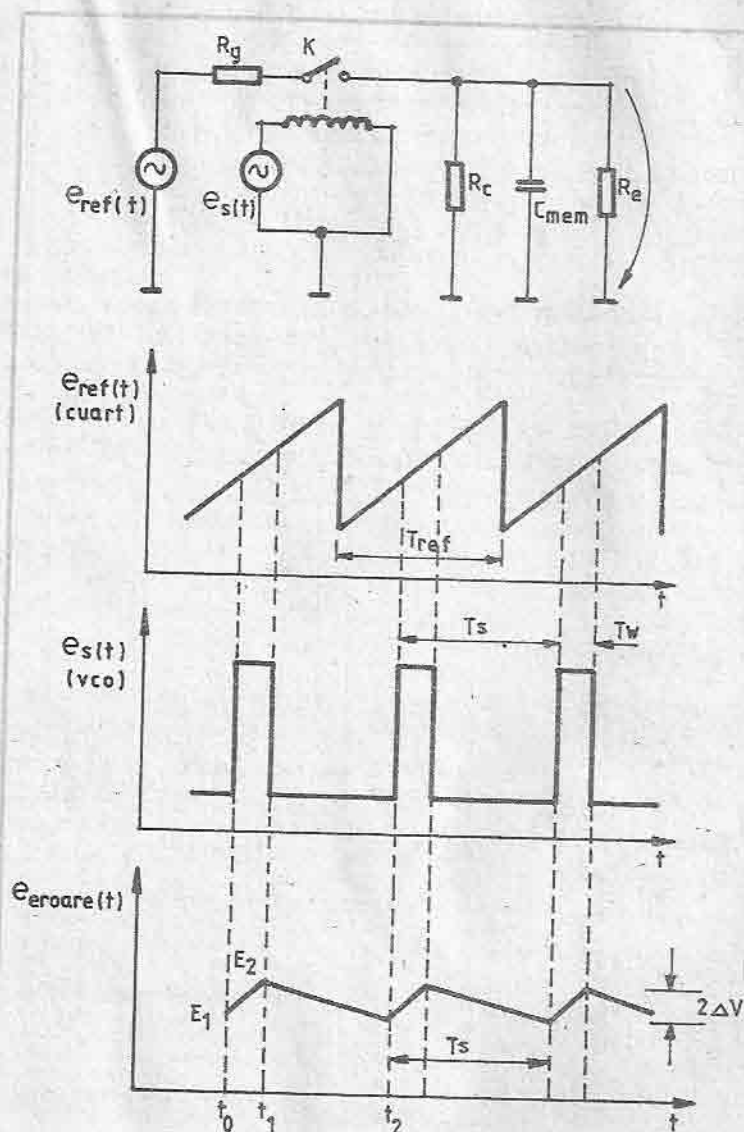
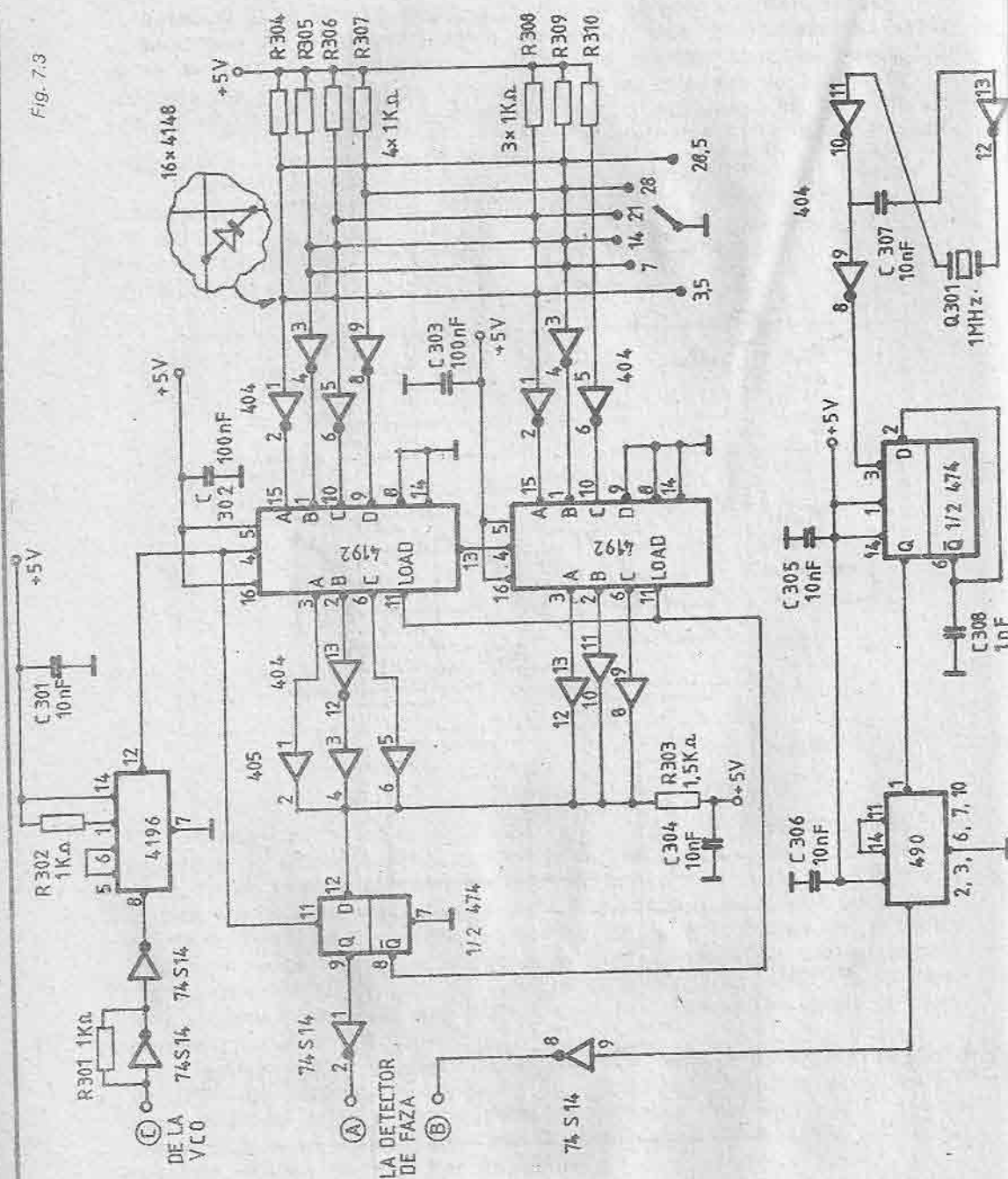


Fig. 7.2

Fig. 7.3



Această variantă de sintetizare este constituită din două blocuri distincte: 1. circuit cu calare pe fază (PLL); 2. oscilator variabil (VFO) cu ajutorul căruia, prin heterodinare cu frecvența PLL-ului, obținem semnalul cu frecvența variabilă dorită.

Practic, sintetizorul livrează frecvențele necesare pentru un transiver în benzile de unde scurte folosite de radioamatori, având prima frecvență intermediară pe 9 MHz.

Operînd unele modificări ale montajului se poate schimba numărul de benzi, cît și frecvențele de ieșire în vederea obținerii unei alte frecvențe intermediare.

Descrierea schemei electrice (fig. 7.3). Oscilatorul cu cuarț are o frecvență de lucru de 1 MHz, divizată de două ori pentru a obține semnalul de referință (50 kHz) pentru comparatorul de fază.

Porțile circuitului integrat CDB404 sînt montate ca oscilator, iar mai departe urmează o divizare cu 2 obținută cu un circuit bistabil de tip D dintr-un CI — CDB474. Semnalul de 500 kHz obținut este introdus într-un numărator decadic (CDB490), avînd în final 50 kHz frecvență necesară pentru referință.

Divizorul programabil este constituit din două numărătoare reversibile (CDB4192), o matrice de diode și codificatorul de date al numărătoarelor prin care se selectează raportul de divizare al programatorului; datele de ieșire ale numărătoarelor programabile sînt trecute prin cîte o poartă inversoare cu colectorul în gol (CDB405) și apoi divizate cu un circuit bistabil (CDB474). Ieșirea adevărată Q a bistabilului de tip D alimentează una din intrările comparatorului de fază, iar cea negată $\bar{Q}$ furnizează impulsurile de încărcare a numărătoarelor reversibile.

Comparatorul de fază este realizat cu circuitul 4046, care are următoarea componență: oscilator comandat în tensiune, două comparatoare de fază cu intrări comune și o diodă Zener de 5,2 V cu anodul conectat la masa circuitului și catodul disponibil în exterior (terminalul 15).

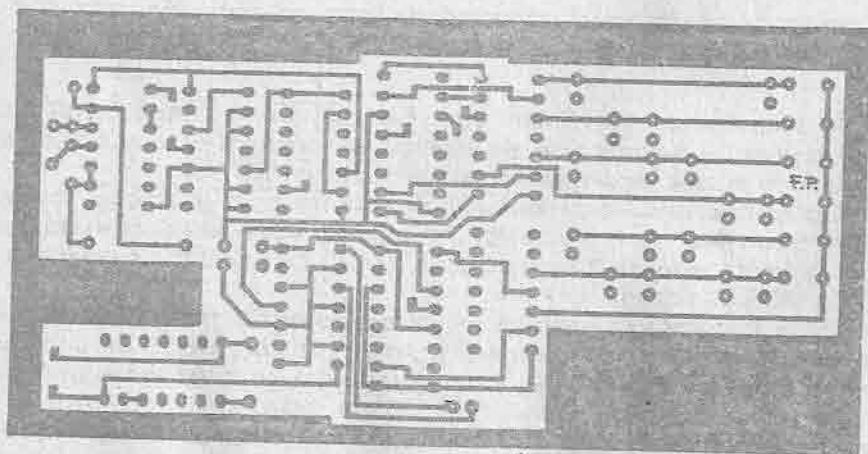


Fig. 7.4a

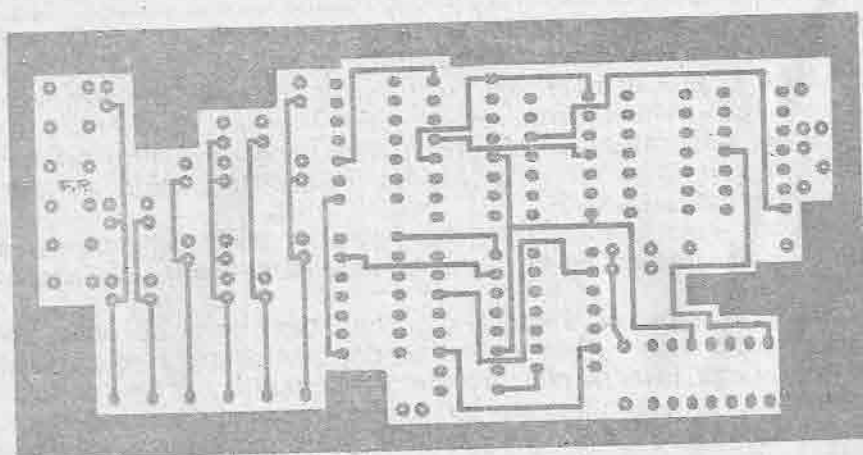


Fig. 7.4b

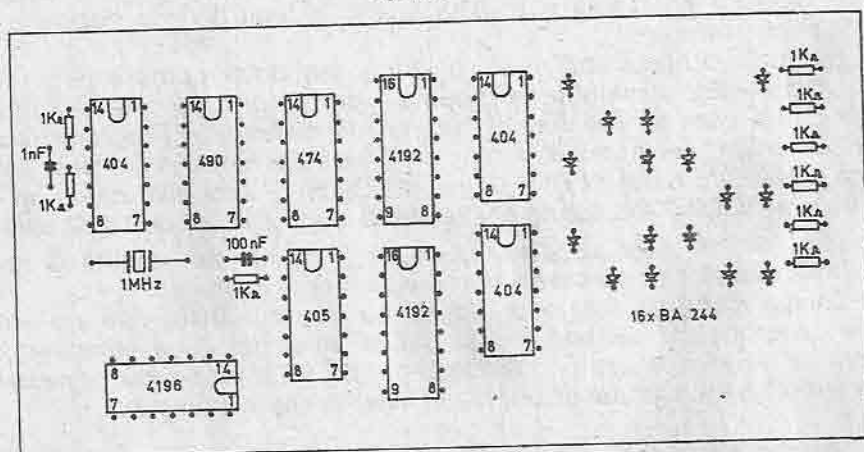


Fig. 7.4c

În schemă noastră folosim din acest CI numai comparatorul numărul II, ieșirea lui nedepinzând de factorul de umplere a semnalelor de pe intrări, ci de poziția relativă a fronturilor pozitive (fig. 7.5).

Comparatorul de fază numărul II conține patru bistabile, logică de control și un etaj de ieșire „tri-state”. Ieșirea este „trasă” la masă sau la V_{DD} după cum este deschis tranzistorul MOS cu canalul n respectiv tranzistorul MOS cu canalul p .

Dacă frecvența semnalului de intrare este mai mare decât frecvența semnalului de la intrarea comparatorului, tranzistorul MOS cu canal p de la ieșire este menținut deschis o mare parte din timp, iar în restul timpului ambele tranzistoare (cu canal n sau p) de ieșire sînt blocate (tri-state). Dacă frecvența semnalului de intrare este mai mică decât frecvența semnalului de la intrarea comparatorului, tranzistorul MOS cu canal n de la ieșire va fi deschis o mare parte din timp. Dacă semnalele au aceeași

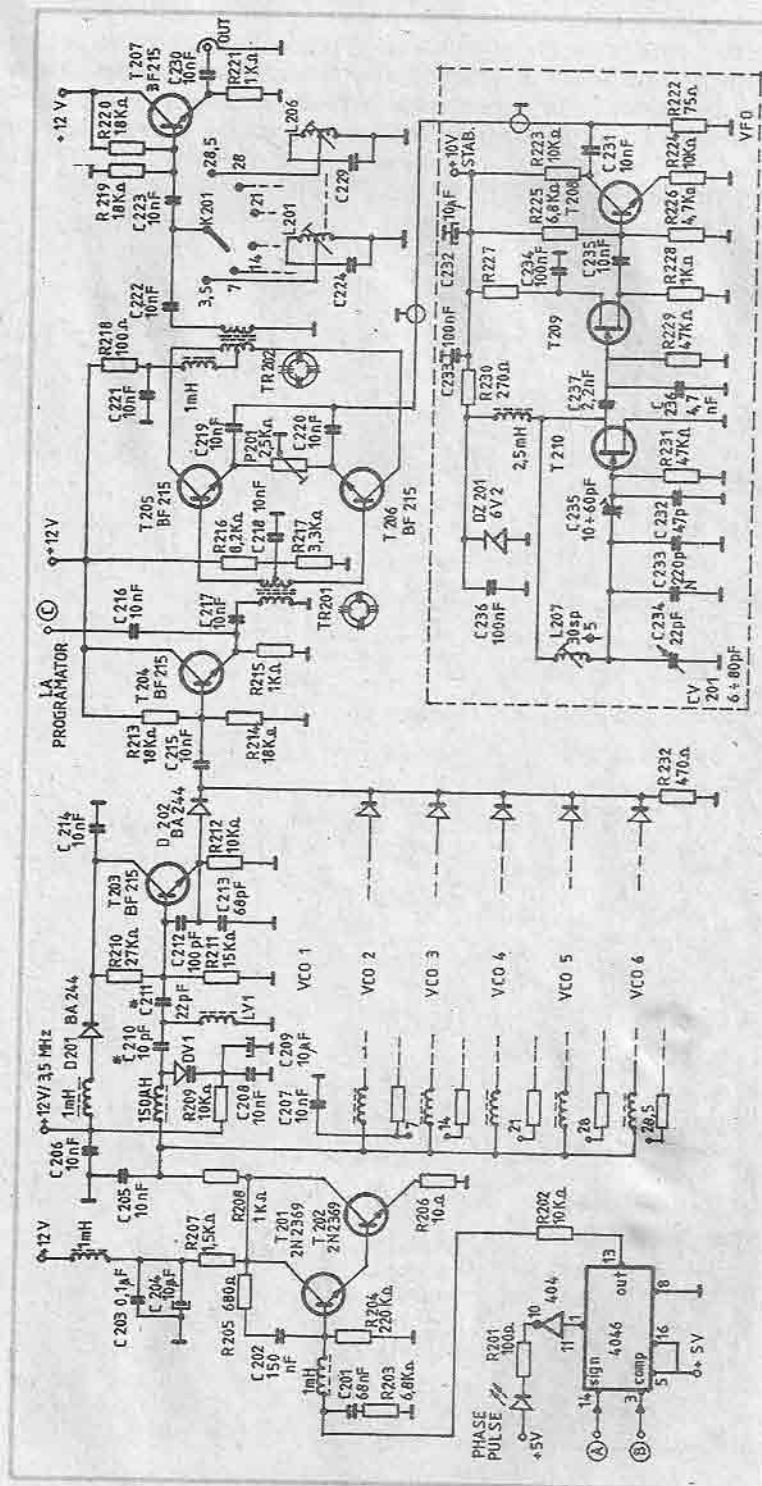


Fig. 7.5

frecvență, dar faze diferite (semnalul înainte a comparatorului), tranzistorul MOS cu canal n va fi deschis atît timp cît semnalele sînt 1 logic. Tranzistorul cu canal p de la ieșire va fi deschis cît timp semnalele sînt în 0 logic. Semnalul de la ieșirea IMPULSURI DE FAZĂ (terminalul 1) va fi la

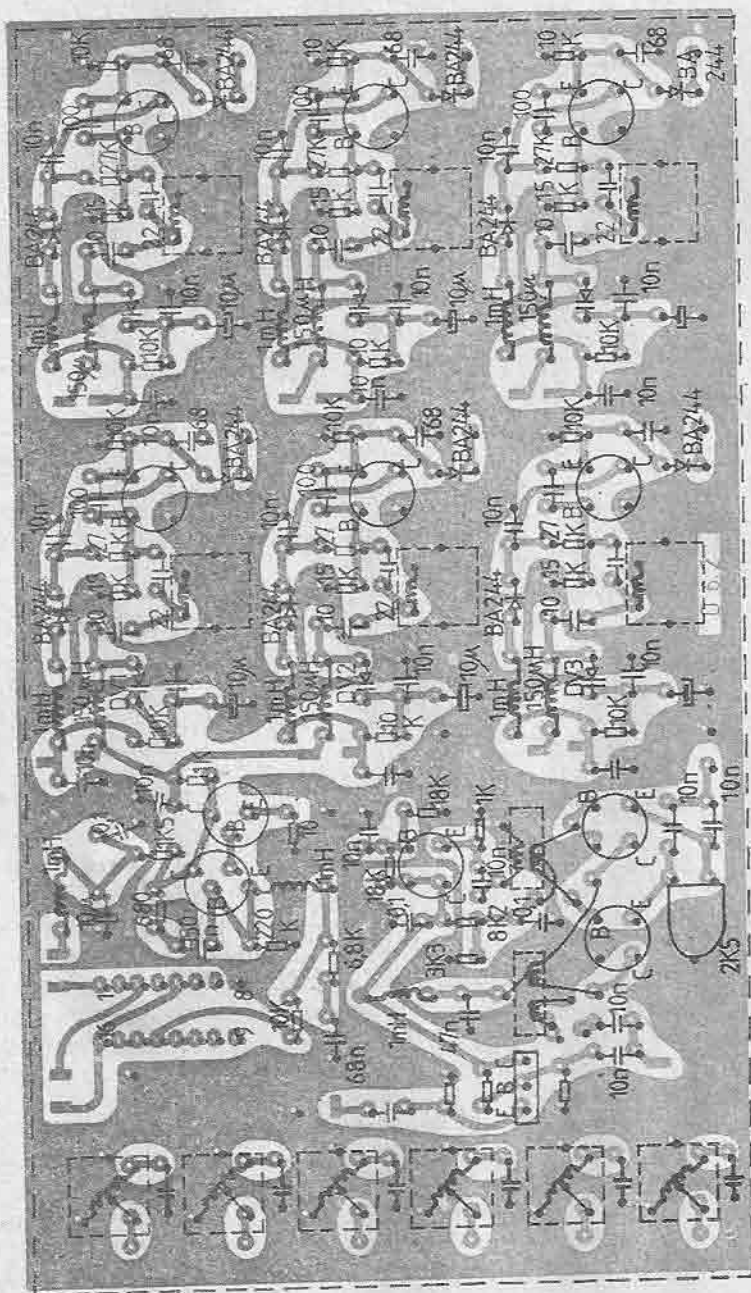


Fig. 7.6a

nivel 1 logic și poate fi utilizat ca indicator al condiției de calare. Filtrul „trece-jos” al buclei, respectiv amplificatorul de eroare, sînt realizate cu două tranzistoare în montaj Darlington, care conferă amplificare mare și o impedanță de intrare ridicată, neinfluențînd calitățile filtrului de buclă.

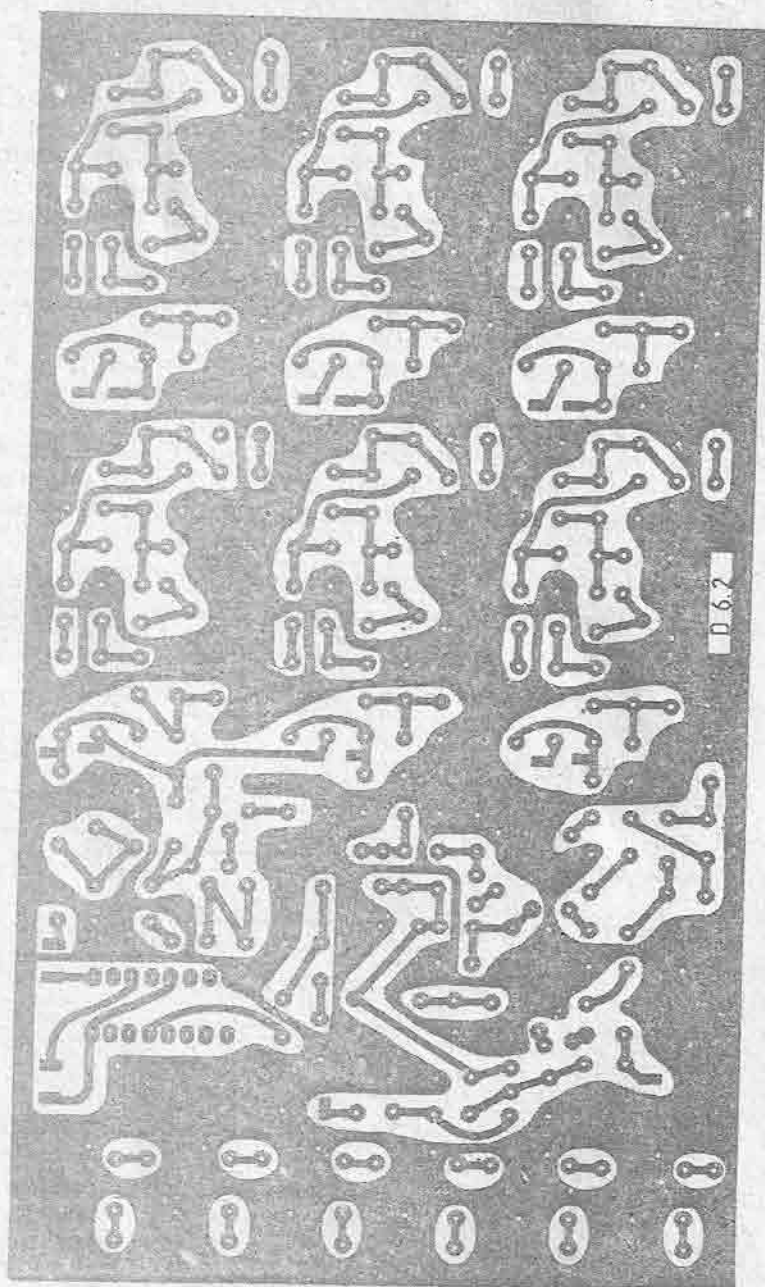


Fig. 7.6b

Amplificatorul buclei este montat după filtrul „trece-jos” pentru a nu amplifica semnalele nedorite existente la ieșirea comparatorului de fază.

Calitățile acestui amplificator pot asigura într-o măsură însemnată performanțele PLL-ului. Prin urmare, tensiunea continuă de la ieșirea sa trebuie să fie cât mai „curată” și să urmărească pe cât posibil mai fidel semnalul de intrare, astfel încât timpul de răspuns VCO-ului să fie insesizabil de către operator.

Oscilatoarele comandate în tensiune sînt de tip Colpitts, cu emitorul la masă și comutate prin tensiunea proprie de alimentare, iar ieșirile separate prin diodele de comutație. Diodele varicap trebuie alese ca să acopere întreaga bandă de captură (500 kHz). Oscilatorului îi urmează un separator (T204) care face adaptarea de impedanță cu etajul următor; tot de pe un separator este cules și semnalul pentru divizorul programabil. Formarea TTL se face cu porțile inversoare TRIGGER-SCHMIT existente într-un circuit de tipul SN74S14. Mai departe urmează o divizare cu 10, pe care o face numărătorul SN74196 sau CDB4192.

Mixerul de ieșire cuprinde două tranzistoare de tip BF215. În acest etaj se amestecă semnalul de la VCO cu cel al oscilatorului variabil, obținându-se în final, frecvența dorită.

Oscilatorul variabil este de tip VACKAR — TESLA și lucrează în gama 5—5,5 MHz, la o tensiune de ieșire de 0,5 V_W, cu o bună stabilitate de frecvență (alunecarea de frecvență este de 50 Hz după 15 minute de la pornire).

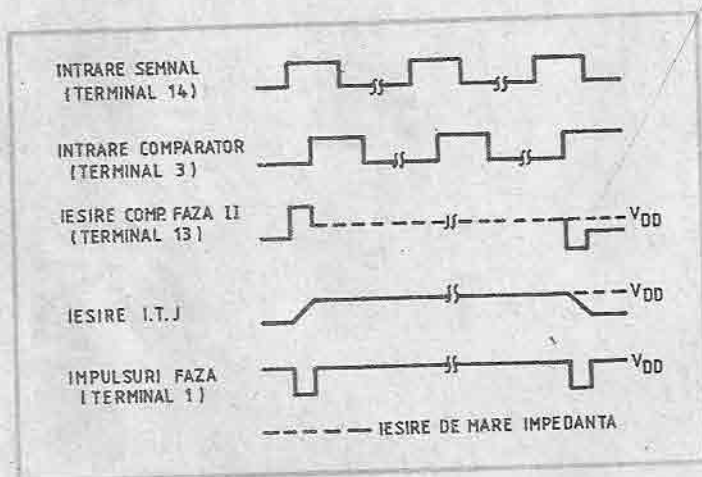


Fig. 7.7

În continuare, câteva recomandări practice pentru realizarea montajului:

1. Se vor lua măsuri pentru reducerea tuturor semnalelor externe. Orice semnal a cărui frecvență cade în afara benzii circuitului poate fi translat în bandă printr-o conversie ce poate avea loc în amplificatoare, mixere, divizoare sau oscilatoare;

2. dacă circuitele ce lucrează la frecvențe diferite sînt alimentate de la aceeași sursă de curent continuu, se vor monta filtre pe intrarea fiecărei ramuri de alimentare;
 3. compararea de fază se va face cu o frecvență de peste 3 kHz (preferabil peste 10 kHz);
 4. se va acorda o atenție deosebită amplasării transformatoarelor de alimentare, pentru a evita transferul paraziților de rețea în etajele sintetizorului;
 5. **Atenție!** Un conductor pe un circuit imprimat sau un fir ce transportă radiofrecvență este o antenă ce poate transmite sau recepționa; aceste conductoare vor fi în consecință cît mai scurte;
 6. pentru a preveni apariția „curenților vagabonzi” în ecrane, nu montați pe aceste componente ce transportă radiofrecvență.
- Tabelul 7.1 indică frecvențele de lucru ale oscilatorului și ordinele de divizare.

Tabelul 7.1

Banda [MHz]	Frecvența PLL [MHz]	Divizare N
1,8	16	32
3,5	7,5	15
7	11	22
14	18	36
21	7	14
28	14	28
28,5	14,5	29

Tabelul 7.2 Tabel de bobine

Nr. bobinei	Diametru sîrmă [mm]	Diametru carcasa [mm]	Tipul carcasa	Nr. spire	Priza la spira	Observații
LV1	0,3	5	cu miez ferita	23		
LV2	0,3	5	—	20		
LV3	0,3	5	—	12		
LV4	0,3	5	—	24		
LV5	0,3	5	—	17		
LV6	0,3	5	—	16		
TR201	0,3		tor ferita	3x10		Se înseriază corespunzător
TR202	0,3		—	3x10		—
L201	0,3	5	cu miez ferita	20	7	
L202	0,3	5	—	16	5	
L203	0,3	5	—	8	3	
L204	0,3	5	—	20	7	
L205	0,3	5	—	12	4	
L206	0,3	5	—	12	4	
L207	0,3	5	ceramica cu miez ferita	30		

8. SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ PENTRU BANDA DE 2 m. (PLL 133,3-135,3 MHz)

Stabilitatea frecvenței este o condiție obligatorie și principală cerută astăzi în traficul de radioamator în benzile de unde ultracurte și o cale spre împlinirea acestui deziderat este utilizarea unui oscilator de tip PLL.

Montajul prezentat în paginile următoare cuprinde trei blocuri distincte: blocul 100, care are în componența sa oscilatorul cu cuarț (T101), un etaj multiplicator (T102), mixerul (T103), oscilatorul comandat în tensiune (T104) și un etaj amplificator (T105). Blocul 200 cuprinde: formatoarele de intrare în comparatorul de fază (01, 0,2, 04) și comparatorul de fază (circuitul integrat MMC 4013, poarta 03 din CI MMC 4001 și diodele D201, D202).

Oscilatorul cu frecvență variabilă constituie blocul 300, cu următoarea componență: oscilatorul de tip ECO (T301), un etaj amplificator (T302), un etaj separator (T303), sistemele de acord fin și RIT.

Schema electrică. Cristalul de cuarț Q101 trebuie să aibă o frecvență de oscilație astfel încât, prin multiplicare, să găsim în colectorul lui T102 frecvența de 132,3 MHz. Acest semnal se aplică pe poarta 2 a lui T103. În poarta 1 se aplică semnalul provenit de la VCO (T104). Variația frecvenței VCO-ului este asigurată de dioda cu capacitate variabilă D101.

Trecerea semnalului spre emisie sau recepție se face prin diodele de comutare D103 și D102.

Alegerea unui montaj de tip ECO pentru oscilatorul cu frecvență variabilă este impusă de necesitatea obținerii unei amplitudini constante pe un ecart de frecvență de 2 MHz. Priza bobinei L301 va fi determinată astfel ca la ieșirea etajului oscilator să rezultate o undă sinusoidală; în același scop vom proceda și cu rezistorul R312. Prin alegerea condensatoarelor C306 și C308 se obține acoperirea necesară. Reglajul fin al frecvenței se face cu P301, care aplică o tensiune variabilă diodei D301. Sistemul de RIT are în componența sa dioda D302, comandată de P302 prin diodele D306, D307, D308 și D309. Stabilizarea tensiunii de RIT o avem prin D305. Din tranzistorul separator T303 semnalul trece la comparatorul de fază prin poarta 04 a lui MMC4001. Tensiunea de ieșire a comparatorului de fază merge la intrarea VCO-ului în punctul CCcomp., prin intermediul unui lanț de filtrație format din: R114, C115, R115, R132, C116 și R116 și de aici la dioda varicap D101. Oscilatorul comandat în tensiune are ca element activ T104 și este în montaj Colpitts. Reacția se face între colector și emitor prin C120 și respectiv C121.

Pentru obținerea unei unde cât mai „curate”, baza lui T104 va fi slab decuplată (C125). Cuplajul cu etajul amplificator se face prin C124; prin alegerea lui R121 se obține la ieșirea etajului amplificator (T105) un semnal sinusoidal.

La ieșirea VCO-lui, prin L106 sînt conectate diodele D103 și D104, care îndreaptă semnalul spre mixerele de recepție și respectiv emisie.

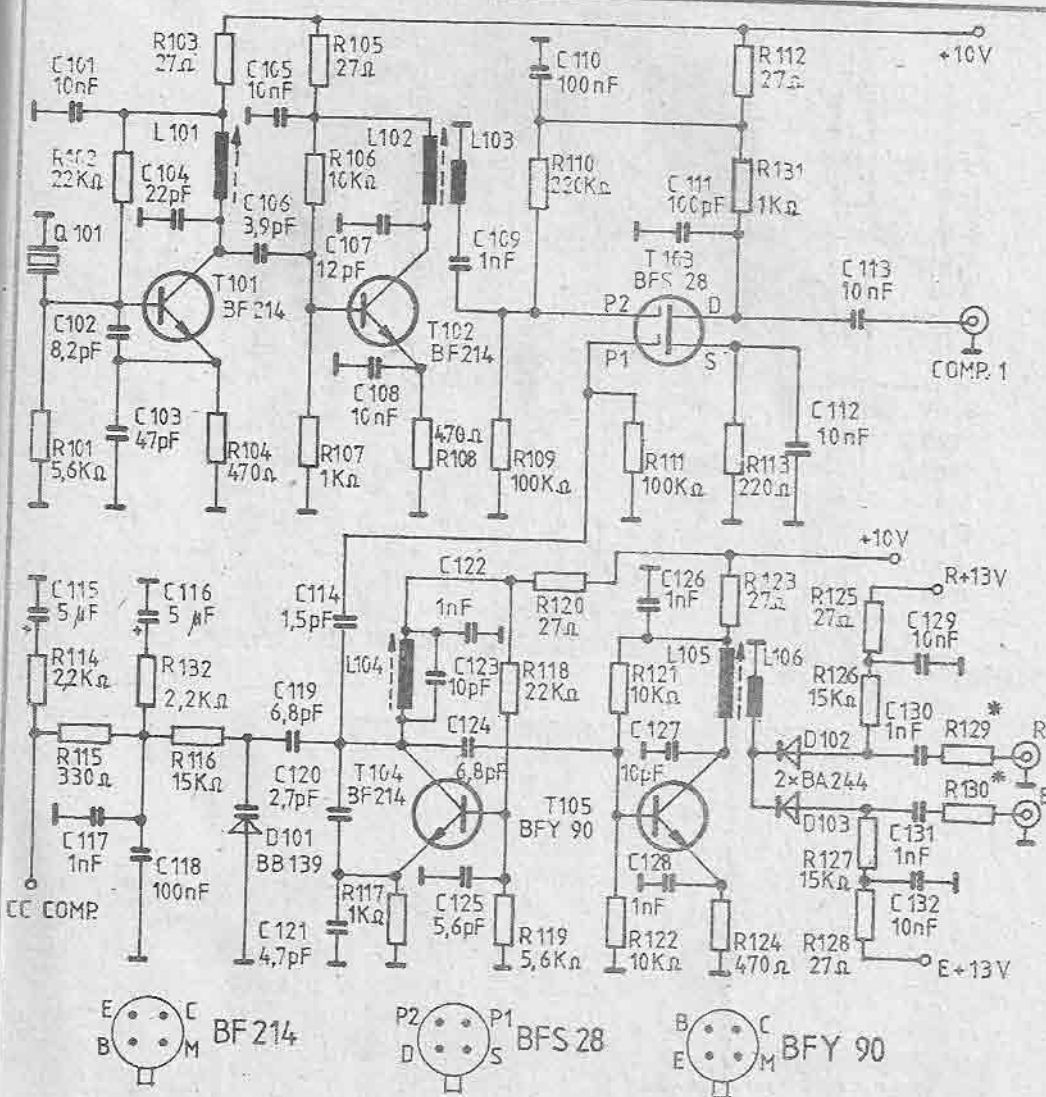


Fig. 8.1

Semnalul de pe drena tranzistorului T103 este îndreptat spre comparatorul de fază printr-un circuit de formare compus din două porți, din CI 4001 — 01 și 02. Având în vedere nivelul sensibil mai mare al semnalului de la oscilatorul cu frecvență variabilă, în calea lui s-a montat un singur etaj formator (04). Comparatorul de fază are în componența sa circuitul integrat MMC4013, o poartă din MMC401 și diodele D201 și D202.

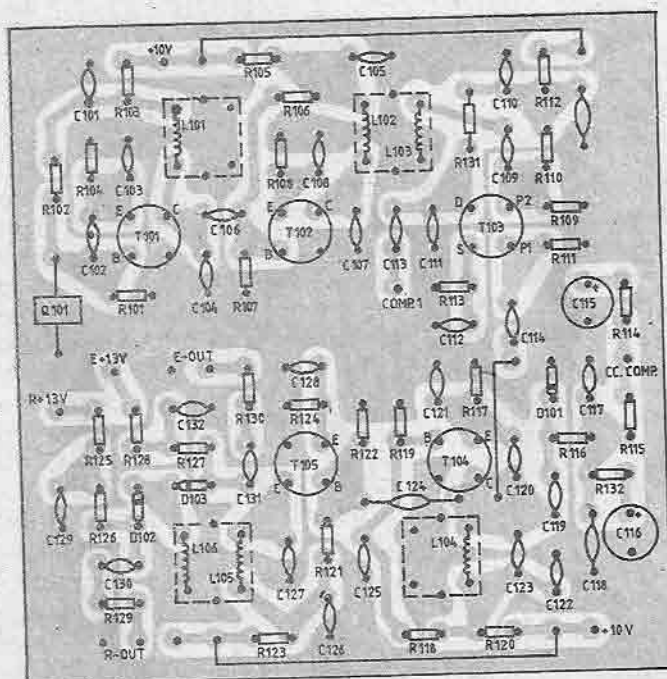


Fig. 8.2a

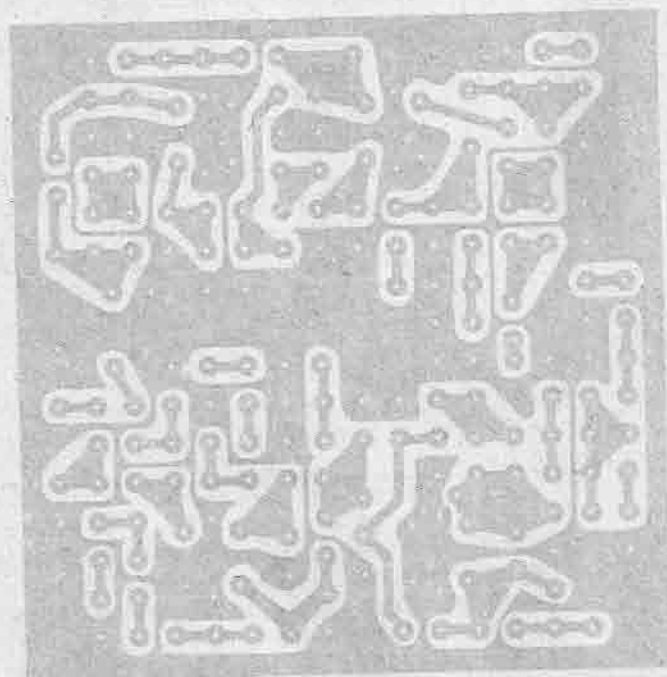


Fig. 8.2b

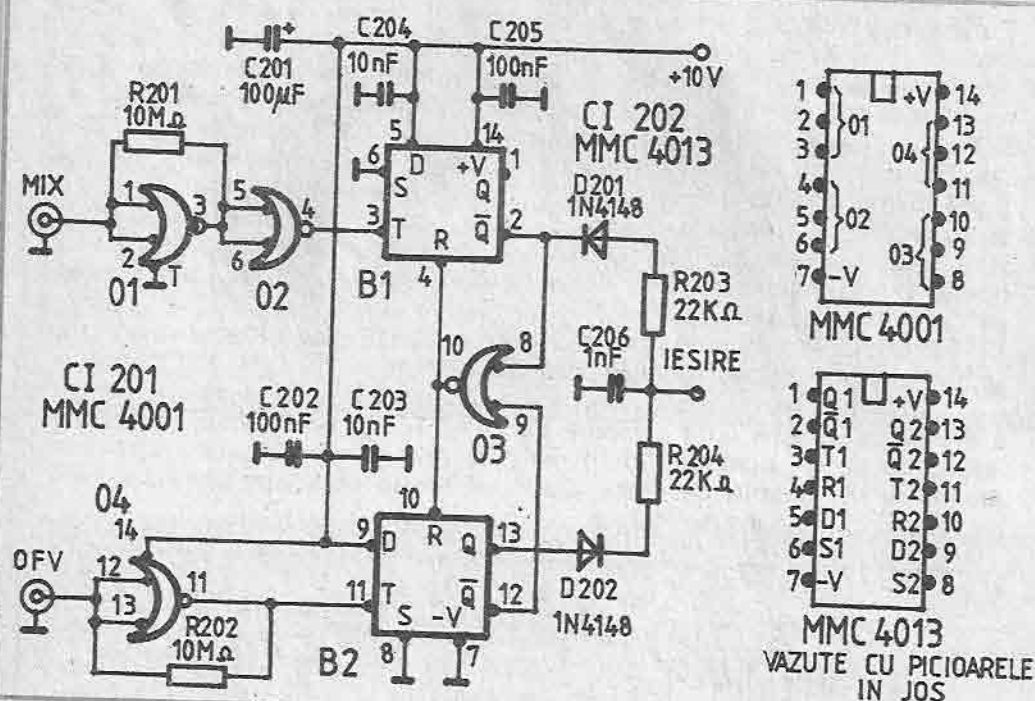


Fig. 8.3

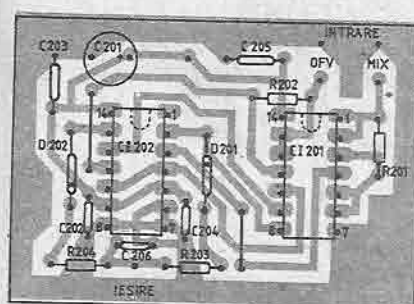


Fig. 8.4a

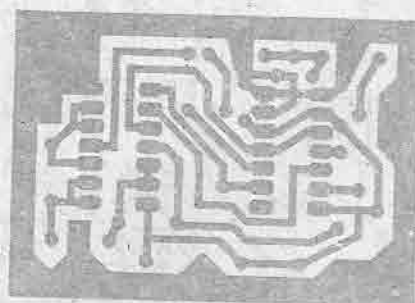


Fig. 8.4b

Construcție și reglaje. Începem cu montarea pieselor pe placa 300. După verificarea tensiunilor în curent continuu se trece la reglajul valorii frecvenței (C306 și C307). Reglajul formei de undă se face cu ajutorul unui osciloscop (0—10 MHz), acționând următoarele componente: priza lui L301, R312 eventual R314. Eficiența reglajului fin al frecvenței și al RIT-ului o obținem prin modificarea valorii lui C303 și respectiv C304. Oscilatorul cu frecvență variabilă se va monta într-o cutie metalică, capătuită cu un material termoizolant; în montajul realizat s-a folosit o placă de plută. Reglajul oscilatorului cu cuarț se face ajustând valoarea lui R102 pînă cînd obținem un semnal maxim în colectorul lui T101 pe armonica dorită. O amplitudine maximă a semnalului în colectorul lui T102 o realizăm prin reglarea lui R107.

Pentru a atinge nivelul de mixare pe poarta 2 a lui T103 se va acționa asupra gradului de cuplaj dintre L102 și L103.

Toate blocurile componente vor fi montate în cutii metalice, pentru a împiedica radiația unor semnale parazite. Tot în acest scop, intrările și ieșirile de curent continuu vor fi realizate prin condensatoare de trecere. *Atenție la conexiunile de masă!* Cuplarea lor se va tatona pentru a avea un semnal curat la ieșirea PLL-ului.

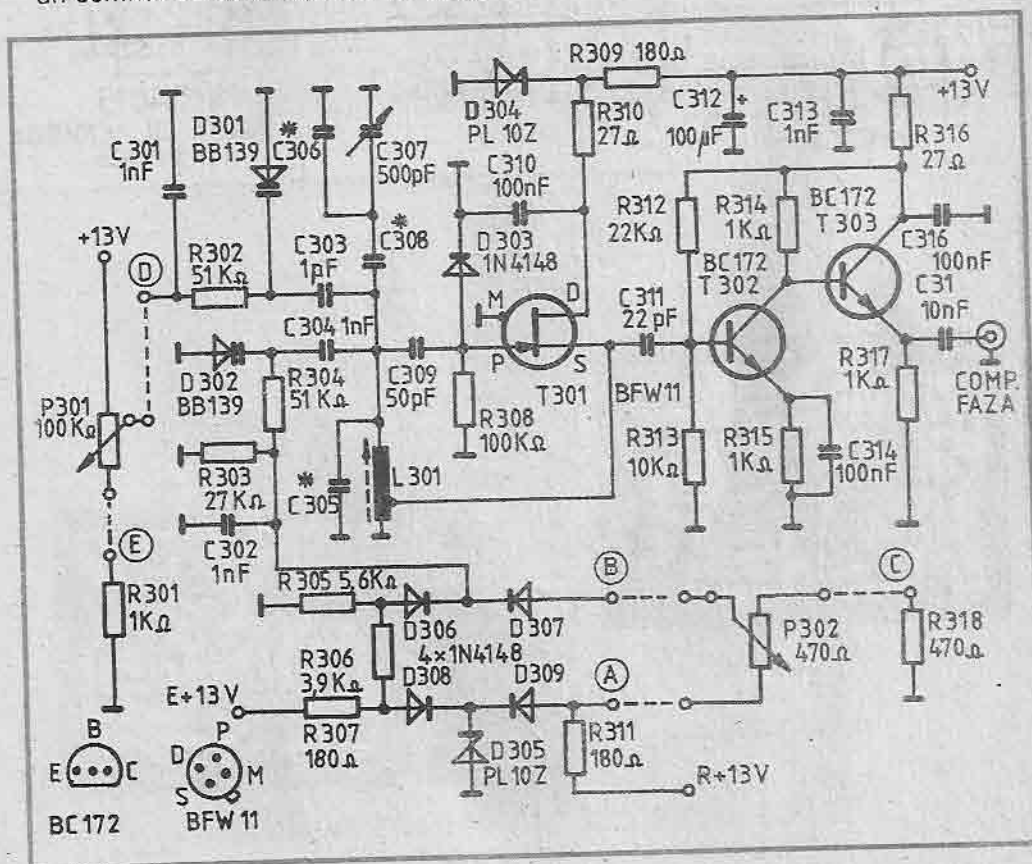


Fig. 8.5

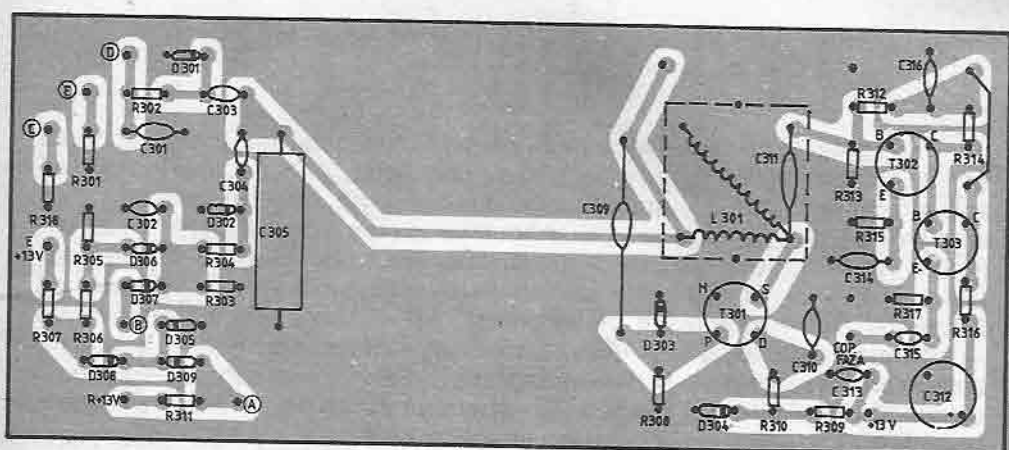


Fig. 8.6a

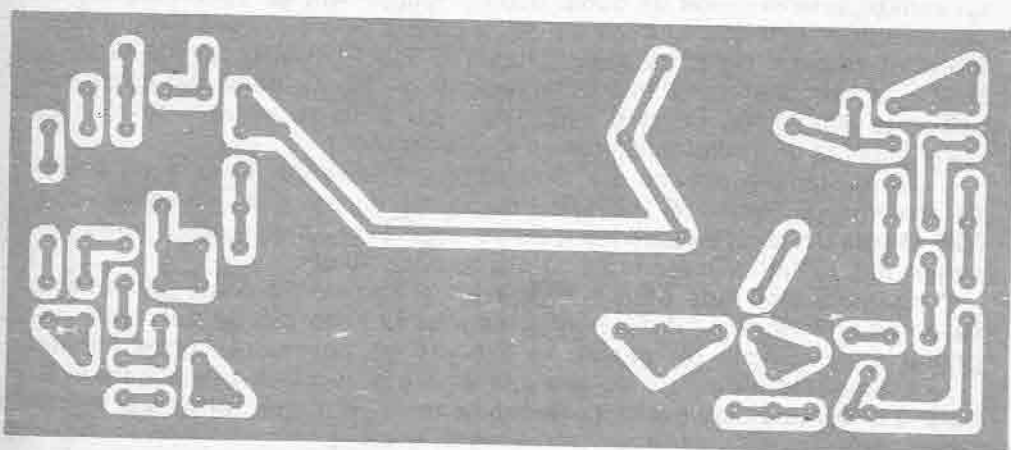


Fig. 8.6b

9. TRANSIVER PENTRU BANDA DE 144—146 kHz

În notațiile din schemele bloc, de principiu, precum și în descrierea aparatului am folosit o serie de prescurtări astfel: AAF — amplificator de audiofrecvență; AFI — amplificator de frecvență intermediară; A_{mic} — amplificator de microfon; AM — modulație de amplitudine; ARF — amplificator de radiofrecvență; BFO — oscilator de bătaie; BLU — bandă laterală unică; FA — amplificator de radiofrecvență (emisie); FD — dublul de frecvență; FM — modulație de frecvență; KE — comutator de emisie; KR — comutator de recepție; PA — amplificator de putere; RIT — acord independent la recepție; TLG — telegrafie; VFO — oscilator cu frecvență variabilă; XF — filtru cu cuarț; XO — oscilator cu cristal; +13 E — la emisie se aplică 13 V; +13 R — la recepție se aplică 13 V.

Performanțele tehnice ale receptorului. Sensibilitate mai bună de $0,5 \mu V$, pentru un raport semnal-zgomot de 20 dB, stabilitatea oscilatorului variabil este deosebit de bună, după o funcționare de 15 minute alune-carea frecvenței fiind mai mică de 30 Hz pe oră, la o variație a temperaturii mediului ambiant de $\pm 5^\circ C$; selectivitatea în FM — 10 kHz, în AM, TLG și BLU — 4 kHz; atenuarea frecvenței imagine — 80 dB; domeniul de audiofrecvență 300—3 000 Hz la o descreștere cu 6 dB pe octavă; puterea de ieșire maximă de audiofrecvență la 1 kHz = 300 mW.

Performanțele tehnice ale emițătorului. Putere de ieșire 4 W; deviația maximă a frecvenței ± 3 kHz, curba de răspuns în audiofrecvență 300—3 000 Hz, la o creștere de 6 dB pe octavă, produsele nedorite de mixer și alte radiații sînt atenuate cu mai mult de 40 dB.

Schema bloc este dată în figura 9.1 și conține 11 plăci, număr egal cu acela al schemelor de principiu. Legăturile între plăcile de cablaj imprimat și comenzile de panou se execută cu conexiuni convenționale.

Comutările modurilor de lucru la emisie și recepție sînt arătate în figura 9.2; comutatoarele sînt cu autoblocare — din cele folosite la radio-receptoare.

Descrierea schemei de principiu. Blocul 100 are următoarele etaje: oscilatorul de cuarț, multiplicatorul de frecvență, mixerul echilibrat și amplificatoarele de frecvență.

Oscilatorul cu cuarț de tip Overtone cuprinde un tranzistor T101 în colectorul căruia se află circuitul (L101, C102), acordat pe armonica a treia a cuarțului Q101. Mai departe, semnalul generat trece prin filtrul „trece bandă” (L102, C105), apoi prin C106 aplică pe baza lui T102 (care funcționează ca multiplicator de frecvență (triplor). Circuitul L103, C107, este acordat pe frecvență de 122 MHz. Prin intermediul lui L104 semnalul se aplică defazat pe bazele tranzistoarelor T103, T104, montate ca mixer echilibrat. Semnalul provenit de la cele două VFO-uri, I sau II, prin releul RL101, se aplică pe bazele tranzistoarelor T103 și T104, R112 reglează nivelul aplicat mixerului. Circuitul de sarcină a mixerului este format

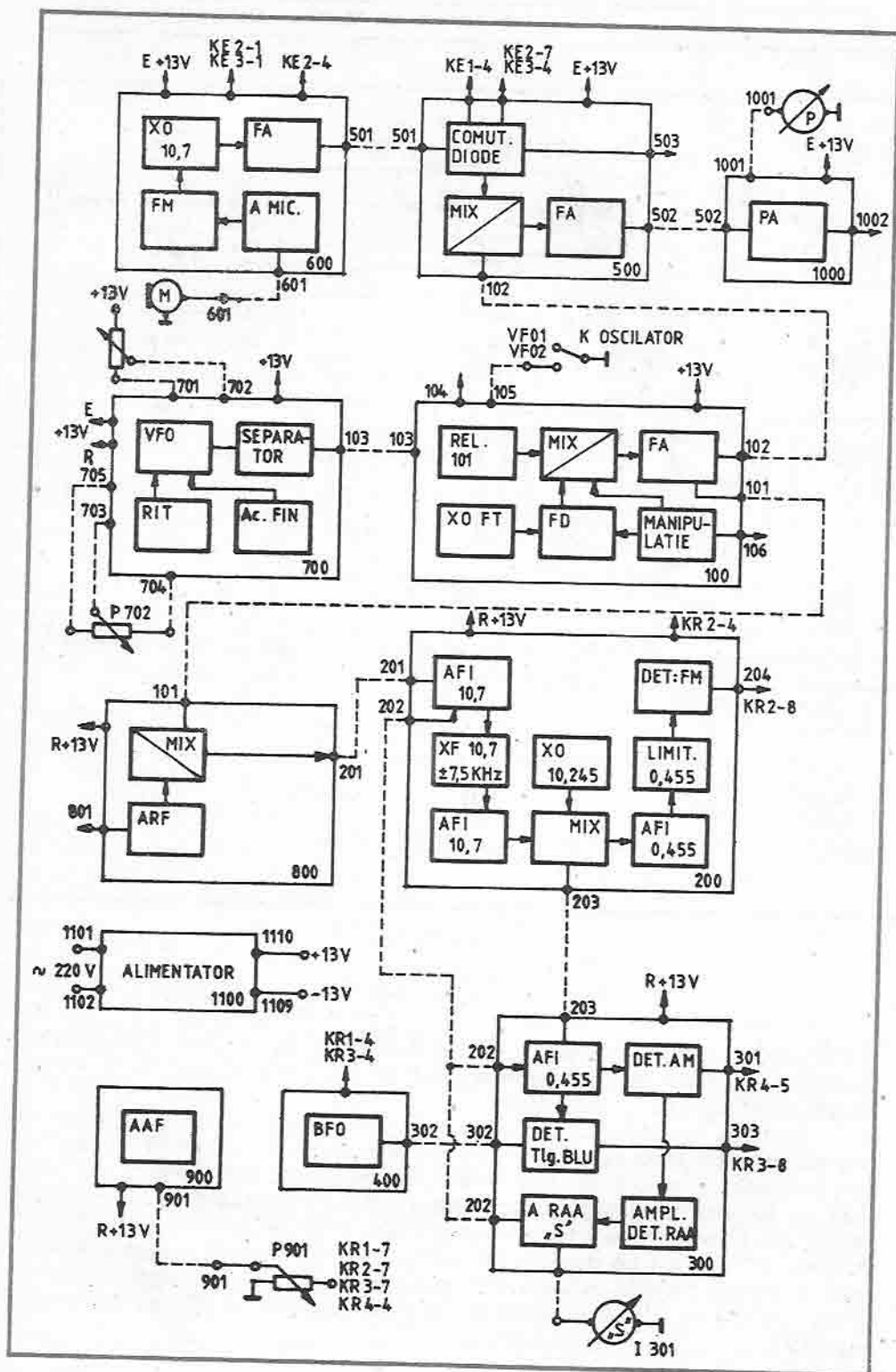


Fig. 9.1

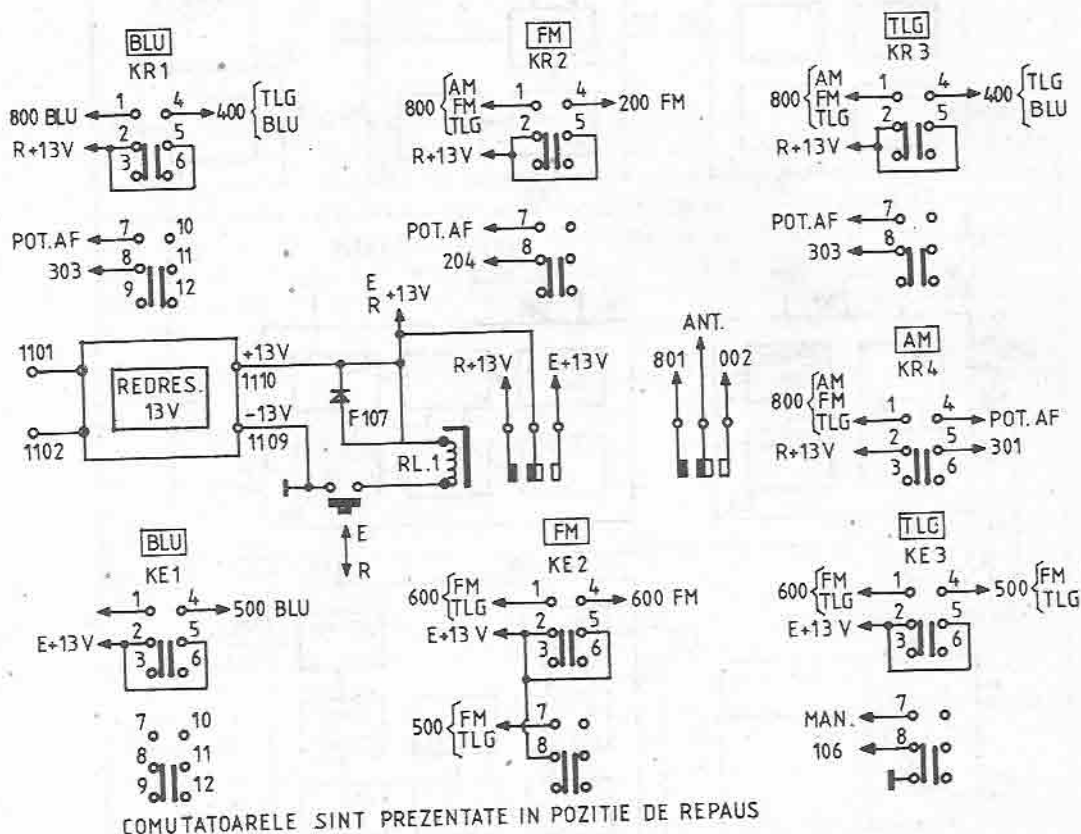


Fig. 9.2

$L107$, $C121$, avînd o frecvență de rezonanță de 134,3 MHz. Mai departe urmează un filtru de tip Cebîșev, format din $L111$, $C123$, $C122$, $L112$, $C125$, $C124$ și $L113$, $C126$ și $C127$.

Pe baza lui $T105$, semnalul se aplică prin divizorul $C125$, $C126$ pentru ca în acest mod să asigure o bună stabilitate a etajului; în același fel s-a procedat și cu ultimul etaj de amplificare ($C132$, $C140$). Pentru a realiza un semnal conținînd neînsemnate produse de mixare nedorite, după etajul de mixare am montat un număr mare de filtre „trece bandă”. Rezistoarele marcate cu un asterisc au fost ajustate pentru un maxim de semnal la ieșirea etajului în care sînt montate. Factorul β al tranzistoarelor $T103$ și $T104$ va fi cît mai apropiat, iar echilibrarea mixerului se realizează cu $P101$.

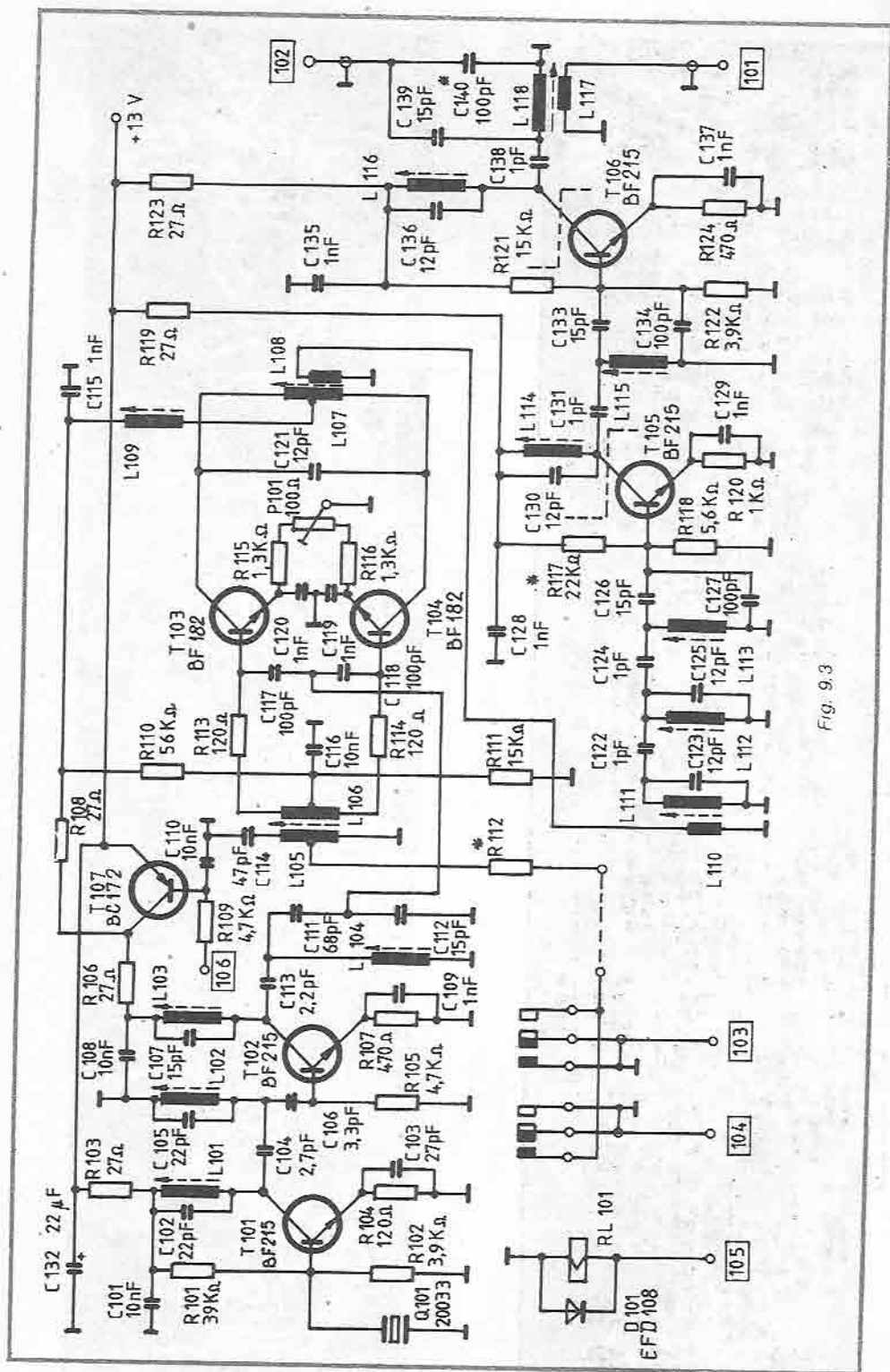


Fig. 9.3

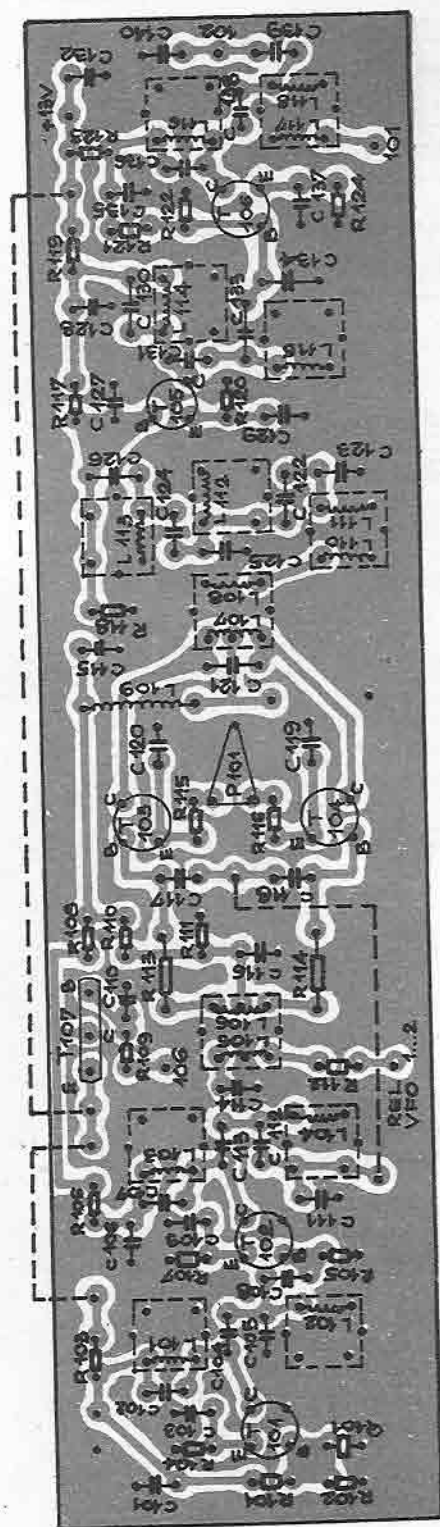


Fig. 9.4a

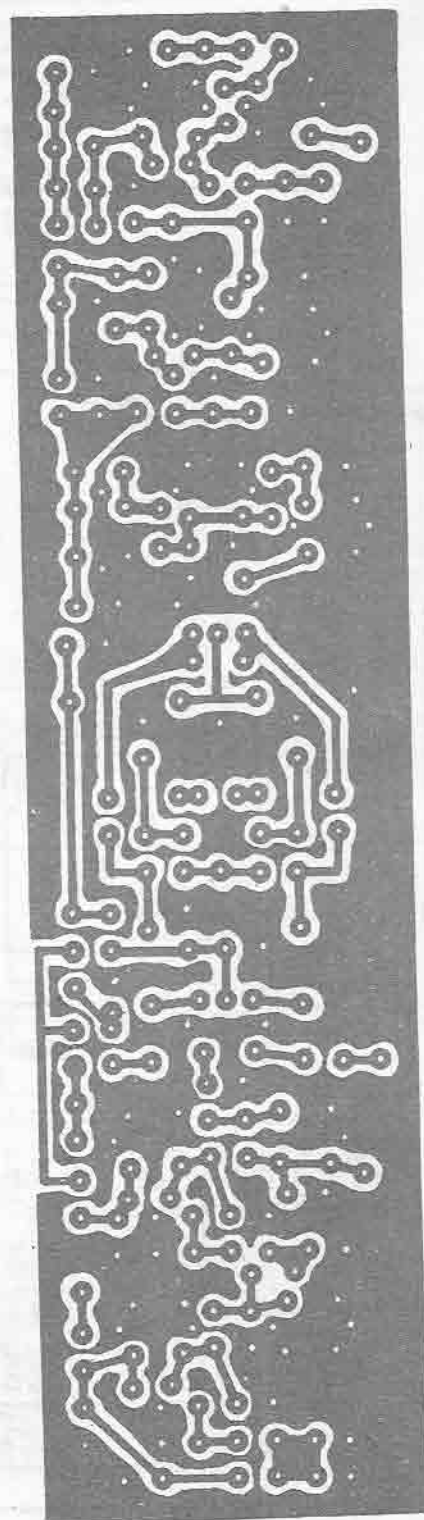


Fig. 9.4b

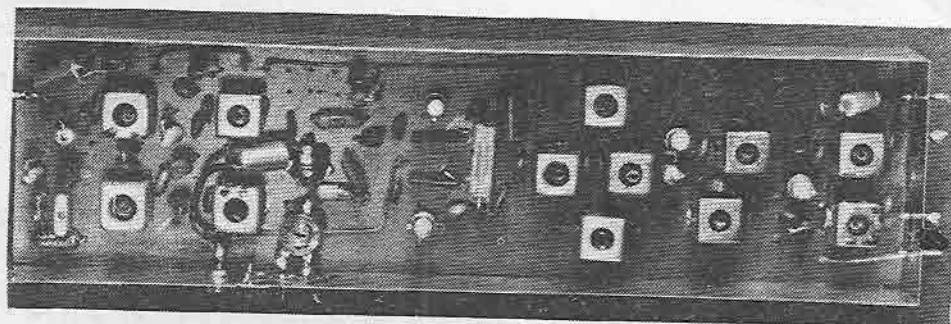


Fig. 9.4c

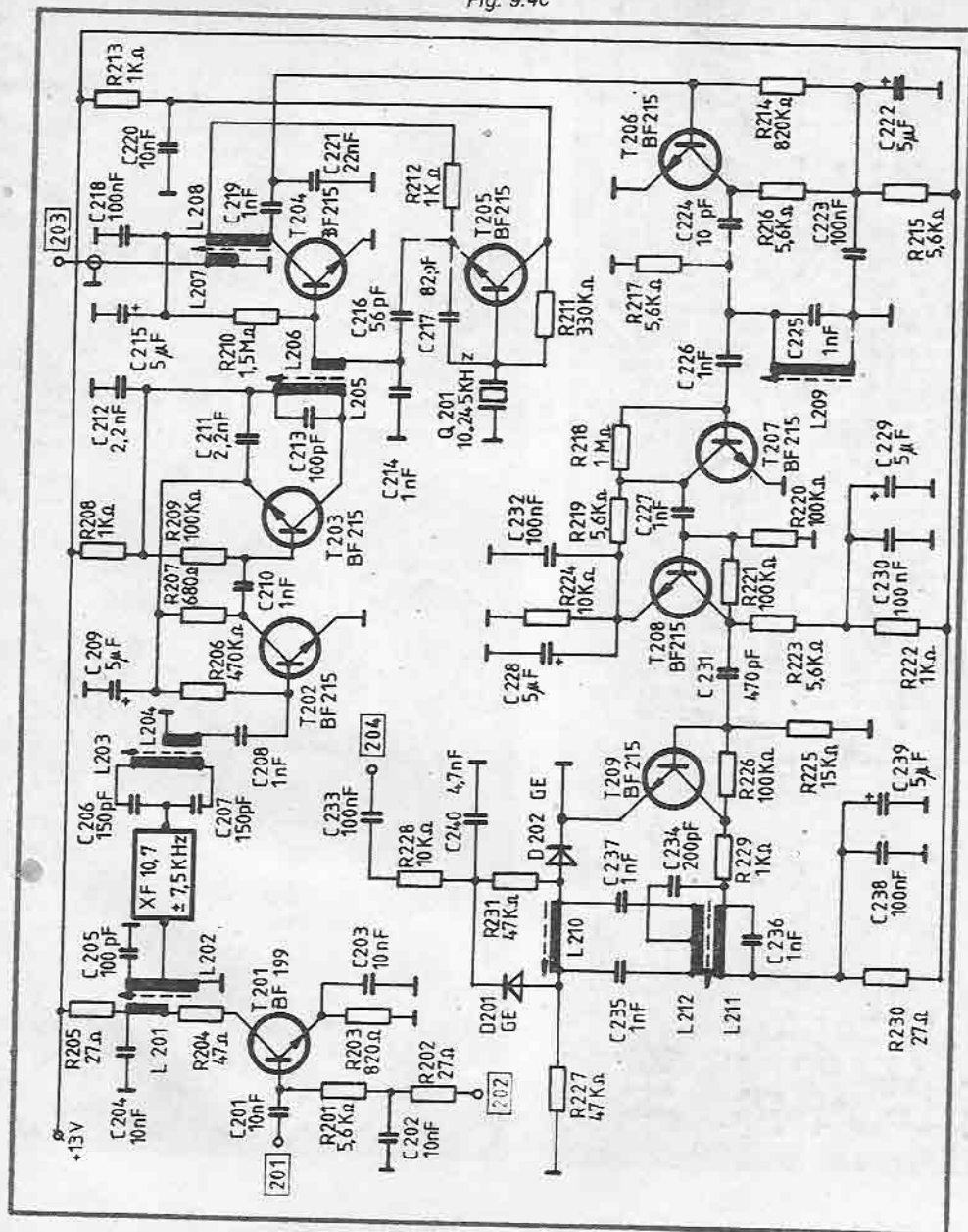


Fig. 9.5

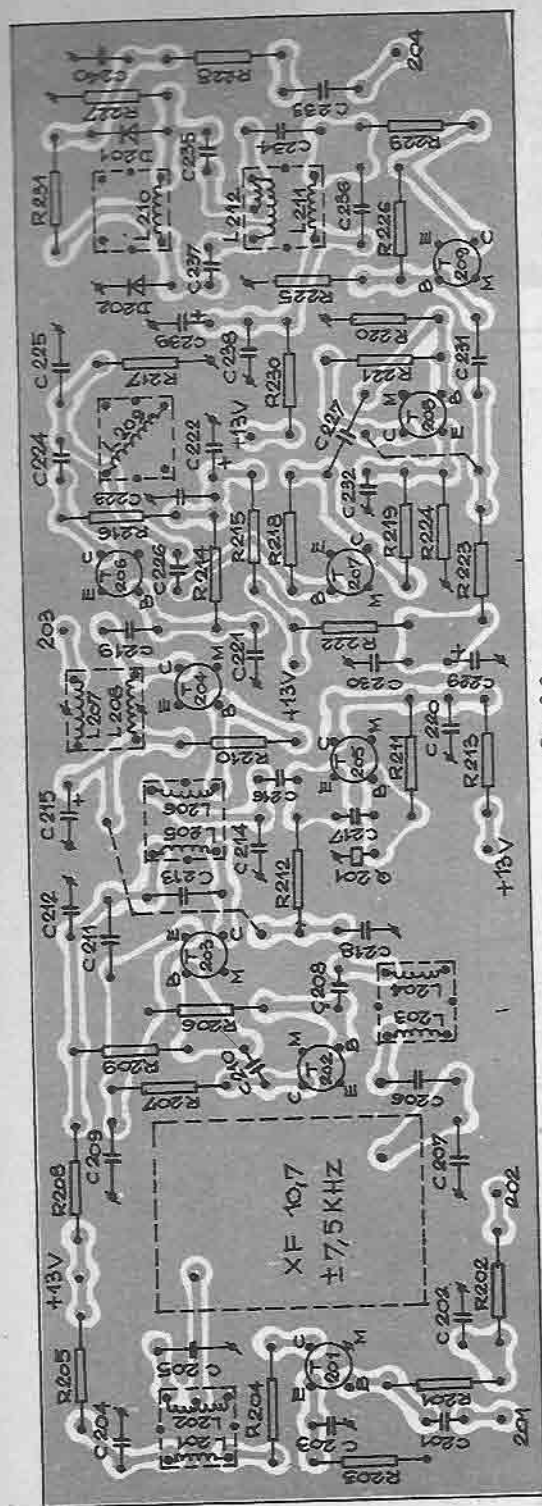


Fig. 9.6a

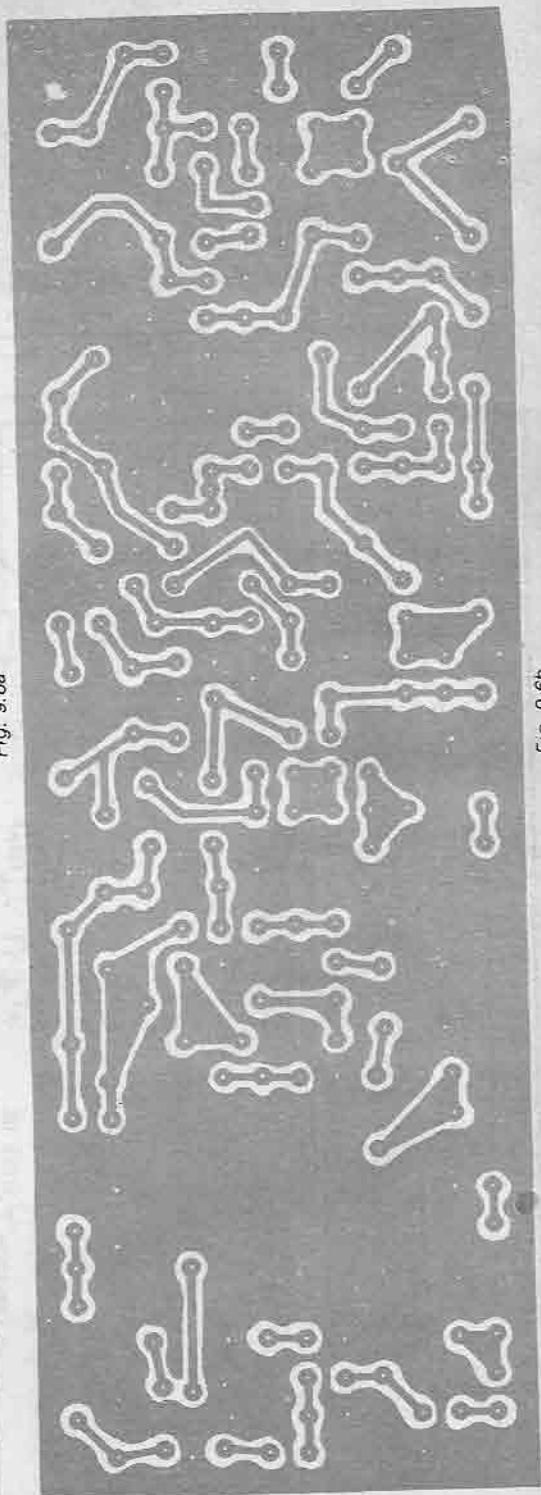


Fig. 9.6b

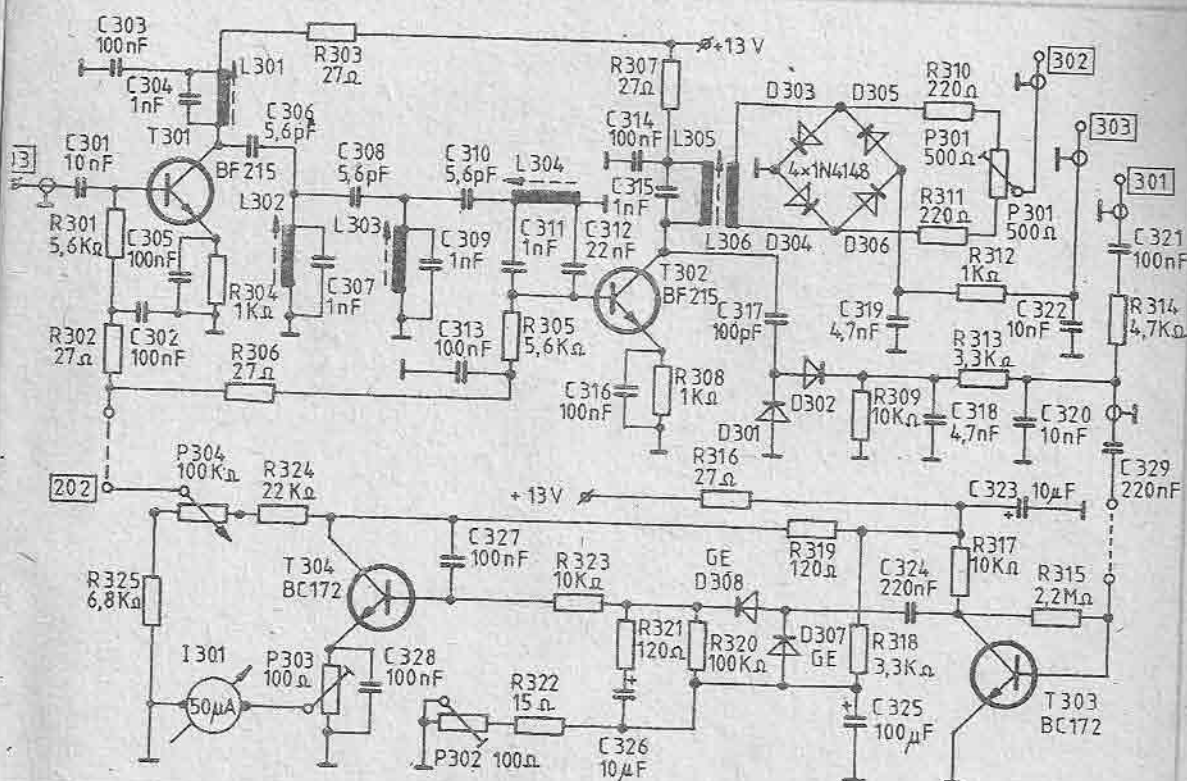


Fig. 9.7

Oscilatorul cu frecvență variabilă — blocul 700 — are în componența lui tranzistoarele: T701 — T702 care sînt montate ca oscilator de tip Colpitts; reglarea reacției se face cu ajutorul lui C711. Prin C712 semnalul se aplică bazei lui T703 montat ca amplificator și mai departe, prin cuplaj galvanic bazei lui T704, din C716, L702, prin punctul de conexiune 103, mixerul echilibrat (RL101). Potentiometrul P702 permite ca, în poziția de recepție, frecvența VFO-ului să fie modificată după dorință. P701 asigură realizarea a ceea ce în mod obișnuit radioamatorii numesc „acord fin”, la emisie și recepție.

De la antenă — prin contactele de repaus din RL1 — semnalul se aplică convertorului de intrare 800 prin punctul 801. Bobina L801 este cuplată cu circuitul L802, C801 a cărei frecvență de rezonanță este de 145 MHz. Din punctul cald al lui L802 semnalul este aplicat pe poarta lui T802, a cărei drenă este legată cu emitorul lui T801; L803, C804 constituie sarcina etajului și are o frecvență de acord de 144 MHz. Prin L804 se face cuplajul cu următorul etaj de amplificare, în colectorul căruia este plasat circuitul L805, C808, acordat în 146 MHz. Tranzistorul T804 este montat ca mixer; pe sursă se aplică semnalul util (144—146 MHz), sem-

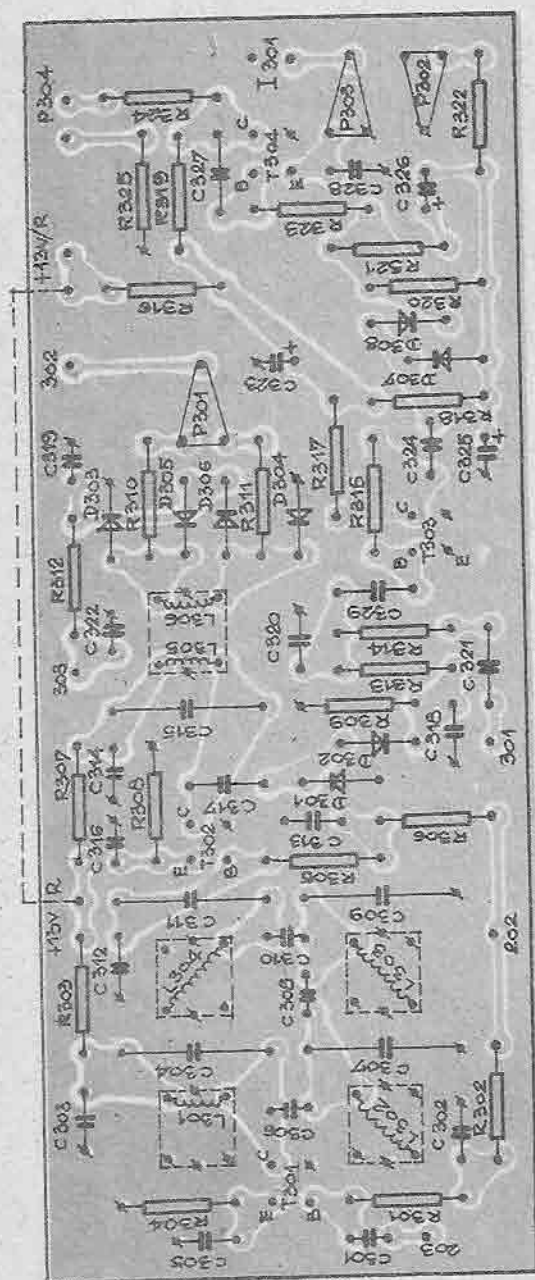


Fig. 9.8a

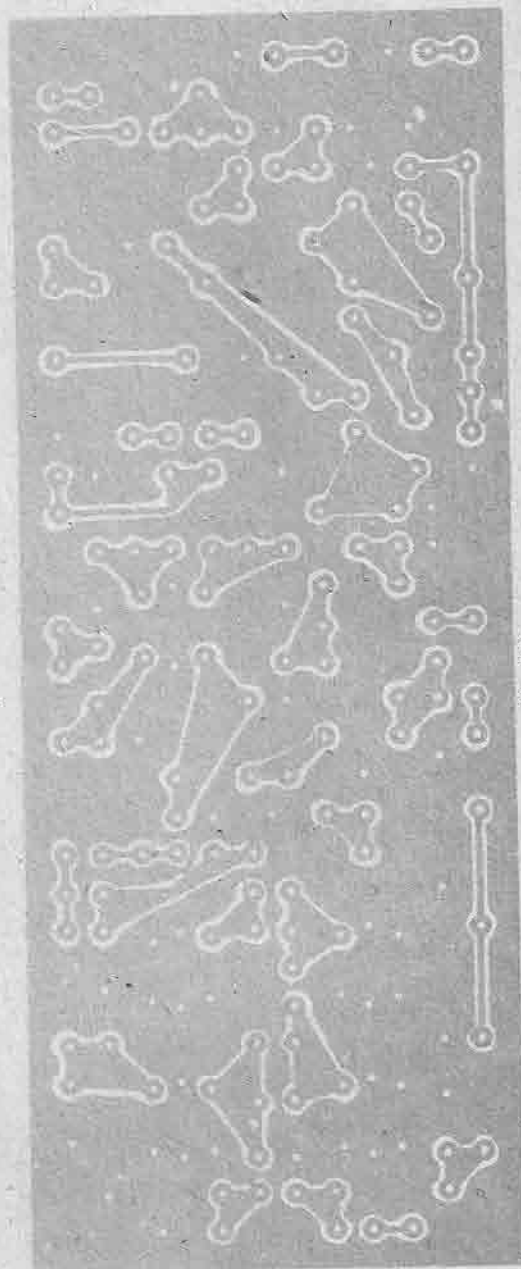


Fig. 9.8b

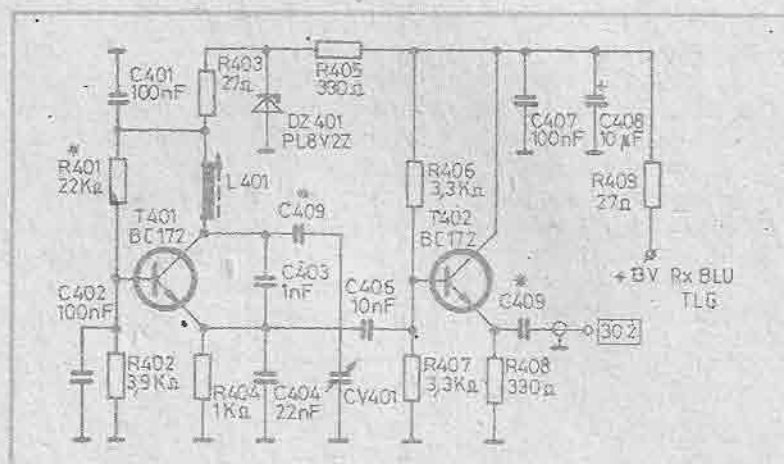


Fig. 9.9

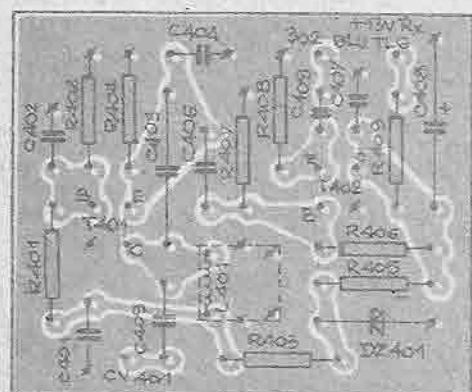


Fig. 9.10a

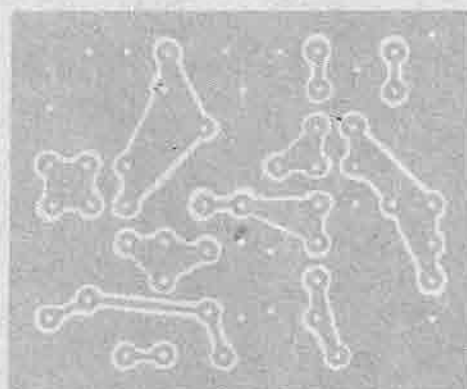


Fig. 9.10b

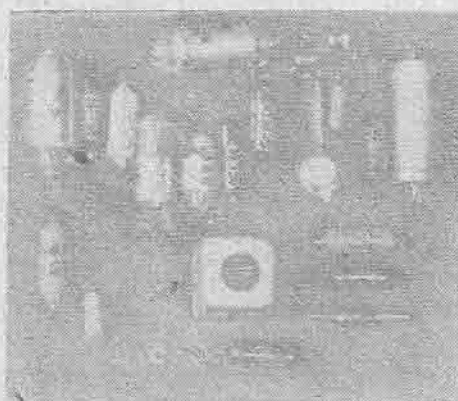


Fig. 9.10c

nalul de la blocul 100 prin punctul de ieșire 101. Circuitul L807, C812 este acordat în frecvența de 10,7 MHz.

Placa 200 face posibilă recepția semnalelor în modulație de frecvență, fiind alcătuită din etajele: amplificator T201, filtru trece bandă (XF 10,7 MHz), amplificator (T202), amplificator (T203), mixer (T204), oscilator 10 245 kHz (T205), amplificator (T206), limitatoarele (T207, T208, T209) și discriminator (D201, D202). O particularitate a montajului o constituie faptul că etajele echipate cu tranzistoarele: T202-T203, T204-T205 și T207-T208 sînt alimentate în serie.

Spre exemplu, iată cum se face alimentare tranzistoarelor T202-T203. De la bara de +13 V prin rezistorul R208 și L205 se alimentează colectorul lui T203; R209 asigură polarizarea bazei. De la emitorul

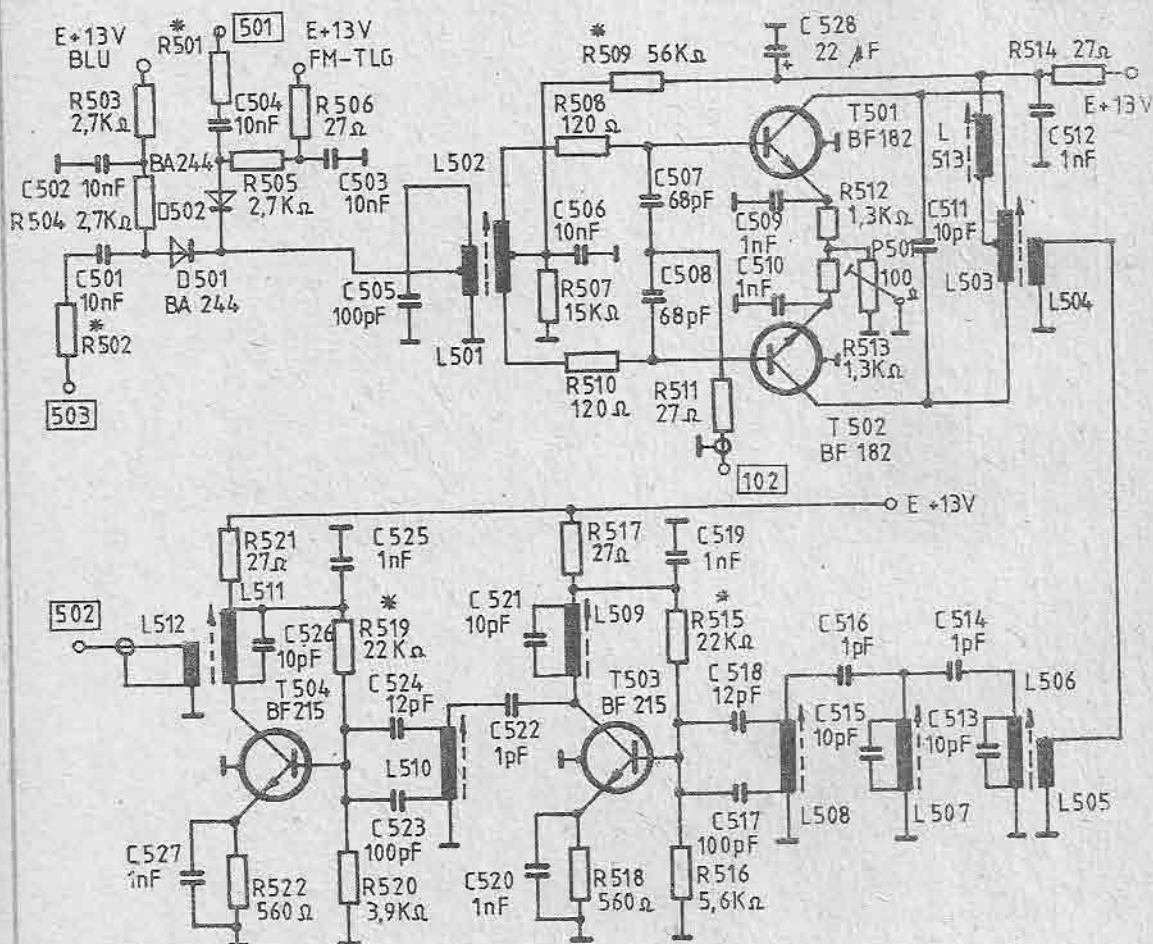


Fig. 9.11

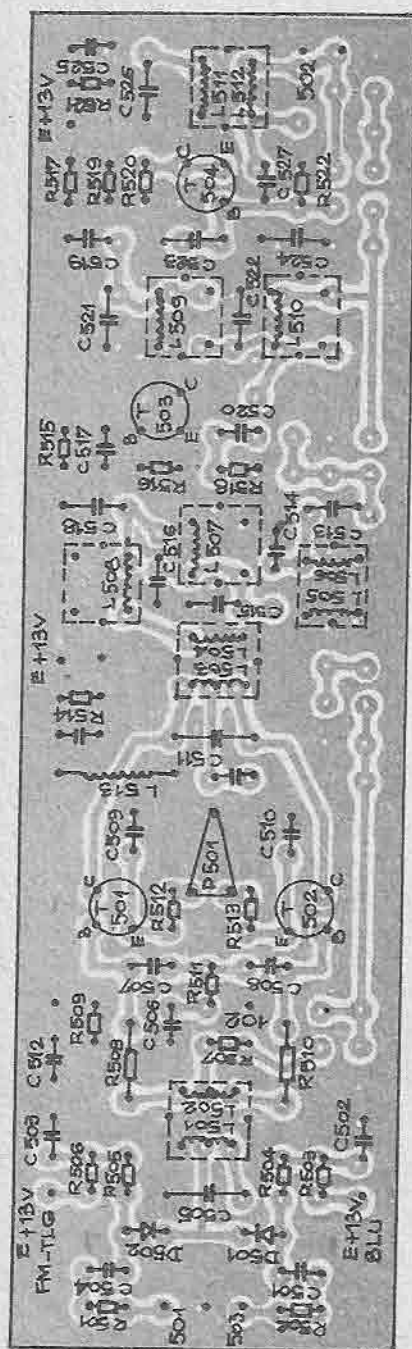


Fig. 9.12a

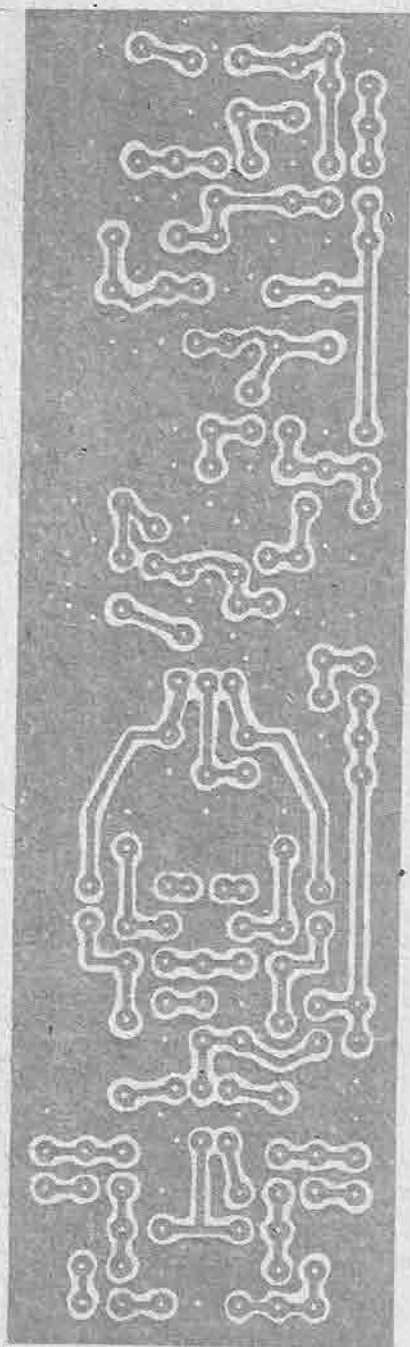


Fig. 9.12b

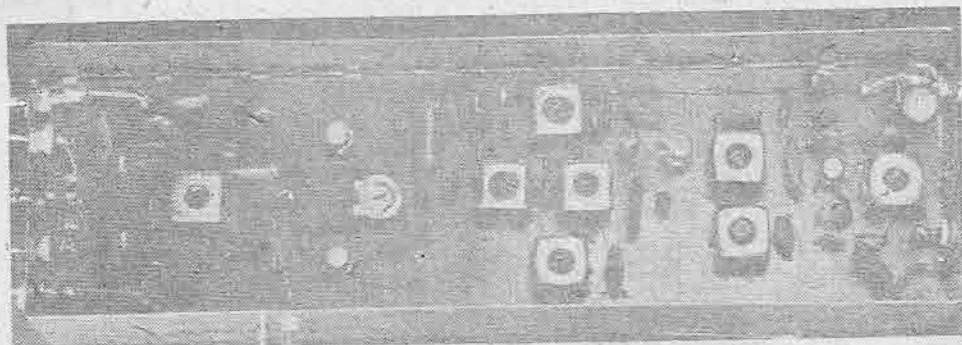


Fig. 9.12c

lui T203, prin R207 se alimentează colectorul lui T202 de unde se închide prin emitorul lui T202, la minus. Rezistorul R206 polarizează baza lui T202.

Pentru o bună funcționare a discriminatorului este necesar ca diodele D201-D202 să aibă parametri cât mai apropiați. De asemenea, bobina L212 se va executa cu fir dublu și cât mai simetric.

Recepționarea semnalelor telegrafice, modulate în amplitudine sau cu bandă laterală unică este posibilă datorită etajelor cuprinse în placa 300.

Din punctul de conexiune 203 trece semnalul cu frecvența de 455 kHz care se aplică bazei lui T301, în colectorul cărui găsim circuitul format din L301, C304. Mai departe, prin filtrul Cebîșev format din C306, L302, C307, C308, L303, C309, C310, L304, C311 și C312, semnalul de 455 kHz se aplică bazei lui T302 cu care este echipat cel de al doilea amplificator de frecvență intermediară. În colectorul lui T302 se află circuitul L304, C315, cuplat inductiv cu L306, care împreună cu D303, D304, D305, D306, R310, R301, R311, C319, R312 și C322 formează detectorul de produs.

Prin punctul 302 se aplică semnalul de la BFO. Detectorul pentru recepția semnalelor cu modulație de amplitudine este de tipul cu dublare de tensiune și primește semnalul din colectorul lui T302, care conține piesele C317, D301, D302, R309, C318, R313, C320, R314 și C321. Prin punctul 301, semnalul de detectat se aplică amplificatorului de audio-frecvență. Sistemul de reglaj automat al amplificării este echipat cu tranzistoarele T303 și T304, montate ca amplificator de audiofrecvență și, respectiv, amplificator de curent continuu. Diodele D307-D308 sînt componente ale redresorului cu dublare de tensiune. Componenta continuă, se aplică pe baza lui T304, prin R323. Funcție de valoarea tensiunii aplicate pe baza lui T304, tensiunea în colectorul lui este variabilă. Prin punctul 202 se aplică tensiunea de RAA pe bazele tranzistoarelor amplificatoare: T201, T301 și T302. Galvanometrul L301 este indicatorul de intensitate a semnalului („S”-metru). Etalonarea lui se face cu potențiometrul P303. Rezistorul semireglabil P302 stabilește pragul de intrare în funcție a sistemului de RAA. Amplificarea minimă și maximă a etajelor controlate este stabilită de R325 și R324. Oscilatorul de batăi este de tip Colpitts cu circuit acordat în colector. Reacția se stabilește cu C404.

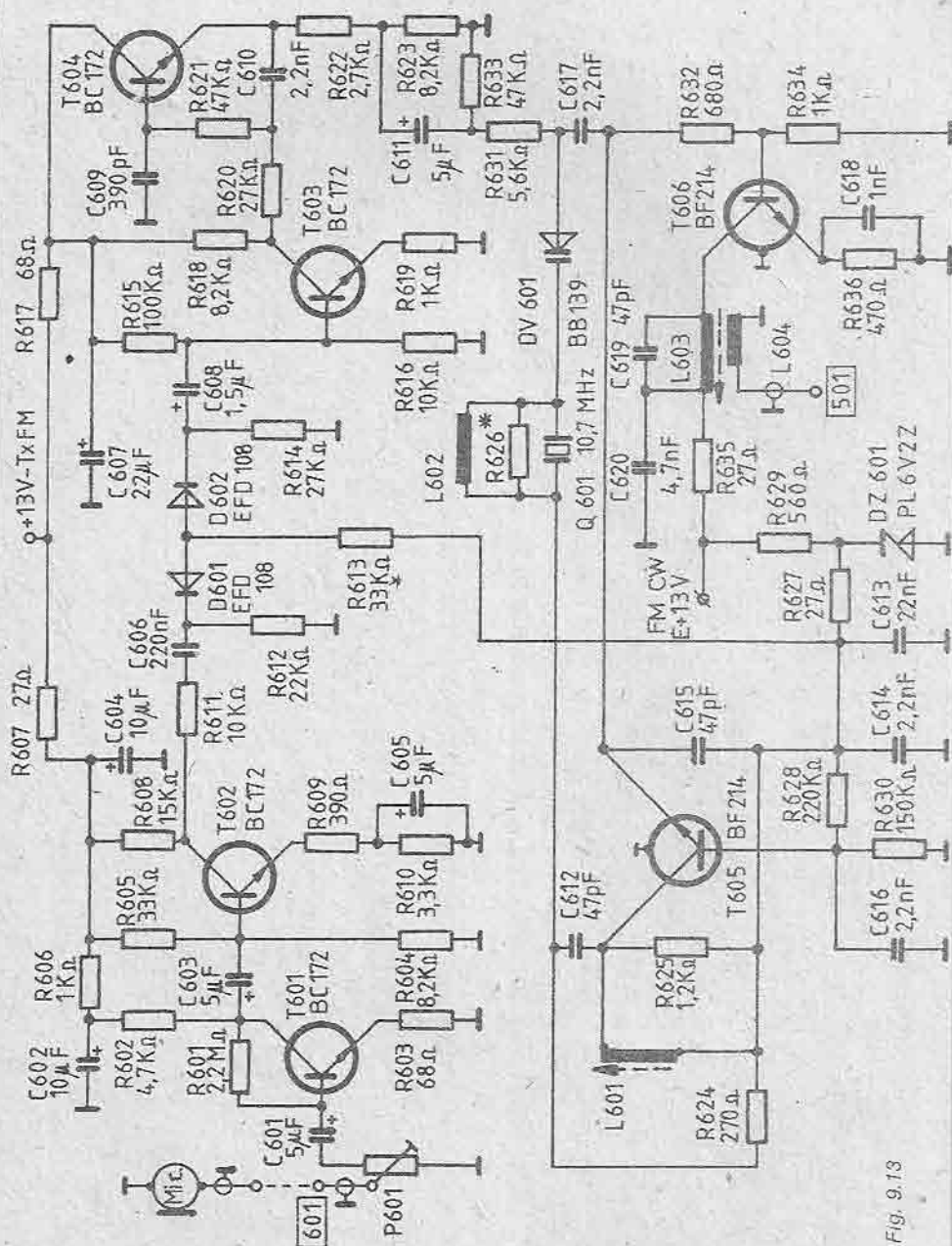


Fig. 9.13

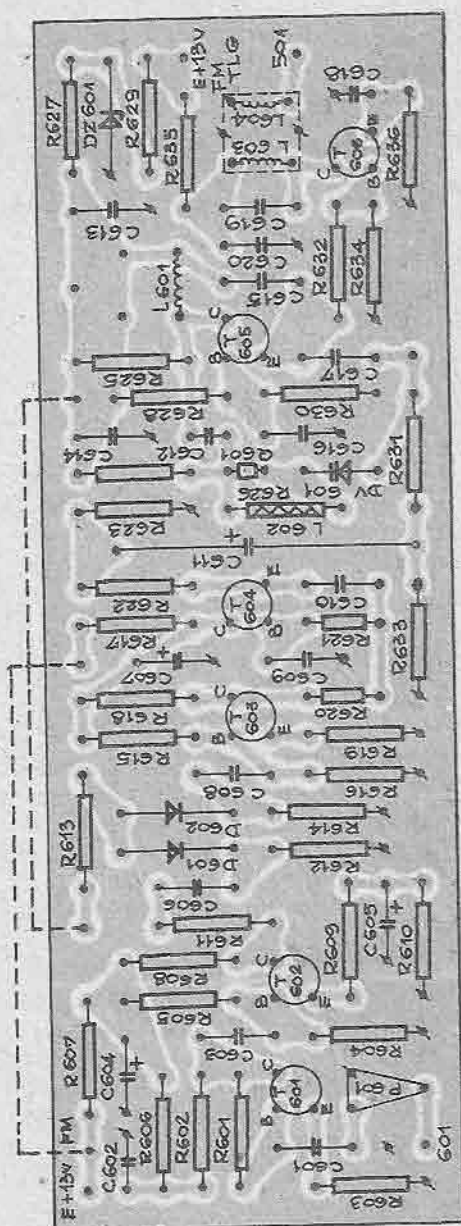


Fig. 9.14a

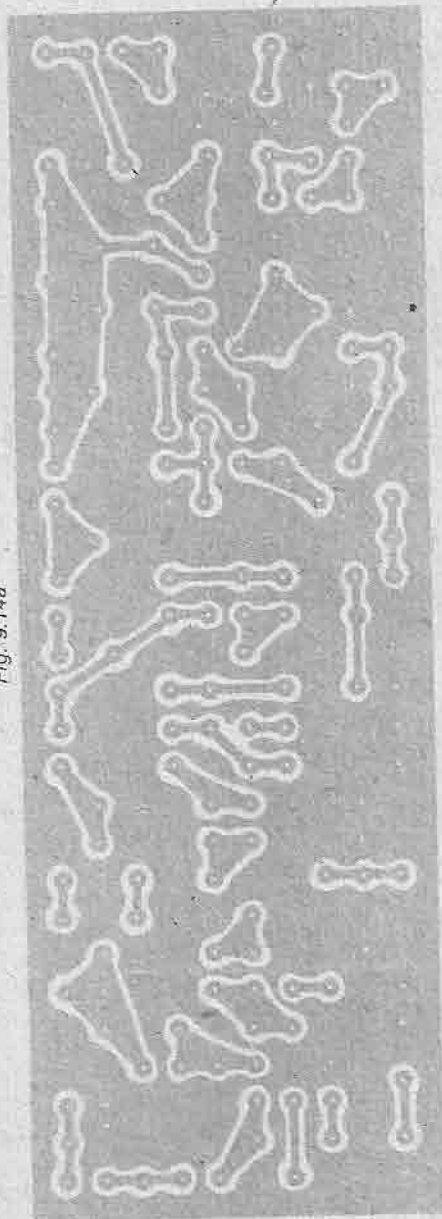


Fig. 9.14b

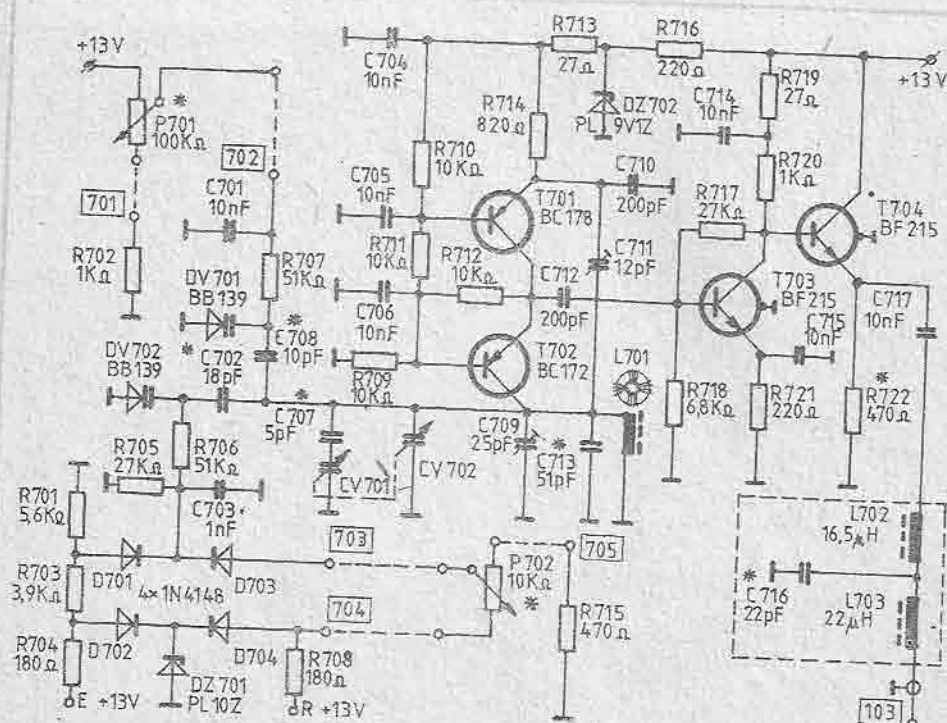


Fig. 9.15

Acordul fin se face cu CV401. Valoarea acestuia se va alege pentru o variație a frecvenței de ± 3 kHz la 455 kHz. Tranzistorul T402 echipează etapa aplicată detectorului de produs. O formă de undă sinusoidală se obține prin alegerea valorii lui R401.

Blocul de audiofrecvență are cinci tranzistoare (T901-T905) și furnizează o putere de 300 mW.

Prin punctul 901, semnalul de la comutatorul de funcții KR este aplicat prin C901, bazei lui T901, care este cuplat galvanic cu T902. Prin C905, T903 primește semnalul amplificat. Tranzistoarele finale T904, T905 sînt montate în contratimp.

Condensatorul C908 face cuplajul cu transformatorul TRS901, prin intermediul căruia se face ascultarea în cască. Atunci cînd ascultarea se face în difuzor, el se brânșează la mufa 906. Impedanța difuzorului poate fi cuprinsă între 8 și 20 Ω .

Partea de emisie este formată din următoarele module: amplificatorul de microfon, oscilatorul de 10,7 MHz și amplificatorul de 10,7 MHz, modulul 600; comutatorul electronic, mixerul echilibrat și două etaje de amplificare în frecvența de 144—146 MHz; modulul 500; amplificatorul de mică putere (T1001), două amplificatoare de putere medie (T1002, T1003) și amplificatorul de putere (T1004).

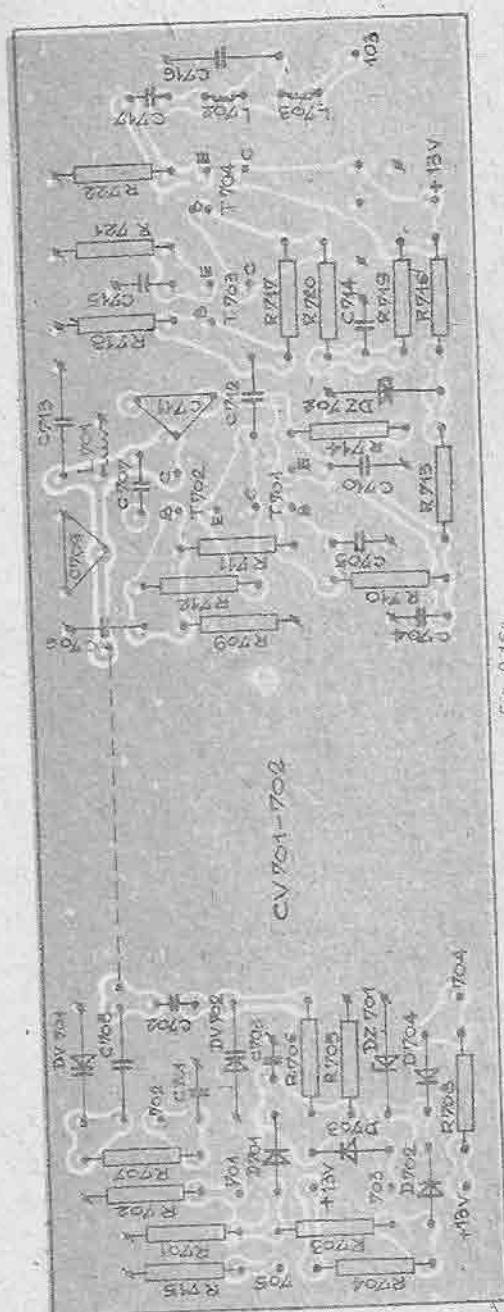


Fig. 9.16a

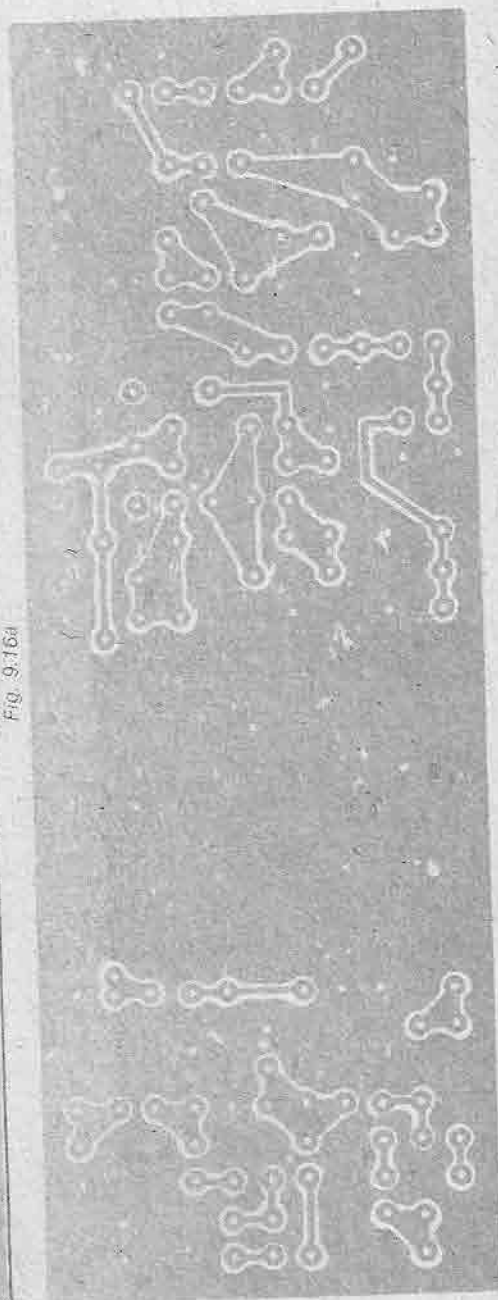


Fig. 9.16b

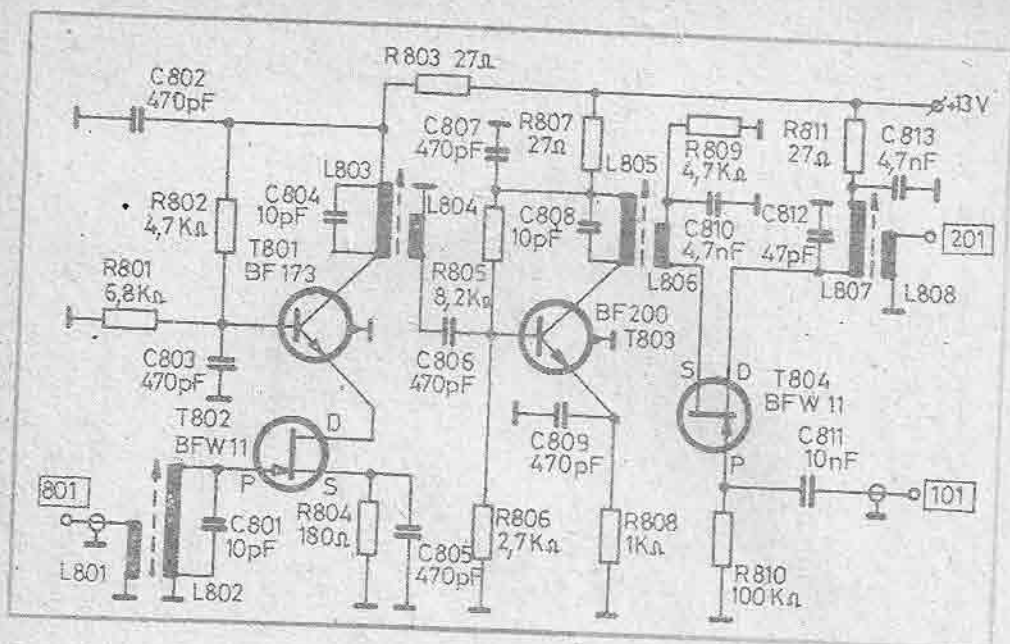


Fig. 9.17

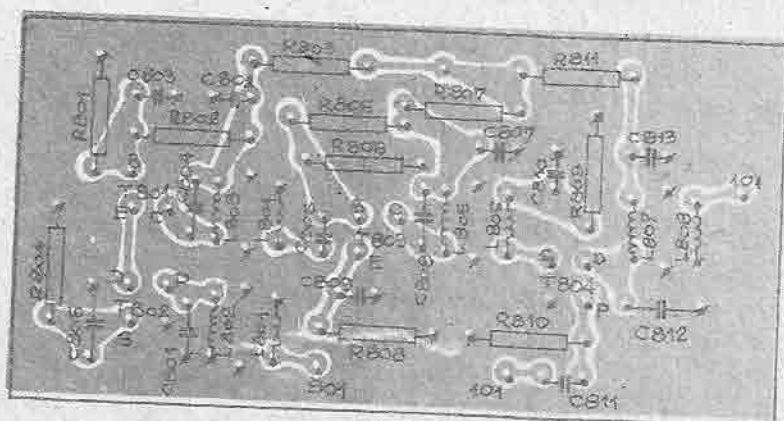


Fig. 9.18a

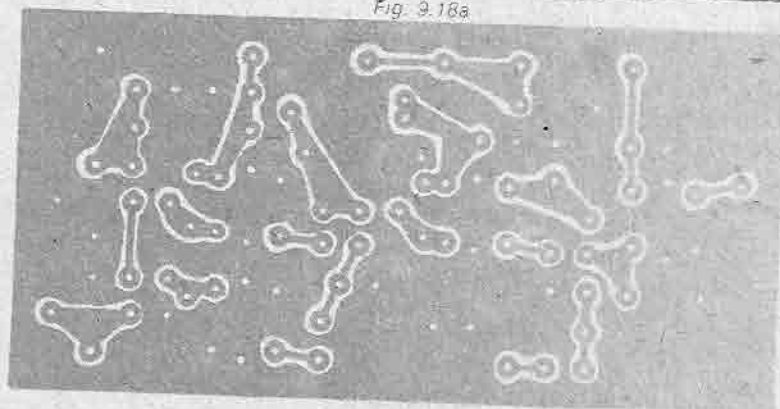


Fig. 9.18b

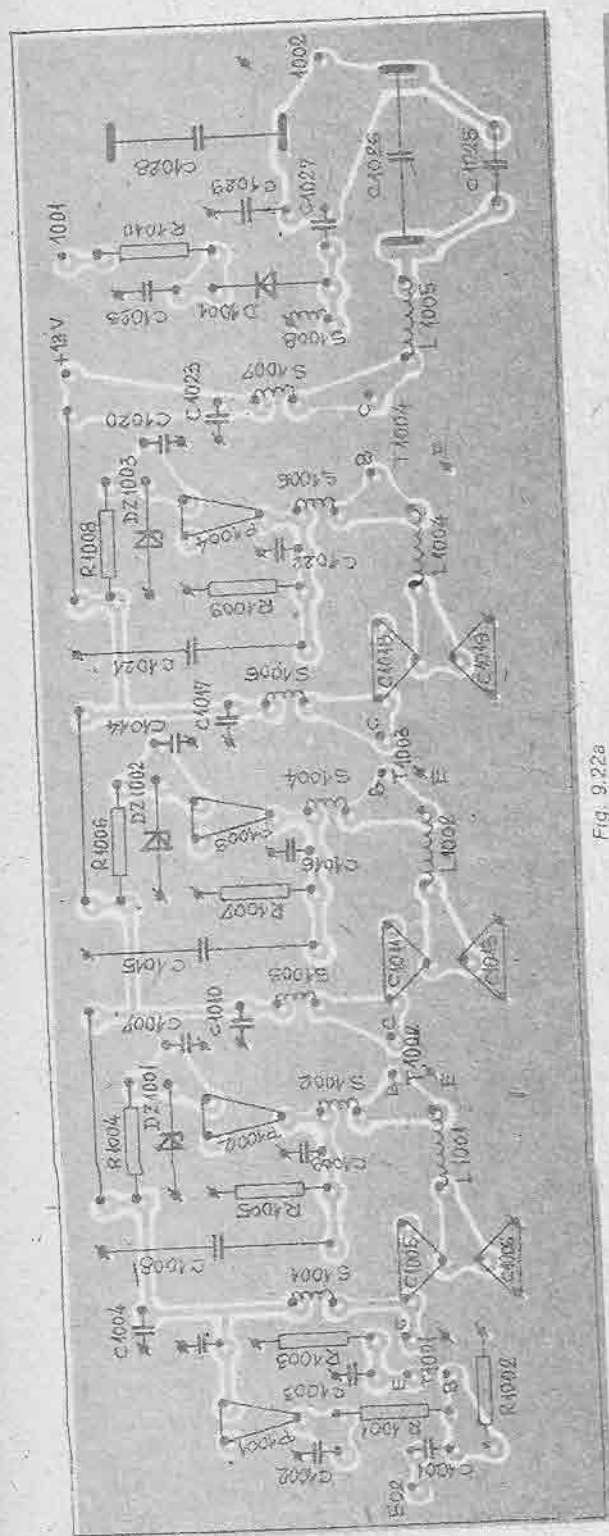
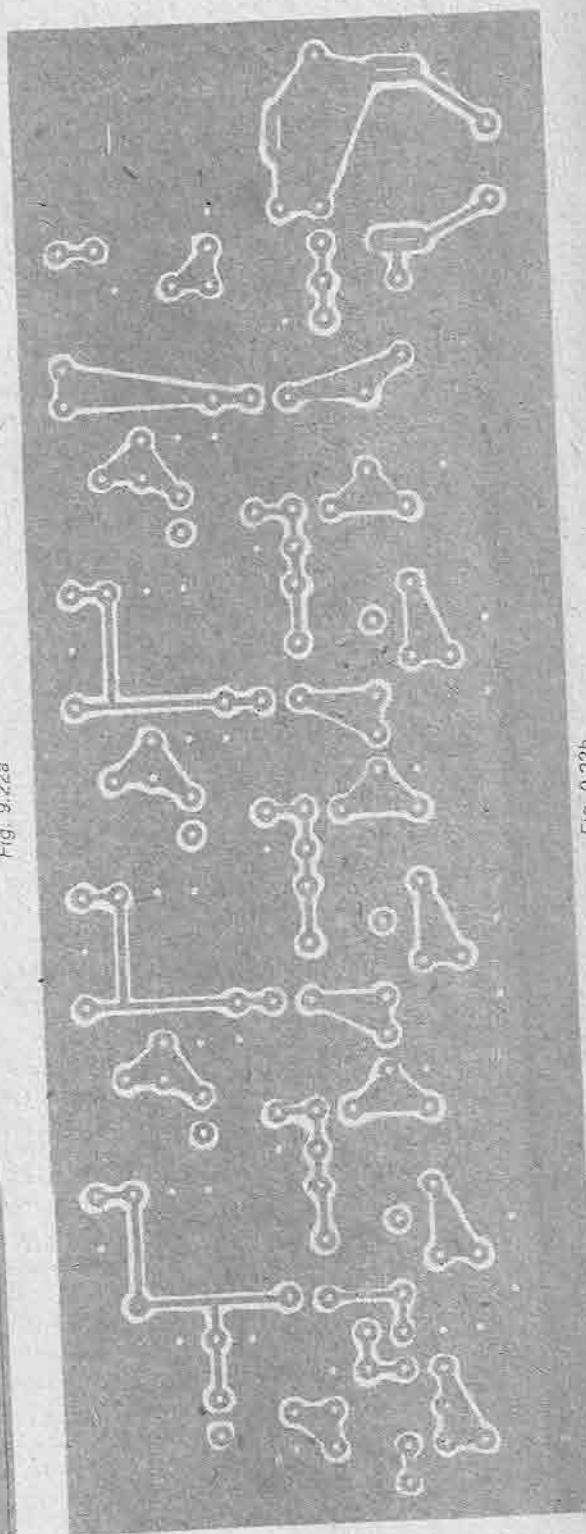


Fig. 9.22a



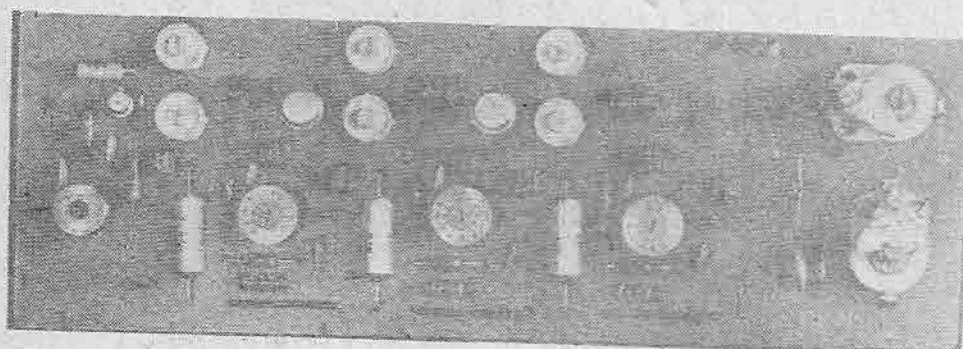


Fig. 9.22c

Modulul 1000 cuprinde patru tranzistoare amplificatoare T1001, T1002, T1003, T1004. Primul amplificator este echipat cu T1001 și funcționează în clasă A. Al doilea și următoarele funcționează în clasă AB. Potentiometrele montate în divizoarele de alimentare a bazelor reglează intensitatea curenților de repaus.

Intensitățile curenților prin colectoare sînt: T1001 = 10 mA, T1002 = 20 mA, T1003 = 30 mA și T1004 = 50 mA. Prin punctul de conexiune 1002 se face legătura cu releul de antenă. Detectorul format din C1027, R1008, D100, C1023 și R1010 permite operatorului să știe în orice moment cum funcționează emițătorul, urmărind indicațiile instrumentului (μ A). Partea de alimentare este constituită dintr-un transformator de rețea în secundarul căruia este conectată placa redresorului cu autoprotecție, prin punctele 1119 și 1110.

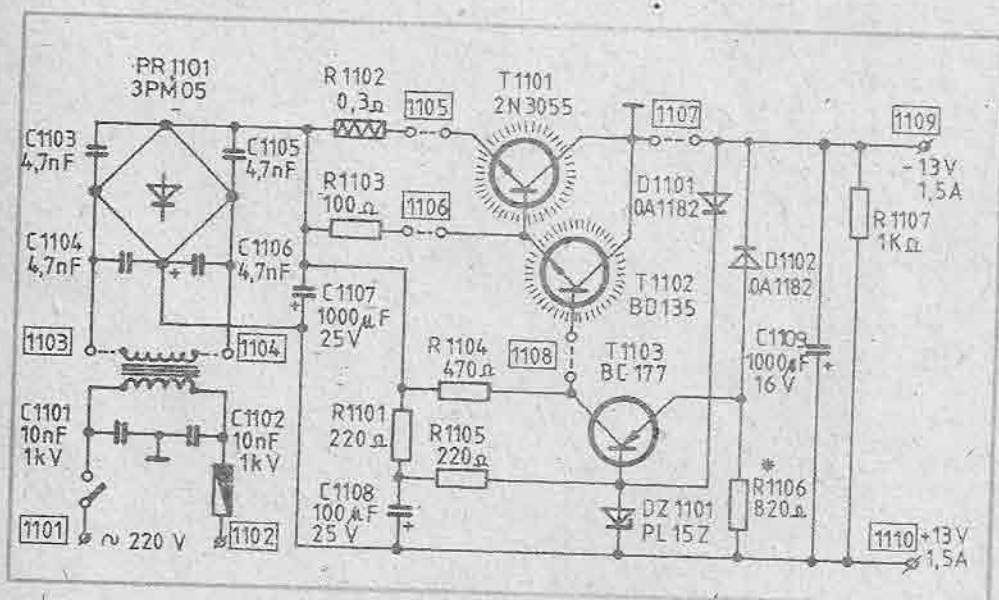


Fig. 9.23

Tranzistorul de putere (2N3055) se montează direct pe cutia aparatului. În felul acesta, cutia se constituie și ca un radiator de căldură eficient.

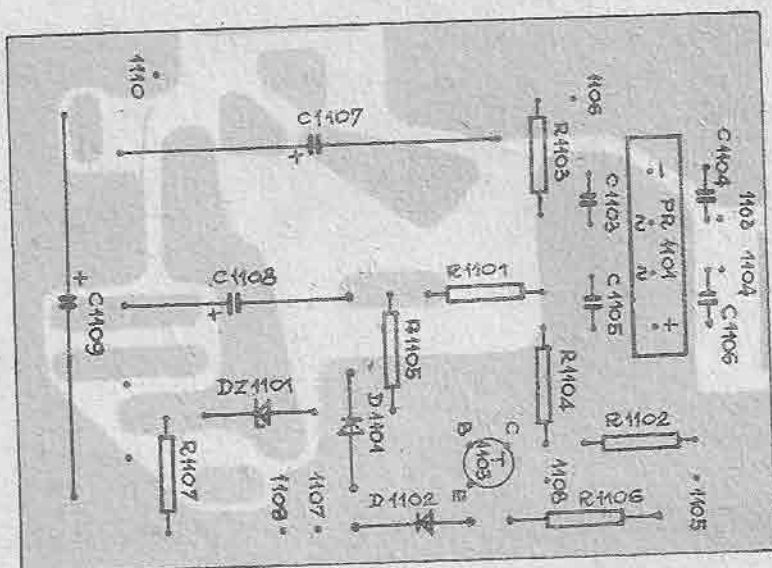


Fig. 9.24a



Fig. 9.24b

Tabel de bobine

Tabelul 9.1

Numărul bobinei	Nr. spire	Conductor [mm]	Diametrul bobinei [mm]	Carcasa	Observații
L101	6	CuEm 0,45	5	polistiren cu miez ferită	—
L102	— „ —	— „ —	— „ —	— „ —	—
L103	4	— „ —	— „ —	— „ —	—
L104	— „ —	— „ —	— „ —	— „ —	—
L105	27	CuEm 0,15	— „ —	— „ —	priză la 7 spire de la capătul dublu
L106	2x6	— „ —	— „ —	— „ —	se bobinează peste L105 fir dublu
L107	2x2	CuEm 0,45	— „ —	— „ —	se bobinează cu fir dublu
L108	1	— „ —	— „ —	— „ —	se bobinează la capătul superior al carcasei
L109	10	CuEm 0,3	— „ —	fără carcasă	se bobinează spiră lângă spiră
L110	1	CuEm 0,45	— „ —	— „ —	se bobinează la capătul superior al carcasei
L111	3	— „ —	— „ —	polistiren cu miez ferită	L112, L113, L114, L115, L116, L118 la fel cu L111
L117	1	— „ —	— „ —	— „ —	se bobinează la capătul superior al carcasei lui L118
L201	2	CuEm 0,15	— „ —	— „ —	se bobinează deasupra lui L202
L202	19	— „ —	— „ —	— „ —	cu priză la spiră 6
L203	22	— „ —	— „ —	— „ —	—
L204	2	— „ —	— „ —	— „ —	se bobinează deasupra lui L203
L205	19	— „ —	— „ —	— „ —	—
L206	2	— „ —	— „ —	— „ —	se bobinează deasupra lui L205
L207	7	CuEm 0,1	—	FI455 „Albatros”	se bobinează deasupra lui L208
L208	70	— „ —	— „ —	— „ —	—

Tabelul 9.1 continuare

Numărul bobinei	Nr. spire	Conductor [mm]	Diametrul bobinei [mm]	Carcasa	Observații
L209	70	— „ —	— „ —	— „ —	—
L210	100	— „ —	—	— „ —	—
L211	70	— „ —	—	— „ —	—
L212	2x15	— „ —	— „ —	— „ —	se bobinează cu fir dublu sub L211
L301	70	— „ —	—	— „ —	L302, L303, L304, L305 identice cu L301
L306	40	— „ —	—	— „ —	se bobinează peste L305
L401	70	— „ —	—	— „ —	—
L501	19	CuEm 0,15	—	polistiren cu miez ferită	priză la spira 5
L502	2x6	— „ —	—	— „ —	se bobinează cu fir dublu peste L501
L503	2x2	CuEm 0,45	—	— „ —	cu priză mediană
L504	1	— „ —	—	— „ —	se bobinează la capătul superior al carcasei
L505	1	— „ —	—	— „ —	se bobinează la capătul superior al carcasei
L506	1	— „ —	—	— „ —	L507, L508, L509, L510 și L511 la fel cu L508
L512	2	— „ —	—	— „ —	se bobinează la capătul superior al carcasei
L513	10	CuEm 0,35	5	fără carcasă	spira lângă spira
L601	27	— „ —	5	polistiren cu miez ferită	—
L602	60	CuEm 0,08	—	— „ —	se bobinează pe un rezistor (R626) de 100 K
L603	27	CuEm 0,15	5	— „ —	—
L604	4	— „ —	5	— „ —	se bobinează peste L603

Tabelul 9.1 continuare

Numărul bobinei	Nr. spire	Conductor [mm]	Diametrul bobinei [mm]	Carcasa	Observații
L701	—	— " —	—	— " —	numărul de spire va fi ales funcție de torul de ferită folosit, orientativ 10 sp. CuEm 0,4
L801	1	CuEm 0,45	5	— " —	se bobinează peste L802
L802	3	— " —	5	— " —	—
L803	—	— " —	—	— " —	—
L804	1	— " —	—	— " —	se bobinează peste L803
L805	3	— " —	—	— " —	—
L806	1	— " —	—	— " —	se bobinează peste L805
L807	27	CuEm 0,15	—	— " —	—
L808	4	— " —	—	— " —	se bobinează peste L807
L1001	5	CuEm 0,85	6	fără carcasă	distanță între spire 1 mm
L1002	—	— " —	—	— " —	—
L1004	4	— " —	—	— " —	—
L1005	—	— " —	—	— " —	—

10. ADAPTOR PENTRU RECEPȚIE 432—144 MHz

În tehnica recepției de amator, în benzile superioare de frecvență, se obișnuiește, uneori din motive economice, folosirea convertoarelor. Schema bloc a convertorului prezentat mai jos cuprinde următoarele etaje: două amplificatoare de intrare ($T1$ și $T2$), etaj de mixare ($T3$), oscilatorul de cuarț ($T5$) și multiplicatorul de frecvență ($T4$) (fig. 10.1).

Descrierea schemei de principiu. Semnalul din antenă se aplică pe o priză a bobinei $L1$ și la o altă priză mai departe de emitorul tranzistorului $T1$. Alimentarea colectorului lui $T1$ se face prin $R3$, circuitul de sarcină fiind constituit din $L2$ și $C4$. Emitorul lui $T2$ primește semnalul de la o priză a lui $L2$ și, din colector, prin circuitul $L3$, $C7$, îl aplică mixerului echipat cu $T3$. Mixerul este de tip aditiv; atât semnalul din antenă cât și semnalul de la oscilatorul local se aplică pe emitorul tranzistorului. Ieșirea mixerului are un circuit de sarcină $L5$, $C13$. De pe o priză lui $L5$ se culege semnalul pentru receptorul de 144 MHz.

Oscilatorul local este un montaj de tip Overtone.

Cristalul de cuarț este montat în baza tranzistorului $T5$; în colector, pe circuitul $L6$, $C15$ avem un semnal cu frecvență de 57,6 MHz; alimentarea în curent continuu a colectorului se face prin șocul de radiofrecvență $L5$.

Prin condensatorul $C14$ semnalul este aplicat bazei lui $T4$. În colector, prin $L4$, $C10$ este selectată armonica a 5-a a cristalului (288 MHz), care prin $C8$ este transferată pe emitorul tranzistorului de mixare ($T3$).

Montajul și reglajele. După implantarea pieselor pe placa de cablaj imprimat, urmează măsurarea curenților prin tranzistoare, care trebuie să aibă următoarele valori: $IT1$ și $IT2 = 2$ mA, $IT3$ se alege pentru maximum de semnal de ieșire și minimum de zgomot. $IT4$ și $IT5$ se aleg pentru maxim de semnal în colectorul lui $T4$.

Măsurarea nivelului de RF se face cu un undametrul cu absorbție. Frecvența de acord a circuitului $C13$, $L5$ este de 145 MHz. Alinierea circuitelor $L1$, $C1$, $L2$, $C4$ și $L3$, $C7$ se face cu ajutorul unui vobuloscop sau pe semnalul emis de o stație de radioamator apropiată. Întregul montaj va fi închis într-o cutie metalică pe care vor fi fixate mufele de intrare-ieșire și respectiv mufa de alimentare. Capacul de deasupra pieselor va fi prevăzut cu găuri în dreptul condensatoarelor de acord a circuitelor. Bobinele vor fi executate astfel: $L4$ — 2 spire CuAg ($\varnothing$ 1 mm) diametrul înfășurării 6 mm, distanța între spire 3 mm; $L5$ — 5 spire CuAg ($\varnothing$ 1 mm); diametrul înfășurării 6 mm, distanța între spire 1 mm, priză la 1,5 spire; $L6$ — 8 spire CuEm, diametrul înfășurării 5 mm spiră lângă spiră; $L7$ — 30 spire CuEm ($\varnothing$ 0,3 mm) se bobinează pe un rezistor de 0,5 W, spiră lângă spiră.

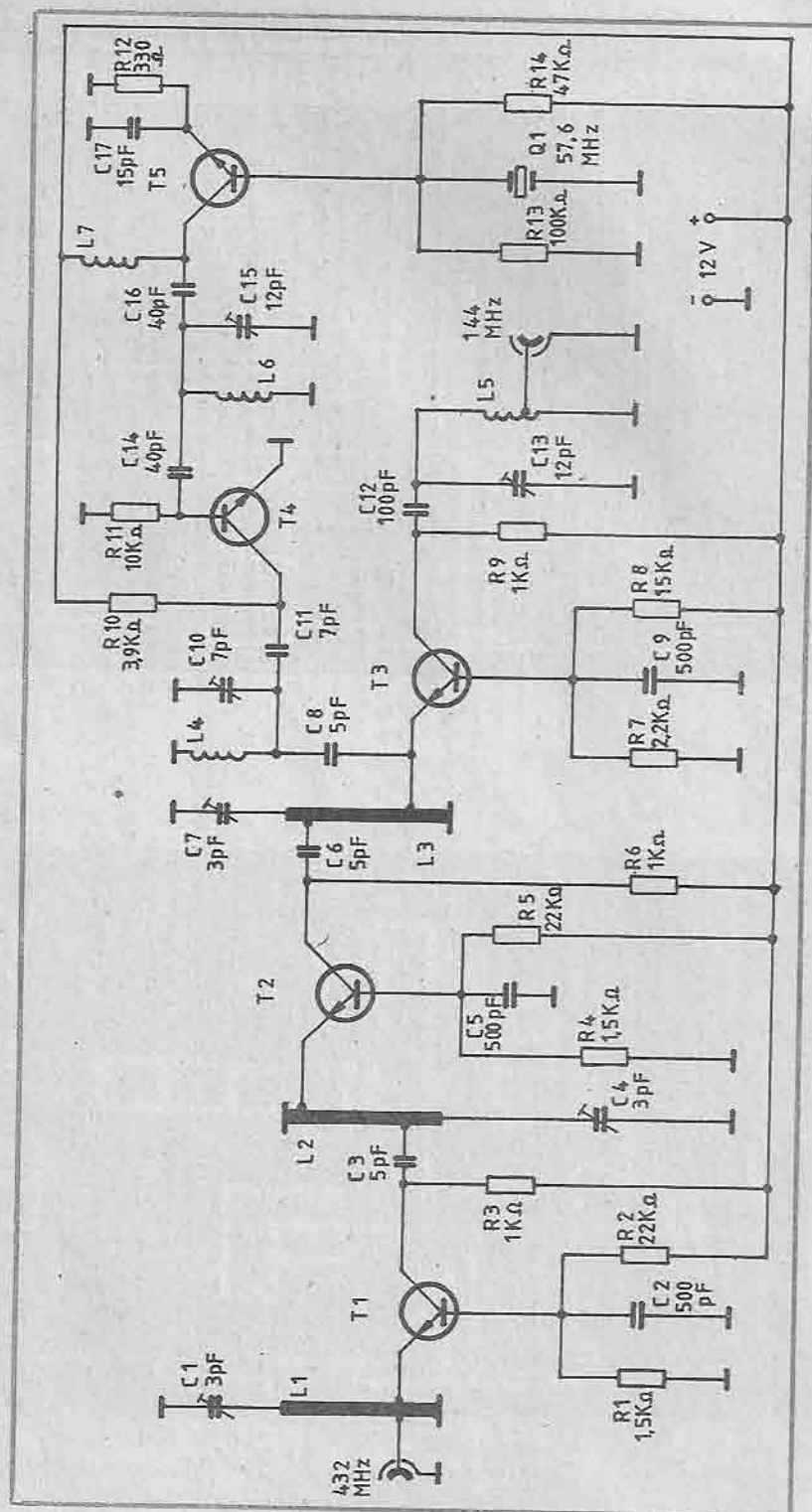


Fig. 10.1

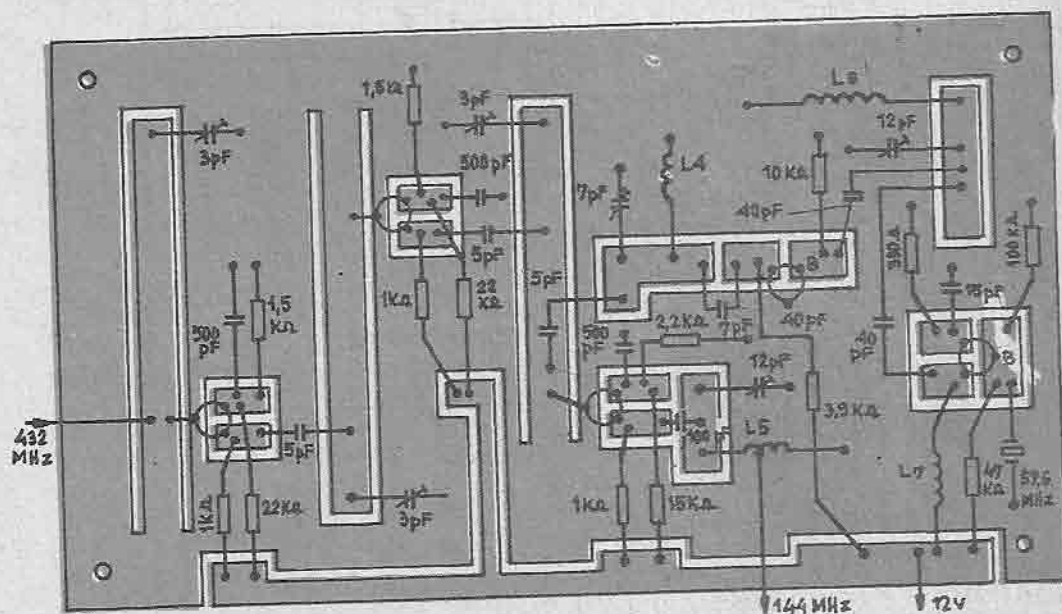


Fig. 10.2a

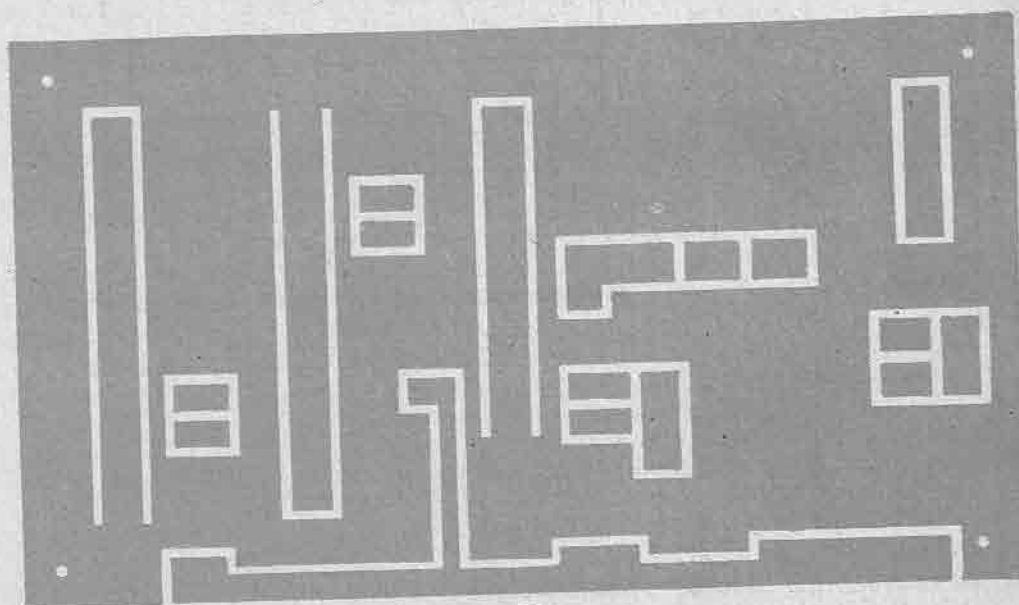


Fig. 10.2b

11. MANIPULATOR IAMBIC DIGITAL CU CIRCUITE INTEGRATE CMOS

Elementul principal al manipulatorului constituie un numărator liniar de doi biți, cu patru stări sau valori posibile la ieșire: 0, 1, 2, 3. Ieșirea număratorului acționează releul de manipulare și acesta la rândul său, emițătorul.

Pentru a determina starea de funcționare sau de repaus a emițătorului, starea manipulatorului este decodificată.

În 0 emițătorul este în repaus.

La emiterea unui punct, ieșirea număratorului trece în starea 1, după care revine în starea 0; la emiterea unei linii ieșirea trece în stările 1, 2, 3, apoi revine în poziția 0. Acest ciclu de stări stabilește un raport perfect între PUNCT-LINIE și PAUZĂ, de 1 : 3 : 1. Fiecărei stări îi corespunde aceeași unitate de timp cu durată stabilită de circuitul de tact (fig. 11.1).

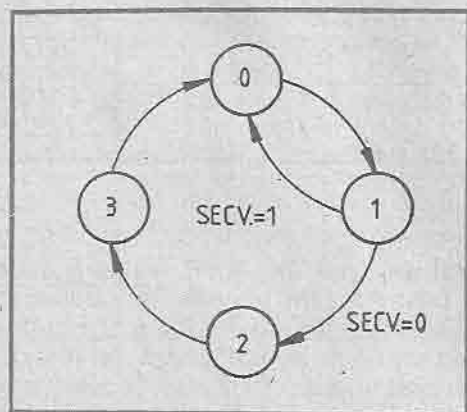


Fig. 11.1

Pentru o mai bună înțelegere a explicațiilor de mai sus se poate urmări schema bloc (fig. 11.2). Condensatoarele $C1$ și $C2$ împreună cu rezistențele $R1$ și $R2$ formează câte un filtru RC protector împotriva perturbațiilor ce pot eventual apărea la intrările de mare impedanță ale porților CMOS.

Intrările notate cu INT PUNCT și INT LINIE se conectează cu o cheie iambică prin care sînt puse la masă.

Memoria pe punct și linie este realizată cu $IC1$ ce conține patru operatoare SI-NU cu două intrări. Aceste porți formează două circuite bistabile ale căror ieșiri sînt notate cu MEM PUNCT și MEM LINIE. Punînd la masă intrările INT PUNCT și INT LINIE, se acționează asupra stării acestor circuite bistabile. Fiecare memorie va fi ștearsă de către poarta de resetare la încheierea unui ciclu complet.

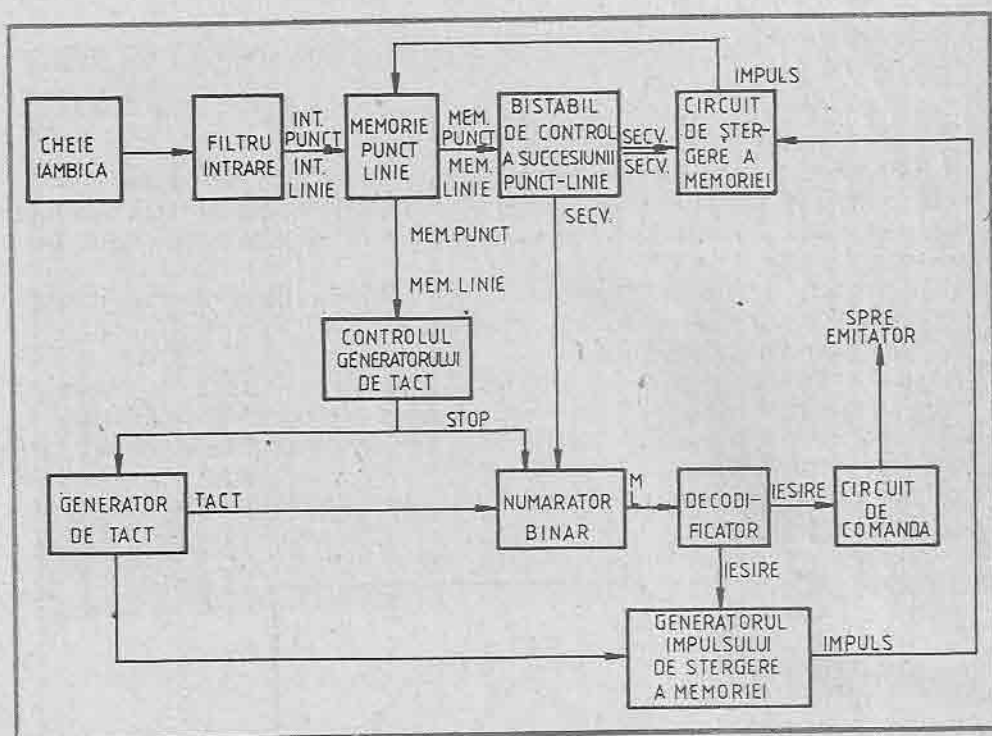


Fig. 11.2

Circuitul bistabil de tipul JK, IC2B, asigură succesiunea corectă a semnalelor; ea este basculată de trecerea din starea 0 în starea 1. Intrările J și K sînt conectate la ieșirile memoriilor punct-linie, iar ieșirea SECV va fi în starea 1 cînd memoria funcționează pe punct, în 0 cînd funcționează pe linie și alternînd — din 1 în 0 — cînd funcționează pe punct și pe linie; IC2B comandă dacă în ciclu se introduce punctul sau linia. SECV fiind în 1, se va forma ciclul unui punct; dacă este în 0 va rezulta ciclul unei linii. SECV și SECV comandă porțile IC3A și IC3D de resetare a memoriei.

Porțile IC3A și IC3D sînt validate de impulsurile de ștergere a memoriei provenite de la ieșirea Q a bistabilului IC2A, aceasta servind la ștergerea din memorie a punctelor, respectiv a liniilor.

Dacă intrările MEM PUNCT sau MEM LINIE sînt în 1, ieșirea trece în 0, eliminînd semnalul STOP de la generatorul de tact și de la numărator.

Generatorul de tact este format din IC4B și IC4C, condensatorul C3, rezistorul R3 și potențiometrul R7; ieșirea acestuia este forțată în 0 cînd semnalul stop este în 1.

Impulsurile de resetare a memoriei sînt produse de IC2A și IC3A. Impulsurile vor apărea numai cînd manipulatorul este în starea 0, iar generatorul de tact pe front crescător. În timpul stării 0, ieșirea va fi în 0, făcînd ca semnalul de pe primul 10 al lui IC3C să treacă în 1. În circuitul in-

tegrat IC2A cu intrarea J în 1, frontul crescător al generatorului de tact aplicat pe primul 3 va face ca ieșirea Q să treacă în 1. Intrarea de forțare în $\emptyset$ (prin 4) este legată la ieșirea Q, deci circuitul va reseta automat după fiecare trecere în 1; în consecință vom obține un impuls pozitiv cu o durată foarte scurtă.

Numărătorul de stări este alcătuit din IC5 și IC4D. Ieșirea Q a lui IC5A determină cel mai semnificativ bit al număratorului, în timp ce ieșirea Q a lui IC5B determină pe cel mai puțin semnificativ; semnalele le notăm cu L și M. Starea număratorului se va schimba pe frontul crescător al tactului, fiind determinată de ieșirea porții IC4D. Dacă ieșirea este în 1, numărătoarea va fi 1, $\emptyset$; când este în $\emptyset$, numărătoarea va fi 1, 2, 3, $\emptyset$.

Funcționarea manipulatorului o explicăm luând ca exemplu litera "A".

Când manipulatorul este în repaus, ieșirea va fi în starea $\emptyset$, cu $M = \emptyset$ și $L = \emptyset$. Semnalul STOP este în 1, în vreme ce ambele ieșiri de memorie pe punct și pe linie sînt în $\emptyset$.

Semnalul STOP forțează tactul în $\emptyset$ și validează intrările de ștergere ale număratorului IC5 — pinii 4 și 12.

Pentru litera "A" se acționează cheia de puncte, apoi de cheia de linie, după care ambele sînt puse în repaus. Începem examinarea funcționării cu momentul în care acționăm cheia de puncte.

Semnalul $\emptyset$ al impulsului INT PUNCT face ca memoria pe punct să treacă în 1; când MEM PUNCT trece în 1, semnalul STOP ia valoarea $\emptyset$,

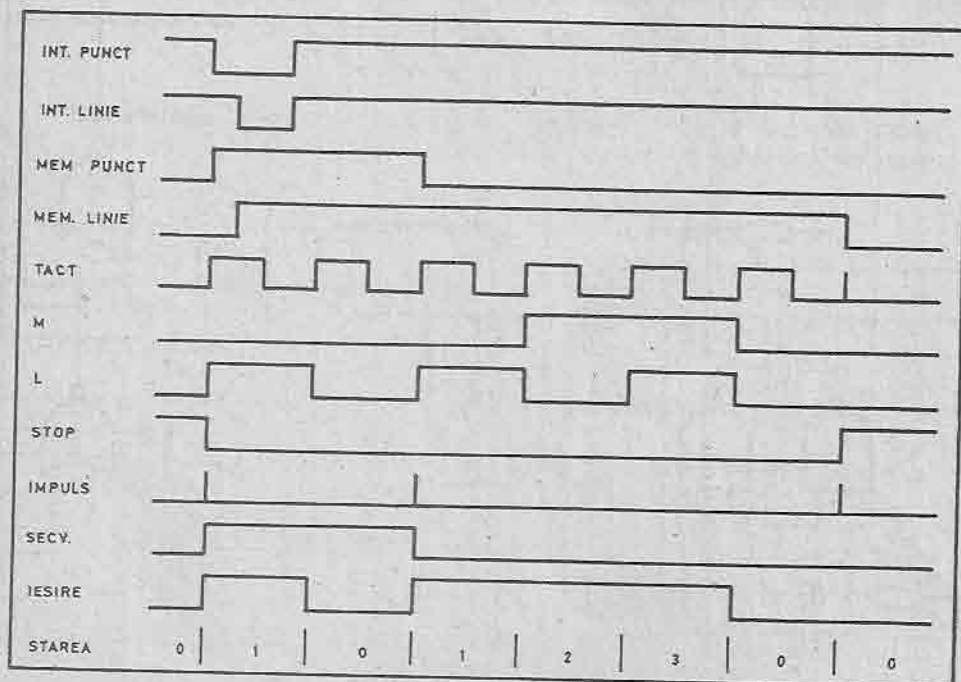


Fig. 11.3

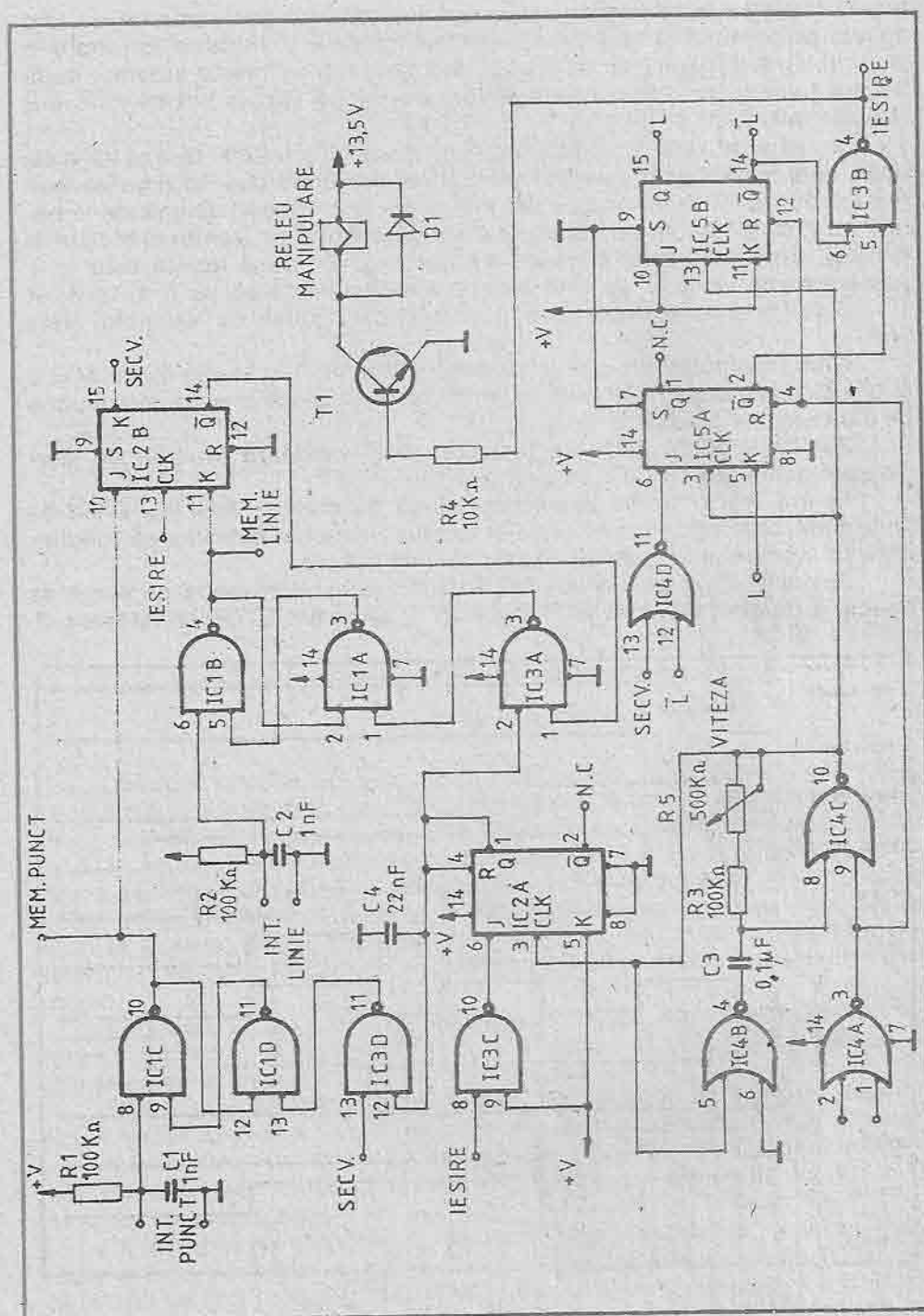


Fig. 11.4

semnalul de tact devenind 1. Primul front crescător al tactului basculează numărătorul o dată, deci $L = 1$, iar $L = \emptyset$. Cu intrarea din pinul 6 a lui IC3B în $\emptyset$ se deblochează comanda de ieșire și se acționează baza lui T1.

Intrarea de tact a lui IC2B este validată de trecerea de la $\emptyset$ la 1 a semnalului de ieșire. Cu MEM PUNCT = 1 și MEM LINIE = 0, SECV va trece în 1, validând astfel următorul impuls de ștergere ce este acționat spre memoria pe punct, prin IC3D. Cu SECV = 1, intrarea J a lui IC5A (prin 6) va fi în $\emptyset$. Prin urmare, la al doilea impuls de tact, numărătorul va reveni în $\emptyset$.

Deoarece cheia de linii a fost de asemenea acționată, MEM LINIE nu întrerupe semnalul STOP să fie în $\emptyset$, în consecință tactul funcționează. La al treilea impuls de tact, un impuls de ștergere, generat de IC2A (pin 1), este validat de IC3D pentru a reseta memoria pe punct, de asemenea, se va bascula, numărătorul în starea 1.

În a doua trecere de la $\emptyset$ la 1, IC2B va fi din nou acționat pe pinul 13. De data aceasta, fiindcă MEM PUNCT = $\emptyset$ și MEM LINIE = 1, bistabilul va fi resetat, iar SECV = $\emptyset$. Astfel, numărătorul de stări va fi determinat să fie în starea 2. La al patrulea impuls de tact, în starea 3, la al cincilea impuls de tact, și înapoi, în starea $\emptyset$, la al șaselea impuls. Al șaptelea impuls de tact producându-se în timpul stării $\emptyset$, vom obține încă un impuls de ștergere L SECV = 1, atunci memoria pe linii este ștearsă prin IC3A. Memoria pe puncte fiind în $\emptyset$, iar cea pe linii tot în $\emptyset$, semnalul STOP este validat, iar tactul invalidat, ieșirile de resetare ale numărătorului de stări fiind deci acționate.

Construcția. Manipulatorul poate fi alimentat de la o sursă de curent continuu (7 V și 15 V); în repaus, manipulatorul consumă un curent de 2,5 mA.

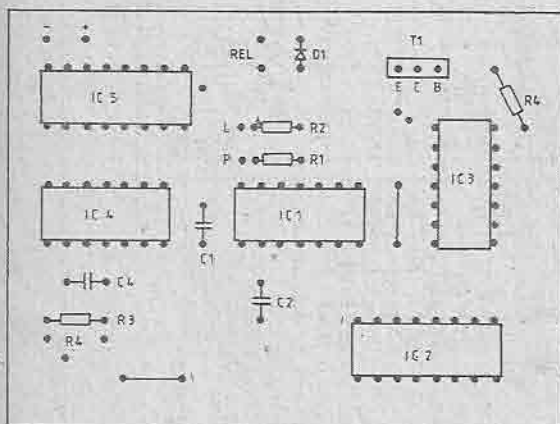


Fig. 11.5a

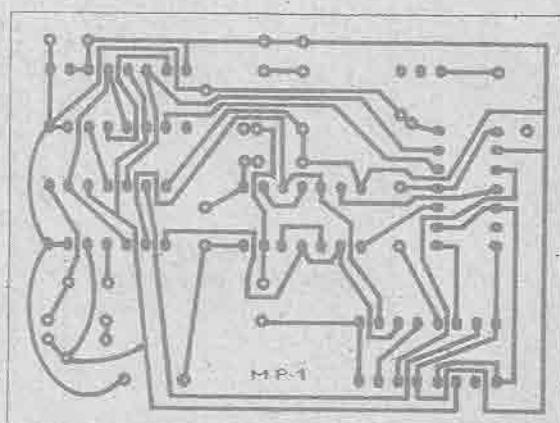


Fig. 11.5b

12. PUNTE DE MĂSURĂ PENTRU RADIOFRECVENȚĂ

Sînt numeroase situațiile în care radioamatorul constructor dorește să cunoască impedanța caracteristică a unui cablu coaxial, dacă antena lui este corect adaptată cu fiderul, dacă intrarea unui amplificator de radiofrecvență este adaptată la cablul folosit etc.

Precizia de măsurare a instrumentului descris aici este în funcție de egalitatea rezistoarelor $R1$ și $R2$ a căror valoare poate fi între $50\ \Omega$ și

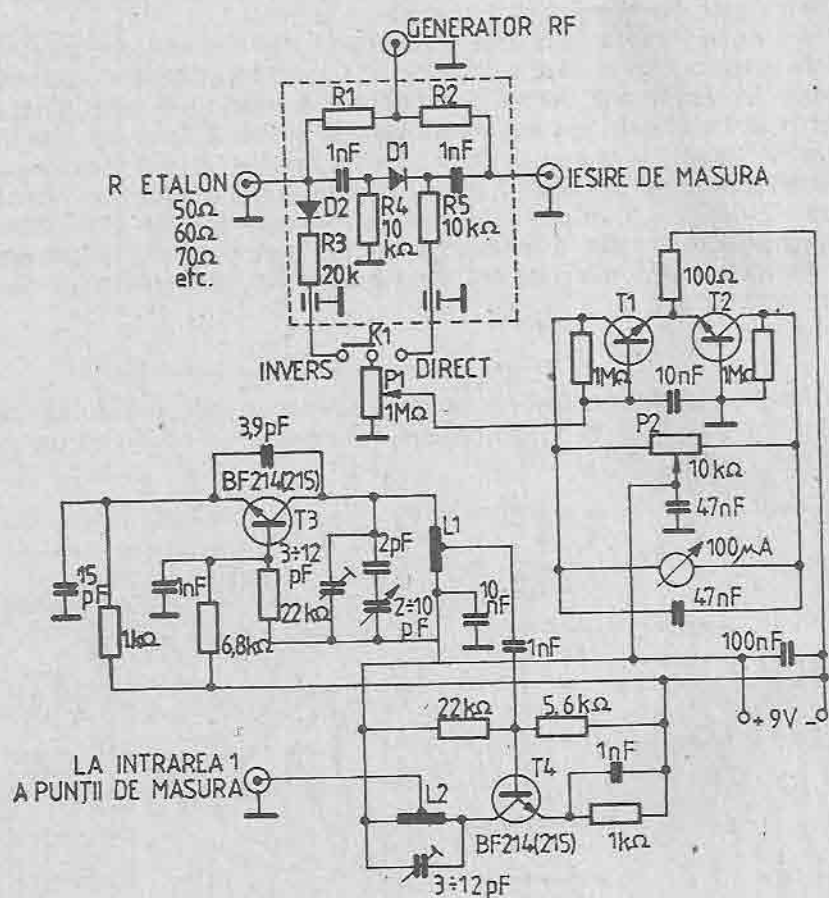


Fig. 12.1

75 Ω , de egalitatea parametrilor lui $D1$ și $D2$ (1N4148) și de îndeplinirea condițiilor $R4 = R5$, $R4 + R5 = R3$.

Generatorul de radiofrecvență ($f = 145$ MHz) este echipat cu tranzistorul $T3$ (BF215, BF214), montat ca oscilator Colpitts. Semnalul se culege de pe inductanța $L1$ (5 spire, CuAg, 1,5 mm, $\varnothing$ bobină, 5 mm, pas 1 mm, cu priză la 1,5 spire).

Tranzistorul $T4$ amplifică semnalul de radiofrecvență pentru ca, după o priză a lui $L2$ ($L2$ idem $L1$), să fie introdus, printr-un cablu coaxial, la intrarea 1 a punții.

Semnalul detectat este condus prin comutatorul $K1$ amplificatorului c.c. Tranzistoarele $T1$ și $T2$ sînt montate ca amplificator c.c., în contra-timp. Piese componente vor trebui să aibă caracteristici asemănătoare în special factorul β al tranzistoarelor $T1$ și $T2$, care sînt de tipul BC107, 108 etc.

Pentru măsurători se procedează în felul următor: se echilibrează voltmetrul electronic prin acționarea lui $P2$, montăm cablul de legătură de la ieșirea generatorului de radiofrecvență la intrarea 1. La borna 3 plasăm mufa de legătură cu antena de măsurat, intrarea amplificatorului de reglat sau un cablu coaxial a cărui impedanță dorim să o stabilim. (Cablul va avea montat la celălalt capăt o rezistență etalon.) Comutatorul $K1$ îl punem pe poziția direct. Ajustăm $P1$ pentru a citi indicația maximă a instrumentului, apoi $K1$ se trece pe poziția invers. Dacă impedanța pe care o măsurăm este egală cu rezistența etalon montată la borna 2, puntea este echilibrată și instrumentul de măsură va indica punctul nul. Dacă generatorul de radiofrecvență este un emițător, puterea de ieșire a acestuia nu va trebui să depășească puterea disipată a rezistențelor etalon. Rezistențele $R1$, $R2$, $R3$, $R4$, $R5$, precum și etaloanele vor fi de tipul de volum sau cu peliculă metalizată.

Puntea de măsură propriu-zisă va fi montată într-o cutie metalică potrivită cu gabaritul pieselor (rezistoare, condensatoare de trecere și mufe coaxiale).

13. MĂSURĂTOR DE UNDE STAȚIONARE

Adaptarea impedanței ieșirii unui emițător, cu fiderul antenei și al fiderului cu antena, reprezintă o condiție obligatorie pentru realizarea transferului de energie a unui emițător bine construit. Dacă impedanțele acestora sînt egale, pe linie nu apar unde staționare, realizîndu-se astfel un transfer optim (maxim) de energie în antenă.

Pentru a evita fenomene nedorite, autorii au construit un măsurător de unde staționare — a unui reflectometru, cum i se mai spune — pe care l-au folosit și îl folosesc cu rezultate mulțumitoare.

Instrumentul este montat într-o cutie de aluminiu ale cărei cote sînt impuse de dimensiunea galvanometrului. Este de recomandat ca cele două mufe coaxiale să fie montate în așa fel încît capetele firului să fie direct legate de capetele comutatorului.

Pentru bucla de cuplaj se folosește o bucată de cablu coaxial de circa 40 cm, cu impedanța de 75 Ω , cu învelișul izolant exterior eliminat.

Cu deosebită grijă introducem un conductor izolat între tresa metalică și cămașa de plastic a firului interior. Extremitățile acestui conductor ies prin două orificii practicate în tresa, la 1 cm distanță de capetele cablului, lipindu-se apoi contactele comutatorului K1A și K1B. Înainte de a fi lipite pe bușele coaxiale, pentru a ocupa un spațiu mai mic, această buclă trebuie să fie înfășurată (făcută colac) în jurul instrumentului.

Potențiometrul P2 servește la stabilirea sensibilității instrumentului, iar potențiometrul P1 la echilibrarea aparaturii, procedîndu-se în modul următor:

a) Se conectează emițătorul în borna Tx. Se conectează o sarcină fictivă de 75 Ω care să suporte o putere de cca 25—30 W în borna ANT. Se pune comutatorul K1 pe poziția DIR și potențiometrul P2 se reglează ca întreaga rezistență să fie introdusă în circuit.

Se pornește emițătorul cu puterea de 20—25 W, urmărindu-se deviația acului instrumentului care se aduce la maximum de indicație (capătul scalei) cu ajutorul potențiometrului P2.

b) Se mută comutatorul K1 pe poziția REF și se caută a se obține cu ajutorul potențiometrului P1 minimum de deviație a acului instrumentului (fără a modifica valoarea lui P2).

c) Se oprește emițătorul care se conectează în borna ANT, iar sarcina fictivă în borna Tx. Comutatorul K1 rămîne pe poziția REF. Se pornește emițătorul și se procedează ca la punctul a.

Se mută apoi comutatorul K1 în poziția DIR și se procedează ca la punctul b.

d) Se revine ca la punctul a, se refac reglajele apoi se revine ca la punctul b și se verifică deviația acului instrumentului.

Operațiile a și d se vor efectua de cîteva ori, pînă la obținerea pe poziția REF a unei deviații foarte mici a acului instrumentului, corespunzătoare unei deviații maxime în poziția DIR.

În această situație, reflectometrul este pus la punct și poate fi folosit pe antena de emisie. El poate fi lăsat permanent în circuit, consumul său fiind foarte mic, constituind o indicație utilă pentru radioamator privind încărcarea TX-ului pe poziția DIR, folosind pentru aceasta numai potențiometrul $P2$ care poate fi scos pe panoul frontal.

După terminarea reglajelor, potențiometrul $P1$ se blochează.

Aprecierea raportului de unde staționare nu este complicată. Presupunem, spre exemplu, că aflându-se în poziția DIR, instrumentul arată la cap de scală 100 diviziuni, iar pe poziția REF, 10 diviziuni. Apoi folosim relația următoare:

$$\frac{I_{DIR} + I_{REF}}{I_{DIR} - I_{REF}} = \frac{100 + 10}{100 - 10} = 1,22.$$

Pentru ca reglajele efectuate să fie corecte, sarcina fictivă trebuie să fie neinductivă și să aibă aceeași impedanță cu fiderul antenei care va fi folosită la emisie.

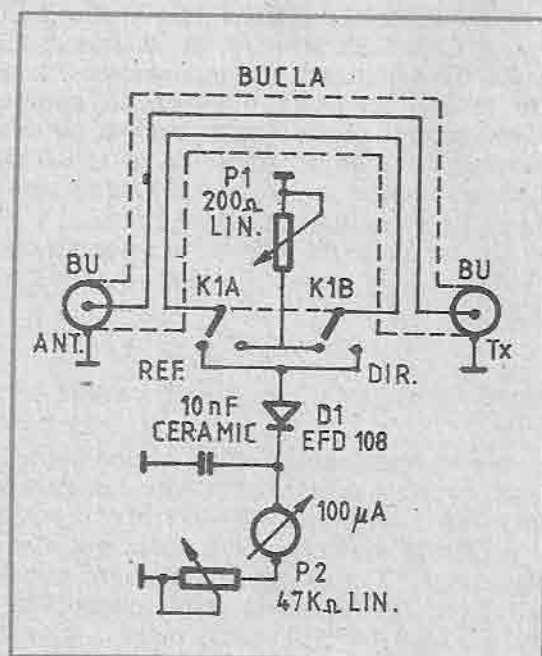


Fig. 13.1

14. ALIMENTATOR UNIVERSAL

Existența unui alimentator de bună calitate pe masa fiecărui radio-constructor este absolut necesară. Montajul prezentat mai jos corespunde acestor cerințe.

Circuitul integrat BA723 folosit în schemă este un stabilizator de tensiune destinat aplicațiilor ce necesită un stabilizator de tip serie, de putere mică (fără tranzistor serie exterior). Necesitatea tranzistorului extern apare în cazul în care valoarea curenților de sarcină este egală sau mai mare de 150 mA.

Cea mai răspândită aplicație practică este cea de stabilizator de tensiune pozitivă cuprinsă între 2—35 V. Tensiunea variabilă se obține cu divizorul de tensiune la ambele intrări ale amplificatorului de eroare; în acest caz, tensiunea de referință se divizează astfel ca la intrarea neînversoare (pin 5) să fie o tensiune egală sau mai mică decât tensiunea minimă de pe sarcină. Coborîrea tensiunii de ieșire sub 2,5 V conduce la micșorarea factorului de stabilizare. Condensatorul C2 asigură corecția amplificatorului de eroare, eliminînd o eventuală autooscilație a acestuia. Pentru reducerea zgomotului ce poate apărea pe tensiunea de referință, pinul 5 va fi decuplat cu un condensator de 10 nF (dacă este cazul).

Coeficientul de stabilizare al circuitului BA723 este de cîteva sute de ohmi, iar rezistența de ieșire mai mică de 0,2 Ω .

Rezistorul R1 se va calcula în funcție de valoarea curentului de protecție impus; $R1 \approx 0,65/I_{LIMIT}$, unde I_{LIMIT} este curentul maxim de ieșire. Valoarea lui R9 va fi calculată în k Ω ,

$$R9 \approx 5 V_{int.} - 31 \Omega$$

Prin modificarea valorii lui R7 se obține variația tensiunii de ieșire, $V_{ieșire max.} = (R10/R8)$.

Alimentatorul are în componența sa și un voltmetru cu afișaj digital; piesa principală este circuitul specializat C520. Acesta conține toate etajele necesare conversiei în intervalul 0—999 mV (furnizînd semnale logice TTL, pentru comanda multiplexată a celor trei elemente de afișare cu LED-uri (catod comun). Componentele aferente circuitului C520 sînt: condensatorul de intrare C6, rezistorul semireglabil R13 — el stabilește pragul de zero cînd intrarea (pin 11) este la masă — și rezistorul R11, care stabilește valoarea maximă a măsurării. Un decodor BCD pentru 7 segmente, CDB447, asigură comanda celor 3 elemente de afișare, prin intermediul tranzistoarelor T4, T5 și T6.

Comutatorul K1A și K1B permite măsurarea unor tensiuni exterioare pînă la 999 V.

Alimentarea voltmetrului se face printr-un circuit integrat stabilizator de 5 V.

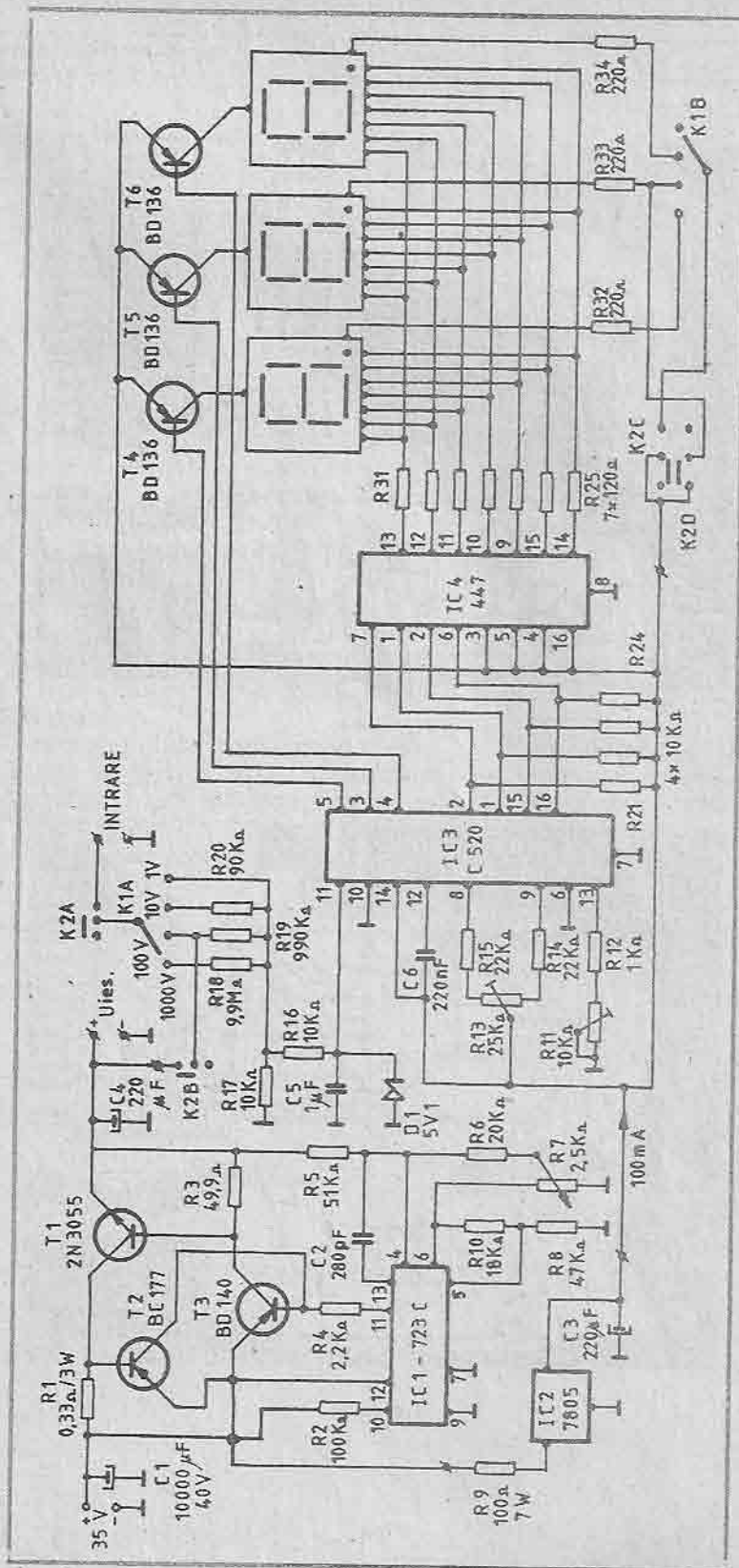


Fig. 14.1

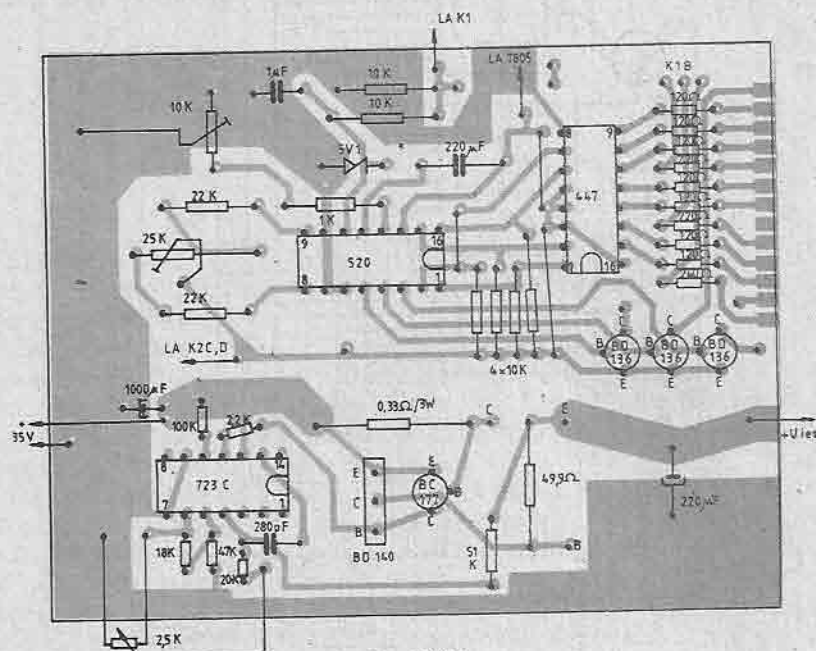


Fig. 14.2a

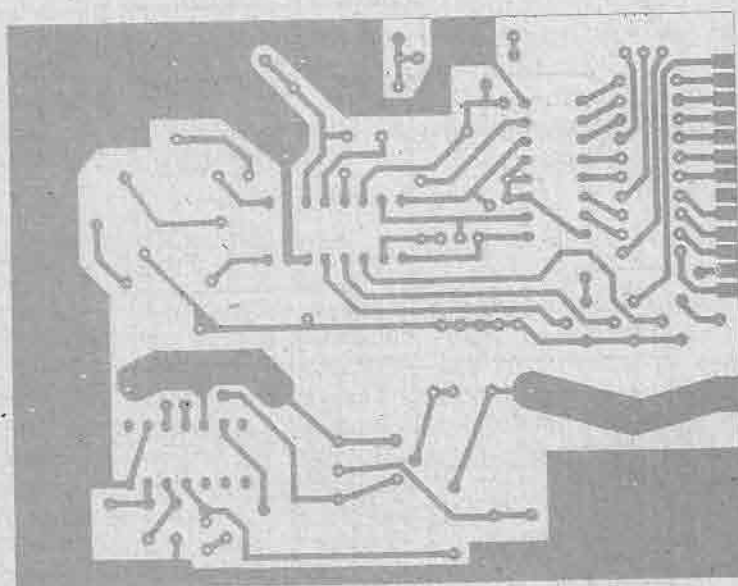


Fig. 14.2b

15. OSCILATOR DE AUDIOFRECVENȚĂ CU MULTIPLE UTILITĂȚI

$$f = \frac{1}{RC} = \frac{1}{20 \times 10^{-3} \times 10^{-6}} = \frac{1}{2 \times 10^{-7}} = \frac{10^7}{2} = 5 \times 10^6 \text{ Hz}$$

În cele ce urmează este prezentat un oscilator de joasă frecvență cu o bandă care depășește mult limitele inferioare și superioare ale joasei frecvențe zise și „audio” (20 la 20 000 Hz). Acest oscilator poate produce semnale cuprinse între 10 Hz și 175 kHz, după valorile condensatoarelor folosite în dispozitivul RC; condensatoarele vor fi, în consecință, interșanjabile sau alese pentru o aplicație dorită.

Acest montaj, cu frecvențe fixe, este în mod deosebit interesant pentru multiplele sale aplicații: măsurări, învățarea alfabetului Morse, măsurător pe canalele HI-FI, instrumente muzicale, etalonarea altor oscilatoare etc.

Schema de principiu. Este dată în figura 15.1, pe care s-au indicat valorile elementelor care nu se schimbă funcție de frecvența de oscilație. Cele ale lui C1, C2 și C3 sînt date mai jos.

Iată o analiză rapidă a acestui montaj care poate fi ușor realizat de către radioamatori.

Schema cuprinde două tranzistoare, T1 și T2, ambele NPN; primul este oscilator de tipul dublu T; al doilea este un repetor al semnalului produs de primul. Se pot recunoaște ușor cei doi T; unul este format din R2, R3 și C3, celălalt din C1, C2 și R1, cele trei puncte comune ale lor fiind x, y și z. Pentru ca oscilatorul să funcționeze, acest ultim punct trebuie pus la masă.

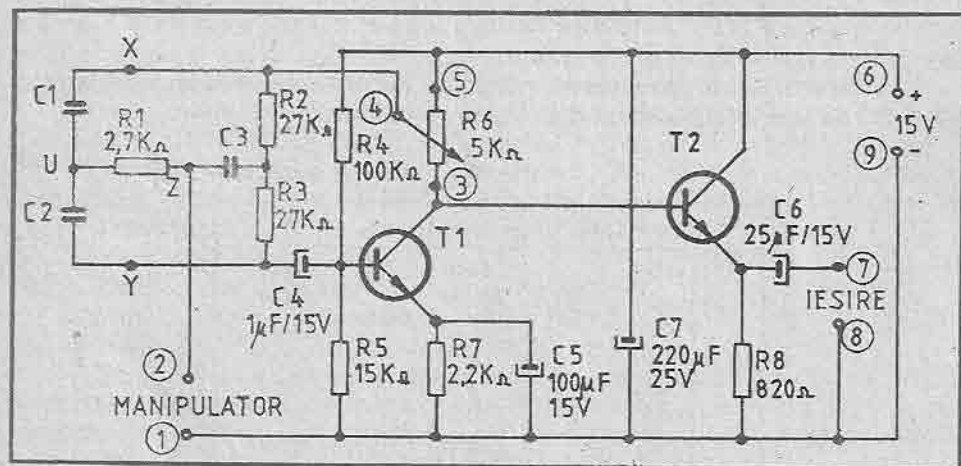


Fig. 15.1

Oscilatorul funcționează în felul următor: circuitul în dublu T determină o reacție negativă pe toate frecvențele, cu excepția uneia pentru care avem reacție pozitivă și montajul intră în oscilație; această frecvență este aproximativ egală cu:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C3}}$$

cu $R1 = R2$; $C1 = C2$ și $C3 = 2C2$; $R2 = 10R1$, formula de mai sus devenind:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{10R1^2 \cdot 2C2}} \text{ sau}$$

$$f = \frac{1}{2\pi R1 \cdot C2 \cdot \sqrt{20}}$$

ceea ce cu aproximație dă în final următoarea relație:

$$f \approx \frac{1}{28 \cdot R1 \cdot C2}$$

Această formulă va fi verificată experimental, cu valorile elementelor indicate: $R1 = 2\,700\ \Omega$ și $C2 = 1\ \mu\text{F}$, valoarea lui f va fi: $10\,000/750 = 13,3$ Hz. Măsurătorile indică pentru aceste valori 10 Hz, ceea ce impune o corectare a formulei pentru mărirea preciziei de calcul.

$$f = \frac{1}{37 \cdot R1 \cdot C2}$$

cu f în hertzi, R în ohmi și $C2$ în farazi.

În tabelul 15.1 prezentăm o listă a valorilor condensatoarelor: $C1$, $C2$ și $C3$ pentru diferite frecvențe.

Tabelul 15.1

Frecvența [Hz]	$C1 = C2$	$C3$
175 000	50 pF	100 pF
95 000	100 pF	200 pF
20 000	500 pF	1 000 pF
10 000	1 nF	2 nF
2 000	5 nF	10 nF
1 000	10 nF	20 nF
750	15 nF	30 nF
200	50 nF	100 nF
100	0,1 μF	200 nF
20	0,5 μF	1 μF
10	1 μF	2 μF

Observăm că afară de frecvențele înalte peste 50 kHz, produsul $f \cdot C1 = 10$ (cu f în [Hz] și C în [μ F]). La frecvențe ridicate trebuie să luăm în considerare capacitățile parazite. Un exemplu: $C1 = C2 = 50$ pF și $C3 = 100$ pF; observăm că frecvența nu este de 200 kHz, ci mai joasă, 175 kHz, ca urmare a totalului capacităților care este mai mare.

Tranzistorul $T1$ este polarizat la bază prin $R4$ și $R5$ — divizor de tensiune dispus între cele două bare de alimentare. Colectorul este legat la + prin potențiometrul $R5$ de 5 k Ω , care este accesibil utilizatorului. Acest reglaj permite obținerea unei forme de undă sinusoidală. Practic, acest semnal trebuie să fie sinusoidal și să prezinte, în consecință, un minim de distorsiuni.

Reglajul poate fi făcut examinând semnalul cu osciloscopul, căutând a obține cea mai „frumoasă” formă a sinusoidei.

Pentru distorsiuni mai mici de 5%, osciloscopul nu este suficient și trebuie să folosim un distorsiometru; această operație va fi efectuată numai în cazuri speciale.

Cum spuneam mai înainte, montajul nostru poate fi folosit și ca generator pentru învățarea telegrafiei și, de asemenea pentru antrenament. De notat că frecvența cea mai „plăcută” pentru urechea umană este 750 Hz; iată valorile pieselor pentru această frecvență: $C1 = C2 = 15$ nF și $C3 = 30$ nF. Câștile se vor conecta la ieșirea montajului în punctele 7 și 2.

Repetorul. Semnalul luat din colectorul lui $T1$ este transmis direct bazei lui $T2$. Acest tranzistor este montat cu colectorul în comun, legat direct la linia de plus. Ieșirea se face în joasă impedanță, din emitor. Mulțumită acestui etaj de separare se realizează două avantaje: 1) ieșirea are o impedanță joasă, ceea ce permite cuplarea tuturor aparatelor a căror impedanță de intrare este egală sau mai mare de 1 000 Ω ; 2) ieșirea este separată de emitor printr-un condensator de 25 μ F. Această valoare poate fi mai mare dacă montajul descris este specializat pentru frecvențe foarte joase și dacă impedanța aparatului în emitor este de joasă impedanță, cuplarea unui asemenea aparat nu dereglează oscilatorul.

Caracteristicile componentelor. Condensatoare: $C1 = C2$, vezi tabelul 15.1; $C3 = 2C1$; $C4 = 1$ μ F/15 V; $C5 = 100$ μ F/15 V; $C6 = 25$ μ F/15 V. $C4$, $C5$ și $C6$ sînt condensatoare electrolitice sau cu tantal. Tensiunea de alimentare poate ajunge la 20 V (se va mări corespunzător tensiunea de lucru a condensatoarelor), dar nu mai mică de 15 V.

Rezistențe: $R1 = 2,7$ k Ω ; $R2 = R3 = 27$ k Ω ; $R4 = 100$ k Ω ; $R5 = 2,2$ k Ω ; $R8 = 820$ Ω ; toate de 0,5 W cu o toleranță de 10%.

Tranzistoarele recomandate sînt: BC107, BC171, BC172, BC173, BC174, BC190, BC237, BC238 sau BC239.

Construcția. Montajul poate fi realizat pe o placă de circuit imprimat care cuprinde toate componentele cu excepția următoarelor: a) potențiometrul $R6$; b) întrerupătorul de alimentare; c) două borne pentru alimentare; d) două borne pentru ieșire.

Aceste elemente vor fi montate pe panoul din față al cutiei. Legăturile între cele două plăci se vor face în punctele (1) la (9), așa cum reiese din schema dată în figura 15.1. Aceste puncte sînt reprezentate prin cerculețe.

Desenul plăcii de circuit imprimat și de implantare a pieselor sînt prezentate în figurile 15.2a și 15.2b.

Pentru a construi într-un mod rațional și cu folos, verificați pe schema de principiu (fig. 15.1) dacă fiecare componentă a fost montată corect. Astfel experimentatorul va realiza progrese în practica electronică.

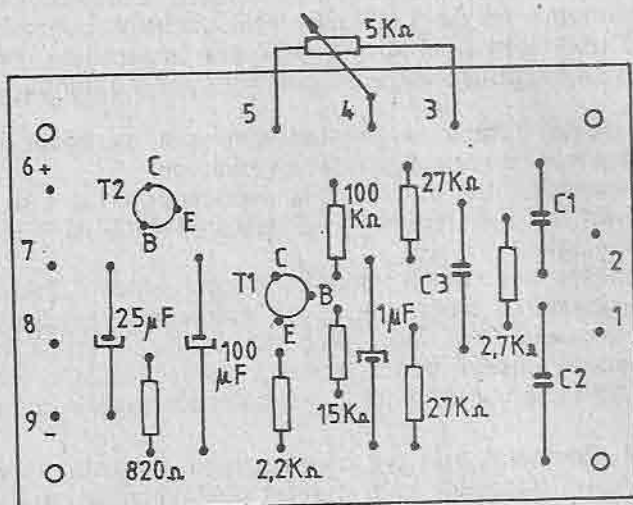


Fig. 15.2a

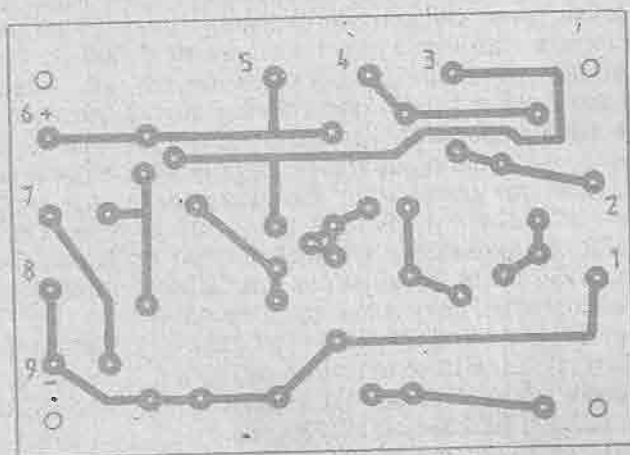


Fig. 15.2b

Proba și reglajele. Aparatul fiind gata, vom conecta o cască la bornele de ieșire (sau un amplificator cu difuzorul său); vom alimenta montajul. Potentiometrul R_6 se va regla pentru a obține sunetul dorit; vom lega un osciloscop pentru vizualizarea formei de semnal.

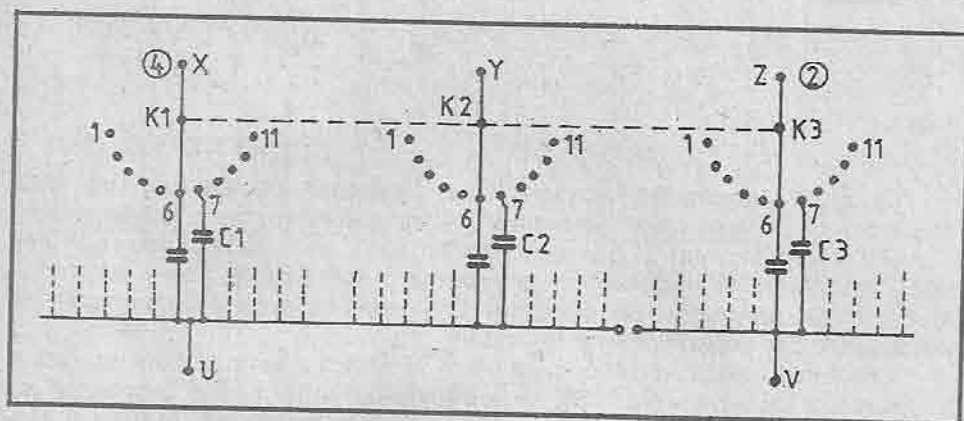


Fig. 15.3

Variante simplă. O variantă simplă obținem dacă înlocuim cele trei condensatoare $C1$, $C2$ și $C3$ printr-o colecție de condensatoare ale căror valori sînt cele indicate în tabelul 15.1 și sînt comutate așa cum se vede în figura 15.3. Se va utiliza un comutator cu trei galeți. Fiecare galet va fi folosit pentru o serie de condensatoare, $C1$ sau $C2$ sau $C3$. De exemplu, în poziția 7, se va lua $C1 = C2 = 10 \text{ nF}$, $C3 = 20 \text{ nF}$, iar frecvența de oscilație va fi de $1\,000 \text{ Hz}$. Nu este obligatoriu de a folosi 11 poziții și de a alege frecvențele din tabelul 15.1.

Un reglaj progresiv și continuu al frecvenței poate fi obținut făcîndu-l variabil pe $R1$. Astfel, avînd valoare fixă, de $2,7 \text{ k}\Omega$, nimic nu ne împiedică de a o înlocui cu un potențiomtru de $1,5 \text{ k}\Omega$ în serie cu o rezistență de $2 \text{ k}\Omega$ — așa încît $R1$ poate varia între 2 la $3,5 \text{ k}\Omega$ (fig. 15.4).

Pentru a dispune de un semnal cu amplitudine variabilă, la ieșirea generatorului se va monta un potențiomtru cu o valoare de $5 \text{ k}\Omega$, cu variație liniară (fig. 15.5).

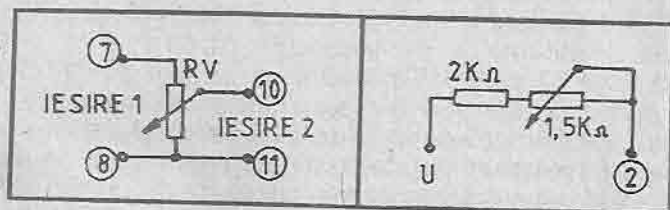


Fig. 15.4

16. GENERATOR DE SEMNAL PENTRU UNDE SCURTE ȘI ULTRASCURTE

Unul din aparatele necesare unui laborator de radioamator este fără îndoială un generator de semnal. Acest generator este foarte simplu și poate fi ușor montat și pus la punct de către un amator, chiar și începător. Nu dorim să descriem un echipament sofisticat și costisitor; montajul conține un minim de componente, ceea ce determină un preț de cost scăzut, dar și performanțe onorabile.

Credem că este necesar să punem la punct câteva noțiuni teoretice în domeniul generatoarelor de radiofrecvență. Atunci când montajele se realizau cu tuburi, acum trei decenii, oscilatoarele de RF puteau fi deduse din diverse scheme, mai mult sau mai puțin complexe, mai mult sau mai puțin stabile, mai greu sau mai ușor de pus în operă și la punct, care toate însă se refereau la același principiu, adică de a întoarce în fază la intrarea unui amplificator, o parte a semnalului de ieșire în așa fel încât să se producă o oscilație a montajului, fiind vorba deci de o reacție pozitivă.

TIPURI DE OSCILATOARE :

- Oscilatorul *HARTLEY* al cărui circuit oscilant leagă grila la catod în fază.

- Oscilatorul *COLPITTS*, al cărui circuit oscilant leagă grila la anod cu o defazare realizată de o bobină cu priză mediană.

- Oscilatorul *SLIP COLL HARTLEY*, o variantă derivată din montajul *HARTLEY* clasic, cu o bobină prevăzută cu o înfășurare de cuplaj.

- Oscilatorul *MEISSNER* care folosește un cuplaj grilă-catod cu o bobină dublă prevăzută cu o a treia înfășurare de cuplaj.

- Oscilatorul *MESNY* de tip simetric prevăzută cu două tuburi.

- Oscilatorul *HARTLEY-PUSH-PULL*, echipat cu două tuburi.

- Oscilatorul *E.C.O.* (sau oscilator cu cuplaj electronic), bine cunoscut, folosit la pilotarea a numeroase emițătoare.

Această listă nu este completă și adăugăm oscilatorul *CLAPP*, care nu este decât o variantă a oscilatoarelor *COLPITTS* și *SPLIT COIL HARTLEY*. Se vede că pentru a produce un semnal de RF dispunem de numeroase scheme, fiecare cu avantajele și inconvenientele ei.

Odată cu apariția componentelor cu semiconductoare, situația nu se schimbă, și de asemenea dispunem de un mare număr de montaje, din care va trebui să facem alegerea cea mai bună.

Teoretic, toate schemele oscilatoarelor cu tuburi pot fi transpuse în scheme cu tranzistoare, însă, practic, numai următoarele montaje au fost reținute :

- Oscilatorul *COLPITTS* cu variantele sale;

- Oscilatorul *HARTLEY* cu variantele sale;

- Oscilatorul *PIERCE*.

Figura 16.1a arată oscilatorul *COLPITTS* în două variante. Este vorba de un montaj cu bază comună și circuit acordat în colectorul tran-

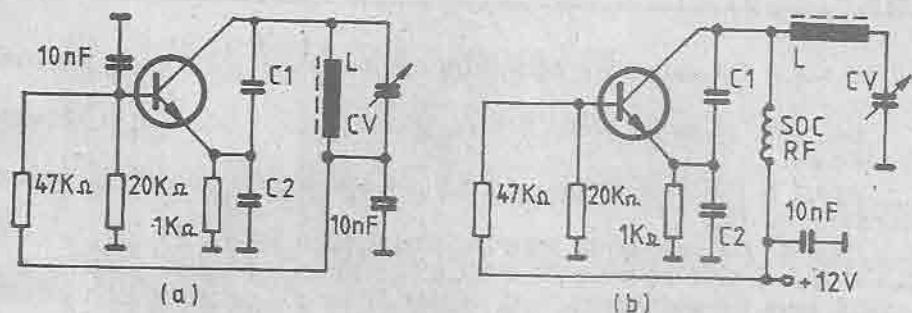


Fig. 16.1

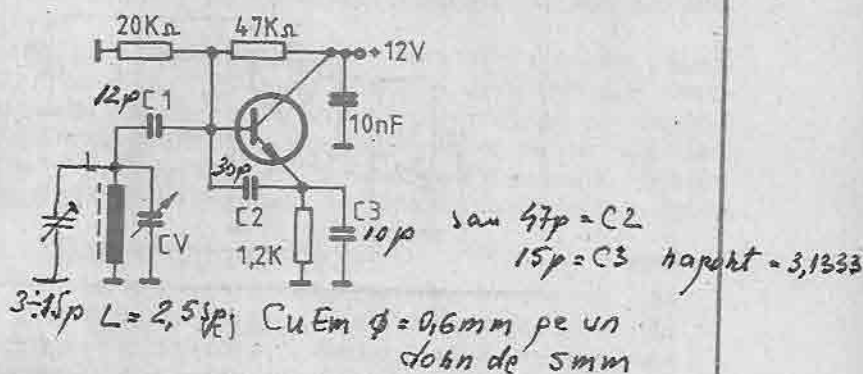


Fig. 16.1

zistorului; reacția este preluată de la un potențiomtru capacitiv format din $C1$ și $C2$; prin variația rezistorului din emitor (1—2 k Ω în cazul prezentat) se poate decala punctul de reacție și declanșa mai ușor punerea în oscilație a montajului a cărei frecvență de lucru este determinată de valoare bobinei $L1$, de capacitățile $C1$, $C2$ și de capacitățile parazite ale montajului.

Un condensator variabil plasat în paralel permite variația frecvenței oscilațiilor produse.

Dacă se ia în seamă varianta 16.1b, condensatorul variabil este legat în serie cu bobina. Întrucât trebuie să alimentăm colectorul în curent continuu, va trebui să folosim o bobină de șoc în serie cu alimentarea colectorului. În acest caz, montajul este asemănător cu cel de tip CLAPP, a cărei frecvență de lucru este în funcție de valorile lui $L1$, $C1$, $C2$ și CV . În practică, se vor păstra fixe valorile bobinei ca și al capacităților $C1$ și $C2$ și numai valoarea lui CV va fi variabilă, determinând în consecință o variație a frecvenței.

O altă variantă, 16.1c, este un montaj COLPITTS, cu colector comun; circuitul acordat este montat în bază, cu un cuplaj foarte slab; $C1$ servește pentru cuplarea circuitului $L.CV$ la bază, pe cînd punctul consti-

tuit de $C2$ și $C3$ determină nivelul de reacție aplicat emitorului tranzistorului.

De notat că se va păstra același raport $C2/C3$ oricare ar fi frecvența de utilizare.

Acest al treilea montaj — cu o bună stabilitate — poartă numele de oscilatorul lui *LEE*.

Figura 16.2 reprezintă schema oscilatorului *HARTLEY* care este relativ simplu și care nu necesită decât o bobină cu o priză la o treime de la capătul rece, această priză fiind legată la emitor printr-un condensator cu valoare fixă.

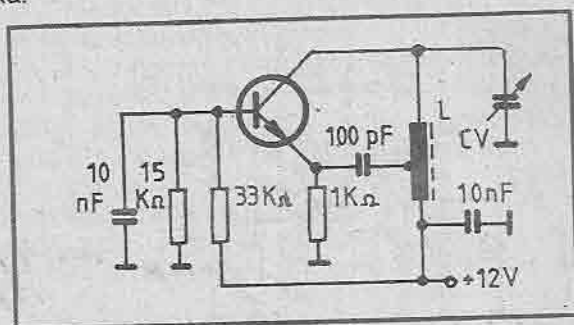


Fig. 16.2

Frecvența de lucru este fixată de produsul $L \cdot CV$ și este ușor de observat simplitatea comutării circuitului oscilant pentru diverse domenii de lucru.

Vom folosi deci un montaj cu baza comună, care la nevoie poate fi transformat într-un oscilator cu cuarț (fig. 16.3) prin înserierea acestuia în locul condensatorului de cuplaj, între priza bobinei și emitor.

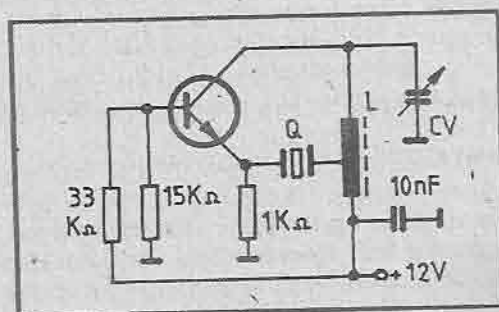


Fig. 16.3

Din motive de comoditate vom alege montajul *HARTLEY* ca element pilot al acestui generator și va fi suficient de a dispune de un număr de bobine comutabile cu priza la $1/3$ de la capătul rece. Numărul de puncte comutabile vor fi două, adică: capătul cald al bobinei și priza de la o treime, extremitatea rece rămânând pusă la bara de plus a alimentării în permanență.

Mai jos dăm tabelul bobinelor gamelor alese:

Banda nr. 1: de la 2 la 5 MHz (acoperă banda de 80 m)

Banda nr. 2: de la 5 la 10 MHz (acoperă banda de 40 m)

Banda nr. 3: de la 10 la 20 MHz (acoperă banda de 20 m)

Banda nr. 4: de la 20 la 30 MHz (acoperă banda de 10 m)

Banda nr. 5: de la 50 la 90 MHz (acoperă banda de UUS de radiodifuziune OIRT).

Banda nr. 6: de la 90 la 160 MHz (acoperă benzile CCIR de radiodifuziune și de „2 m” pentru radioamatori).

Această repartitie a fost impusă din dorința de a oferi numeroșilor radioamatori posibilitatea de a realiza echipamente funcționând în benzile de amator în unde scurte și de asemenea în gamele de UUS sau telecomandă.

Pe de altă parte, cum dispunem de șase game, este suficient a folosi un comutator sau o claviatură cu șase poziții și două circuite. Recomandăm folosirea unui element de comutare construit pe un material izolator de bună calitate: ceramică sau material plastic pentru radiofrecvență cu pierderi mici. Cablajul blocului bobinelor va fi executat cu îngrijire, cu trasee cât mai scurte, iar bobinele vor fi fixate pe o placă de cablaj imprimat.

În continuare prezentăm datele bobinelor:

Banda nr. 1: 90 spire. CuEm $\varnothing 0,2$, bobinate spiră lângă spiră;	30
Banda nr. 2: 50 spire, CuEm $\varnothing 0,2$, bobinate spiră lângă spiră;	16
Banda nr. 3: 30 spire. CuEm $\varnothing 0,4$, bobinate spiră lângă spiră;	10
Banda nr. 4: 15 spire, CuEm $\varnothing 0,4$, bobinate spiră lângă spiră;	5
Banda nr. 5: 6 spire. CuEm $\varnothing 0,8$, distanța între spire 0,5 mm;	2
Banda nr. 6: 2 spire, CuAg $\varnothing 1$ mm, distanța între spire 1 mm.	0,6

prize la:

Toate prizele sînt la o treime de la capătul rece și toate carcassele sînt cu diametrul de 7 mm, cu ferite pentru unde scurte, cu excepția gamelor 5 și 6, care sînt fără ferită (carcassele și miezurile de ferită aferente sînt folosite în radioreceptoare în benzile de unde scurte).

Schema bloc a generatorului de semnal propus este formată din: etajul oscilator (T1), etajul separator (T2), etajul amplificator (T3), un al doilea etaj amplificator (T4) pentru alimentarea frecvențmetrului, etajul oscilator de audiofrecvență (T5) și etajul de alimentare (TR1, T6).

Descrierea schemei de principiu (fig. 16.4). Pentru a face expunerea mai ușoară (și schema mai simplă), nu ne vom ocupa decît de o singură gamă.

Condensatorul variabil (CV1) va avea o valoare de circa 50 pF și va fi asociat cu un condensator de valoare mai mică (CV2), de aproximativ 10 pF montat în paralel, fapt care permite o variație mică a frecvenței, cînd facem măsurători sau reglaje. Oscilatorul cu frecvență variabilă utilizează un tranzistor de tip BF183, circuitul oscilant fiind plasat în colector. Reacția se face între colector și emitor prin C2 și priza inductanței L1. Mai departe, prin C3 semnalul este transferat bazei tranzistorului separator T2; prin C4 etajul amplificator (T3) primește semnalul în bază; sarcina de colector este formată din cele două șocuri, pentru unde ultrascurte și pentru unde scurte. Condensatorul C6 transferă semnalul atenuatorului

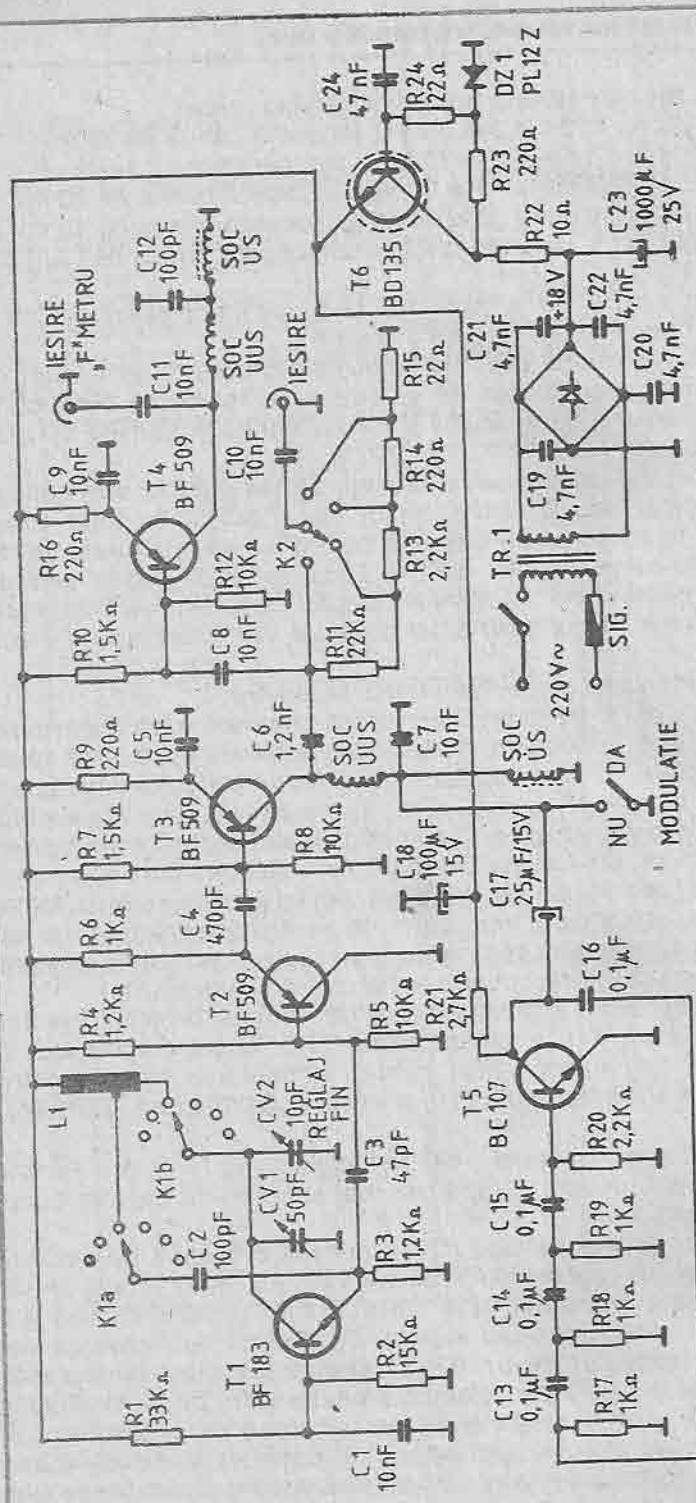


Fig. 16.4

format din $R11$, $R13$, $R14$ și $R15$ pe baza etajului amplificator prin $C8$; în colector sarcina este formată de două șocuri de UUS și US. Prin condensatorul $C11$ se cuplează un frecvențmetru (pentru etalonare sau dacă este posibil chiar pentru lucru normal, în felul acesta nu mai avem nevoie de scala analogică).

Etajul modulator este echipat cu tranzistorul $T5$; urmărind schema se observă că avem de a face cu un oscilator de audiofrecvență cu defazare RC . De la ieșire prin condensatorul $C17$ semnalul de audiofrecvență este condus la ieșirea de radiofrecvență. Comutatorul de modulație pe poziția NU, trece la masă semnalul de la oscilatorul de audiofrecvență.

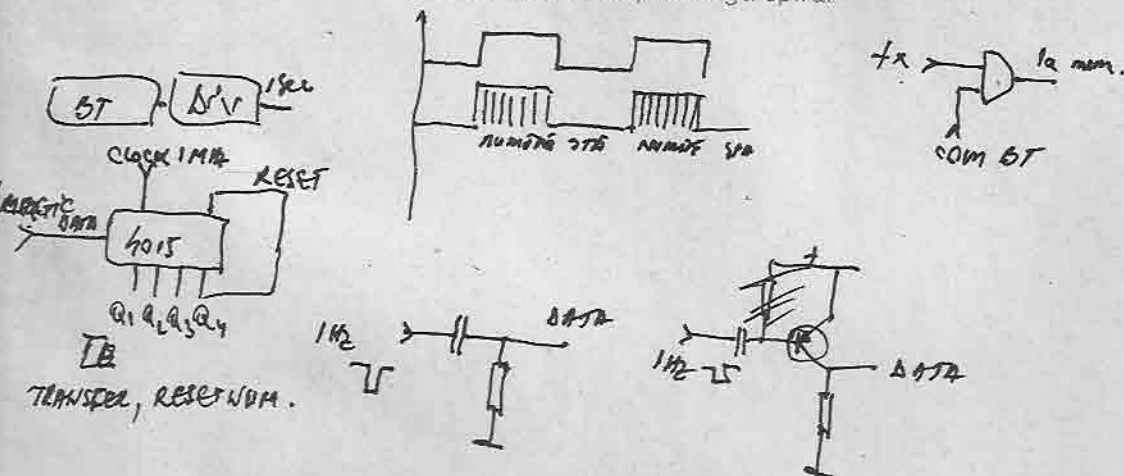
Etajul de alimentare, are ca elemente de stabilizare dioda Zener — $DZ1$ și tranzistorul serie $T6$ — BD135. Transformatorul de rețea — $TR1$ — este de tipul celor folosite la radioreceptoarele de fabricație românească, la care se va reface înfășurarea secundară, pentru o tensiune de 14 V. Diodele punții de redresare sînt de tipul 1N4001 sau similar.

Realizarea practică. Se recomandă o cutie metalică prevăzută cu un mâner pentru ușurarea transportului; pe panoul frontal avem:

• Scala de afișaj a frecvențelor, prevăzută cu o demultiplicare (scala poate fi rotundă la logitudinală funcție de sistemul de cuplare a condensatorului variabil).

- Comutatorul de game cu 6 poziții (se poate folosi și o claviatură).
- Comutatorul atenuatorului cu 4 poziții.
- Mufa coaxială de ieșire (B.N.C.).
- Mufa coaxială de ieșire pentru frecvențmetru (B.N.C.).
- Întrerupătorul de rețea.
- Comutatorul de modulație.

În încheiere, câteva cuvinte despre cele două șocuri de radiofrecvență: șocul pentru unde scurte se va confecționa pe o bară de ferită $\varnothing 1$ mm, $l = 15$ m și va avea 200 spire cu sîrmă CuEm $\varnothing 0,1$ mm. Șocul pentru unde ultrascurte se va construi pe o carcasă de polistiren $\varnothing 6$ mm și va conține 30 spire din sîrmă CuEm bobinate spiră lîngă spiră.



CUPRINS

CUVÎNT ÎNAINTE	5
DIN PARTEA AUTORILOR	6
1. PRINCIPIILE COMUNICAȚIILOR DE AMATOR	7
2. CONVERTOR EMISIE-RECEPȚIE PENTRU UNDE SCURTE	10
3. TRANSIVER ECONOMIC PENTRU UNDE SCURTE	15
4. TRANSIVER CU DUBLĂ SCHIMBARE DE FRECVENȚĂ PENTRU UNDE SCURTE	27
5. TRANSIVER PENTRU UNDE SCURTE DE MARE PERFORMANȚĂ	58
6. SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ (PLL)	76
7. SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ INDIRECT	82
8. SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ PENTRU BANDA DE 2 m	92
9. TRANSIVER PENTRU BANDA DE 144—146 MHz	98
10. ADAPTOR PENTRU RECEPȚIE 432—144 kHz	124
11. MANIPULATOR IAMBIC DIGITAL CU CIRCUITE INTEGRATE CMOS	127
12. PUNTE DE MĂSURĂ PENTRU RADIOFRECVENȚĂ	132
13. MĂSURĂTOR DE UNDE STAȚIONARE	134
14. ALIMENTATOR UNIVERSAL	136
15. OSCILATOR DE AUDIOFRECVENȚĂ CU MULTIPLE UTILITĂȚI	139
16. GENERATOR DE SEMNAL PENTRU UNDE SCURTE ȘI ULTRASCURTE	144
BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ	150