

## SSB/CW PRIMOPREDAJNIK ZA 144 MHz

### 1. Uvod

Danes radioamaterji običajno nabaviijo tovarniške radijske postaje in potem sami zgradijo le antene in druge pomožne naprave: elektronske tasterje, močnostne ojačevalnike, nizkošumne antenske predojačevalce in transverterje, običajno za višja frekvenčna območja, katerih osnovna radijska postaja ne pokrije. Tovarniške radijske postaje so razmeroma poceni v primerjavi s ceno materiala, potrebnega za samogradnjo. Tovarniške postaje običajno dosežejo vrhunske karakteristike le s kompliciranimi tehničnimi rešitvami problemov, kar je v amaterskih razmerah težko dosegljivo. Mislim pa, da je glavna ovira za samogradnjo pomanjkanje ustreznih načrtov in idej v amaterski literaturi. Za mnoge tehnične probleme obstajajo namreč tudi enostavnejše rešitve, ki pa v skupnem rezultatu (tehnične in operativne karakteristike radijske postaje) ne zaostajajo za komercialnimi rešitvami. Današnji bogati izbor cenениh polprevodniških komponent omogoča daleč večjo svobodo novih rešitev konstruktorju amaterju, kot pa jih lahko nudi tržišče že izdelanih radijskih postaj.

SSB sprejemniki in oddajniki so bili že od nekdanj trd oreh za amaterje konstruktorje. Tako sprejemnik kot oddajnik zahtevata vsaj eno mešanje frekvence, drag kristalni filter in stabilen VFO. Nobena od teh težav pa ni nepremostljiva: integrirana vezja in novi polprevodniki lahko znatno poenostavijo gradnjo, kristalni filter za SSB lahko zgradimo sami iz

starih kristalov, vsa CMOS integrirana vezja za sintetizator pa skupaj stanejo manj kot kvaliteten vrtljivi kondenzator za VFO.

Za delo na 144 MHz kot tudi za krmiljenje transverterjev za 432 MHz, 1296 MHz in 2304 MHz sem tudi sam potreboval kvalitetno SSB radijsko postajo. Ker pa se na UHF in mikrovalovnih področjih v glavnem dela iz portabla s planinskih vrhov, je obvezno napajanje postaje iz 12 V NiCd akumulatorja, pri tem je zaželjena tudi čim manjša poraba, majhne dimenzije in predvsem majhna teža. Ker nobena tovarniška postaja ne ustreza vsem gornjim zahtevam hkrati, sem se odločil, da sam razvijem novo kvalitetno bazno dwo-metersko radijsko postajo. Radijska postaja, katere načrtu objavljam, je rezultat dolgotrajnega dela, več neuspešnih prototipov, iskanja čim enostavnejših in cenejših tehničnih rešitev ter je jasen dokaz, da lahko amaterji zgradimo boljše in cenejše radijske postaje, kot nam jih lahko ponudi omejena domišljija komercialnih konstruktorjev z daljnega vzhoda!.

Blok shema SSB/CW primopredajnika za 144 MHz je prikazana na slikah 1. in 2.. Zaradi čim lažje ponovljivosti je postaja zgrajena modularno. Vsaka podenota je zgrajena na svojem tiskanem vezju in vključuje stopnje narisane v črtkanih pravokotnikih na blok shemi. Na sliki 1. je narisani "analogni" del primopredajnika: visokofrekvenčni del, medfrekvenčni in nizkofrekvenčni del, elektronski preklon sprejem/oddaja ter noise blanker in SSB squelch. Na sliki 2. je predstavljen "digitalni" del postaje (frekvenčni sintetizator): VCO, PLL

konverter, PLL časovna baza, programirani delilec in komparator, PLL kontrolna logika ter rotary encoder.

Iz blok sheme na sliki 1. je razvidno, da imata tako oddajnik kot sprejemnik eno samo mešanje, vrednost medfrekvence je 10.7 MHz. Signal za mešanje (133.3 MHz do 135.3 MHz) dobimo iz sintetizatorja. Noise blanker dela na nivoju medfrekvence pred kristalnim filtrom. ARP aktivira tudi SSB squelch. Vsa preklapljanja pri prehodu s sprejema na oddajo in obratno so izvedena elektronsko (brez mehanskih kontaktov). Preklop SSB/CW je avtomatski: pri pritisku tasterja postaja oddaja CW, pri pritisku PTT na mikrofону pa SSB; sprejem je (kot običajno) skupen za SSB in CW.

Sintetizator (slika 2.) vsebuje eno samo frekvenčno/fazno sklenjeno zanko. VCO niha na željeni izhodni frekvenci od 133.3 MHz do 135.3 MHz. V PLL konverterju mešamo izhodni signal VCO-ja z 131.3 MHz, da dobimo signal v območju od 2 MHz do 4 MHz, ki krmili programirani delilec PLL-ja s CMOS vezji. Iz programiranega delilca dobimo impulze s frekvenco reda 100 Hz, katere primerja frekvenčno/fazni komparator z referentnimi 100 Hz iz časovne baze in ustrezno popravlja VCO. Signal 131.3 MHz dobimo z mešanjem frekvence 142 MHz s frekvenco BFO-ja na 10.7 MHz. Na ta način lahko navidezno premikamo prepustni pas kristalnega filtra okoli željenega signala brez premikanja frekvence nosilca (pass band tuning) in lahko izberemo spodnji ali zgornji bočni pas (LSB ali USB) pri SSB načinu delovanja.

Prvi profesionalni SSB primopredajniki s sintetizatorjem so imeli izvedeno nastavljanje delovne frekvence z dekadnimi preklopniki. Taka rešitev je zadovoljiva za profesionalno uporabo - delo na fiksnih kanalih, za radioamaterje pa je neuporabna: iskanje signala na bandu je komplicirano in zamudno. Zato je za nastavljanje frekvence potrebna PLL kontrolna logika, ki pretvori signale s tipk UP in DOWN v BCD kodo za nastavitev programiranega delilca in hkrati predstavi nastavljeno frekvenco na 7-segmentnem displayu z 7 ciframi. Dodatna enota, rotary encoder, omogoča nastavljanje frekvence z vrtenjem gumba, podobno kot pri klasičnem VFO-ju z vrtljivim kondenzatorjem.

## 2. Visokofrekvenčni del

Slika 3. predstavlja visokofrekvenčni del oddajnika in sprejemnika. Antenski preklon je izveden z diodama BA243. Pri sprejemu diodi ne prevajata, izhodni tranzistor oddajnika (T6) pa predstavlja čisto kapacitivno breme, zato lahko pride VF signal iz antene (144 MHz) skoraj neoslabljen do VF ojačevalca (T1). Pri oddaji diodi BA243 omejujeta VF signal, ki pride na gate T1. Kondenzator 4p7 v seriji z diodami pa predstavlja le kapacitivno breme za izhodno stopnjo oddajnika. Potenciometer 22k log v source T1 nastavlja tok skozi mosfet in s tem ojačenje VF predojačevalca. Upor loo v drainu T1 (BF981) in drugi podobni upori preprečujejo samooscilacije v UHF področju. Za T1 sledita dva nihajna kroga (L3 in L4),

uglašena na 144 MHz, ki predvsem dušita zrcalno in druge nezaželjene frekvence. Sprejemni mikser je izveden z DG mosfetom (T2 BF961). L5 da prvo grobo selektivnost na medfrekvenci 10.7 MHz, sledi ojačevalna stopnja (T3 BF152). Upor 33 v emitorju T3 zniža ojačenje na potrebno vrednost, da nadomesti izgube v kristalnem filtru in hkrati izboljša linearnost stopnje. Dioda 1N4148 v kolektorju T3 odklopi stopnjo na oddaji.

Na oddaji so neželjeni produkti mešanja vključno s signalom VFO-ja zelo blizu željenemu signalu na 144 MHz, zato je priporočljivo uporabiti balansni mikser. Poznano integrirano vezje S042P je skoraj nepogrešljivo, saj so balansni mikserji s schottky diodami vsaj za en velikostni razred dražji. Da dobimo čim boljše linearnost in večjo izhodno moč, je tok skozi IV 1 povečan z uporom 100  $\Omega$  z nožic 10 in 12 na maso. Oddajnemu mikserju sledijo tri ojačevalne stopnje na 144 MHz, ki ojačajo željeni signal na 2.5 do 3.5 W in filtrirajo nezaželjene produkte mešanja. Prva ojačevalna stopnja (T4 BF961) dela v A razredu, s potenciometrom 22k  $\Omega$  g v source nastavljamo ojačenje in s tem izhodno moč oddajnika. Druga ojačevalna stopnja (T5 BFR96) dela v AB razredu. Izhodni tranzistor T6 (MBF237) pa v B razredu. Dioda 1N4148 stabilizira delovno točko izhodnega tranzistorja. Dioda OA90 usmerja del izhodne napetosti za krmiljenje indikatorja VF moči.

### 3. Medfrekvenčni in nizkovrekvenčni del

Shema medfrekvenčnega in nizkofrekvenčnega dela je predstavljena na sliki 4.. Kristalni filter je sestavljen iz štirih enakih kristalov X1, X2, X3 in X4. Zaključitvena impedanca je reda 500 ohm, zato ga je možno zamenjati s tovarniškim filtrom brez vsakršnih sprememb sheme. Medfrekvenčno ojačenje pri sprejemu, demodulacijo in del nizkofrekvenčnega ojačenja opravi integrirano vezje TCA440 (IV3). Naj takoj omenim, da pri SSB/CW sprejemu ne potrebujemo velikega ojačenja v medfrekvenčni v nasprotju z AM ali FM medfrekvenco. Dovolj je, da nadomestimo izgube v kristalnem filtru, ostalo bo opravil NF ojačevalnik po demodulaciji. Prekomerno ojačenje v medfrekvenčni pri SSB je prej škodljivo kot koristno, večina komercialnih sprejemnikov (tudi znana imena) je napačno projektiranih, posledica je popačenje dobljenega NF signala pri SSB sprejemu. Integrirano vezje TCA440 je bilo sicer projektirano za AM sprejemnike, toda tu je uporabljeno na drugačen način. Vgrajeni VF ojačevalnik, ki ima majhno ojačenje in ARP z dobro dinamiko, je uporabljen kot medfrekvenčni ojačevalnik. Balansni mikser v TCA440 odlično služi kot balansni SSB demodulator, medfrekvenčni ojačevalnik pa dela kot nizkofrekvenčni ojačevalnik. Med izhod demodulatorja, nožica 16, in vhod NF ojačevalca, nožica 12, je vstavljen prvi NF filter. Ojačan NF signal dobimo na nožici 7, katerega potem dodatno ojača še IV4 (741). ARP detektor deluje na dobljeni nizkofrekvenčni signal in krmili tako medfrekvenčni ojačevalnik (nožica 3 IV3) kot nizkofrekvenčni ojačevalnik in S-meter (nožica 9 IV3) ter SSB squelch.

Oscilator iz TCA440 ni uporabljen, na nožico 5 je priključen BFO s tranzistorjem T10 (BF152). BFO je zgrajen kot VXO, frekvenco lahko spreminjamo za par kHz okoli 10.7 MHz s pomočjo varikap diode BB105. BFO in medfrekvenca na sprejemu se napajata s stabilizirano napetostjo 5.6 V, ki jo dobita od T9 (BC237).

Kot izhodni NF ojačevalec sem izbral integrirano vezje LM386 (IV5), ker ima majhne dimenzije (8 pin "minidip"), majhno porabo in rabi le malo dodatnih elementov za delovanje.

Mikrofonski ojačevalec je izveden z enim samim tranzistorjem BC237 (T8). Dioda 1N4148 ščiti tranzistor in tantalov elektrolit 2u2 na sprejemu v primeru, da uporabljamo zvočnik tudi kot mikrofona in mikrofonski vhod preprosto povežemo vzporedno z NF izhodom sprejemnika. Upor 22 duši rezonanco membrane mikrofona, v primeru uporabe dinamičnega mikrofona z višjo impedanco (300 do 500 ohm) je priporočljivo tudi ta upor ustrezno povečati.

Kot balansni DSB modulator je uporabljeno integrirano vezje S042P (IV2). Nosilec iz BFO-ja pripeljemo na nožico 11, nizkofrekvenčni signal pa preko kondenzatorja 10n na nožico 8. Ta sklopni kondenzator je tako izbran, da poudari visoke tone modulacije, kar pomeni boljše razumljivost. Balansnemu modulatorju sledi še ojačevalna stopnja s tranzistorjem T7, da nadomesti izgube v kristalnem filtru.

#### 4. Elektronski preklon sprejem/oddaja

Antenski preklopnik ne potrebuje zunanjega krmiljenja, zvočnika/mikrofona tudi ni treba preklapljati, zato vezje za elektronski preklon sprejem/oddaja na sliki 5. preklaplja le napajalne in pomožne napetosti. Preklapljanje pomožnih napetosti za RIT (receiver incremental tuning) in PBT (pass band tuning) je izvedeno s CMOS stikalom 4016 (IV7). Napetost za RIT je treba preklapljati pri prehodu na sprejem in to samo takrat, ko je stikalo RIT vključeno. Napetost za PBT pa je treba preklapljati samo pri prehodu na CW oddajo (CW VOX), da leži nosilec v prepustnem področju SSB filtra. Krmilne napetosti za RIT in PBT dobimo preko potenciometrov iz stabilizatorja za 7.7 V s tranzistorjem T11 (BC237).

Napajalna napetost + 12VRX je vedno prisotna na sprejemu. Pri SSB oddaji sta stalno prisotni napetosti + 12VTX1 in + 12VTX2. Pri CW oddaji je stalno prisotna samo napetost + 12VTX1, napajalna napetost + 12VTX2 pa se prekinja v ritmu s tasterjem. Preklapljanje napajalnih napetosti je izvedeno s PNP tranzistorji T14, T15, T16 in T17, da so padci napetosti na tranzistorjih čim manjši. Dioda 1N4001 ščiti vezja v slučaju obrnjene polaritete napajanja.

Logika za CW VOX je izvedena z inverterji iz IV6 (4049). Kondenzator 10 $\mu$  določa zakasnitev VOX-a. Tranzistorja T12 in T13 krmilita preklopnik napajanja. Vezje za CW tudi razbalansira SSB modulator pri CW oddaji preko signala CWC.

Na isti shemi in tudi na isti ploščici se nahaja še ločilna stopnja za VFO s tranzistorjem T19 (BFW92), z ostalimi stopnjami pa ima skupno le napajanje.



## 5. VCO

Shema VCO-ja je prikazana na sliki 6.. Vezje za charge pump je izvedeno enostavno z dvema silicijevimi diodami 1N4148, ki pa morata imeti zelo visoko upornost v zaporni smeri zaradi nizke frekvence frekvenčno/fazne primerjave (100 Hz). Isto velja za varikap diodi BB105, ki sta priključeni na izhod charge pump vezja brez ločilnega ojačevalca. Napetost na tantalovem kondenzatorju 4u7 določa frekvenco VCO-ja. Kondenzator 10u in upor 12 k kompenzirata potek faze v PLL zanki: hitrost vrhanja se s tem znatno poveča in zmanjša se fazni šum PLL-ja.

V oscilatorju dela nizkošumni UHF PNP tranzistor BFT95 (T19) v spoju z ozemljeno bazo. PNP tranzistor omogoča enostavnejšo izvedbo nihajnega kroga, tuljava L18 je direktno ozemljena na hladnem koncu. SSB primopredajnik potrebuje zelo čist in stabilen signal za mešanje, zato oscilator krmili dve ločilni stopnji s tranzistorjema T20 in T21. Ločilna stopnja s tranzistorjem T20 preprečuje, da bi motnje iz "analognega" dela postaje frekvenčno modulirale oscilator. Ločilna stopnja s T21 pa zaustavi motnje iz PLL-ja.

Ker je zanka PLL-ja zaradi nizke frekvence primerjave počasna, mora biti napajanje VCO-ja zelo dobro filtrirano in stabilizirano. Stabilizator s tranzistorjem T22 služi zato izključno za napajanje VCO-ja.

## 6. PLL konverter

Shema PLL konverterja je prikazana na sliki 7.. Frekvenco 142 MHz dobimo z večkratnim množenjem frekvence kristalnega oscilatorja na 8875 kHz. Kristalni oscilator (T23 BF152) je izveden kot VXO, frekvenco lahko spreminjamo (komanda RIT) v območju nekaj kHz s pomočjo varikap diode BB105. Nihajni krog v kolektorju T23 je uglašen na drugi harmonik frekvence kristala 17,75 MHz. Sledi množilna stopnja s tranzistorjem T24, nihajni krogi na izhodu te stopnje pa so uglašeni na četrti harmonik vhodne frekvence 71 MHz. Zadnja množilna stopnja (T25 BF324) proizvede željeno frekvenco za mešanje 142 MHz.

Naloga prve mešalne stopnje (IV8) je, da iz frekvenc 142 MHz in 10.7 MHz dobi razliko 131.3 MHz. Ker sta vhodna in izhodna frekvenca relativno blizu, sem tudi tu uporabil balansni mixer: integrirano vezje S042P. Ločilna stopnja za 10.7 MHz predvsem preprečuje, da bi motnje iz PLL-ja lahko vdrle v medfrekvenco sprejemnika. Prvi mešalni stopnji sledi filter z dvema nihajnima krogoma (L25 in L26).

Naloga druge mešalne stopnje je, da iz frekvence VCO-ja (133.3 do 135.3 MHz) in pomožne frekvence 131.3 MHz dobi razliko 2 do 4 MHz za programirani PLL delilec. Za to funkcijo povsem zadošča običajen DG mosfet T28 BF961. Ločilna stopnja za signal VCO-ja pa preprečuje, da bi motnje iz PLL-ja preko VCO-ja lahko dosegle visokofrekvenčne stopnje sprejemnika.

## 7. PLL časovna baza, programirani delilec in komparator

PLL frekvenčno/fazni komparator (slika 8.) potrebuje za referenco stabilno frekvenco 100 Hz. Teh 100 Hz moramo dobiti z deljenjem frekvence kristalnega oscilatorja. Kristalni oscilator (T29) uporablja kristal za 4 MHz, tranzistor T30 ojača signal na CMOS nivo. IV 9 (4027) deli frekvenco s 4 in na izhodu (nožica 15) dobimo 1 MHz. To frekvenco deli IV10 (4518) s 100 in na izhodu (nožica 14) dobimo 10 kHz. IV11 deli še s 100 in na nožici 14 dobimo 100 Hz za frekvenčno fazni komparator, na nožici 5 pa 1 kHz za multipleks displaya.

Signal 2 do 4 MHz iz PLL konverterja ojačata tranzistorja T31 in T32 na CMOS nivo. Programirani delilec PLL-ja je sestavljen iz verige programiranih dekadnih števecv tipa 4029 (IV15, IV 16, IV17, IV18 in IV19) in kontrolne logike IV 14 (4027) in del IV13 (4001). Na nožicah 3,4, 12 in 13 dekadnih delilcev nastavljamo željeni modul deljenja v BCD kodi v mejah od 19999 do 39998 za frekvenčno področje 144 do 146 MHz s koraki po 100 Hz. Razmeroma komplicirana kontrolna logika je potrebna za kompenziranje zakasnitev, ki jih vnese veriga CMOS dekadnih delilcev, saj delajo CMOS vezja blizu svoje gornje frekvenčne meje.

Frekvenčno/fazni komparator je izveden z dvema D-flip-flopi (IV12 4013), na izhodu dobimo korekcijske impulze PLL UP in PLL DOWN, ki krmilijo charge pump VCO-ja. Vsoto korekcijskih impulzov pa peljemo tudi na led diodo "unlock". Ko PLL zanka ni sklenjena, so korekcijski impulzi dolgi in led svetli; ko pa je zanka sklenjena, se impulzi zelo skrajšajo in v teoriji izginejo, led pa ugasne.

## 8. PLL kontrolna logika

Naloga PLL kontrolne logike, prikazane na sliki 9., je razpoznati komande s tipk UP, DOWN in FAST, ustrezno krmiliti programirani delilec PLL-ja in prikazati nastavljeno frekvenco na led displayu z 7 ciframi. Željeno frekvenco nastavimo v dekadnem števcu, sestavljenem iz dekadnih delilcev tipa 4029 (IV21, IV22, IV23 in IV24). Komande UP in DOWN poženejo oscilator za skaniranje, sestavljen z vrati iz IV20 (4001), impulzi oscilatorja pa višajo oziroma nižajo vsebino dekadnega števca. Komanda FAST resetira prvi dve dekadi števca, impulze oscilatorja šteje tretja dekada, kar ustreza frekvenčnim skokom po 10 kHz za grobo nastavitve frekvence.

Za krmiljenje led displaya bi zadostovalo, če bi na izhode dekadnega števca priključili ustrezne 7 segmentne dekoderje (4511 ali podobne). Taka rešitev pa je hkrati draga (dragi dekoderji) in komplicirana (veliko število žic do displaya!). Enostavneje je krmiliti display v multipleksu, v tem primeru lahko tudi uporabimo cenejši led display za kalkulator oziroma z dodatkom ustreznih krmilnih stopenj fluorescentni display.

Preklapljanje sem izvedel s CMOS stikali 4016 (IV26, IV27, IV28, IV29, IV30, IV31 in IV32), katere krmili multipleksni števec IV33 (4017). Za display s skupnimi katodami (segmenti: anode in cifre: katode) potrebujemo 7 segmentni dekoder in driver 4511 (IV25) za krmiljenje segmentov in digit driver L203 (IV34) za krmiljenje cifer.

### 9. Noise blanker in SSB skvelč

Noise blanker (slika 10.) je priključen med visokofrekvenčni in medfrekvenčni del radijske postaje. Modul je priključen v sprejemni verigi pred SSB kristalnim filtrom. Detektor impulzov je izveden z integriranim vezjem 3089 (IV35), od katerega je uporabljen le logaritemski detektor, ki se običajno uporablja za krmiljenje S-metra v FM sprejemnikih. Na nožici 13 dobimo detektirane impulze šuma, katere potem ojači T23 (BF152) in krmili MF stikalo z diodami BA182. Na ta način preprečimo, da večji del impulza doseže kristalni filter, kjer se amplitudno zmanjša in časovno razširi in ga potem ni več možno ločiti od koristnega signala.

SSB skvelč deluje na osnovi ARP napetosti. Komparator, sestavljen iz tranzistorjev T34, T35 in T36, primerja trenutno ARP napetost z napetostjo, dobljeno iz potenciometra za skvelč. Izhod komparatorja krmili NF stikalo (T37).

Radijska postaja lahko dela tudi brez modula za noise blanker in skvelč, pri tem je treba seveda povezati VF<sup>del</sup> naravnost na kristalni filter in izhod IV4 naravnost na potenciometer za glasnost. Na oddaji tako noise blanker kot skvelč ne delujeta.

## 10. Rotary encoder

Funkcija rotary encoderja (slika 11.) je pretvorba vrtenja gumba za nastavitve frekvence v impulze UP in DOWN za PLL kontrolno logiko. Da pa je delovanje komande enakovredno klasičnemu vrtljivemu kondenzatorju z zobčeniškim prenosom, mora biti število proizvedenih impulzov prenosorazmerno s kotom zasuka gumba. Tovarniške postaje običajno uporabljajo optični encoder: z gumbom vrtimo film s črtastim vzorcem pred dvema fotodiodama, ki nam dajeta preko dodatne logike impulze UP ali DOWN glede na smer vrtenja.

V opisani radijski postaji sem uspešno preizkusil enostavnejšo izvedbo. Kot senzor sem uporabil mali enosmerni elektromotor (iz kasetofona), ki dela kot generator. Inducirana napetost je prenosorazmerna s hitrostjo vrtenja in krmili napetostno/frekvenčni pretvornik. Frekvenca impulzov je zato sorazmerna s kotno hitrostjo in število impulzov je zato sorazmerno s kotom zasuka gumba.

Da dobimo impulze UP in DOWN, sta potrebna dva napetostno/frekvenčna pretvornika. Napetost senzorja krmili dva tokovna generatorja, sestavljena iz dveh operacijskih ojačevalcev (1/2 IV 36) ter tranzistorjev T38 in T39. Tokovna generatorja polnita kondenzatorje 100n do določene napetosti, 2/3 napetosti napajanja, potem pa kondenzatorje hitro izpraznita druga dva operacijska ojačevalca in hkrati proizvedeta izhodne impulze. Hitrost polnjenja kondenzatorjev in s tem frekvenca impulzov sta sorazmerni s tokovi polnjenja oziroma vhodnimi napetostmi.

Praktično ni mogoče zgraditi idealnega napetostno/frekvenčnega pretvornika: potrebna je določena začetna napetost oziroma kotna hitrost gumba, da sploh dobimo impulze na izhodu. To je tudi glavna pomanjkljivost opisanega vezja, z ustreznim izborom generatorja/senzorja pa lahko dosežemo, da je ta začetna hitrost dovolj majhna. Postaja lahko deluje tudi brez modula rotary encoderja, če pa želimo blokirati komando za nastavitev frekvence, enostavno prekinemo napajanje modula s stikalom "dial lock".

#### 11. Gradnja primopredajnika

Primopredajnik je zgrajen na devetih tiskanih ploščicah, vezja na posameznih ploščicah (slike 14., 15., 16., 17., 18., 19., 20., 21., 22. in 23.) pa ustrezajo posameznim shemam na slikah 3., 4., 5., 6., 7., 8., 9., 10. in 11. Le enota PLL kontrolna logika je zgrajena na dvostranskem tiskanem vezju, vse ostale enote so zgrajene na enostranskih tiskanih vezjih. Ustrezne razporeditve elementov na tiskanih ploščicah so razvidne na slikah 24., 25., 26., 27., 28., 29., 30., 31. in 32.

Vsi fiksni kondenzatorji do vključno 100n so keramični disk tipa z razmakom med nožicami 5 mm. Elektrolitski kondenzatorji do vključno 10 u so vsi obvezno tantali zaradi majhnih izgubnih tokov in majhnih dimenzij.

Upori so vsi moči 1/4 W in so montirani vertikalno z razmakom 2,5 mm med izvrtinami na večini ploščic. Le na obeh "di-

gitalnih" ploščicah PLL-ja so upori montirani horizontalno, razmak med izvrtinami pa je standardiziran na 10 mm.

Na tržišču dobimo trimer kondenzatorje različnih dimenzij, tiskana vezja pa sem dimenzioniral za trimerje premera 7,5 mm  $\emptyset$ , ki so tudi najbolj razširjeni. Priporočam uporabo trimerjev s plastičnim folijskim dielektrikom, keramični trimerji so običajno mehansko manj stabilni in električno slabši.

Podatki za samonoseče zračne tuljave so razvidni na tabeli 1. Pri samonosečih tuljavah z malo ovoji ( $\ll 10$ ) je bistven podatek premer žice. Pomemben del magnetnega pretoka v takih tuljavah oklepa samo posamezne ovoje, zato ima premer žice, s katero so navite, velik vpliv na induktivnost. V kolikor ne razpolagate z navedeno žico (CuL 0,7 mm  $\emptyset$ ), je treba vse tuljave na novo preračunati in izmeriti z grid-dip metrom.

Medfrekvenčni transformatorji (glej tabelo 2.) so vsi naviti na miniaturnih podstavkih 10 x 10 mm. Med podstavki (feritnimi tulci) različnih proizvajalcev (v glavnem japonskih) nisem opazil večjih električnih razlik, zato bi podano število ovojev moralo ustrezati v večini slučajev. V vsakem slučaju pa je treba pred vgradnjo preveriti z grid - dip metrom rezonančne frekvence posameznih medfrekvenčnih transformatorjev.

Vsi medfrekvenčni transformatorji imajo zunanje kondenzatorje. V kolikor imajo uporabljeni podstavki že vgrajene



kondenzatorje, je potrebno le-te odstraniti, ker so običajno izdelani iz nekvalitetne keramike z visokim temperaturnim koeficientom.

Na induktivnost medfrekvenčnih transformatorjev vplivajo v glavnem magnetne lastnosti feritnega tulca. Premer žice, s katero so naviti, nima večjega vpliva. Razen  $L_{28}$  so vsi medfrekvenčni transformatorji naviti z žico CuL 0,15 do 0,2 mm  $\emptyset$ . Za  $L_{28}$  je treba uporabiti tanjšo žico (pod 0,1 mm  $\emptyset$ ) zaradi velikega števila ovojev.

Dušilke (tabela 3) niso tako zahtevne in dopuščajo večja odstopanja tako nazivnih vrednosti kot parazitnih upornosti in kapacitivnosti.

Polprevodniki so sestavni elementi, pri katerih običajno dopuščamo največja odstopanja parametrov od nazivnih vrednosti. Pri načrtovanju primopredajnika sem skušal uporabiti dobro znane in lahko nabavljive tranzistorje, diode in integrirana vezja v takih spojih, ki dopuščajo velike tolerance aktivnih elementov. Kljub temu pa je potrebna previdnost pri eventualni zamenjavi tipov. Na primer, tranzistorja BF152 ne moremo zamenjati s katerikoli VF tranzistorjem. Za zamenjavo potrebujemo tranzistor, ki doseže  $f_T = 600$  MHz pri kolektorskem toku nekaj deset mA, zato pridejo v poštev predvsem hitri preklopni tranzistorji, kot so BSx26 ali 2N2369.

Največje odstopanje parametrov sem opazil pri CMOS digitalnih vezjih tako med različnimi serijami istega proizvajalca

kot tudi med različnimi proizvajalci. Razlike so prevsem v zakasnitvenih časih in s tem v zvezi gornje frekvenčne meje digitalnih delilcev v PLL-ju. Najbolje se je obnesla serija HEF 4000 (Valvo), ki je pa tudi najdražja. Dobro so se obnesla tudi integrirana vezja B serije proizvodnje National Semiconductor in Motorola, stara integrirana vezja A serije pa so se izkazala neuporabna, ker so prepočasna.

Pri načrtovanju primopredajnika sem se skušal izogibati oklopom med stopnjami, oklopiti je treba le PLL in VCO. Vsi trije moduli PLL-ja: PLL konverter, PLL časovna baza, programirani delilec in komparator ter PLL kontrolna logika skupaj z displayem so montirani v oklopljeno ohišje, da ne sevajo motenj v občutljive dele sprejemnika. Vse nizkofrekvenčne in enosmerne povezave so izvedene s skozniki  $1nF$  ali več, le-ti niso vrisani na načrtih na slikah 7., 8. in 9! Impulzi PLL UP in PLL DOWN so lahko zelo ozki, zato smemo uporabiti skoznike za največ  $100pF$ . Visokofrekvenčne povezave do PLL konverterja pa so izvedene s steklenimi skozniki (kapacitivnost reda  $1pF$ .)

V drugem oklopljenem ohišju je montiran VCO, ki mora biti zaščiten tako pred motnjami iz PLL-ja kot tudi pred močnim visokofrekvenčnim poljem izhodne stopnje oddajnika. Tudi na načrtu VCO-ja (slika 6) niso vrisani skozniki!

Na slikah 12. in 13. so narisane še preostale povezave v postaji, vsi ti elementi niso montirani na tiskanih vezjih.

Vgrajeni NiCd akumulator napaja CMOS vezja tudi, ko postajo izključimo, zato se nastavljena frekvenca obdrži v "memoriji". Stikalo "DISP" izključi display in s tem zmanjša porabo za 100 mA, kar se pri baterijskem napajanju dobro pozna! Tipke UP in DOWN so speljane tudi na mikrofona kot pri vseh novejših primopredajnikih.

Vse zunanje povezave za napajanje in nizkofrekvenčne povezave je priporočljivo blokirati na konektorjih s kondenzatorji od 1 do 10 nF. Na ta način preprečimo vdor nezaželenih signalov v postajo: tistih, ki jih proizvajajo oddajniki v drugih postajah v bližini, ko delamo hkrati na dveh različnih frekvenčnih področjih, na primer preko satelita. Komercialne tovarniške postaje teh kondenzatorjev nimajo in so običajno tudi slabo oklopljene: če je antena v bližini postaje, sprejemamo tudi motnje, ki jih proizvaja PLL same postaje.

## 12. Uglaševanje in preizkušanje primopredajnika

Z uglaševanjem primopredajnika je najbolje začeti pri PLL-ju. Najprej je treba preizkusiti delovanje PLL kontrolne logike in PLL časovne baze. Trimer v seriji s kristalom 4 MHz nastavimo tako, da niha oscilator točno na 4 MHz. Na tržišču dobimo različne tipe kristalov za 4 MHz, v glavnem se ta kristal uporablja v PLL sintetizatorjih novejših televizorjev, kristalni oscilator na sliki 8. pa je primeren za kristal s paralelno rezonanco 20pF na 4 MHz.

Verigo množilnih stopenj v PLL konverterju uglašujemo na maksimalni izhod na 142 MHz (slika 7), priporočljivo pa je nihajne kroge vnaprej uglasiti z grid - dip metrom. Kristal za 8875 kHz je težko najti na tržišču, zato je v primopredajniku uporabljen kristal za 8867 kHz, ki se uporablja v barvnih televizorjih (2xfrekvenca barvnega podnosilca). Če takemu kristalu vežemo v serijo majhno kapacitivnost (trimer  $2 + 10pF$ ), lahko zvišamo frekvenco na željenih 8875 kHz.

Nihajne kroge na 131.3 MHz je treba uglaševati zelo previdno, nezaželjene frekvence, predvsem 142 MHz, so zelo blizu!

Trimer v VCO-ju uglasimo tako, da dobimo na izhodu približno 132 MHz z izpraznjenim kondenzatorjem charge-pump vezja, potem pa povežemo posamezne enote PLL-ja. Če v vezju ni napak, se mora PLL vnhati, kar pokaže led "unlock", ki mora ugasniti. Nihajna kroga z  $L_{27}$  in  $L_{28}$  uglasimo v centru banda tako, da dobimo na bazi  $T_{32}$  največjo negativno napetost.

Kristale za kristalni filter je treba izmeriti prej kot jih vgradimo v medfrekvenco (slika 4.). Kristale za 10.7 MHz najlažje dobimo in starih kristalnih filtrov za FM. Na našem amaterskem tržišču so se pojavile večje količine starih kristalnih filtrov širine 30 kHz za FM primopredajnike z razmakom 50 kHz med kanali, ker so profesionalni uporabniki vgradili v svoje postaje ožje filtre za 25 kHz razmak.

Ker so ti filtri tudi za amatersko uporabo neprimerni (preširoki), se jih splača razdreti, da izkoristimo kristale. V vsakem takem kristalnem filtru je 8 kristalov, od teh sta po dva enaka kristala za štiri različne frekvence. Za SSB filter potrebujemo štiri enake kristale. Iz dveh starih kristalnih filtrov lahko zato naredimo štiri SSB filtre, oziroma preostale kristale porabimo za BFO, za CW filter ali za transverterje za 432 MHz ali 1296 MHz: če kristale zanihamo na tretjem overtonu, dobimo približno 32 MHz.

Ker se trenutna vrednost medfrekvence avtomatsko upošteva v PLL-ju, ni nujno, da je kristalni filter točno na 10.7 MHz. V medfrekvenčnem kristalnem filtru lahko uporabimo tudi kvalitetne kristale v mejah od 9 MHz do 15 MHz in več, pri tem je treba seveda upoštevati izbrano vrednost medfrekvence pri navijanju medfrekvenčnih transformatorjev. Če razpolagamo z več kot štirimi enakimi kristali, lahko zgradimo tudi boljši filter z več kristali! Kristali za CB žal niso uporabni za SSB kristalni filter, ker imajo na 9 MHz zelo slab Q - faktor.

S tuljavo  $L_{17}$  uglasimo BFO tako, da pokrije željeno frekvenčno področje v okolici prepustnega pasu kristalnega filtra. Tuljavo  $L_{16}$  nastavimo na maksimum izhodnega signala iz medfrekvenčnega dela na oddaji, s trimmerjem lok pa nastavimo balans modulatorja z  $IV_2$ .

Nihajne kroge v sprejemnem konverterju visokofrekvenčnega dela (slika 3.) uglasimo kar na največje ojačenje pri sprejemu znanega signala na 2 m področju, kot indikator uporabljamo S-meter. Uglasovanje oddajnega visokofrekvenčnega dela je bolj zahtevno zaradi množice nezaželenih produktov mešanja in razmeroma velikega celotnega ojačenja. Najprej uglasimo vse nihajne kroge s pomočjo grid - dip metra, ki ga uporabljamo kot signal - generator na 145 MHz, izhodno moč pa opazujemo na wattmetru oziroma indikatorju VF moči. Potem priključimo še medfrekvenco in VFO in uglasitev vseh nihajnih krogov popravimo. V končni fazi uglasimo polovico nihajnih krogov na začetku banda (144 MHz) in drugo polovico na koncu banda (146 MHz), da dobimo enakomeren potek ojačenja in izhodno moč po cellem 2 m področju. Če uglasimo vse nihajne kroge na eno frekvenco, dobimo tu zelo veliko ojačenje in pri slabem antenskem SWR-ju tudi samooscilacije izhodne stopnje!

Tuljavo  $L_{29}$  v vezju noise blankerja (slika 10.) uglasimo na največje ojačenje na sprejemu. Čeprav nima uglasovalnih elementov, lahko povzroča težave vezje za rotary encoder (slika 11.). V primeru velikih toleranc operacijskih ojačevalcev iz  $IV_{36}$  lahko krmiljeni oscilatorji nihajo tudi brez napetosti na vhodu. V tem primeru je treba zmanjšati ustrezni upor 10M tudi do 1M. Če se tolerance integriranih vezij v PLL kontrolni logiki seštejejo v pravo smer, imamo lahko težave pri uporabi rotary encoderja, ki v smeri UP ne dela pravilno. Najenostavnejša rešitev je zakasnitev signala, ki gre na nožice 10 integriranih vezij  $IV_{21}$ ,  $IV_{22}$ ,  $IV_{23}$  in  $IV_{24}$ , z RC mrežo  $47\text{ k}\Omega/470\text{ pF}$ .

Upor 10 k na maso je treba seveda premakniti pred dodano RC mrežo.

Poraba celotne postaje je 150 do 200 mA na sprejemu in do 600 mA na oddaji pri 12 V napajanju. Dodatnih 100 mA porabi še led display, ko je vključen.

### 13. Zaključek

Opisana radijska postaja je bila praktično preizkušena v kontestih in v delu preko satelita AO-10. Posebno komanda pass-band tuning se je odlično obnesla pri šibkih signalih v prisotnosti šuma in QRM-a. Uglaševanje postaje v korakih po 100 Hz se je izkazalo dovolj fino tudi za SSB sprejem. Če je oklapljanje izvedeno pravilno, potem v cellem področju 144, 146 MHz ni slišati nobenega parazitnega signala iz PLL-ja, tudi s paličasto anteno montirano direktno na postaji. (Poskusite za primerjavo montirati paličasto anteno na japonsko tovarniško postajo!)

Primopredajniku bi bilo treba dodati predvsem še CW filter in modul za FM, katere nameravam razviti v bližnji prihodnosti. Pri delu s transverterji na višjih frekvenčnih področjih sta 2 MHz, katere pokrije bazna postaja, preozko področje. Programirani delilec (slika 8.) pa lahko z nastavljanjem modula IV<sub>19</sub> programiramo za frekvence od 143 MHz do 150 MHz! Seveda bo imel primopredajnik zunaj amaterskega področja slabšo občutljivost in manjšo izhodno moč, toda to je pri delu s transverterji samo sekundarnega pomena. Opisani VCO lahko pokrije največ 3 MHz, za širše frekvenčno področje je treba uporabiti varikap diode z višjo

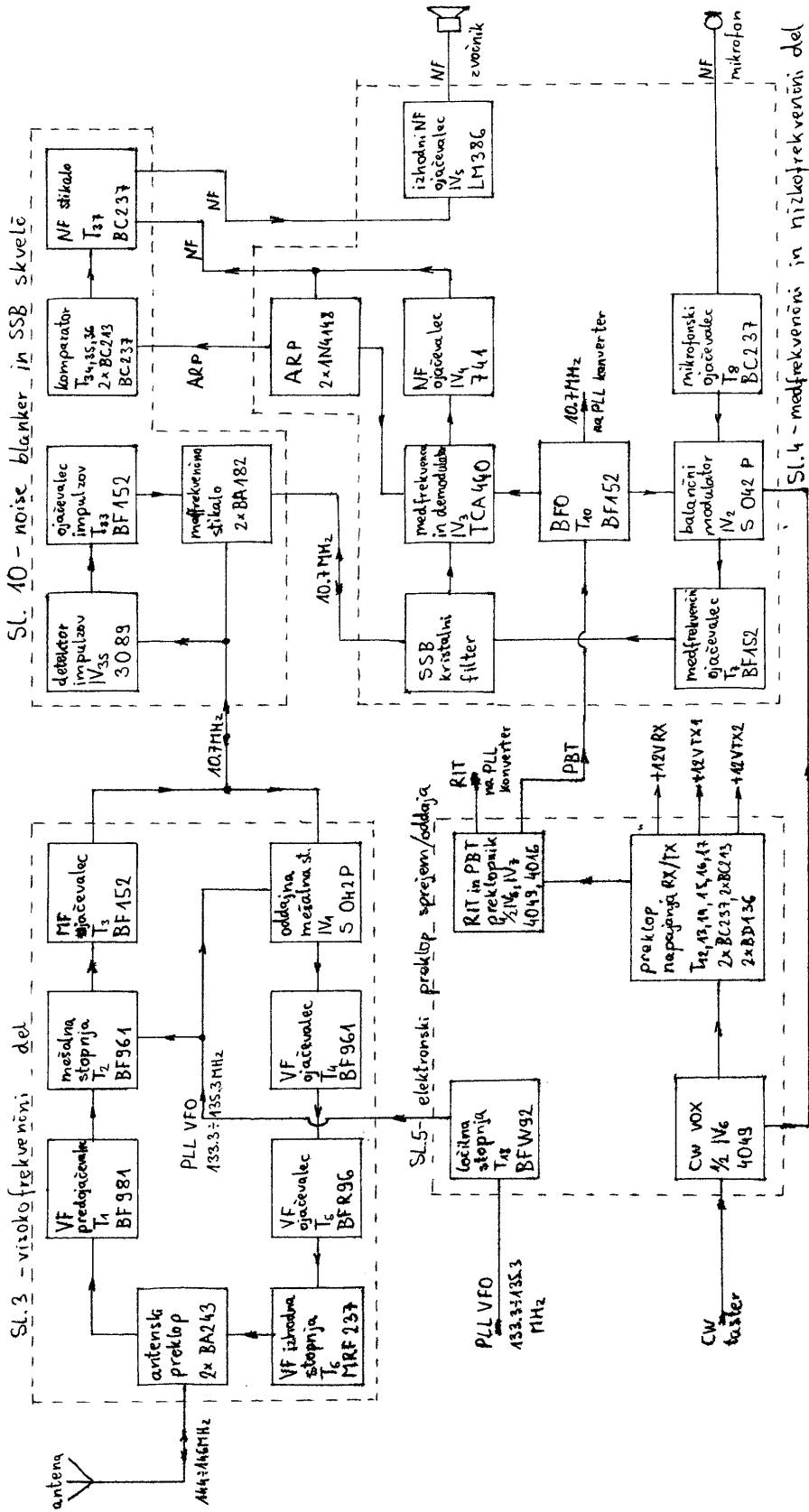
kapacitivnostjo.

Domiselni radioamater bo tudi dodal avtomatski skaner, ki bo sam iskal signale v izbranem frekvenčnem področju. Funkcije PLL kontrolne logike bi lahko oplemenitili z uporabo mikroprocesorja. Žal pa so mikroprocesorji v CMOS tehniki še zelo dragi in težko dosegljivi, običajni mikroprocesorji v N-MOS tehniki pa imajo preveliko porabo za napravo, ki se napaja iz baterij.

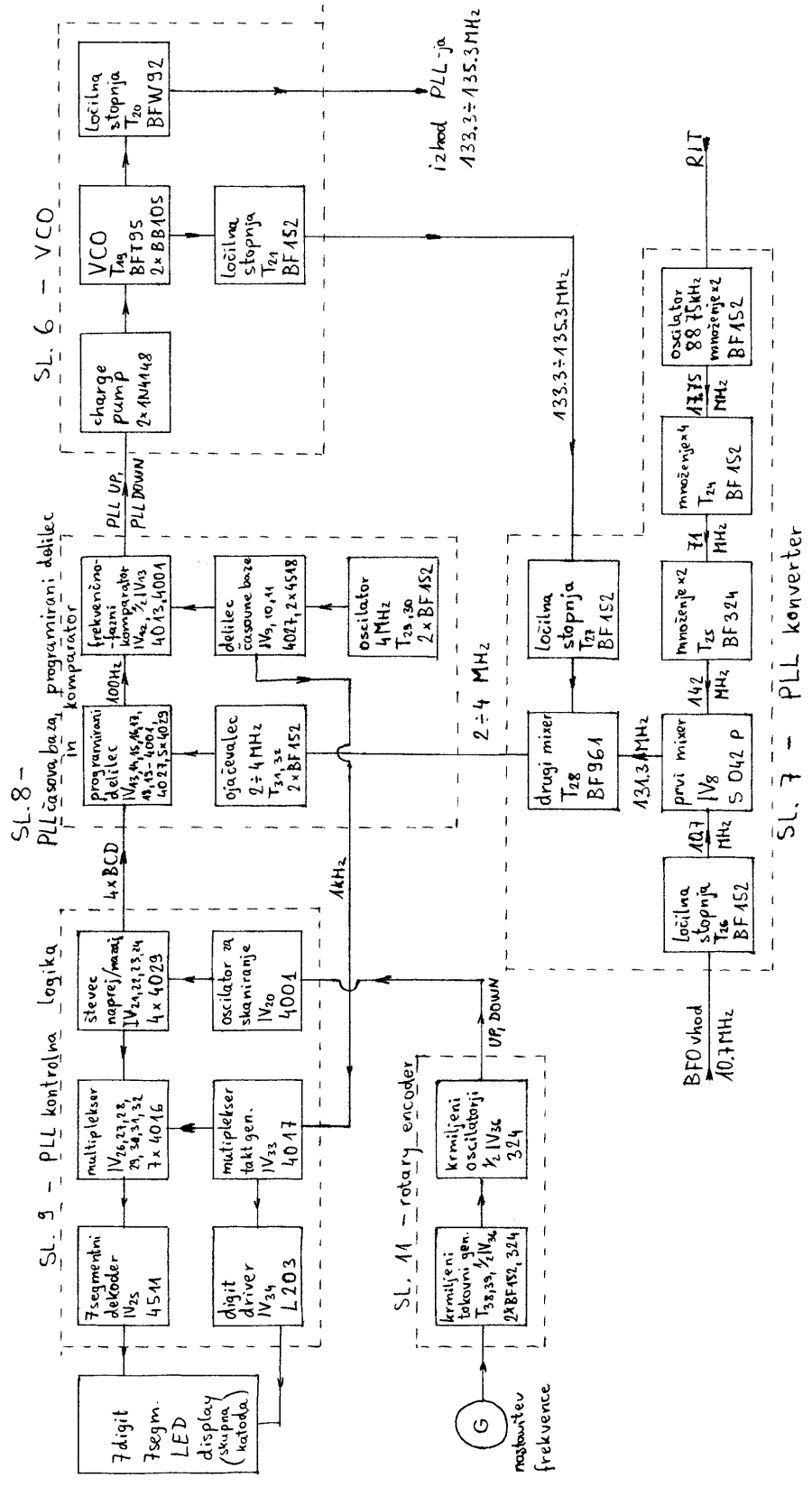
Še boljše lastnosti primopredajnika bi lahko dosegli z boljšim kristalnim filtrom z 8 kristali in z boljšim VCO-jem. Važen parameter VCO-ja je tudi njegov fazni šum. Tega lahko izboljšamo z uporabo boljših elementov za nihajni krog VCO-ja, kar pa zakomplicira tako mehansko kot električno konstrukcijo VCO-ja.

Za ta primopredajnik sem razvil tudi tranzistorski linearni ojačevalnik moči 30 W in transverterje ter linearne ojačevalnike moči za frekvenčna področja 432 MHz, 1296 MHz in 2304 MHz. Opis transverterja za 1296 MHz je bil objavljen v RA 2/84 in naslednjih številkah, opise ostalih aparatov pa bom še objavil v prihodnjih številkah časopisa Radio - amater.

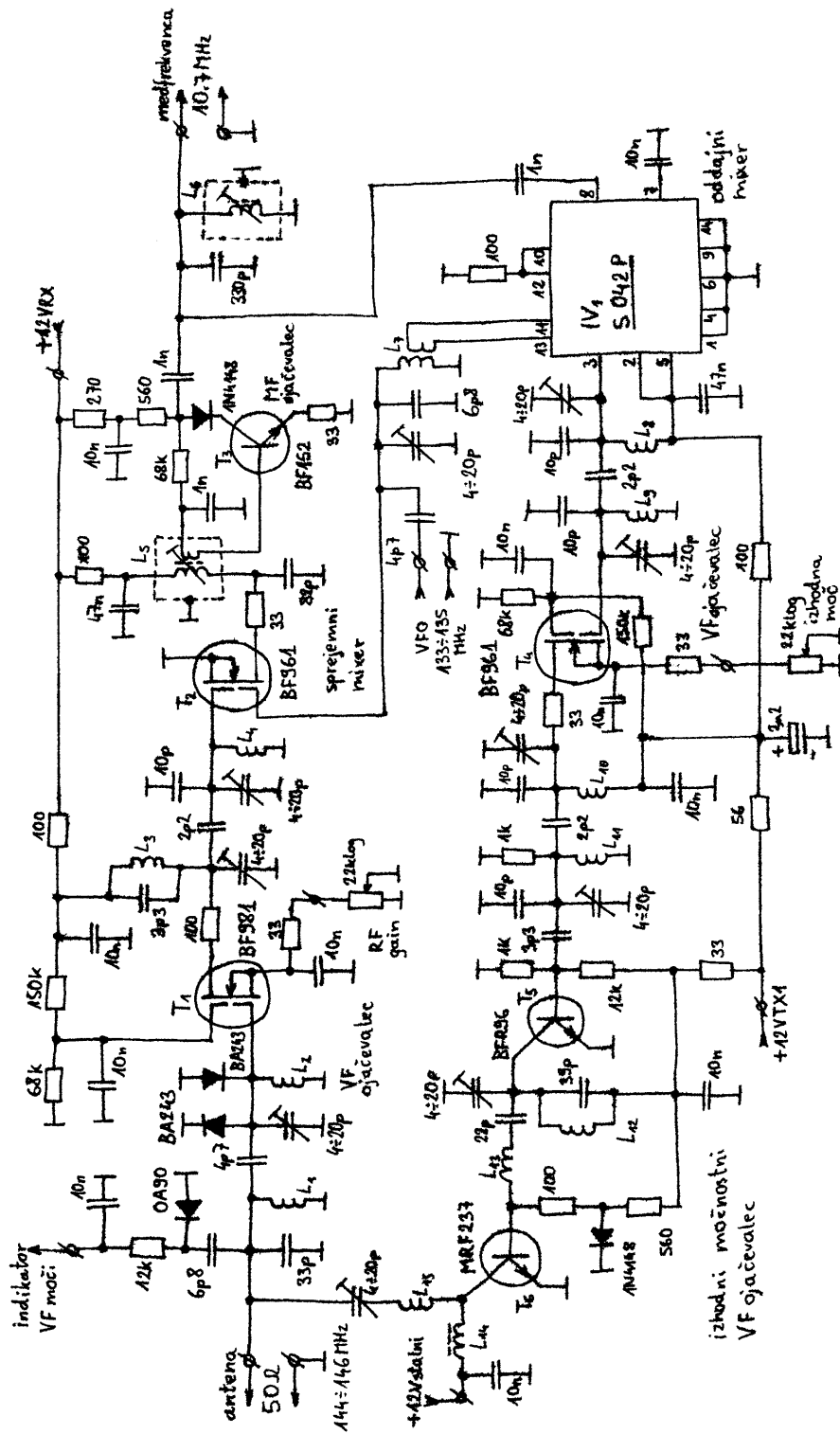




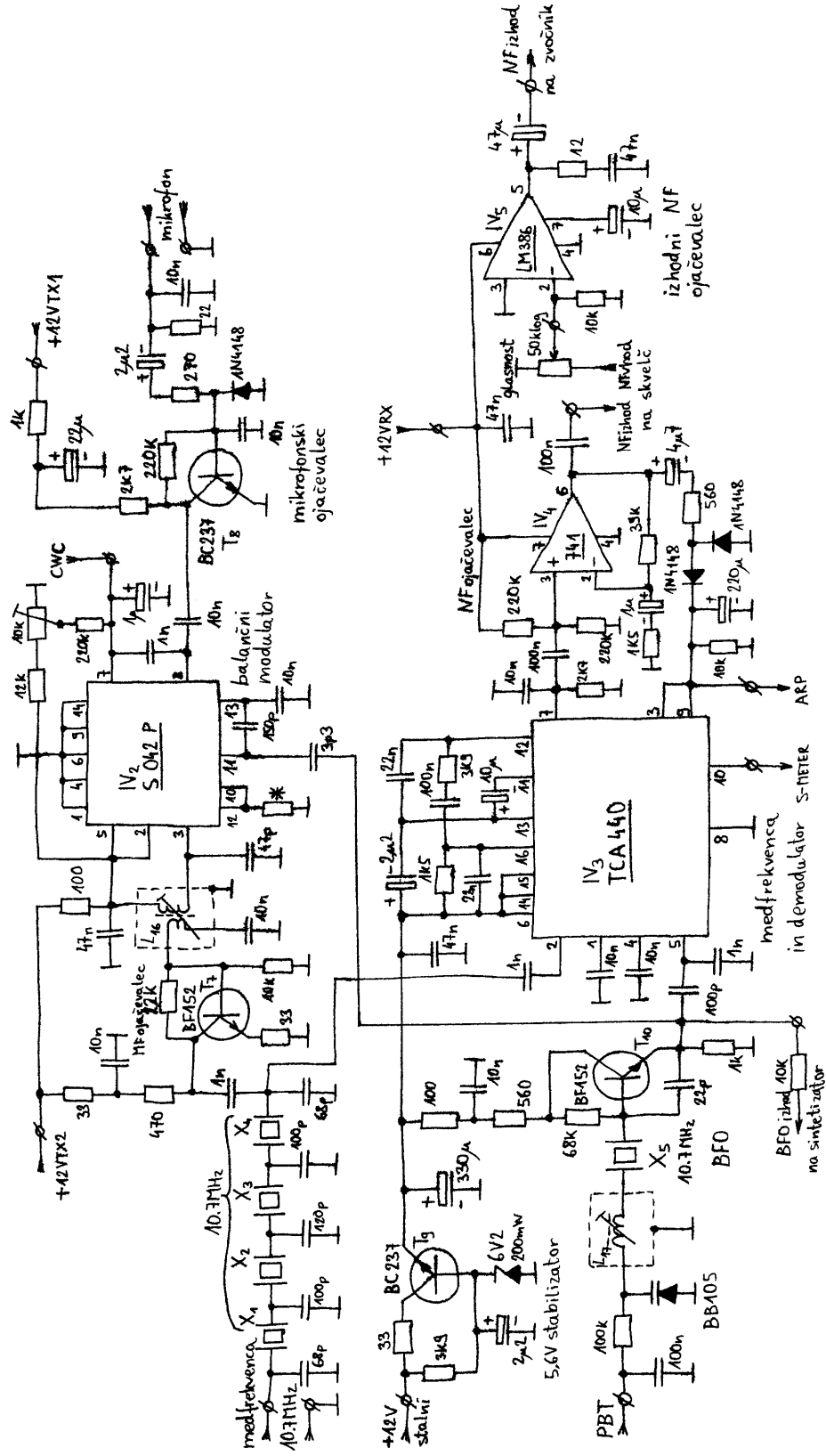
Sl. 1 - Primopredajnik za 144 MHz, blok shema analognega dela.



SL. 2 - Primopredajnik za 144 MHz, blok shema sinteti zatorja.

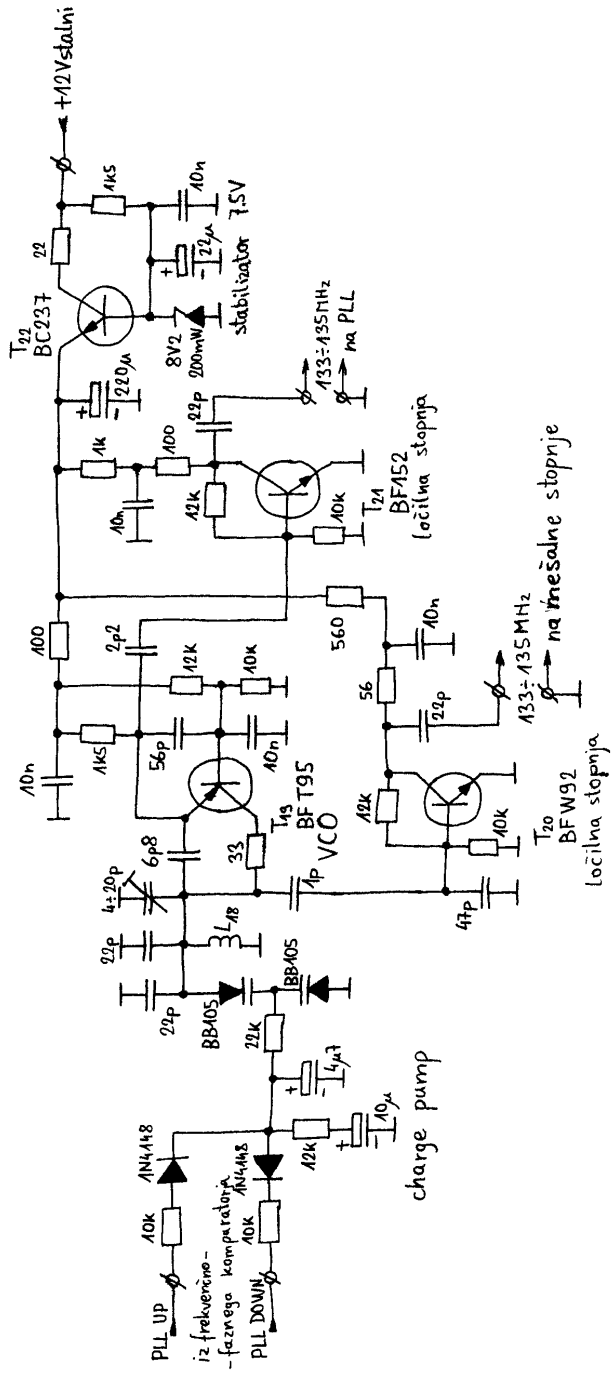


Sl. 3 - Primopredajnik za 144 MHz, visoko frekvenčni del.

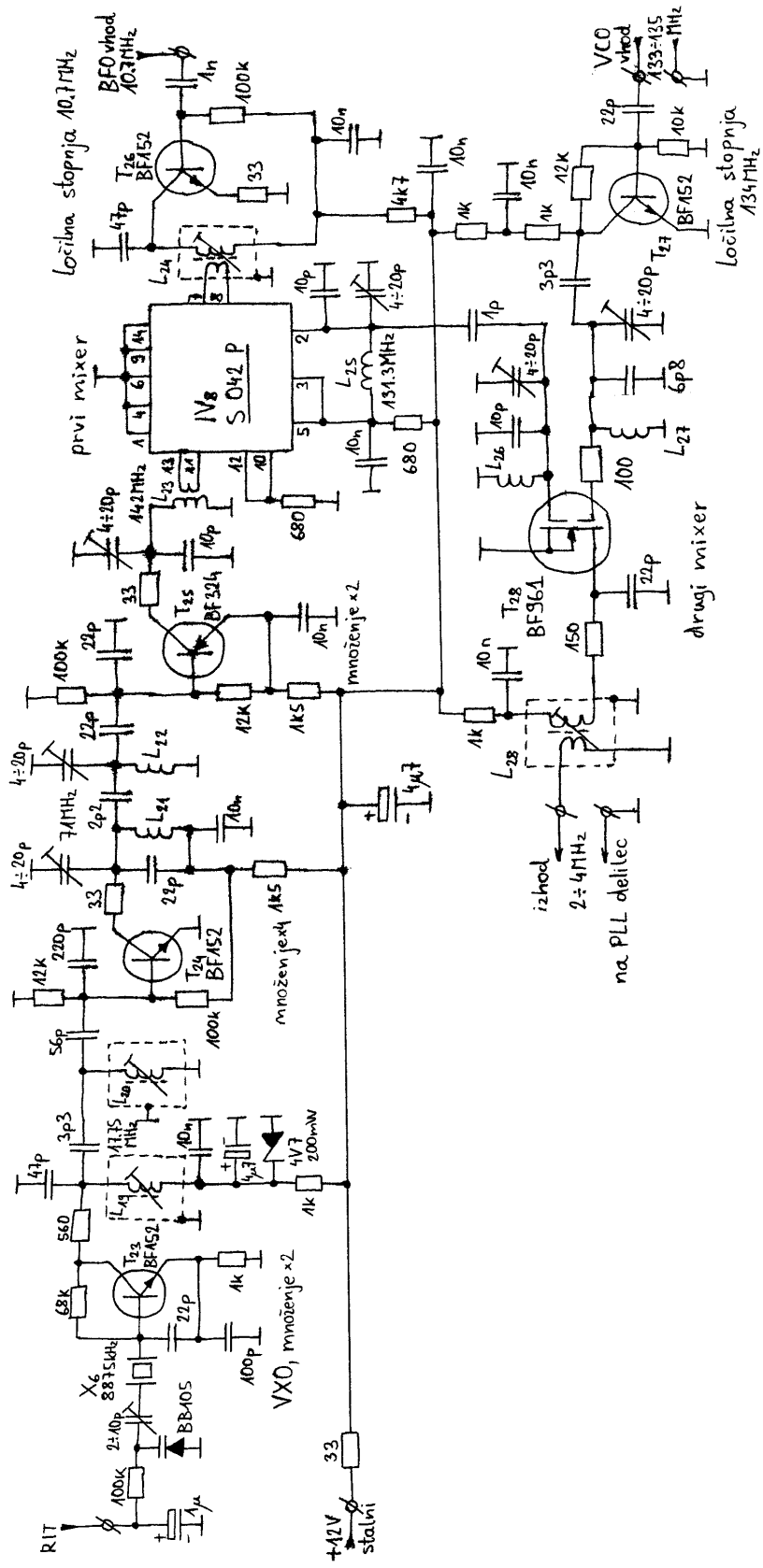


Sl. 4 — Primopredajnik za 144 MHz, medfrekvenčni in nizkofrekvenčni del.

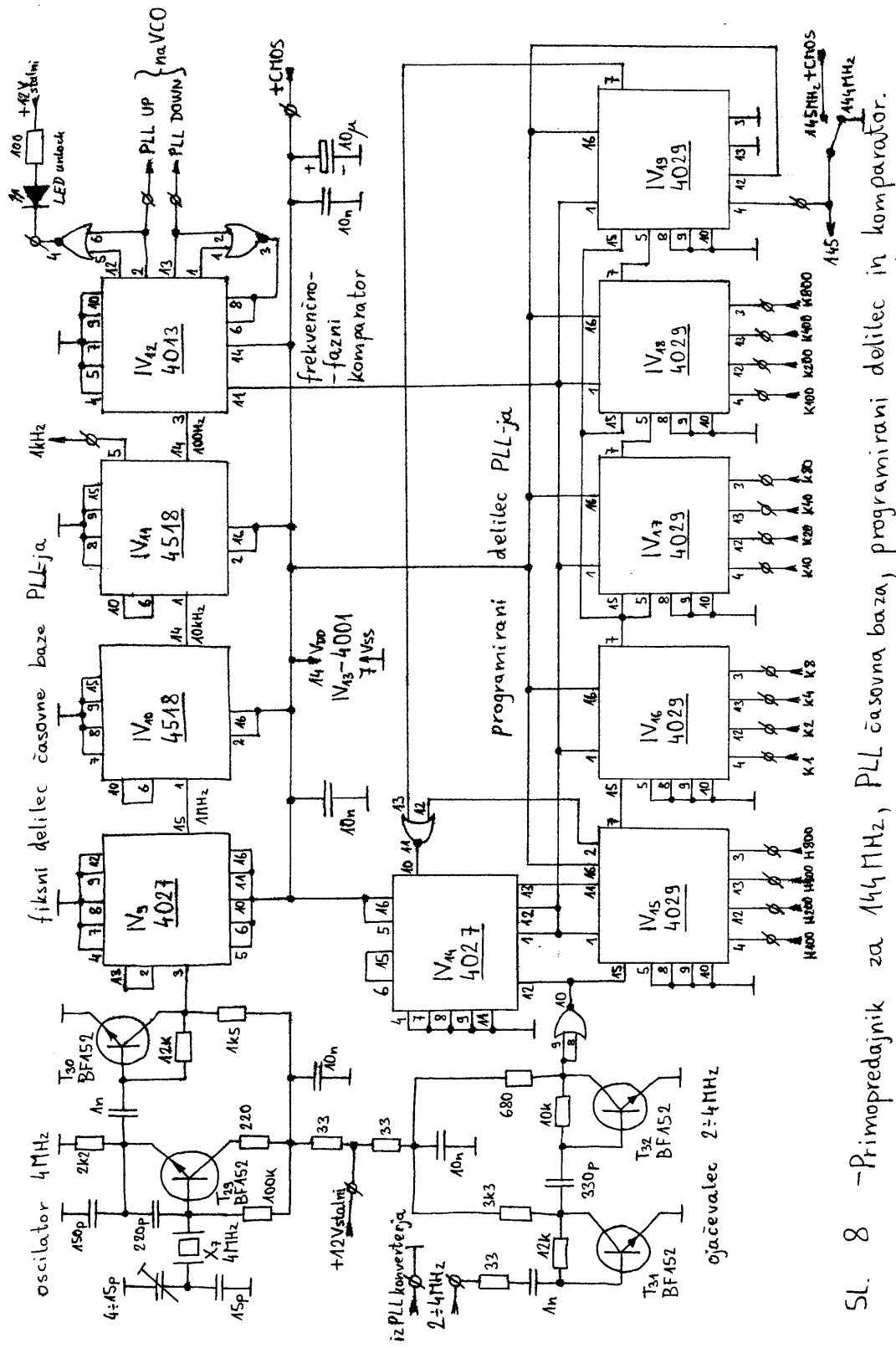




Sl. 6 — Primopredajnik za 144 MHz, VCO.

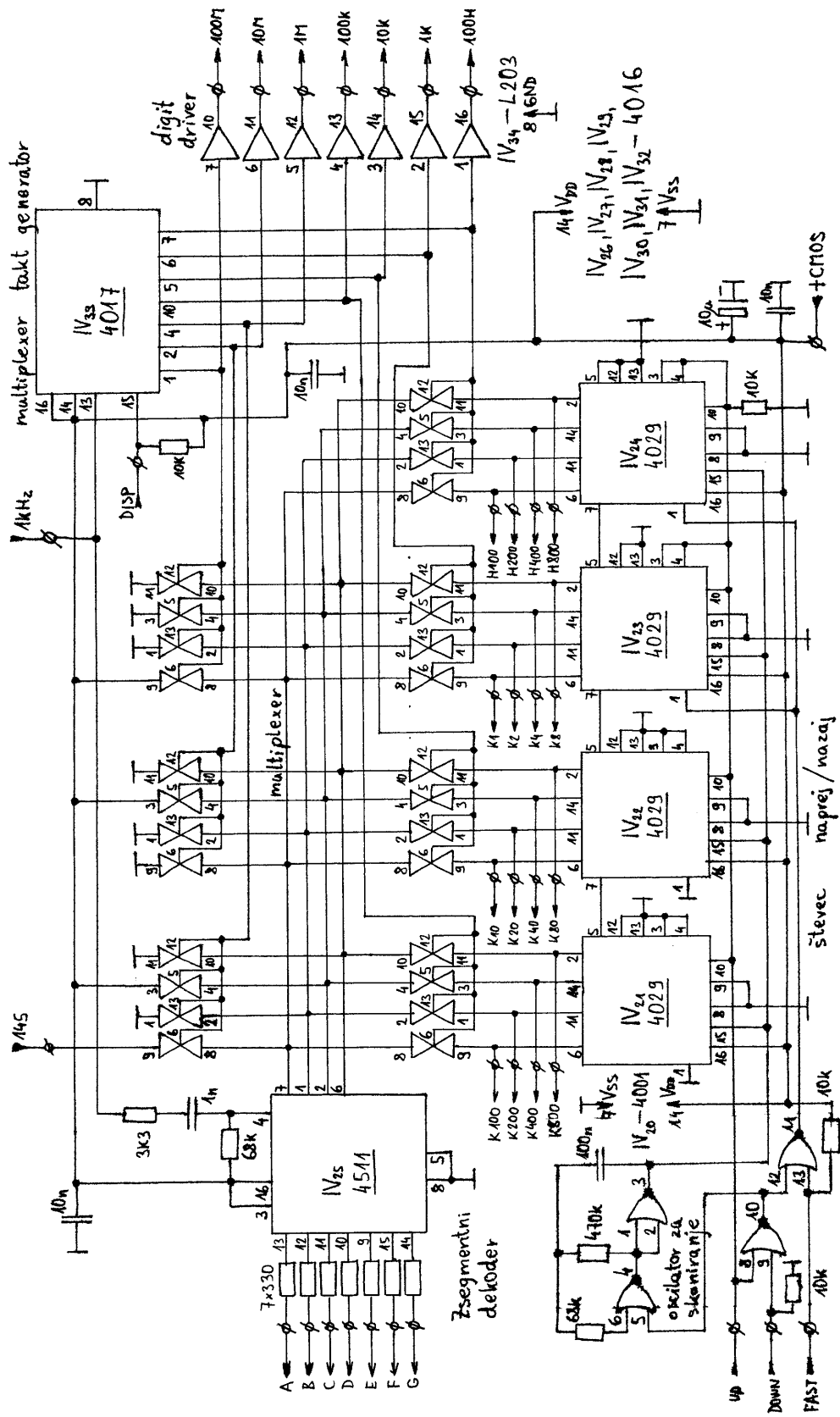


Sl. 7 — Primopredjnik za 144 MHz, PLL konverter

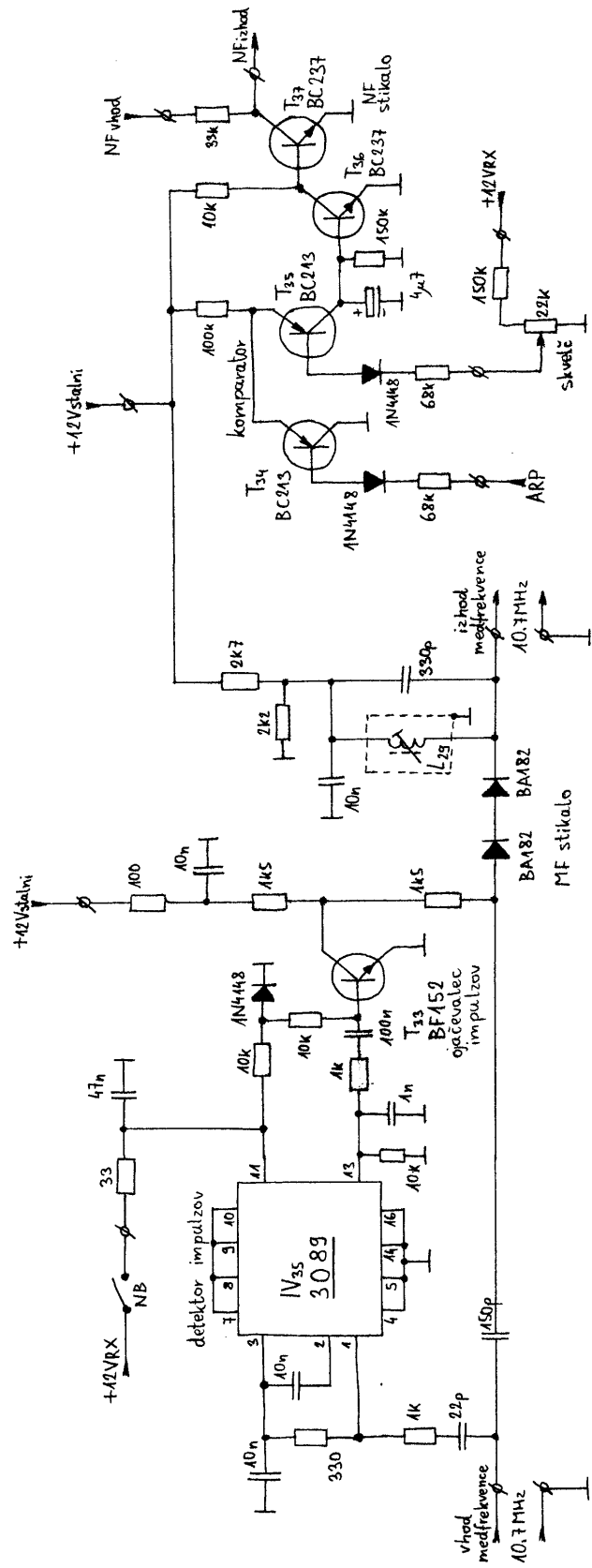


Sl. 8 - Primopredajnik za 144MHz, PLL časovna baza, programirani delilec in komparator.

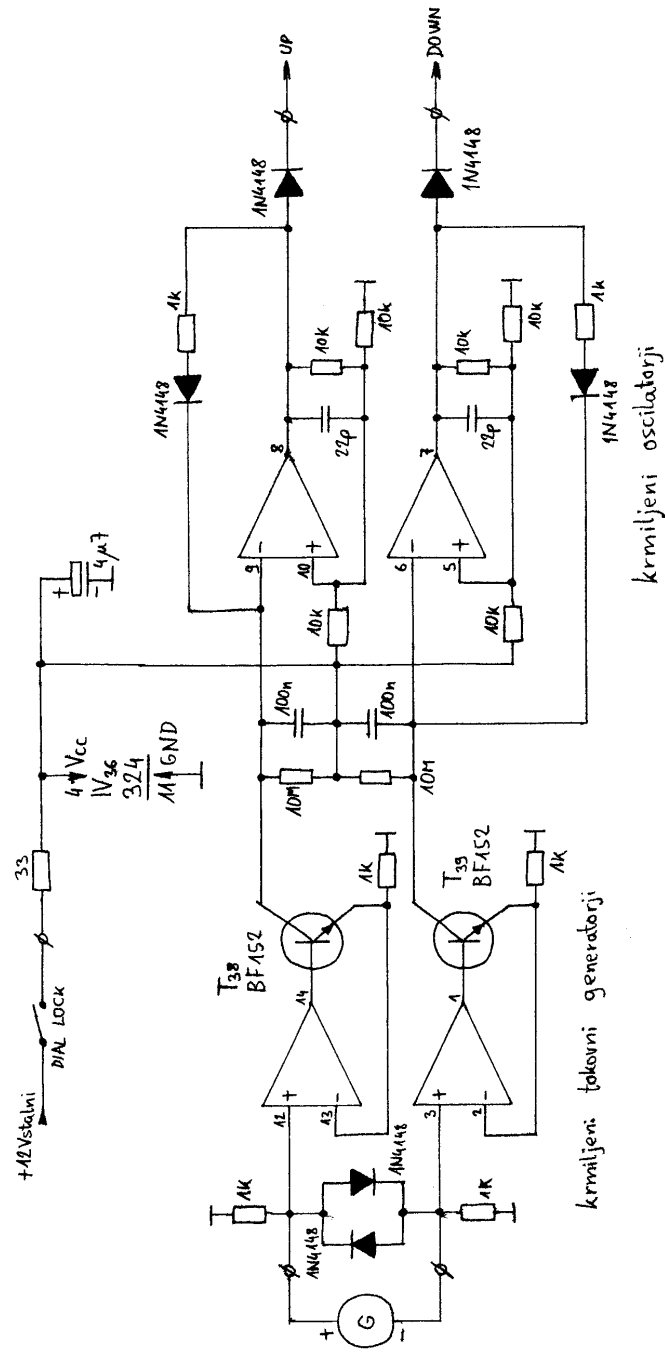




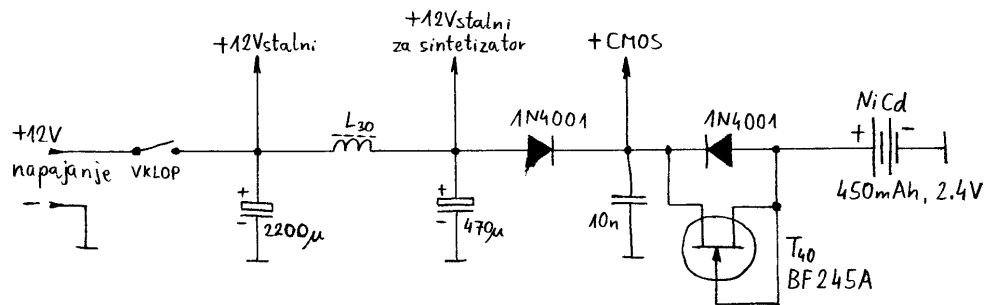
Sl. 9 - Primopredajnik za 14MHz, PLL kontrolna logika.



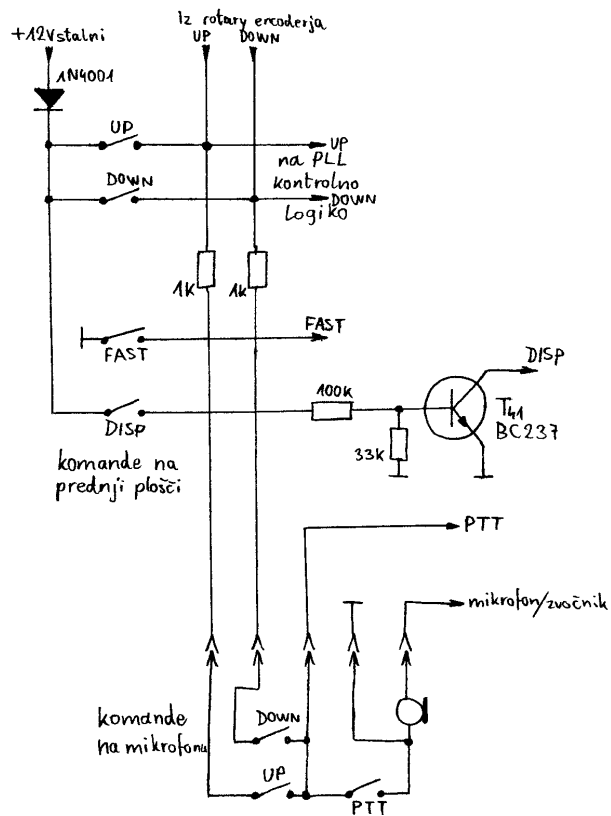
Sl. 10 - Primopredajnik za 144 MHz, noise blanker in SSB skvelc.



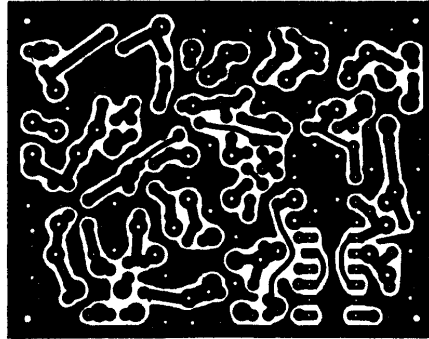
Sl. 11 — Primopredajnik za 144MHz, rotary encoder.



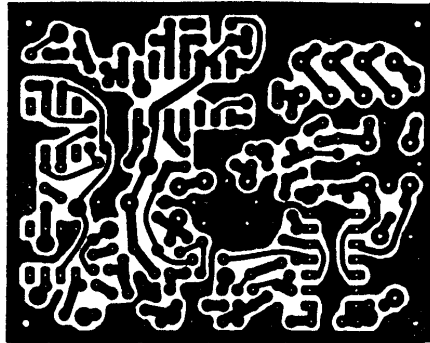
Sl. 12 - Primopredajnik za 144MHz, povezava napajanja



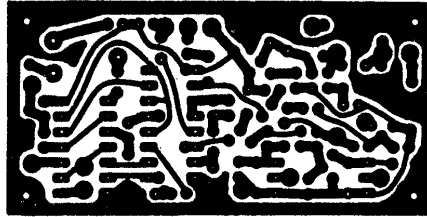
Sl. 13 - Primopredajnik za 144 MHz, povezava komand.



Sl. 14 - Tiskano vezje za visoko frekvenčni del.  
Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.



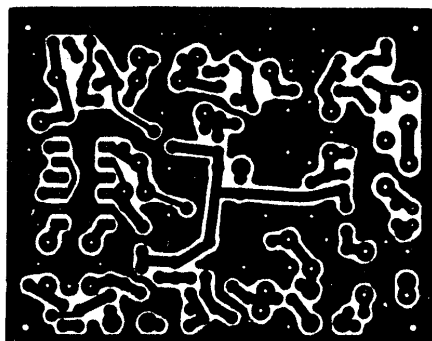
Sl. 15 - Tiskano vezje za medfrekvenčni in niz-  
kofrekvenčni del, Enostransko tiskano vezje, pogled s  
strani povezav.



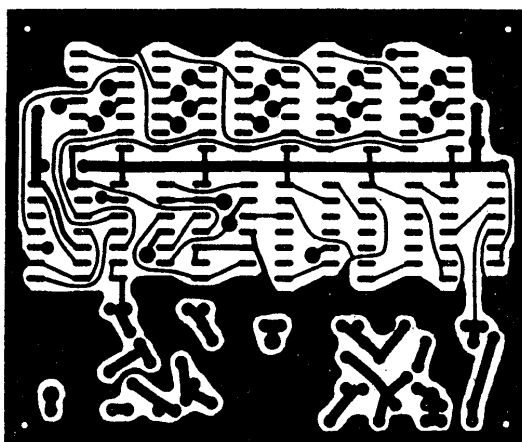
Sl. 16 - Tiskano vezje za elektronski preklop sprejem/oddaja. Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.



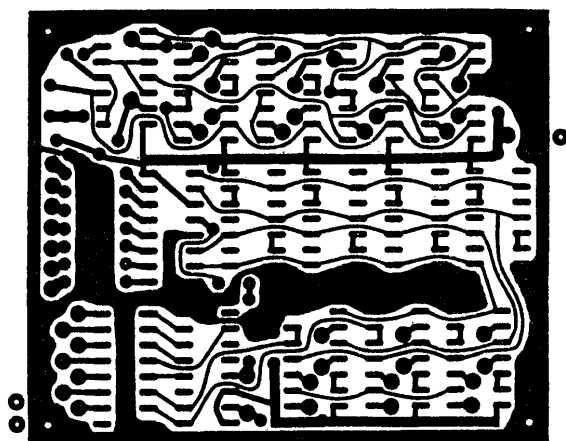
Sl. 17 - Tiskano vezje za VCO. Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.



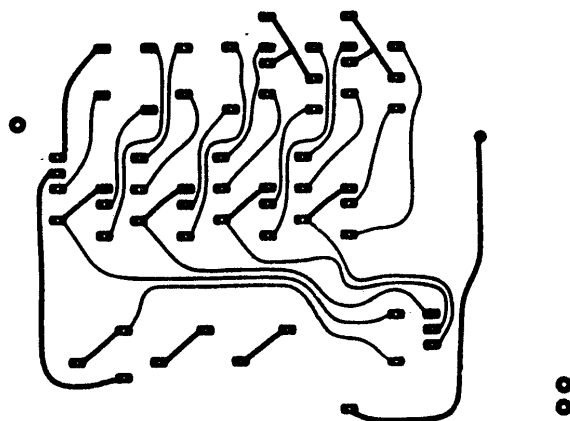
Sl. 18 – Tiskano vezje za PLL konverter.  
Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.



Sl. 19 – Tiskano vezje za PLL časovno bazo, programirani delilec in komparator. Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.



Sl. 20 - Tiskano vezje za PLL kontrolno logiko.  
Dvostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.

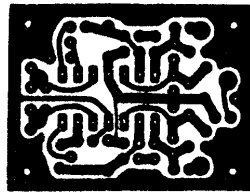


Sl. 21 - Tiskano vezje za PLL kontrolno logiko.  
Dvostransko tiskano vezje, pogled s strani elementov.

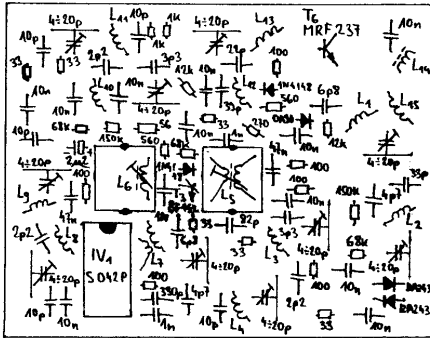




Sl. 22 - Tiskano vezje za noise blanker in SSB skvelč. Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.

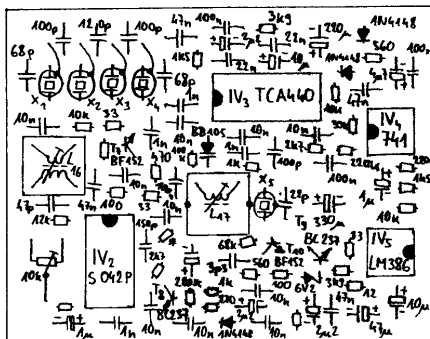


Sl. 23 - Tiskano vezje za rotary encoder. Enostransko tiskano vezje, pogled s strani povezav.



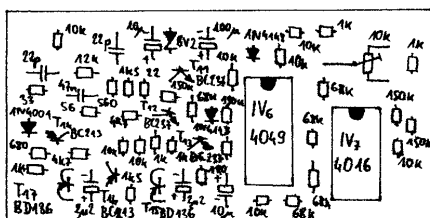
tranzistorji  $T_1, T_2, T_4$  in  $T_5$  so montirani pod tiskanim vezjem!

Sl. 24 - Tiskano vezje za visokofrekvenčni del, razporeditev elementov.



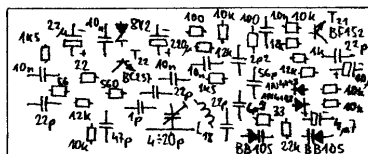
pod  $IV_3$  je mostiček med nožicami 3 in 9!

Sl. 25 - Tiskano vezje za medfrekvenčni in nizko-frekvenčni del, razporeditev elementov.



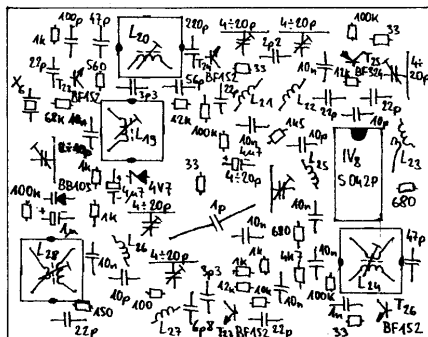
tranzistor  $T_{18}$  je montiran pod tiskanim vezjem!  
 pod  $IV_6$  sta dva mostička med nožicami 1 in 13  
 ter 6 in 9!

Sl. 26 - Tiskano vezje za elektronski preklop  
 sprejem/oddaja, rasporeditev elementov.



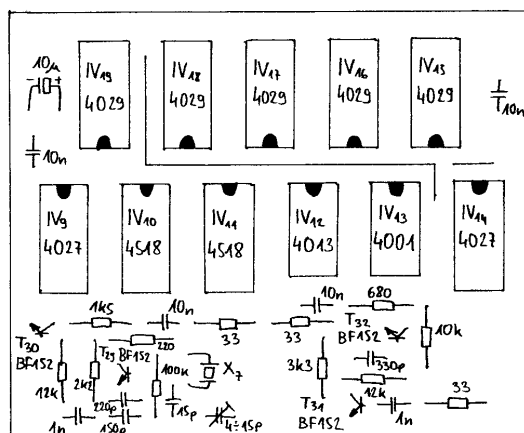
tranzistorja  $T_{19}$  in  $T_{20}$  sta montirana pod tiskanim  
 vezjem!

Sl. 27 - Tiskano vezje za VCO, rasporeditev  
 elementov.



tranzistor T<sub>28</sub> je montiran pod tiskanim vezjem!

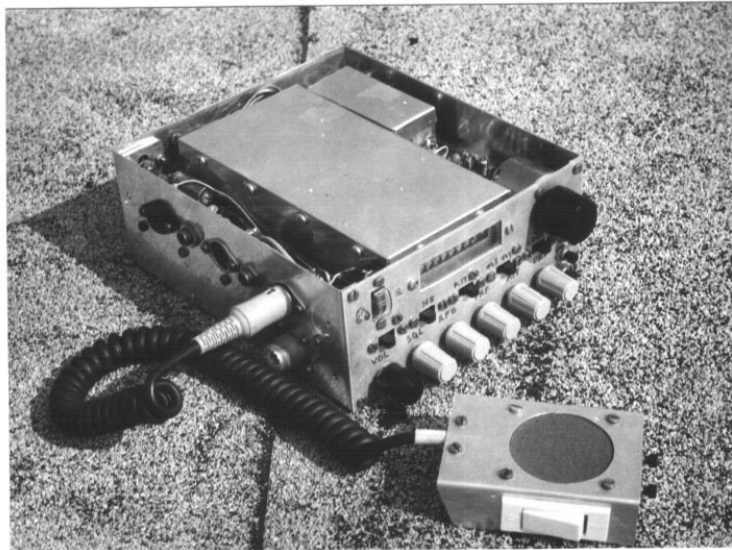
Sl. 28 - Tiskano vezje za PLL konverter, razporeditev elementov.



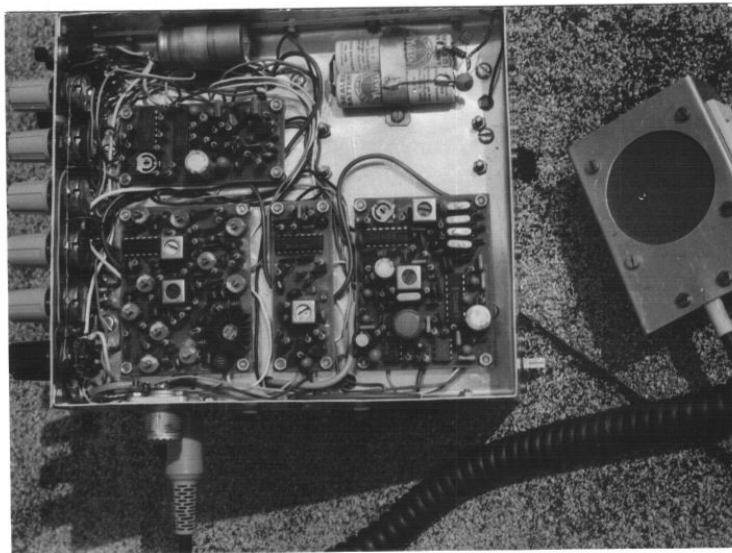
pod IV<sub>14</sub> je mostiček med nožicama 1 in 12!

Sl. 29 - Tiskano vezje za PLL časovno bazo, programirani delilec in komparator, razporeditev elementov.





Sl. 33 - Primopredajnik za 144 MHz, pogled na PLL in VCO (v oklopljenih ohišjih)



Sl. 34 - Primopredajnik za 144 MHz, pogled na "analogni del".

Tabela 1. - Samonoseče zračne tuljave  
 vse navite na podstavku 4mm (notranji premer)  
 $L_{18}$  - 2 ovoja, žica Cu Ag 1mm $\emptyset$   
 vse ostale tuljave: žica Cu 0,7mm $\emptyset$ , ovoj do ovoja  
 $L_4, L_8, L_9, L_{10}, L_{11}, L_{23}, L_{25}, L_{26}$  - 3 ovoji  
 $L_2, L_3, L_7, L_{12}, L_{27}$  - 4 ovoji  
 $L_1, L_{13}$  - 5 ovojev  
 $L_{15}$  - 6 ovojev  
 $L_{21}, L_{22}$  - 7 ovojev  
 tuljavi  $L_7$  in  $L_{23}$  imata link-1ovoj iz Cu PVC žice

Tabela 2. - Medfrekvenčni transformatorji  
 naviti na podstavkih za miniaturne MF transformatorje (10mm $\square$ )  
 $L_6, L_{29}$  - 5 ovojev (330pF rezonanca 10.7MHz)  
 $L_5$  - 12 ovojev, link 3ovoje (82pF rezonanca 10.7MHz)  
 $L_{16}, L_{24}$  - 15 ovojev, link 3ovoje (47pF rezonanca 10.7MHz)  
 $L_{17}$  - 33 ovojev (10pF rezonanca 10.7MHz)  
 $L_{19}, L_{20}$  - 9 ovojev (47pF rezonanca 17.75MHz)  
 $L_{28}$  - 70 ovojev, link 15 ovojev (22pF rezonanca 2.5MHz), podstavek za 455kHz

Tabela 3. - Dušilke  
 $L_{14}$  - 22 $\mu$ H na feritnem jedru (VK200)  
 $L_{30}$  - 470 $\mu$ H, serijska upornost  $< 5\Omega$