

SPREJEMNIK ZA FREKVENČNO PODROČJE 2.4GHZ
=====

Matjaž Vidmar, S53MV

1. Uvod

Vzporedno z razvojem profesionalne tehnike se tudi radioamaterska tehnika počasi, za zanesljivo seli tudi na višja frekvenčna področja. Eden od najpomembnejših razlogov je vse večje število uporabnikov tudi na radioamaterskih frekvenčnih področjih. V 2m področju je tudi pri nas že povsod dren, pa tudi na 70cm ni več lahko najti prostega kanala za repetitor na vrhu hriba, da o kratkem valu niti ne govorimo. Repetitor, ki sliši največ uporabnikov in na katerem je dren največji, je prav gotovo umetni zemeljski satelit. Tudi v profesionalni tehniki so prav sateliti zahtevali praktično uporabo (in ne samo preizkus zveze) na dosti višjih frekvencah.

Večina današnjih radioamaterskih satelitov je omejena ravno s tem, da za zvezo vsaj v eni smeri uporablja dvometrsko amatersko področje. Čeprav nam ITU dovoljuje satelitsko zvezo v celotnem 2m področju od 144MHz do 146MHz, se večina satelitov drži še naših lastnih, radioamaterskih omejitev (IARU band-plan), ki vse satelite tlačijo v zadnjih 200kHz področja od 145.800MHz do 146.000MHz. Za nov satelit je zato lažje najti prostor na 70cm, kjer so satelitske zveze v obeh smereh dovoljene v frekvenčnem področju od 435.000MHz do 438.000MHz, torej 15-krat več kot pa na 2m.

Za zvezo preko satelita sicer potrebujemo dve različni frekvenčni področji, zato 70cm sam zase še ni rešitev. Naslednje višje področje je 23cm, vendar je tu dovoljeno delo samo med 1260MHz in 1270MHz in to samo v smeri Zemlja proti satelitu: amaterski sateliti ne smejo oddajati na teh frekvencah! Zato se vsi bodoči radioamaterski sateliti načrtujejo za uporabo 13cm frekvenčnega področja med 2400MHz in 2450MHz, kjer so nam radioamaterjem spet dovoljene satelitske zveze v obeh smereh. Ker imenujejo profesionalci frekvenčni pas od 2GHz do 4GHz področje "S", radioamaterji imenujemo 2.4GHz pretvornik na satelitu "MODE-S".

V frekvenčnem področju 13cm je doslej delovalo ali še deluje kar lepo število radioamaterskih satelitov. Prvi je bil OSCAR-7, izstreljen leta 1975, ki je nosil na krovu tudi radio-far na 2304MHz. Žal so nam profesionalci iz gole zavisti kasneje omejili naše satelitsko področje na 2400-2450MHz in 13cm far na OSCAR-7 je moral ostati izključen! Radio-fare na 13cm področju so sicer imeli ali še imajo naslednji sateliti: UO-9 (1981): 2401.000MHz, UO-11 (1984): 2401.500MHz, PACSAT (AO-16, 1990): 2401.100MHz in DOVE (1990): 2401.200MHz. Satelita AO-13 (1988) in ARSENE (1993) pa imata na krovu razen radio-fara tudi linearni pretvornik za SSB, CW ali druge vrste modulacij v frekvenčnem področju okoli 2400.700MHz (AO-13) oziroma 2446.500MHz (ARSENE).

Izkušnje z dosedanjimi radioamaterskimi sateliti so privedle do naslednjih ugotovitev: satelitske zveze na 70cm in na 23cm motijo predvsem vojaški radarji, na 13cm pa mikrovalovne pečice, ki delajo v istem frekvenčnem področju. Motnje od mikrovalovni pečic so znosne predvsem zato, ker je

čas delovanja teh pečic zelo omejen in točno vezan na določene ure dneva. Po mojih lastnih izkušnjah je proti motnjam od mikrovalovnih pečic zelo učinkovit kar običajni noise-blanker v SSB radijskih postajah.

Edina slaba stran višjih frekvenčnih področij je povečan Dopplerjev pomik, ki otežuje vzpostavljanje radijske zveze predvsem preko satelitov v nizkih tirnicah, ki zelo hitro preletijo nebo. Na satelitih v visokih tirnicah, kot sta AO-13 ali ARSENE, pa se je 13cm pretvornik odlično obnesel. Z uporabo bolj primernih vrst modulacije (FM namesto SSB ali ustrezne digitalne modulacije) pa bi se dalo povsem izničiti učinek Dopplerjevega pojava tudi pri nizkoletnih satelitih.

Pri vsem skupaj je seveda za povprečnega radioamaterja zanimivo predvsem dvoje: kvaliteta radijske zveze in cena celotne opreme, potrebne za delo preko satelita. 13cm področje zaenkrat omogoča najkvalitetnejše amaterske satelitske zveze, hkrati pa na visokih frekvencah potrebujemo le razmeroma majhne antene. Z razvojem polprevodniške tehnike pa postaja antena najdražja postavka v ceni katerekoli satelitske sprejemne ali oddajne postaje. Ker je cena običajno sorazmerna vsaj s kvadratom dimenzij antene (ne pozabite na ustrezen rotator), je prednost uporabe mikrovalovnih frekvenčnih področij še bolj očitna.

V tem članku bom zato opisal sodobno zasnovan sprejemnik za 2.4GHz satelitsko področje (glej Sliko 1.). Sprejemnik je sestavljen iz primerne antene na rotatorju za azimut in elevacijo, nizkošumnega predojačevalca, sprejemnega konverterja in standardne SSB amaterske radijske postaje za 144MHz področje (prva medfrekvenca). Ker je na 2.4GHz naravni šum (šum antene) zelo majhen, je nizkošumni ojačevalec vgrajen naravnost na anteno, da ni vmes nobenih dodatnih izgub prenosnega voda. Sprejemni konverter je zato lahko vgrajen pri anteni, pri sprejemniku ali kjerkoli vmes. Iz praktičnih razlogov se oba, nizkošumni predojačevalec in sprejemni konverter, napajata po istem visokofrekvenčnem kablu.

2. Antena za 2.4GHz satelitsko področje

Pri vseh satelitskih zvezah je vedno zaželjen čimbolj občutljiv sprejemnik: na ta način lahko vzpostavimo zvezo z najmanjšo oddajno močjo in en sam satelit lahko uporablja največje število postaj hkrati. Občutljivost sprejemnika povečamo predvsem z večjo anteno, tu pa obstaja kar nekaj omejitev: cena antene, razen tega pa še nosilnost, natančnost in hitrost obračanja rotatorja.

V 2.4GHz je za sprejem radioamaterskih satelitov najbolj smiselna izbira sprejemna antena premera nekje med 80cm in 1m. Takšno anteno lahko še vedno nosijo povsem običajni amaterski rotatorji (na primer Kenpro KR5600), snop sevanja antene je še vedno zadosti širok, da ga ne moti nenatančnost in prosti hod zobniških prenosov in potenciometrov v rotatorjih ter hitrost vrtenja omenjenih rotatorjev še vedno zadošča za zasledovanje tudi najhitrejših satelitov v nizkih tirnicah. Sprejem trenutno aktivnih satelitov (AO-13, AO-16 in DOVE-1) je sicer možen tudi z manjšimi antenami in bolj "naglušnimi" sprejemniki, v prihodnosti pa pričakujemo celo še močnejše oddajnike na krovu satelitov.

Za praktično konstrukcijo antene je meja med antenami s

počasno valovodno strukturo (Yagi ali vijačne antene) in zrcalnimi antenami (parabolično zrcalo z ustreznim žarilcem) nekje pri premeru 4 do 5 valovnih dolžin. V 2.4GHz področju je mejni premer, ko se splača uporabiti parabolično zrcalo, nekje okoli 50cm, če upoštevamo tudi težave pri medsebojnem povezovanju manjših anten v skupino in nezaželjene bočne snope, ki povečujejo šum antene.

Parabolično zrcalo za 2.4GHz se sicer da izdelati iz pločevine tudi doma, tako da zrcalo sestavimo iz več listov. V področju med 80cm in 1m premera danes dobimo na tržišču celo vrsto različnih zrcal za satelitsko TV. Ker so ta zrcala izdelana za 12GHz, so dosti točnejša od doma narejenega zrcala in jih lahko uporabljamo tudi za višja amaterska področja do vsaj 10GHz in najverjetneje tudi 24GHz.

Parabolična zrcala se med sabo razlikujejo. Glavna razlika je v "globini" zrcala, oziroma v razmerju med goriščnico in premerom zrcala (razmerje f/D). Za satelitsko TV danes dobimo v glavnem dve različni vrsti zrcal: globoka, simetrična zrcala s f/D okoli 0.4 in plitva nesimetrična (offset) zrcala s f/D okoli 0.7. Za delo na 2.4GHz področju priporočam uporabo simetričnega globokega zrcala s $f/D=0.4$, ker je za takšno zrcalo na teh frekvencah lažje izdelati ustrezen žarilec.

Pri zrcalnih antenah je polarizacija odvisna le od vrste uporabljenega žarilca. Ker se lega satelita glede na zemeljske uporabnike običajno spreminja, uporablja večina satelitov krožno polarizacijo vsaj na višjih frekvenčnih področjih. Ker večina satelitov uporablja desno krožno polarizacijo (angleška kratica RHCP), je smiselno izdelati ustrezno sprejemno anteno. Pri izdelavi antene je nujno upoštevati, da se smer krožne polarizacije menja pri vsakem odboju. Zrcalna antena z enim samim zrcalom zato potrebuje levo-krožno polariziran žarilec (LHCP) za sprejem desno-krožno polariziranih valov, saj se smer polarizacije obrne na zrcalu!

Enostaven krožno-polariziran žarilec je prikazan na Sliki 2. Prikazani žarilec je primeren z globoko zrcalo s $f/D=0.4$. Žarilec je sestavljen iz kratke vijačne antene z dvema ovojema in reflektorjem, prilagodilnega transformatorja za impedanco in škatle za nizkošumni predojačevalec.

Sama vijačnica je izdelana iz 8mm širokega bakrenega traku, ki ga podpirajo palčke iz izolirnega materiala (PVC ali še boljše teflon). Palčke so pritrjene s samoreznimi vijaki. Da ne motijo delovanja antene, naj bojo palčke čim manjšega prereza in vijaki čim krajši, kolikor pač zadošča za mehansko trdnost antene. Pri opisani vrsti vijačne antene smer navijanja vijačnice ustreza smeri polarizacije: za levo-krožno polarizacijo je treba naviti vijačnico kot levi vijak.

Reflektor je izdelan v enem kosu skupaj s škatlo za preodjačevalec iz 0.5mm debele pocinkane pločevine. Iz pločevine najprej izrežemo krog premera 120mm, vanj izvrtamo obe luknji in nato nanj pricinimo obroč premera 90mm. Končno dodamo še zunanji obroč premera 120mm. Oba obroča na reflektorju tvorita krožen utor globine četrtovalovne dolžine, ki duši stranske snope žarilca in tako znižuje šumno temperaturo antene.

Impedanca prikazane vijačne antene znaša okoli 100-140ohm, zato je za prilagoditev na standardno vrednost 50ohm potreben četrtovalovni transformator. Ker je takšen prilagodilni transformator zelo majhen (dolžina okoli 2cm)

in ustreznega kabla ni lahko najti na tržišču, izdelamo transformator sami, kot je to prikazano na Sliki 2.

V frekvenčnem področju 2.4GHz uporabljamo za majhne moči SMA konektorje. Ti konektorji se običajno vgrajujejo na poltrdi (semi-rigid) kabel s teflonskim dielektrikom UT141. Takšen kabel ima za oklop kar bakreno cevko premera 3.6mm (0.141 col!). Kabel UT141 ima seveda standardno impedanco 50ohm, druge impedance je težje najti. Da kablu povečamo impedanco, je treba povečati premer oklopa kabla. To storimo tako, da na koncu kabla najprej odstranimo okoli 30mm oklopa (zarežemo cevko, zlomimo in povlečemo dol) in potem sredico kabla vgradimo v širšo bakreno cev. Na preostali konec oklopa kabla privijemo medeninasto matico M4, ki jo potem še prispajkamo in deluje kot prehod med starim tankim in novim debelim oklopom. Ker je tudi originalni dielektrik kabla pretanek, je treba nanj navleči primerno cevko iz teflona ali polietilena.

Za delovanje na 2.4GHz znaša četrta valovna dolžina v mešanici teflona in polietilena okoli 22mm. Kot novi oklop kabla uporabimo bakreno cevko notranjega premera 6mm in zunanjega premera 8mm, ki jo odrežemo na dolžino 22mm, pocinimo na obeh koncih in nato zacinimo z zadnje strani reflektorja. Dokler je ta cevka še vroča od spajkanja, vanjo vsilimo kos polietilenskega dielektrika kabla RG-213, ki se zatopi v bakreno cevko. Ko se vse skupaj ohladi, z vrtalnim strojem povečamo premer luknje v dielektriku na 3.5mm in vstavimo pripravljeni konec kabla UT141 ter zacinimo medeninasto matico.

Reflektor antene je hkrati uporabljen tudi kot škatla, ki ščiti predojačevalec pred vremenskimi vplivi. Predojačevalec je seveda vgrajen v dosti manjšo škatlo, ki pa ni vodotesna, zato je potrebna še zunanja škatla za zaščito. Da z lahkoto dosežemo vhodni konektor predojačevalca, naj bo preostali kos poltrdega kabla UT141 dolg vsaj 10cm, na konec pa pritrdimo kotni moški SMA konektor.

Pokrov zunanje škatle pritrdimo s tremi samoreznimi vijaki, izhodni kabel pa speljemo skozi gumico v stranski (okrogli) steni. Izkušnje pravijo, da je vsaka vodotesna škatla najboljši zbiralnik vode, zato rajši priporočam odprtino za zračenje. Pri tej zadnji je treba paziti, da bo gledala navzdol tudi takrat, ko bo rotator zavrtel anteno po azimutu in elevaciji!

3. Nizkošumni predojačevalec za 2.4GHz

Kvaliteten mikrovalovni sprejemnik zahteva ustrezen nizkošumni predojačevalnik. Zaradi velikoserijske proizvodnje cena primernih polprevodnikov nenehno pada in danes pravi nizkošumni predojačevalnik za 2.4GHz sploh ni več draga naprava. V biltenu CQ ZRS 6/92 sem sicer že opisal izredno uspešno konstrukcijo predojačevalca za L področje in tudi nakazal, kako ga predelat za 13cm področje. V tem odstavku bom zato le bolj natančno opisal inačico tega predojačevalca za 2.4GHz z vsemi potrebnimi spremembami, prilagoditvami in izboljšavami vezja.

Napredek v tehnologiji polprevodnikov je prinesel nove, še boljše tranzistorje za mikrovalovna področja. Med najnovejše visokofrekvenčne polprevodnike spadajo HEMTi. Kratica HEMT pomeni High Electron Mobility Transistor.

HEMT je po izvedbi in delovanju zelo podoben GaAs FETu, le da je izdelan na posebno dopiranem kosu polprevodnika iz več različnih plasti. Te plasti omogočajo premikanje nosilcev elektrine (elektronov v N-kanalnem FETu) z večjimi hitrostmi od tistih v običajnem galijeve arzenidu. Večje hitrosti elektronov pomenijo večje tokove, večje ojačenje tranzistorja in delovanje pri višjih frekvencah, hkrati pa še manjši šum.

Danes se HEMTi serijsko izdelujejo za vhodne stopnje konverterjev za satelitsko TV, ki dosejajo na 12GHz šumna števila pod 1dB. V področju 2.4GHz bo seveda šumno število takšnih polprevodnikov še dosti manjše. Na 2.4GHz sem preizkusil Siemensov HEMT CFY65 in v obeh zgrajenih predojačevalcih dosegel šumno število pod 0.4dB.

Delovanje predojačevalca na 2.4GHz in uporaba HEMTa namesto navadnega GaAs FETA zahteva optimizacijo vezja dvostopenjskega nizkošumnega predojačevalca, kot je to prikazano na Sliki 3. Predojačevalec za 2.4GHz uporablja HEMT le v prvi stopnji, v drugi stopnji pa lahko uporabimo katerikoli GaAs FET. Razlika je že v vhodni prilagoditvi: na 2.4GHz potrebuje HEMT razen zaporedne tuljave L1 še kondenzator C*. Ker se tudi ojačenje GaAs FETov niža s frekvenco, je izhodno vezje druge stopnje predelano za čim večje ojačenje.

Tudi dvostopenjski predojačevalnik za 2.4GHz je vgrajen v škatlico iz medeninaste pločevine debeline 0.4 do 0.5mm: glej Sliko 4. Škatlica naj bo dolga 50mm, široka 20mm in visoka 15mm enako kot pri izvedbi za L področje. Takšna škatlica je sicer zadosti majhna, da nima lastnih rezonanc pod 7GHz, vendar lahko HEMT niha tudi na dosti višjih frekvencah. Takšno samoosciliranje ojačevalnika tudi ni lahko opaziti, ker ostali polprevodniki teh signalov sploh ne detektirajo in običajno ne dobimo dobro znanih motenj zaradi samooscilacij. Edina stvar, ki jo opazimo, je spreminjanje ojačenja ojačevalnika, ko škatlico zapiramo s pokrovom. Rešitev je seveda kos mikrovalovnega absorberja (črna pena za zabadanje integriranih vezij), ki ga postavimo le nad drugo stopnjo ojačevalnika, da ne pokvarimo šumnega števila v 2.4GHz področju.

Za delovanje na 2.4GHz priporočam ženski SMA konektor na vходу predojačevalca, na izhodu pa je še vedno povsem primeren BNC konektor UG1094 (brez matice, pricinjen naravnost na škatlico). Jasno se je treba izogibati cenenim računalniškim BNC konektorjem! Za povezavo predojačevalca s konverterjem tudi ni več primeren CBjaški RG-58, pač pa je treba uporabiti vsaj RG-223 (dvojni posrebrni oklop) ali še boljše RG-142 (teflonski kabel), oziroma za večje dolžine debelejši RG-214.

Kar se tiče izbire kondenzatorjev velja isto kot za L področje. Celotno vezje nosi šest 470pF keramičnih blok kondenzatorjev. Ti kondenzatorji morajo biti keramični diski ali trapezi brez dovodnih žic, njihova nazivna vrednost pa je lahko tudi večja od 470pF. Povsod se je treba izogibati večslojnim kondenzatorjem sumljivega porekla (chip oblike ali pa zalitih v plastiko), ki se na visokih frekvencah čudno obnašajo. Upori so vsi miniaturni 1/8W z žičnimi izvodi. Z upori, označenimi z zvezdico, nastavljammo enosmerno delovno točko ojačevalnika.

Na 2.4GHz so vrednosti vseh tuljav v ojačevalniku ustrezno manjše. L1 in L6 sta četrtvalovni dušilki, izdelani iz 4cm

dolgega kosa lakirane bakrene žice premera 0.15mm. Konce žice pocinimo okoli 5mm na vsaki strani in ostalo žico navijemo na podstavek premera 1mm, da dobimo majhno samonosečo tuljavo. L2 je za 2.4GHz skoraj raven kos 0.6mm debele posrebrene bakrene žice, L3, L4 in L5 pa so okoli 5mm dolgi izvodi kondenzatorjev po 1nF.

Nazadnje vgradimo oba tranzistorja. Uглаševanje ojačevalnika začnemo z nastavitvijo enosmernih delovnih točk. Upore v vezju izvorov nastavimo tako, da znaša padec napetosti preko GaAs FETA 4V do 4.5V, padec napetosti preko HEMTa pa 3V do 3.5V, saj dela HEMT pri nižji napajalni napetosti kot pa navaden GaAs FET. Napetost merimo med izvorom in ponorom tranzistorja in pri nastavljanju uporov seveda pazimo, da ne prekoračimo najvišje dovoljene napetosti (5V) na obeh tranzistorjih. Da preprečimo kakršnekoli samooscilacije med nastavljanjem delovne točke, je priporočljivo zaključiti oba, vhod in izhod ojačevalnika, na 50-ohmska bremena.

Visokofrekvenčni preizkus in uглаševanje začnemo brez kondenzatorja C*! Na vhod priključimo šumni generator, na izhod pa sprejemnik z občutljivim S-metrom oziroma merilnik šumnega števila. L3, L4 in L5 premikamo za največje ojačenje. Končno dodamo še C*: košček tanke bakrene pločevine dimenzij približno 7mmX10mm. C* uглаšujemo z zvijanjem bakrenega listka za najboljše šumno število, po potrebi pa popravimo tudi L2 z višino žice nad dnom škatle (2mm do 3mm).

HEMT lahko nadomestimo tudi s cenejšim GaAs FETom: šumno število bo le za par desetink dB slabše s cenenim MGF1302. V drugo stopnjo lahko vgradimo katerikoli GaAs FET: novejša zamenjava za stari CFY18 je CFY25 ali CFY35 (cenena SMD izvedba) ali MGF1302. Z uporabo drugačnih polprevodnikov se seveda nekoliko spremenijo optimalne vrednosti tuljav in C*.

Pri vseh GaAs FETih, HEMTih itd pa je prava uganka razporeditev nožic na ohišju. Od štirih nožic sta dve za izvor in te je običajno lahko najti. Bolj težko pa je ugotoviti, katera od preostalih dveh je ponor in katera vrata. Pri GaAs FETih tovarna Siemens poševno zareže ponor, Mitsubishi pa poševno zareže vrata. Še večja zmešnjava je pri HEMTih: pri CFY65 so vrata označena z majhno rdečo pikico na ohišju. Končno je pri najnovejših GaAs FETih v cenenih SMD ohišjih zmešnjava popolna in tu pomaga le ohmmeter, seveda v področju ohmX100 ali ohmX1000, da s prevelikim tokom ne poškodujemo občutljivih mikrovalovnih sestavnih delov.

Pri vzpostavljanju radijske zveze preko satelita je zaželjeno delo v dupleksu, se pravi možnost poslušanja lastne oddaje. Ker je opisani malošumni predojačevalec ne vsebuje nobenih selektivnih sestavnih delov in tudi mala vijačna antena, uporabljena kot žarilec za parabolo, ne duši dosti nižjih frekvenc, so možne motnje iz lastnega oddajnika (v 70cm področju). V praksi se je pokazalo, da so motnje omejene tudi z antenama za 70cm in 13cm zelo blizu skupaj (1m razdalje med osema) in se zaradi zakasnitve signala na poti do satelita in nazaj da poslušati tudi lastno modulacijo.

4. Sprejemni konverter za 2.4GHz

Sprejemni konverterji za mikrovalovna radioamaterska frekvenčna področja so dobro obdelana tema v vseh strokovnih časopisih v zadnjih 10-ih ali 15-ih letih. Vsi opisani konverterji pa so si zelo podobni, kot da se tehnika ni več

razvijala naprej. Vsi imajo GaAs FET na vходу, kristalni oscilator nekje med 80MHz in 110MHz, neskončno verigo množilnih stopenj, frekvenčna sita na tiskanini v mikrostrip tehniki in končno sam mešalnik s schottky diodami ali pa še enim GaAs FETom.

Takšni konverterji imajo tudi več pomanjkljivosti. Prva težava je v samem kristalnem oscilatorju. Za frekvence nad 80MHz niha kristal že na peti overtonski rezonanci, čeprav je sama ploščica kristala tanjša od 0.1mm. Takšni kristali se hitro starajo, se radi razbijejo, delovanje oscilatorja pa je nezanesljivo tudi iz povsem električnih razlogov.

Še slabše je z množilnimi stopnjami. Z razpoložljivimi polprevodniki je sicer lahko zgraditi množilne stopnje nekje do 300MHz ali 500MHz, na še višjih frekvencah pa se začnejo težave! No, s potrpežljivim krpanjem obstoječe tehnike smo radioamaterji z množilnimi stopnjami dosegli najprej 1.296GHz, potem 2.4GHz in nazadnje celo 10GHz. Z uporabo neprimernih sestavnih delov se seveda začnejo težave: za uglaševanje neprimernih trimerjev je treba imeti izredno mirno roko in dobro mero potrpljenja, v množilnih stopnjah veselo crkujejo tranzistorji in končno veriga množilnih stopenj le redkokdaj deluje tako, kot je to v svoje članku opisal avtor. Običajno dobimo na izhodu dosti manjšo moč od predvidene, in še ta pade na nič ob prvem udarcu, ko se vsi trimerji spet razglasijo.

S pojavom satelitske TV so se na tržišču pojavili tudi PLL sintetizatorji v enem samem čipu, z mejno frekvenco od 1.5GHz pa vse do 2.5GHz. Eden prvih takšnih čipov je bil verjetno Siemensov SDA3202, danes pa obstaja že cela družina med sabo kompatibilnih čipov raznih proizvajalcev. SDA3202 se je izkazal kot enostaven sintetizator za širokopasovne oddajnike in sprejemnike, na primer za FM ATV na 23cm področju. Žal je SDA3202 neuporaben za SSB konverter ali transverter: moduli deljenja so preveliki in ojačenje PLL zanke je premajhno, da bi zadosti "stabilizirala" prosti oscilator na mikrovalovnih frekvencah za SSB ali CW delo.

Sintetizator za SSB mikrovalovni konverter je treba zaenkrat še vedno izdelati iz večjega števila sestavnih delov, da se izognemo verigi nezanesljivih množilnih stopenj. Blok shema sprejemnega konverterja za 2.4GHz je bila sicer že prikazana na Sliki 1. Električni načrt sprejemnega konverterja je prikazan na Slikah 5. in 6. in sicer VF del na Sliki 5. ter PLL logika na Sliki 6.

Sprejemni konverter vsebuje VF stopnjo z GaAs FETom CFY19, pasovno sito na 2.4GHz za dušenje zrcalne in drugih neželjenih frekvenc, harmonski mešalnik z dvema schottky diodama BA481 in MF ojačevalnik z BFR90. Sintetizator proizvaja signal za mešanje na polovični frekvenci 1128MHz, saj harmonski mešalnik sam tvori drugi harmonik na 2256MHz. Sintetizator vsebuje VCO na 1128MHz (BFR91 in BB105), ločilno stopnjo (BFR91), hitri ECL delilec U664, dodatne delilce v integriranem vezju 74HC393, 9MHz kristalni oscilator in frekvenčno/fazni primerjalnik (74HC74 in 74HC00).

Vhodni VF ojačevalnik z GaAs FETom CFY19 je potreben zato, da nadomesti izgube v pasovnem situ za 2.4GHz (L4, L5, L6 in L7) in prekrije visoko šumno število mešalnika. Harmonski mešalnik vsebuje dve antiparalelni diodi in na ta način sam mešalnik tvori drugi harmonik lokalnega oscilatorja. Ker sta vhodna frekvenca (2.4GHz) in lokalni oscilator na 1128MHz v približnem razmerju 2:1, vsebuje ustrezno sito

za kombinacijo signalov le dva rezonančna voda (L8 in L9). Dolžini L8 in L9 približno ustrežata $\lambda/4$ za signal VCOja in $\lambda/2$ za vhodni VF signal.

Harmonski mešalnik zahteva zelo dobre diode, saj morajo iste diode hkrati tvoriti drugi harmonik in še mešati vhodni signal. Običajne schottky diode BA481, HP2900 in podobne za to delo niso najbolj primerne in rezultat je razmeroma visoko šumno število samega mešalnika nekje med 12dB in 15dB. Če upoštevamo še izgube v situ na 2.4GHz in ojačenje CFY19 ima takšen konverter celotno šumno število okoli 6dB. Seveda se da doseči dosti boljše rezultate z novejšimi sestavnimi deli: če v mešalnik vgradimo dvojno SMD schottky diodo BAT14-099, se šumno število celotnega konverterja zniža na samo 3dB!

Mešalniku takoj sledi MF ojačevalnik z BFR90, da tudi bolj "naglušen" sprejemnik za 2m ne more več skaziti šumnega števila konverterja. MF ojačevalnik je povsem aperiodičen: ne vsebuje nobenih nihajnih krogov in nima nobene selektivnosti, ker tu selektivnost ni potrebna. Ker konverter ne vsebuje nobenih množilnih stopenj, tudi ne obstaja nevarnost, da bi kakšen nezaželen produkt množenja padel v medfrekvenco in celo pognal kakšno ojačevalno stopnjo v nasičenje. Na vходу ojačevalnika je le nizko sito (L19 in L20), ki zapre pot signalu VCOja na 1128MHz.

Sprejemni konverter je izdelan tako, da se sam napaja preko izhodnega visokofrekvenčnega kabla, na vhodnih sponkah pa je tudi prisotna ista napajalna napetost za predojačevalec. Na ta način je vgradnja konverterja bolj enostavna, saj nam ni treba razmišljati še o napajalnih vodih.

SSB sintetizator zahteva kvaliteten ozkopasoven VCO, zato je povratna vezava tranzistorja BFR91 izvedena z interdigitalnim pasovnim sitom (L13, L14 in L15). Frekvenca VCOja se nastavlja tako, da se srednji prst sita (L14) fino uglašuje z varikap diodo BB105. Takšen VCO lahko pokrije le ozko frekvenčno področje širine približno 10% srednje frekvence delovanja. Ker pa je kontrolna napetost na varikap diodi omejena na območje od 0 do 5V, VCO v resnici pokriva še ožje področje.

Opisani VCO z interdigitalnim sitom v povratni vezavi je zelo stabilen in ne potrebuje dodatne stabilizacije napajalne napetosti. VCOju sledi ločilna stopnja, izdelana prav tako s tranzistorjem BFR91. Signal VCOja je speljan na harmonski mešalnik preko sklopnika, ki majhen del izhodne moči sintetizatorja (<1%) odvede na vhod hitrega ECL delilca U664. Sklopnik hkrati poskrbi tudi za to, da je vhod delilca vedno zaključen (upor 56ohm) v širokem frekvenčnem področju.

Delilec PLLja mora zanesljivo delovati tudi na najvišji frekvenci VCOja okoli 1200MHz. Prvo deljenje frekvence je zato izvedeno z ECL integriranim vezjem U664, ki vsebuje predojačevalec za vhodni signal in verigo šestih flip-flop-ov, kar daje skupni faktor deljenja 64. Izhodna frekvenca iz vezja U664 zato znaša okoli 17.6MHz. Ta frekvenca je še vedno previsoka za frekvenčno-fazni primerjalnik, zato je potrebno še dodatno deljenje.

V PLL sintetizatorju za SSB konverter sicer želimo čim manjše faktorje deljenja in čim višjo frekvenco primerjave, da je PLL čim hitrejši in bolje stabilizira frekvenco VCOja. Glavna omejitev je v frekvenčno-faznem primerjalniku, ki omejuje primerjalno frekvenco na približno eno desetino tiste, na kateri bi še delala v njem uporabljena logična vezja. Pri uporabi vezij družine 74HCxx, ki običajno delajo nekje do

40MHz, znaša največja dopustna frekvenca na primerjalniku okoli 4MHz.

Izhodni signal hitrega ECL delilca zato dodatno delimo z 8 s polovico vezja 74HC393, druga polovica istega vezja pa je uporabljena za deljenje frekvence referenčnega kristalnega oscilatorja. Primerjalna frekvenca znaša približno 2.2MHz, da dela frekvenčno/fazni primerjalnik z obilno rezervo. Izhod frekvenčno/faznega primerjalnika je "charge-pump" vezje s hitrimi schottky diodami BAT47, ki omogoča izhodno napetost v območju od približno 0.5V do približno 4.5V.

Sprejemni konverter za 2.4GHz je tudi praktično izdelan v dveh delih. Visokofrekvenčni del je zgrajen na dvostranski tiskanini v mikrostrip tehniki, velikosti 120mmX40mm, prikazani na Sliki 7., PLL logika pa na enostranski tiskanini, velikosti 80mmX40mm, prikazani na Sliki 8. Razporeditev sestavnih delov v VF delu je prikazana na Sliki 9. ter v PLL logiki na Sliki 10.

Oba modula morata biti dobro oklopljena in ločena med sabo, da motnje iz PLL logike ne končajo na vhodu MF ojačevalnika na 144MHz. Vsako modul zase je zato vgrajen v svojo pločevinasto škatlico. Škatlica je sestavljena iz 30mm visokega okvirja iz 0.5mm debele medeninaste pločevine, v katerega zacinjimo tiskanino na višini 10mm od dna. Maso zacinjimo na tiskanino vzdolž vseh štirih stranic brez presledkov, da predstavlja hermetično zaporo za visoko frekvenco. Pokrov lahko naredimo iz tanke aluminijaste pločevine in ga pritrdimo s samoreznimi vijaki.

V visokofrekvenčnem delu predstavlja dno škatlice kar masa na mikrostrip tiskanini. Oblika ploščice je namerno podolgovata, da v prostoru nad ploščico niso možne rezonance v delovnem frekvenčnem področju in absorber pod pokrovom potem ni potreben. Napajanje in ostale nizkofrekvenčne povezave so speljane preko 220pF (lahko več) skoznikov, ki jih zacinjimo v tiskanino. Pod tiskanino so nameščeni tudi tantalovi elektroliti 33uF in dušilke iz feritnih perl FP.

Nekateri sestavni deli so vgrajeni v izvrtine premera 6mm v VF ploščici: tranzistorji BFR90 in BFR91, varikap dioda BB105, upor 56ohm in kondenzatorja 470pF v izvoru GaAs FETA. Vse te izvrtine so potem "zamašene" na strani mase mikrostrip vezja tako, da preko njih pricinimo košček bakrene pločevine dimenzij 7mmX7mm, ki hkrati deluje tudi kot masa za omenjene sestavne dele. Kondenzatorja 470pF sta seveda keramična diska brez žičnih izvodov kot v predojačevalcu!

Izbira GaAs FETA v tem konverterju ni zahtevna, saj šumno število v glavnem kazi mešalnik. V prototipih sem preizkusil CFY18, CFY19 in CFY30 in razlike so bile le v vhodni prilagoditvi L3 in C*. Za CFY19 ali CFY30 ima L3 en ovoj žice CuAg premera 0.6mm na notranjem premeru 2mm, C* pa je košček bakrene pločevine velikosti približno 10mmX7mm, zacinjjen na vroči konec L2. L1 je lambda/4 dušilka pri 2.4GHz.

V mešalniku sem preizkusil diode HP2900, BA481 in BAT14-099. BAT14-099 seveda daje bistveno boljše šumno število, saj ostali dve diodi nista več najbolj primerni za delovanje v opisanem vezju. Na srečo se primerne diode, kot je BAT14-099 (dvojna SMD dioda za 12GHz), dajo najti na amaterskem tržišču po ugodnih cenah. Na primer, BAT14-099 stane okoli 10dem, CFY30 pa okoli 7dem (cena za en kos!) pri firmi "Giga-Tech DB3UU", ki jo prav gotovo poznajo vsi

naši mikrovalovni amaterji. Dušilka L19 naj bo $\lambda/4$ nekje med 2.4GHz (vhod) in 1.1GHz (oscilator), saj mora dušiti obe frekvenci!

Tudi izbira hitrega ECL delilca naj ne bi delala težav, saj podobne izdelke proizvaja več tovarn. V vezju priporočam uporabo U664 tovarne Telefunken, ki ga je danes razmeroma lahko najti pri nas kot rezervni del za televizor. V vezju sem sicer uspešno preizkusil Siemensov SDA2101, ki pa ima nižjo mejno frekvenco in slabšo vhodno občutljivost. Po podatkih iz katalogov bi bil najprimernejši novejši SDA2211, ki ima še višjo mejno frekvenco (1.8GHz) in manjšo porabo, a ga žal še nisem mogel najti na tržišču.

PLL logika je vgrajena v podobno škatlico, le da zaradi enostranske tiskanine takšna škatlica nima dna. Skozniki so zato vgrajeni le v stenah škatlice. Na steno škatlice je za boljše hlajenje privit stabilizator 7805. V PLL logiki je pomembno izbrati zadosti hitre diode za "charge-pump" vezje. Če so te diode prepočasne, ima vezje frekvenčno/faznega primerjalnika "prosti hod" ali histerezo in takšen PLL proizvaja zelo nestabilen signal, ki je neuporaben za SSB. V "charge-pump" vezju je zato treba uporabiti schottky diode. V tem vezju so zadosti dobre "univerzalne" schottky diode, kot so BAT47, HSCH1001 ali podobne.

Uglaševanje sprejemnega konverterja je smiselno začeti z izbiro kristala. Ker dela večina satelitov v področju 2400.000MHz do 2402.000MHz, potrebujemo za mešanje v področje 144-146MHz frekvenco 2256MHz, kar da kristal 8812.5kHz. Edino satelit ARSENE je delal na višjih frekvencah, okoli 2246.5MHz, in za mešanje na 144.5MHz smo potrebovali frekvenco 2302MHz oziroma kristal v PLLju za 8992.19kHz.

Oba kristala dobimo tudi med cenenimi CBjaškimi kristali. Za 8812.5kHz uporabimo CB sprejemni kristal za prvi kanal (26.510MHz), ki na osnovni frekvenci niha okoli 8837kHz. Frekvenco kristala je treba zato znižati za približno 15kHz in to se naredi z zaporedno tuljavo (L*). Frekvenci 8992.19kHz se najbolj približa oddajni kristal za drugi CB kanal (26.975kHz), ki mu je treba osnovno frekvenco le malenkost dvigniti s zaprednim kapacitivnim trimerjem. Ker overtonske rezonance niso točni mnogokratniki osnovne frekvence kristala, je običajno treba s tuljavo L* ali trimer-kondenzatorjem malo eksperimentirati. V vsakem slučaju vgradimo samo tuljavo ali pa samo trimer-kondenzator, nikoli ne obeh hkrati!

V naslednjem koraku je treba sestaviti celoten PLL in preveriti delovanje VCOja. Nihanje VCOja opazimo kot znižanje napetosti na bazah obeh BFR91, merjeno seveda preko primerne VF dušilke! VCO natančno uglasimo z dolžino L14. Običajno je treba L14 malenkost podaljšati. L14 uglasimo tako, da je kontrolna napetost VCOja v ujetem stanju PLLja točno na sredini področja (2.5V). Ko se PLL ujame, se impulzi na kontrolni točki LOCK T.P. zelo skrčijo in povprečna napetost pade na komaj nekaj sto milivoltov. Tudi to napetost je treba meriti preko primerne VF dušilke, sicer običajni univerzalni inštrumenti ponorijo zaradi visoke frekvence, pa čeprav samo 2.2MHz!

Ko PLL deluje zanesljivo, vgradimo še GaAs FET in mu najprej nastavimo enosmerno delovno točko z upori v izvoru, enako kot v predojačevalcu. Nato priključimo na vhod konverterja šumni izvor in na izhod merilni sprejemnik z občutljivim S-metrom. Vse sestavne dele zdaj uglašujemo

preprosto na največje ojačenje oziroma na največji signal na merilnem sprejemniku. Najprej seveda preverimo, če merilni sprejemnik sploh zazna šum iz šumnega izvora. Nato se lotimo nastavljanja C* na vходу konverterja tako, da listek bakrene pločevine premikamo ali zvijamo.

Ko smo dosegli največ iz vhodne prilagoditve, se lotimo mešalnika. V mešalniku uglašujemo L8 in L9 tako, da dodajamo bakrene listke dimenzij približno 7mmX7mm na raznih mestih vzdolž teh dveh vodov. Položaj dodanih listkov zavisi od vrste uporabljenih diod. Pri tem zahtevajo mikrovalovne diode (BAT14-099) razmeroma malo uglaševanja, dosti težje pa je izvleči uporabno šumno število iz navadnih BA481 ali HP2900.

Končno poskušamo izvleči še maksimum iz 2.4GHz sita z uglaševanjem L5 in L6. Za razliko od vseh ostalih uglaševalnih točk sta L5 in L6 že nastavljeni na pravilno dolžino, sicer pa je nastavljanje teh dveh rezonatorjev zelo ostro (visok Q). Tu je treba napredovati zelo previdno, z zelo majhnimi dodatki ali rezanjem in nikakor ne več kot 0.5mm naenkrat! Če sta L5 in L6 pravilno izjedkani in pravilno ozemljeni (povezani na stran mase preko žice premera 1mm), skoraj ne potrebujeta uglaševanja!

5. Sestavljanje sprejemne postaje

Na koncu članka se mi zdi potrebno še par besed o praktičnem sestavljanju opisanih sestavnih delov v sprejemno postajo. Izdelava posameznih delov namreč ne poteka nujno v istem zaporedju kot opis v tem članku. Z uporabo novejših sestavnih delov v konverterju je sprejem močnejših satelitov možen tudi brez predojačevalca ali z manjšo anteno.

Opisani predojačevalec in konverter sta načrtovana tako, da se napajata po istih visokofrekvenčnih kablkih. Predojačevalec se napaja preko izhodnega VF konektorja, konverter pa lahko preko obeh VF priključkov. Običajno se seveda konverter napaja preko izhodnega priključka, preko vhodnega priključka pa napaja predojačevalec. Na ta način so vsi sestavni deli v verigi povezani z enim samim koaksialnim kablom, kar je pri plezanju po strehah in stolpih vsekakor dobrodošlo.

Kot medfrekvenčni SSB sprejemnik na 144MHz običajno uporabljamo SSB radijsko postajo. Takšna postaja pa na VF priključek nima speljane napajalne napetosti +12V za konverter. Razen tega lahko pri neprevidnem rokovanju s postajo uničimo konverter ali predojačevalec, če postajo preklopimo na oddajo. Zato priporočam napajalno vezje z zaščito za konverter, prikazano na Sliki 11. To vezje vgradimo v majhno kovinsko škatlico kar med napajalni in VF priključke. Vezje sicer vnaša slabljenje zaradi upora 33ohm, vendar prav ta upor ščiti konverter in oddajnik postaje pri neprevidnem rokovanju. Upor 33ohm je moči 1/2W, kar naj bi zadoščalo za kratkotrajne "pozabljivosti" ... no, v obeh mojih takšnih vezjih je 33ohmski upor že spremenil barvo!

Če ne uporabljamo predojačevalca, je seveda treba konverter vgraditi čim bližje anteni in odklopiti napajalno napetost +12V z vhodnega konektorja konverterja, saj antena sama tega ne potrebuje, pa še kratek stik lahko naredimo! Pri uporabi predojačevalca pa lahko konverter vgradimo tudi v notranjosti. Ojačenje predojačevalca zadošča za nadomeščanje izgub do 10dB v kablu do konverterja oziroma več kot 20m

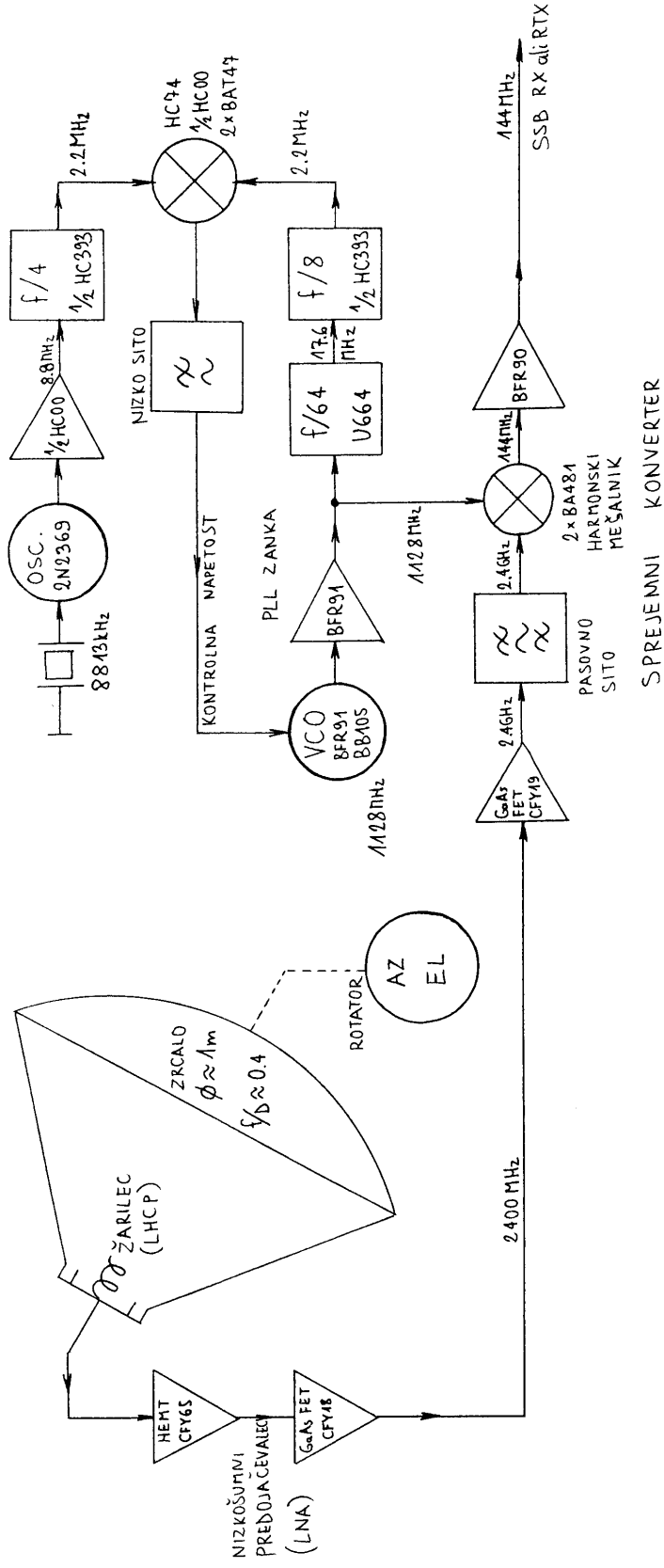
kvalitetnega VF kabla (RG214 ali podobno). Konverter je v zaprtem prostoru predvsem manj podvržen temperaturnim spremembam in se mu frekvenca manj seli, kot pa če je vgrajen v neposredni bližini antene.

Na koncu še številke o jakosti signalov. Opisani sprejemnik ima pri obstoječih satelitih še vsaj 10dB rezerve kar se tiče potrebne občutljivosti za demodulacijo radio-farov AO-16 in DOVE oziroma za SSB zveze preko AO-13. Kakršnakoli rezerva je seveda dobrodošla, ko se satelit znajde v za nas neugodnem položaju ali pa ima antene obrnjene proč od nas. Po drugi strani pa to pomeni, da so zveze preko MODE-S pretvornika na AO-13 možne tudi s skromnejšimi sredstvi, se pravi manjšimi antenami (zrcalo 50 ali 60cm premera) in hkrati brez predojačevalca.

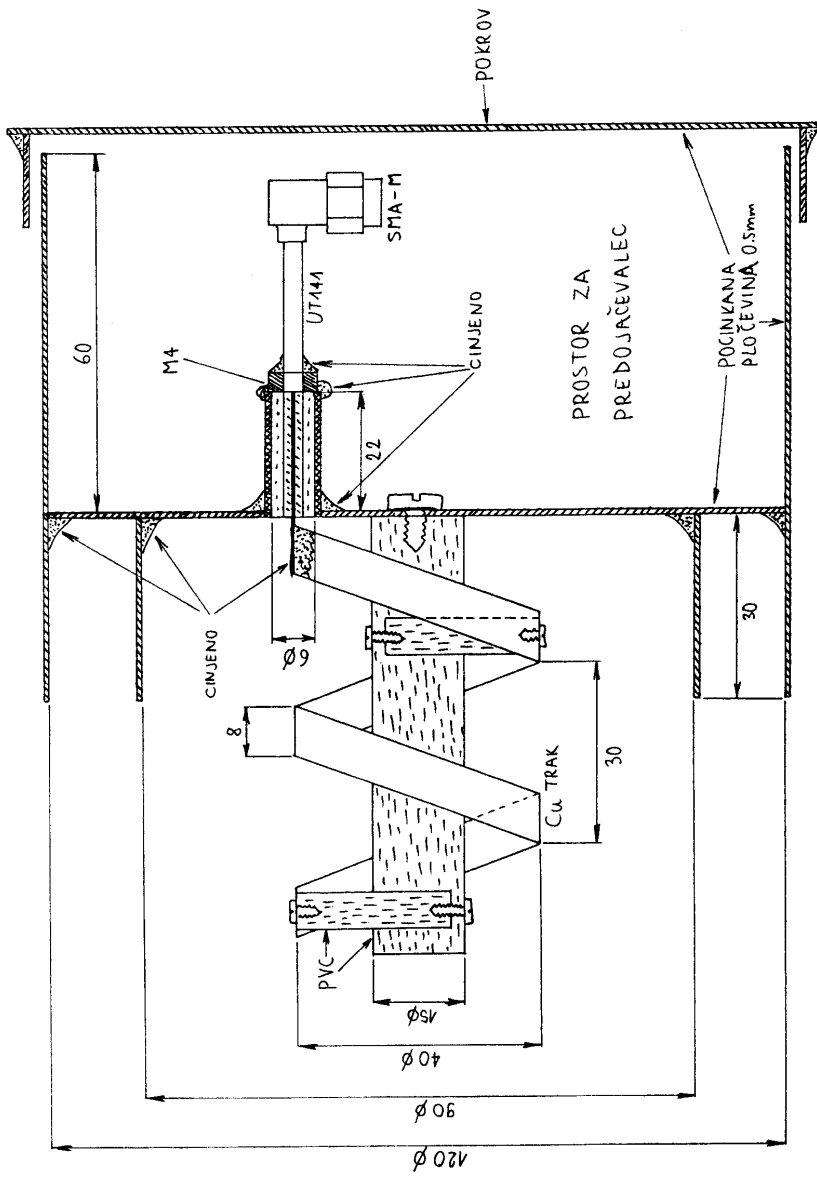
Šibkejši signal sta imela edino UO-11 in ARSENE. UO-11 je verjetno imel pokvarjen oddajnik, ki ni bil skoraj nikoli vključen, ARSENE pa je imel na krovu le neusmerjeno anteno. Kljub enaki moči oddajnika (1W), je imel ARSENE za 10-15dB šibkejši signal od AO-13. Kljub temu je opisani sprejemnik povsem zadoščal za SSB zveze preko satelita ARSENE z majhno močjo oddajnika (30W), seveda ko so bile kilovatne postaje tiho. Bodoči sateliti obljublajo na 2.4GHz še dosti več: satelit P3D (naslednik AO-13, predvidoma 1997), naj bi imel na krovu kar 200W oddajnik na 2.4GHz!

Seznam slik:

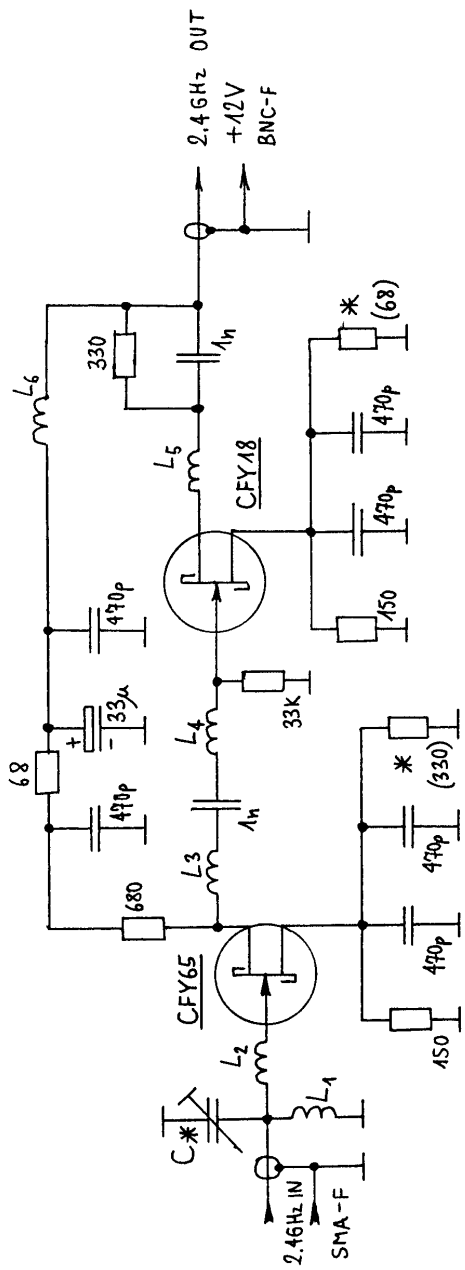
- Slika 1. - Zasnova sprejemnika za 2.4GHz (13cm) področje.
- Slika 2. - Krožno polariziran žarilec (LHCP) za 2.4GHz za zrcalo s $f/D=0.4$.
- Slika 3. - Dvostopenjski nizkošumni predojačevalec za 2.4GHz.
- Slika 4. - Praktična izvedba nizkošumnega predojačevalnika.
- Slika 5. - Sprejemni konverter za 2.4GHz - VF del.
- Slika 6. - Sprejemni konverter za 2.4GHz - PLL logika.
- Slika 7. - Tiskanina VF dela konverterja za 2.4GHz, dvostranska, 1.6mm vitroplast, pogled od zgoraj, druga stran ni jedkana!
- Slika 8. - Tiskanina PLL logike konverterja za 2.4GHz, enostranska, pogled od spodaj.
- Slika 9. - Razporeditev sestavnih delov VF dela konverterja za 2.4GHz.
- Slika 10. - Razporeditev sestavnih delov PLL logike konverterja za 2.4GHz.
- Slika 11. - Napajalno vezje z zaščito za konverter.



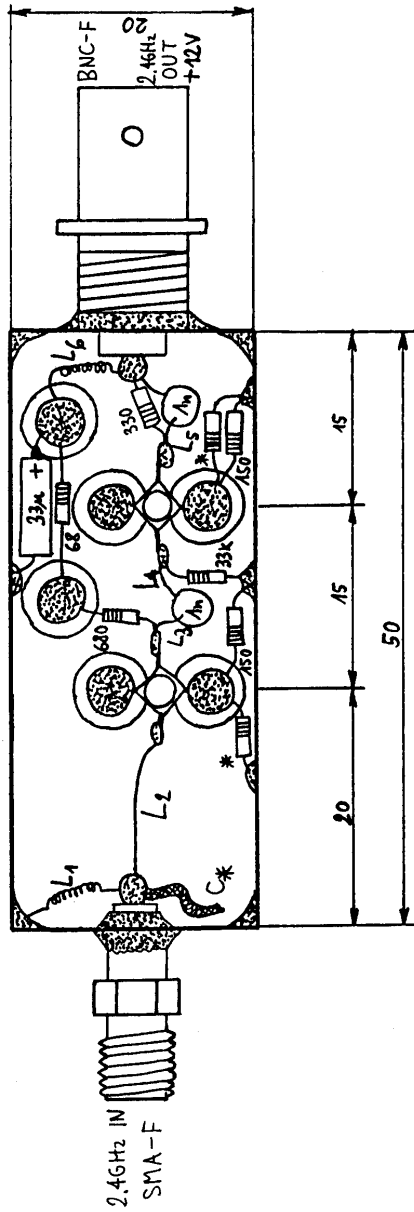
Slika 1. - Zasnova sprejemnika za 2.4 GHz (13cm) področje.



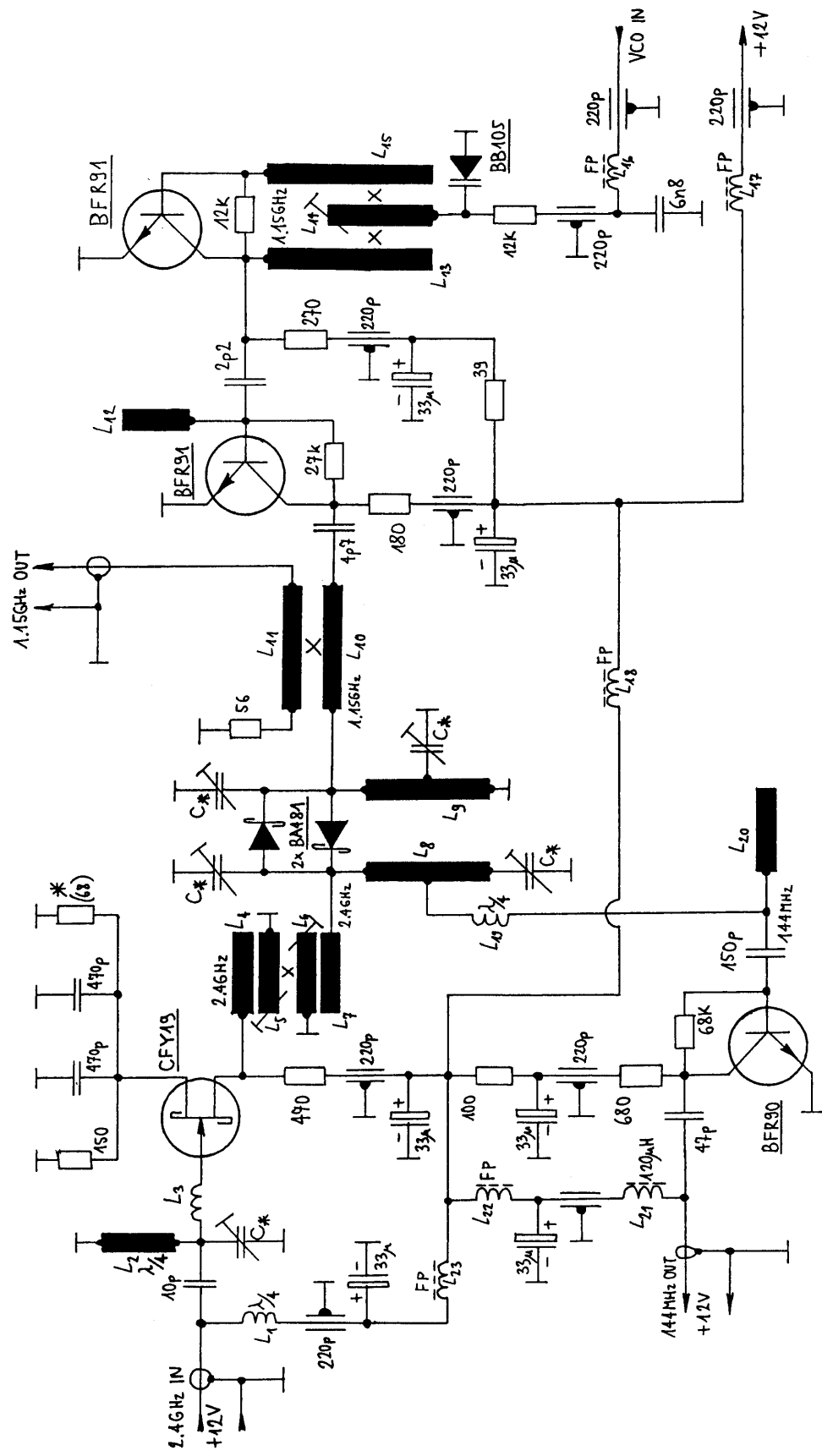
Slika 2. - Krožno polariziran žarilec (LHCP) za 2.4GHz za zrcalo s $f/D \approx 0.4$.



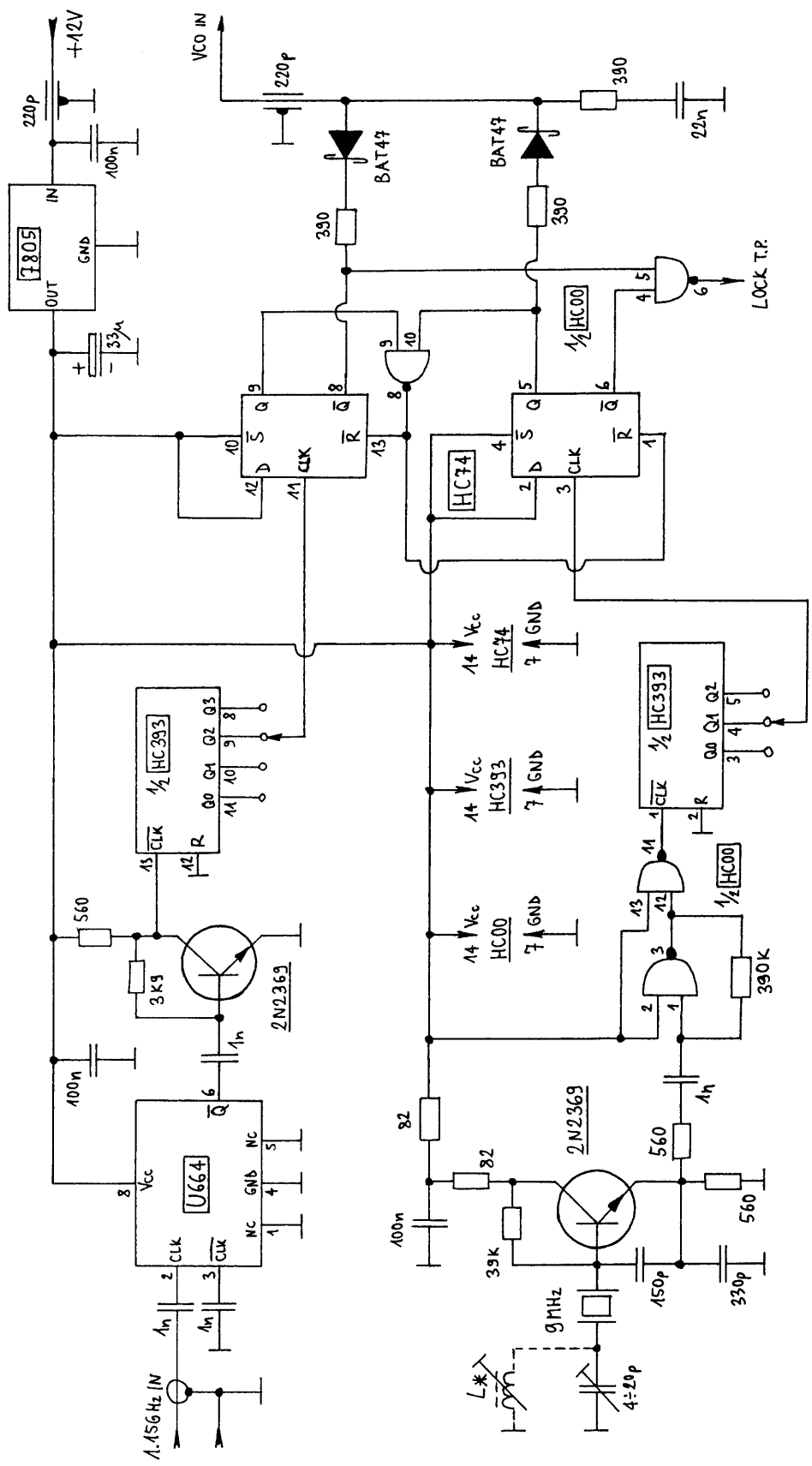
Slika 3. - Dvostopenjski nizkošumni predojačevalac za 2.46GHz.



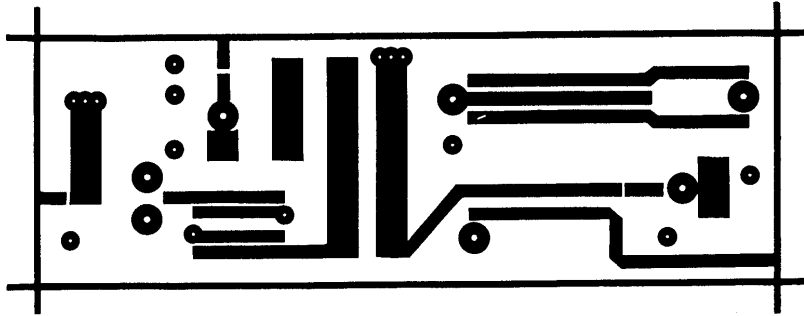
Slika 4. - Praktična izvedba nizkošumnega ojačevalnika.



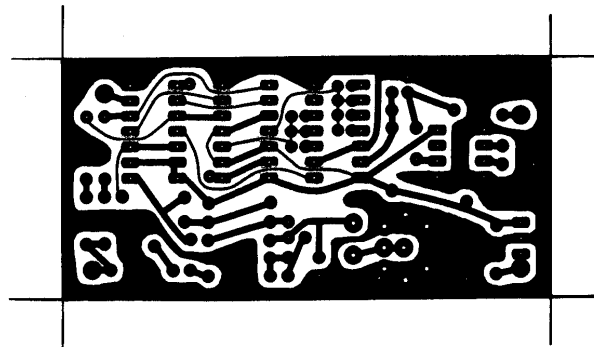
Slika 5. - Sprejemni konverter za 2.46GHz - VF del.



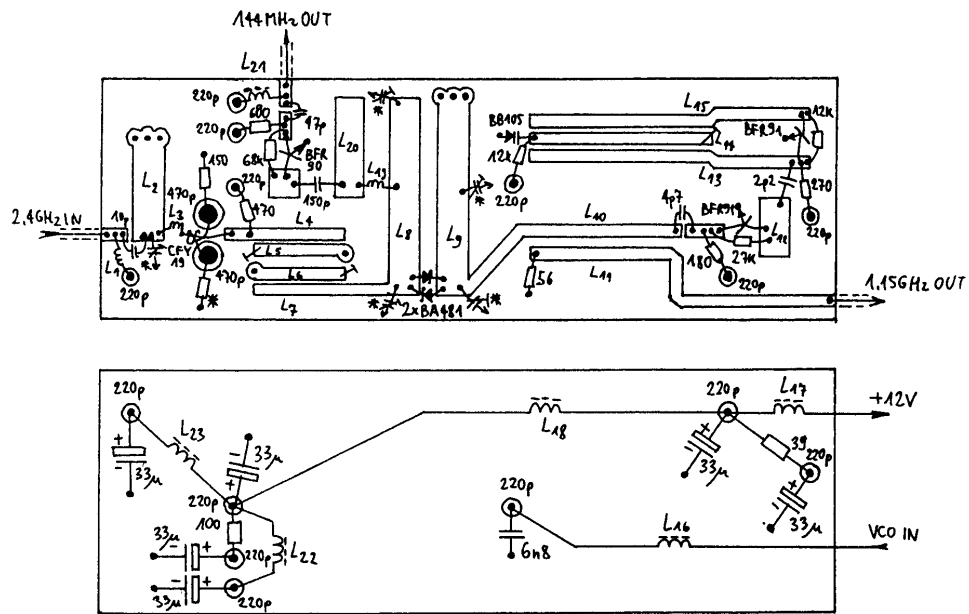
Slika 6. - Sprejemni konverter za 2.46GHz - PLL Logika.



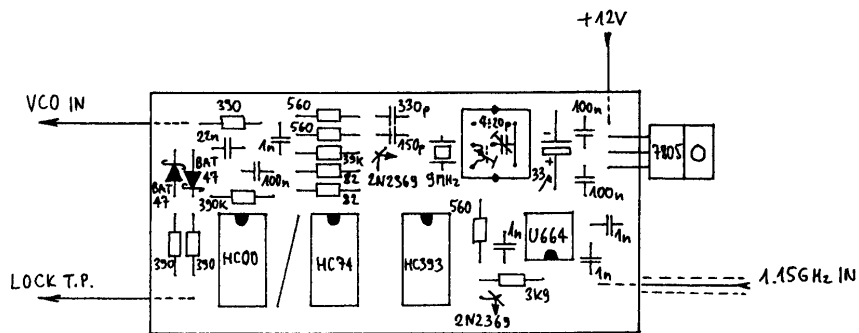
Slika 7. - Tiskanina VF dela konverterja za 2.4GHz, dvostranska, 1.6 mm vitroplast, pogled od zgoraj, druga stran ni jedkana!



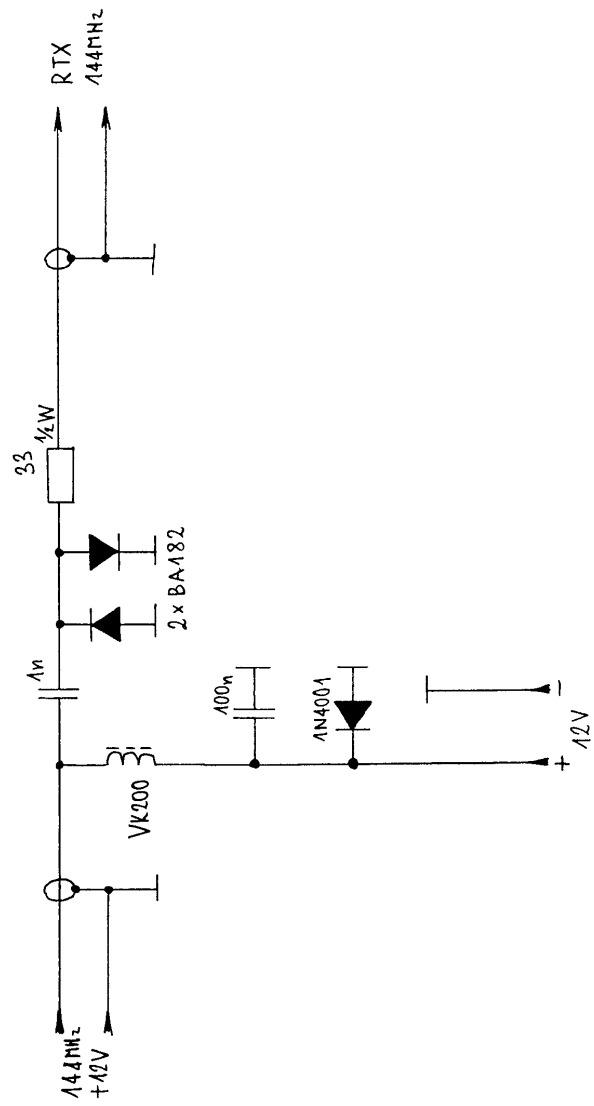
Slika 8. - Tiskanina PLL logike konverterja za 2.4GHz, enostranska, pogled od spodaj.



Slika 9. - Razporeditev sestavnih delov VF dela konverterja za 2.4GHz.



Slika 10. - Razporeditev sestavnih delov PLL logike konverterja za 2.4 GHz.



Slika 11. - Napajalno vezje z zaščito za konverter.