Lock-in sprejemnik z virom do 12GHz

Matjaž Vidmar, S53MV

1. Visokofrekvenčni merilni sprejemniki

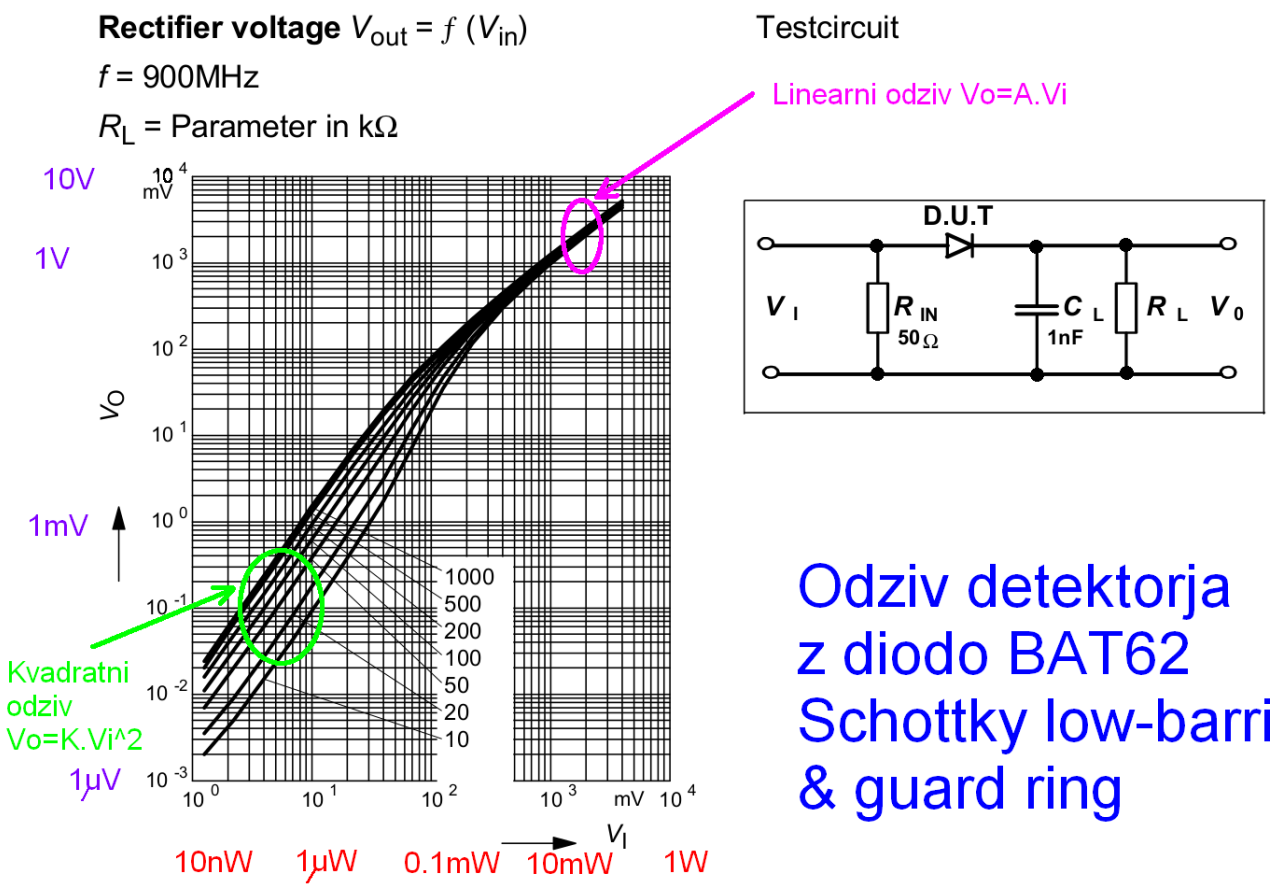
Za meritve anten potrebujemo visokofrekvenčni detektor, ki je zadosti občutljiv in predvsem natančen. Visokofrekvenčni merilni izvori običajno zmorejo izhodno moč do $P_{TX} \leq 10\mathrm{mW} = +10\mathrm{dBm}$. Slabljenje merilne zveze med oddajno in sprejemno anteno znaša običajno okoli $a \approx 20\mathrm{dB} \ldots 30\mathrm{dB}$. Pri nižjem slabljenju kmalu kršimo Fraunhofer-jev pogoj za daljne polje $r > 2\,d^2/\lambda$. Pri višjem slabljenju je zelo težko izločiti vpliv odbitih valov. Pri razponu meritve $40\mathrm{dB}$ mora merilni sprejemnik delovati vsaj v območju $P_{RX} = -60\mathrm{dBm} \ldots -20\mathrm{dBm}$.

Pri integraciji smernega diagrama za računanje smernosti absolutna natančnost merilnega sprejemnika ni pomembna, pač pa moramo natančno meriti relativna razmerja moči s točnostjo $\Delta P_{RX} \approx \pm 0.1\mathrm{dB}$. Radioamaterski komunikacijski sprejemniki so sicer izredno občutljivi in zmorejo širok razpon jakosti vhodnih signalov, ampak njihov S-meter je umerjen kvečjemu do ene S stopnje natančno, torej $\Delta P_{RX} \approx \pm 6\mathrm{dB}$. Vrhunski profesionalni spektralni analizator ob širokem razponu frekvenc in jakosti vhodnih signalov zmore relativno natančnost jakosti kvečjemu $\Delta P_{RX} \approx \pm 0.5\mathrm{dB}$. Zahtevano točnost omogoča kvečjemu skalarni ali vektorski analizator vezij, ki zaradi svoje cene ni kdovekako razširjen merilnik.

Meritve anten torej potrebujejo nekoliko drugačen sprejemnik, ki ga lahko izdelamo sami za amatersko antensko merilnico. Na prvi pogled izgledajo obetavni čipi za logaritemske detektorje. Danes jih lahko kupimo za frekvence preko $f > 10\mathrm{GHz}$ z razponom merjenja moči preko $60\mathrm{dB}$ in primerno občutljivostjo. Natančnost merjenja moči žal dosega kvečjemu $\Delta P_{RX} \approx \pm 1\mathrm{dB}$. Povrhu je odziv takšnih čipov močno odvisen od frekvence: skalo moči merilnega sprejemnika bi morali umeriti za vsako frekvenco posebej. Čipi za logaritemski detektor torej niso primerni niti za šolski zgled za študente, kaj šele za resno meritev anten.

Visokofrekvenčni oziroma mikrovalovni detektor potrebuje hitro diodo. Polprevodniške diode s PN spojem upočasnjuje rekombinacija manjšinskih nosilcev. Visokofrekvenčne detektorje zato gradimo z diodami, katerih delovanje ne upočasnjujejo manjšinski nosilci: "back" dioda (posebna zvrst tunelske diode) oziroma Schottky dioda. Primer sodobne cenene merilne diode je BAT62. Visoko občutljivost detektorja zagotavlja nizek prag (low-barrier) Schottky spoja, visoko prebojno napetost pa dodatna difuzija PN spoja (zaščitni obroč oziroma guard ring) okoli Schottky spoja.

Lastnosti detektorja z diodo BAT62 lepo opisuje proizvajalec Infineon (Siemens) z diagramom v podatkovnem listu:



Odziv detektorja z diodo BAT62 Schottky low-barrier & guard ring

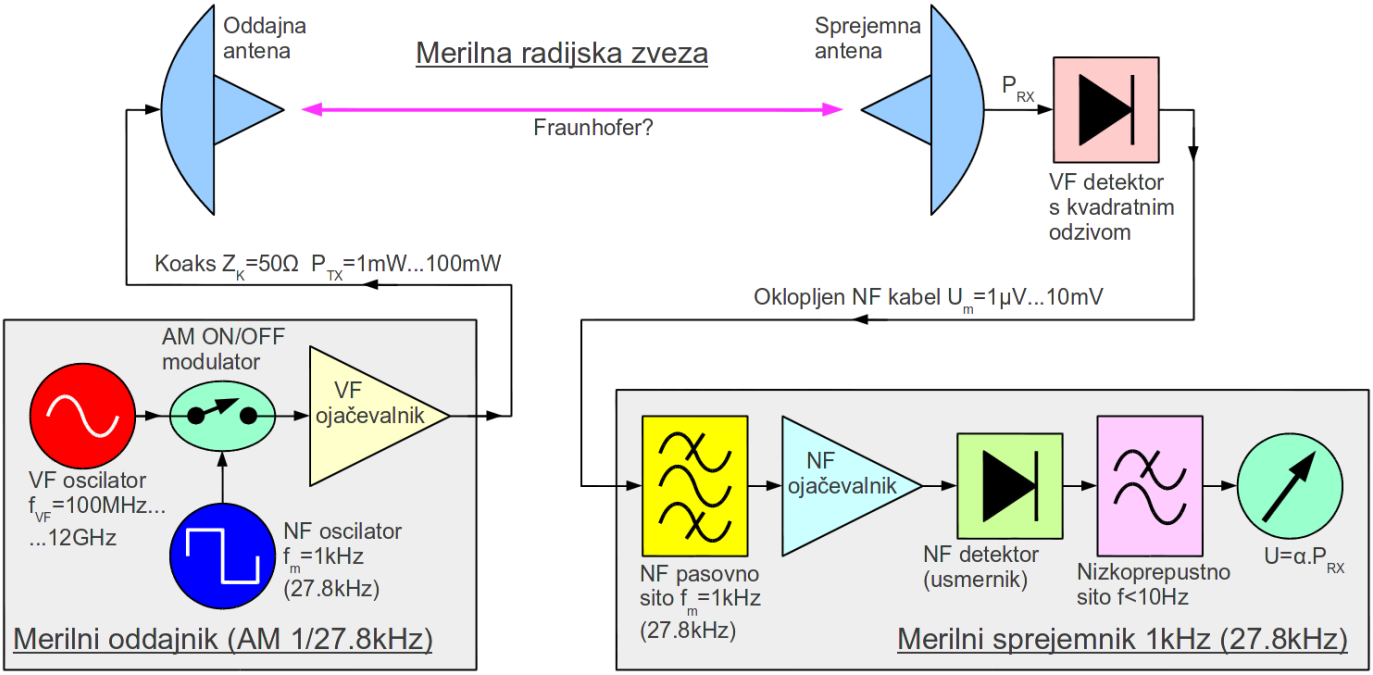
Odziv diode BAT62 je kvadraten pri majhnih močeh vhodnih signalov pod $P_{RX} < 10\mu W = -20dBm$ in linearen pri visokih močeh vhodnih signalov $P_{RX} > 1mW = 0dBm$. Back oziroma tunelske diode dopuščajo zelo nizko zaporno napetost in jih lahko uporabljamo samo v področju kvadratnega odziva. Preprosti detektorji s Schottky diodami pogosto uporabljajo samo linearni odziv.

Praktično uporabnost detektorja omejuje tudi elektronika, ki obdela usmerjeno izhodno napetost V_O. V praksi je silno težko meriti enosmerne napetosti pod $V_O < 1mV$ zaradi termoelektričnega pojava, odstopanj detektorja in ojačevalnika ter drugih motenj. Integrirano vezje ADL6010 (proizvajalec Analog Devices) vsebuje sicer odličen Schottky detektor vse do $f \leq 43GHz$, ampak meritev enosmerne izhodne napetosti omejuje njegovo občutljivost na $P_{RX} > 1\mu W = -30dBm$.

Nizke izmenične napetosti je dosti lažje meriti od nizkih enosmernih napetosti. Pri uporabi diod in drugih detektorjev s kvadratnim odzivom amplitudno moduliramo oddajnik s signalom nizke frekvence $f_m \approx 1kHz$. Modulacija je lahko preprosta ON/OFF (vklop/izklop oddajnika). Toplotni detektorji (bolometer, NTK upor) imajo vedno natančen kvadratni odziv, a njihova toplotna vztrajnost omejuje frekvenco modulacije pod $f_m \leq 1kHz$. Diodni detektorji so bolj občutljivi, a manj natančni. Pri modulacijski frekvenci $f_m \approx 27.8kHz$ skalarni analizator vezij z diodnimi detektorji omogoča celo živo sliko odziva.

Prednost nizkofrekvenčne modulacije je tudi v temu, da na merjeno anteno namestimo razmeroma majhen visokofrekvenčni diodni detektor. Nizkofrekvenčni signal detektorja lahko peljemo po tankem in dolgem nizkofrekvenčnem kablu do

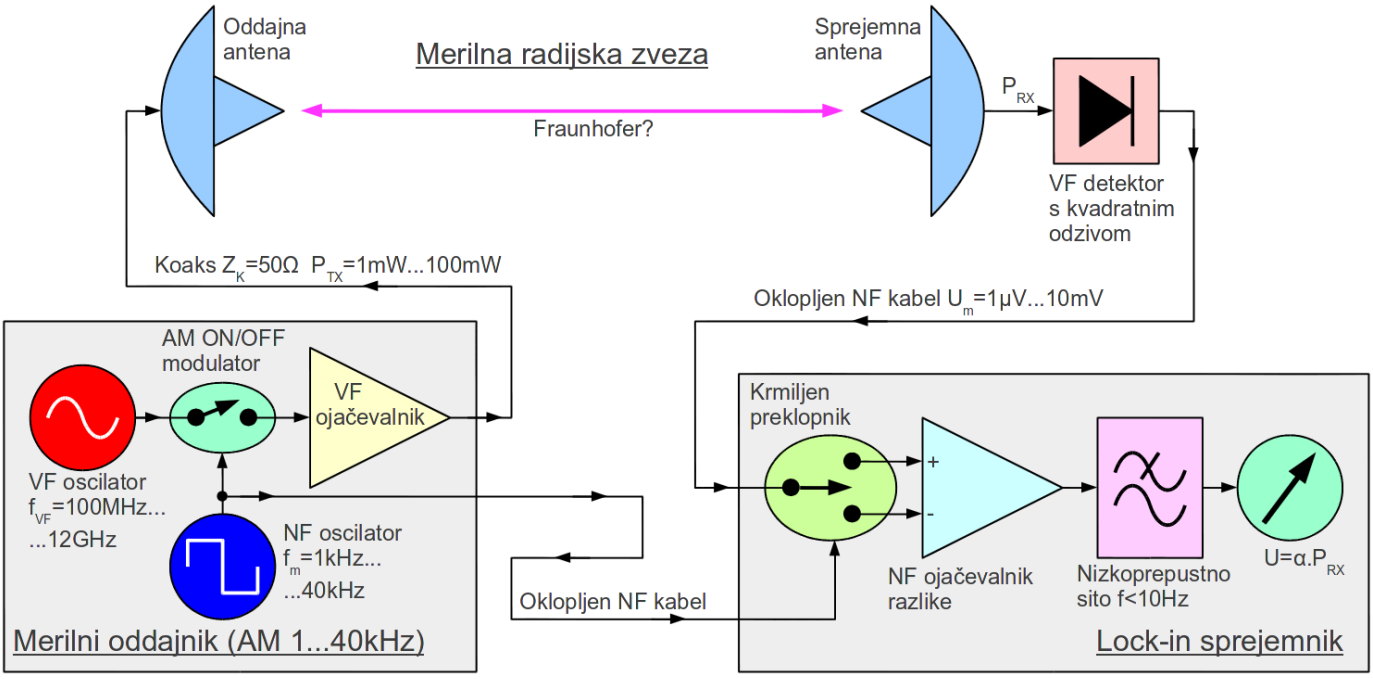
merilnega sprejemnika. Merilni sprejemnik vsebuje pasovno sito za modulacijsko frekvenco, nizkofrekvenčni ojačevalnik in nizkofrekvenčni usmernik:



Dodatna prednost nizkofrekvenčne modulacije je izogibanje radijskim motnjam. Visokofrekvenčni diodni detektor je sicer občutljiv na vse radijske signale, a z nizkofrekvenčnim pasovnim sitom izluščimo le modulacijo našega merilnega oddajnika. Z uporabo detektorja s kvadratnim odzivom in skrbno izbiro modulacijske frekvence se lahko popolnoma izognemo motilcem.

Izboljšana različica nizkofrekvenčnega merilnega sprejemnika je lock-in sprejemnik, pogosto imenovan tudi lock-in ojačevalnik oziroma sprejemnik s sinhronim demodulatorjem. Namesto nizkofrekvenčnega pasovnega sita vsebuje lock-in sprejemnik vezje, ki meri razliko jakosti sprejetega signala pri vključenem oziroma izključenem oddajniku. Čeprav ima glavno zaslugo za razvoj lock-in sprejemnikov elektrotehnik Robert H. Dicke po koncu druge svetovne vojne, danes lock-in ojačevalnike uporabljajo predvsem fiziki za merjenje najrazličnejših veličin pri zelo zahtevnih fizikalnih poskusih. Med elektrotehniki so danes lock-in sprejemniki manj znani.

Nerodnost lock-in sprejemnika je zahteva po dodatnem nizkofrekvenčnem kablu, ki pripelje modulacijski signal neposredno iz oddajnika v sprejemnik. Dobra lastnost lock-in sprejemnika je v temu, da je popolnoma gluh za katerikoli signal oziroma šum, ki ni natančno sinhroniziran z modulacijo oddajnika. Selektivnost lock-in sprejemnika določa preprosto nizkoprepustno sito za ojačevalnikom razlike: Slednje je načeloma lahko poljubno ozko, ampak sorazmerno z ožanjem nizkoprepustnega sita se podaljšuje čas meritve.



Dodatno se motnjam izognemo tako, da skrbno izberemo frekvenco modulacije oddajnika. Pri spremembi modulacije oddajnika ni treba v lock-in sprejemniku nastavljati ničesar, saj je zakasnitev radijske poti preko merjenih anten zanemarljivo majhna v primerjavi s periodo modulacijske frekvence. V drugačnih fizikalnih poskusih z velikimi zakasnitvami moramo kvečjemu nastaviti fazo referenčnega signala modulacije.

V tem članku sta opisana visokofrekvenčni detektor za merjenje anten v frekvenčnem pasu $f \approx 100\text{MHz} \ldots 12\text{GHz}$ in pripadajoči nizkofrekvenčni lock-in sprejemnik. Za meritev anten potrebujemo še primeren vrtiljak, opisan v članku o amaterski antenska merilnici ter primeren moduliran visokofrekvenčni izvor. Primeren visokofrekvenčni vir je opisan v članku o ulomkovni zanki za frekvence do $f < 4.4\text{GHz}$ (čip ADF4351) oziroma $f < 6\text{GHz}$ (čip MAX2871). Dodatno je v tem članku opisana še različica vira za frekvenčni pas $f = 8\text{GHz} \ldots 12\text{GHz}$, ki izkorišča podvojevanje frekvence v čipu MAX2871.

Prednost novega lock-in sprejemnika pred širokopasovnim sprejemnikom iz članka o amaterski antenski merilnici je v širšem frekvenčnem pasu, izboljšani občutljivosti, večjem razponu jakosti vhodnih signalov in bistveno boljši odpornosti na motnje. Povrhu lock-in sprejemnik omogoča vgradnjo sprejemne diode neposredno na merjeno anteno na vrtiljaku ter njeno povezavo preko tankega in gibkega nizkofrekvenčnega kabla do nizkofrekvenčnega lock-in sprejemnika. Končno, s smotrno izbiro različnih modulacijskih frekvenc lahko v isti učilnici postavim več neodvisnih poskusov za študente, ki lahko istočasno delujejo v istem visokofrekvenčnem pasu brez medsebojnih motenj.

2. Visokofrekvenčni detektor in lock-in ojačevalnik

Kaj izbrati kot visokofrekvenčni detektor? Glede na pričakovani razpon moči sprejetega signala $P_{RX} = -60\text{dBm} \ldots -20\text{dBm}$ je smiselna uporaba kvadratnega

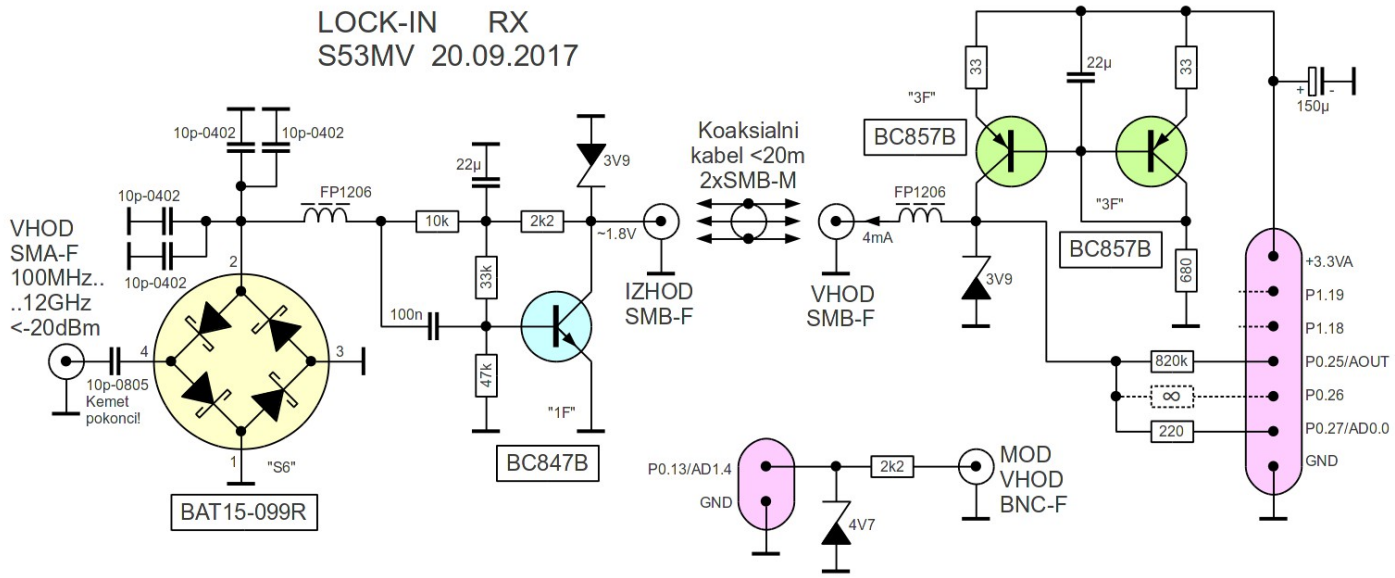
odziva Schottky diode. V tem primeru dodatni visokofrekvenčni ojačevalniki niso potrebni. V samo ohišje detektorja je poleg diode seveda smiselno vgraditi nizkofrekvenčni ojačevalnik za izhodni signal modulacije.

Gornjo frekvenčno mejo detektorja določa kapacitivnost spoja uporabljene diode. Guard-ring diode dosegajo višjo prebojno napetost na račun višje kapacitivnosti spoja. Višja prebojna napetost $U_Z \approx 40\mathrm{V}$ pri uporabi kvadratnega odziva ni potrebna, torej povsem zadoščajo običajne Schottky diode za mešalnike s prebojno napetostjo samo $U_Z \approx 3\mathrm{V}$ ampak nižjo kapacitivnostjo.

Silicijeve Schottky diode za mešalnike v plastičnih SMD ohišjih dosegajo kapacitivnost spoja $C_0 \approx 0.3\mathrm{pF}$, kar omogoča dokaj raven frekvenčni odziv detektorja do $f < 15\mathrm{GHz}$. Beam-lead diode (goli čipi z zlatimi trakci) iz silicija ali GaAs dosegajo desetkrat nižjo kapacitivnost spoja $C_0 \approx 0.03\mathrm{pF}$ za ceno res zahtevnega spajkanja pod mikroskopom. Konektorji SMA najboljših (nikakor cenenih) izvedb so uporabni do največ $f \leq 26.5\mathrm{GHz}$. Nad to frekvenco cena primernih vtičnic vrtoglavo narašča.

Pri uporabi kvadratnega odziva in nizkofrekvenčne modulacije je smiselno krmiliti detektorsko diodo s skrbno izbranim enosmernim predtokom (detector bias). V takšnem vezju višina pragu diode ni več pomembna. Low-barrier, medium-barrier oziroma high-barrier Schottky diode se s predtokom obnašajo podobno. Z enosmernim predtokom lahko natančno nastavimo visokofrekvenčno impedanco diode, da bo občutljivost detektorja najvišja.

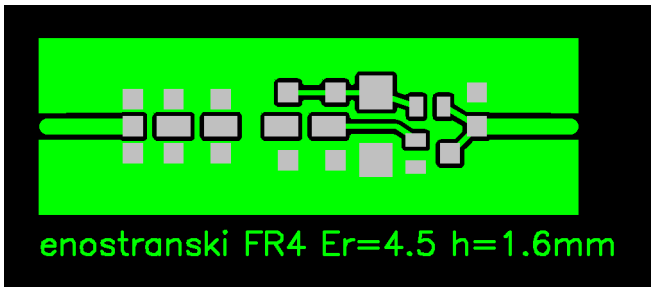
Po nekaj poskusih sem se odločil za detektor z dvema Schottky diodama v podvojevalni vezavi. Slednja omogoča višjo občutljivost, predvsem pa tvori manj harmonikov sodih redov, ki bi kazili točnost odziva detektorja. Slaba stran podvojevalne vezave je nekoliko nižja gornja frekvenčna meja okoli $f \leq 12\mathrm{GHz}$. V detektorju sem uporabil SMD četverček BAT15-099R, kjer je tretja Schottky dioda uporabljena za zaščito dveh detektorskih diod in le četrta dioda ni uporabljena:



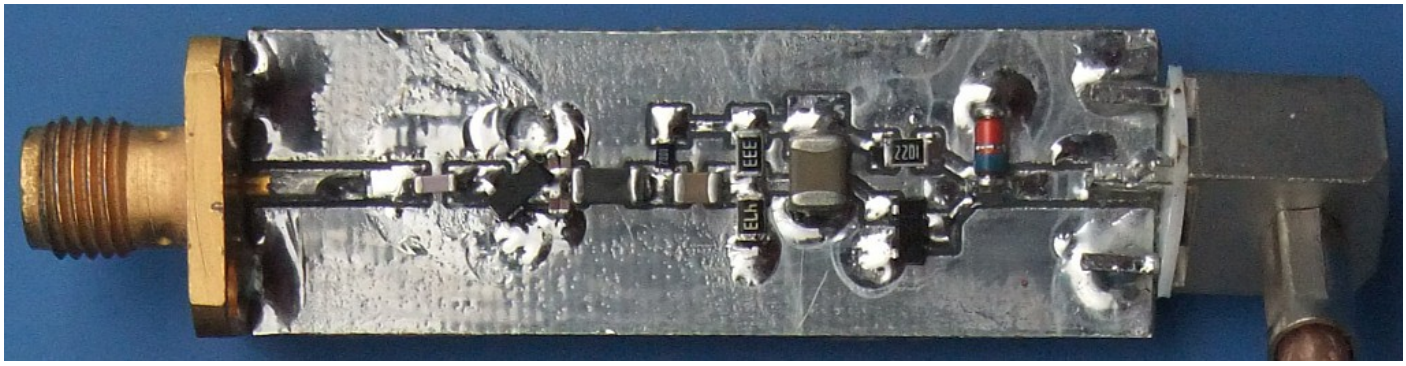
Kljub podvojevalni vezavi je izhodna napetost detektorja s kvadratnim odzivom

zelo nizka, od delčka mikrovolta do največ $U_{NF} \leq 20\mathrm{mV}_{\mathrm{vrh-vrh}}$. Tik ob diode je zato vgrajen nizkofrekvenčni ojačevalnik s tranzistorjem BC847B z napetostnim ojačanjem več kot $A_U > 100$. Ojačevalnik se napaja s tokovnim virom $I = 4\mathrm{mA}$ v lock-in ojačevalniku preko istega kabla za nizkofrekvenčni izhodni signal. Poleg ojačevalnika tokovni vir zagotavlja tudi predtok $I_{BIAS} \approx 120\,\mu\mathrm{A}$ detektorskim diodam.

Detektor je izdelan na enostranskem tiskanem vezju z izmerami 13mm X 40mm iz vitroplasta z relativno dielektričnostjo okoli $\epsilon_r \approx 4.5$ debeline 1.6mm:

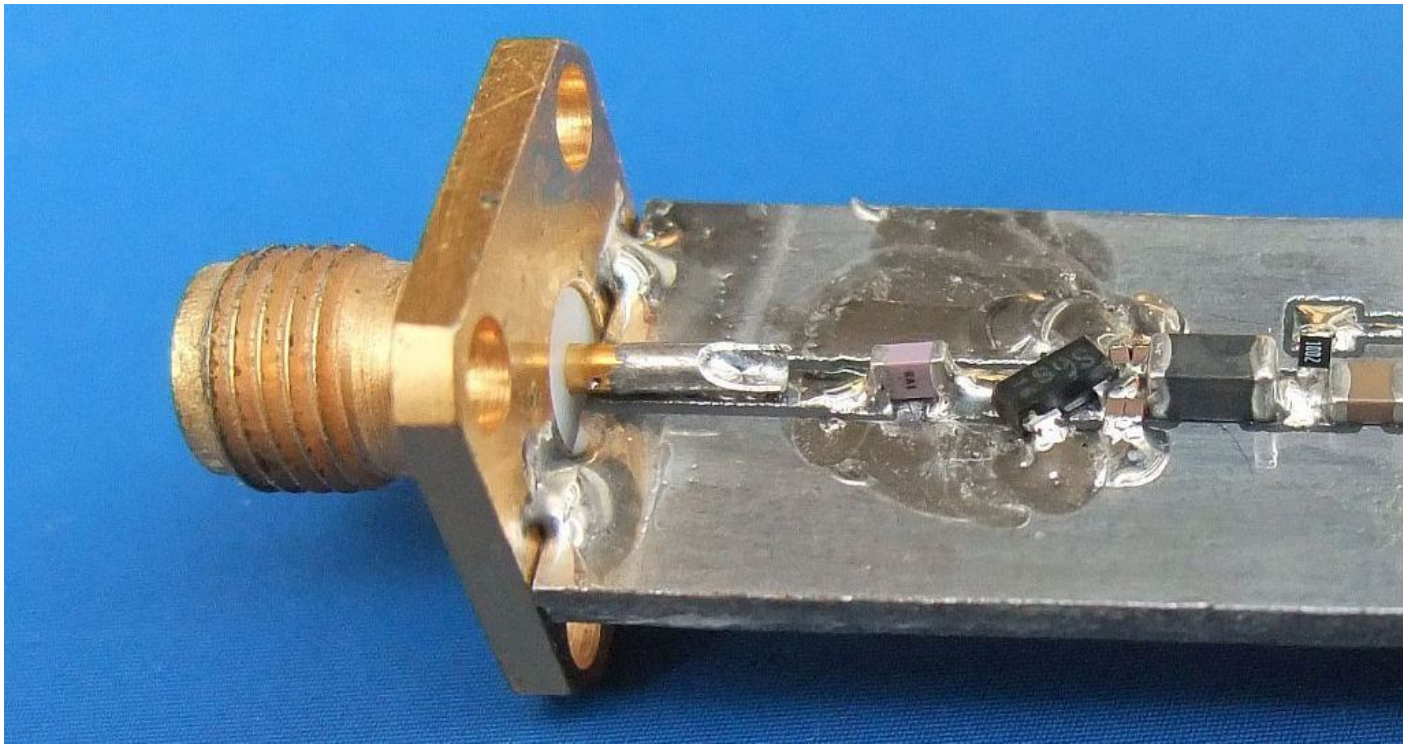


Vhodni visokofrekvenčni vod je izdelan kot koplanarni vod. Širina tiskanega vezja 13mm je izbrana tako, da ustreza prirobnici vhodne SMA vtičnice:



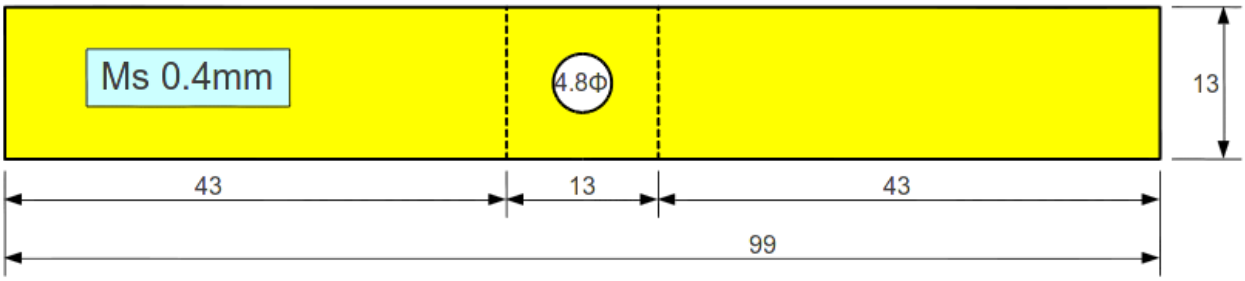
Uporaben frekvenčni pas je močno odvisen od uporabljenih gradnikov in njihove vgradnje. Poleg diodnega četverčka BAT15-099R (SMD oznaka S6) je silno pomembna pravilna izbira in natančna vgradnja kondenzatorjev in SMD vtičnice. Poskusi so pokazali, da se ženska SMA-F vtičnica pri visokih frekvencah obnaša boljše od moškega SMA-M vtikača z enako prirobnico. Verjetno zaradi manjšega premera koaksialnega voda v ženski vtičnici, ki se bolje prilega koplanarnemu vodu na tiskanem vezju. Pozor, najcenejše SMA vtičnice niso uporabne nad $f \geq 3\mathrm{GHz}$!

SMD kondenzatorji so na mikrovalovnih frekvencah huda neznanka. Izbrane vrednosti 10pF na vhodu in štirje 10pF vzporedno na izhodu omogočajo najnižjo uporabno frekvenco detektorja okoli $f \geq 100\mathrm{MHz}$. Gornjo frekvenčno mejo omejujejo notranje rezonance teh istih kondenzatorjev. Štirje 10pF na izhodu so zato izbrani najmanjši dobavljivi v ohišju 0402. Vhodni 10pF je večji v ohišju 0805, nekaterim njegovim notranjim rezonancam se lahko izognemo tako, da ga vgradimo pokončno:



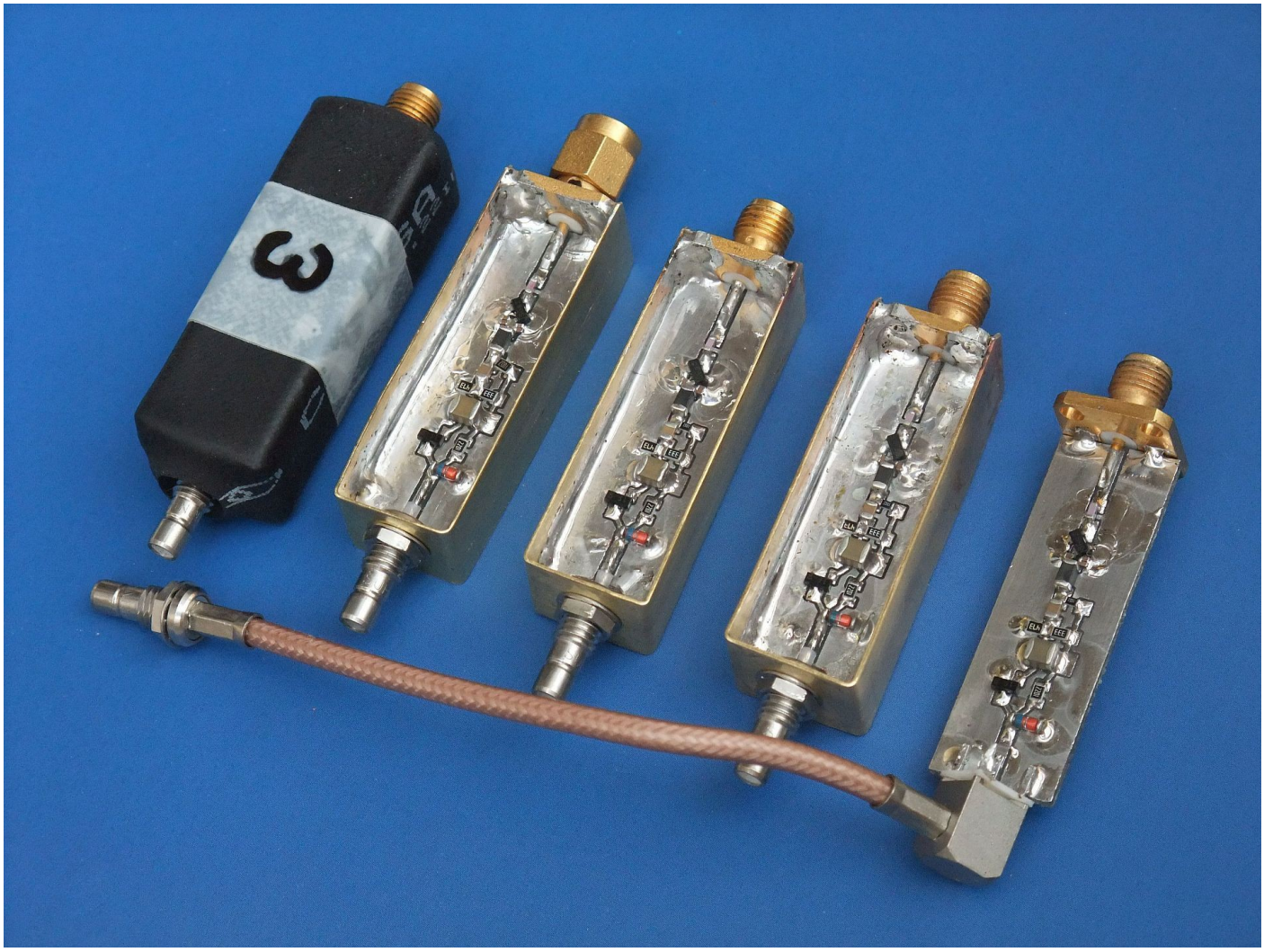
Odziv kakovostno izdelanega detektorja upade za komaj $\Delta a \approx -3\mathrm{dB}$ pri $f = 12\mathrm{GHz}$. Odziv nemarno izdelanega detektorja z nenatančno prispajkano diodo BAT15-099R in napačno (vodoravno) vgrajenim kondenzatorjem 10pF velikosti 0805 lahko upade tudi za več kot $\Delta a \approx -15\mathrm{dB}$ pri $f = 12\mathrm{GHz}$.

Za meritve anten je nujno vgraditi opisani detektor v primerno oklopljeno ohišje, da se na mikrovalovnih frekvencah sam detektor ne obnaša tudi kot antena. Tiskano vezje detektorja zato vgradimo v "U" iz medeninaste pločevine debeline 0.4mm:



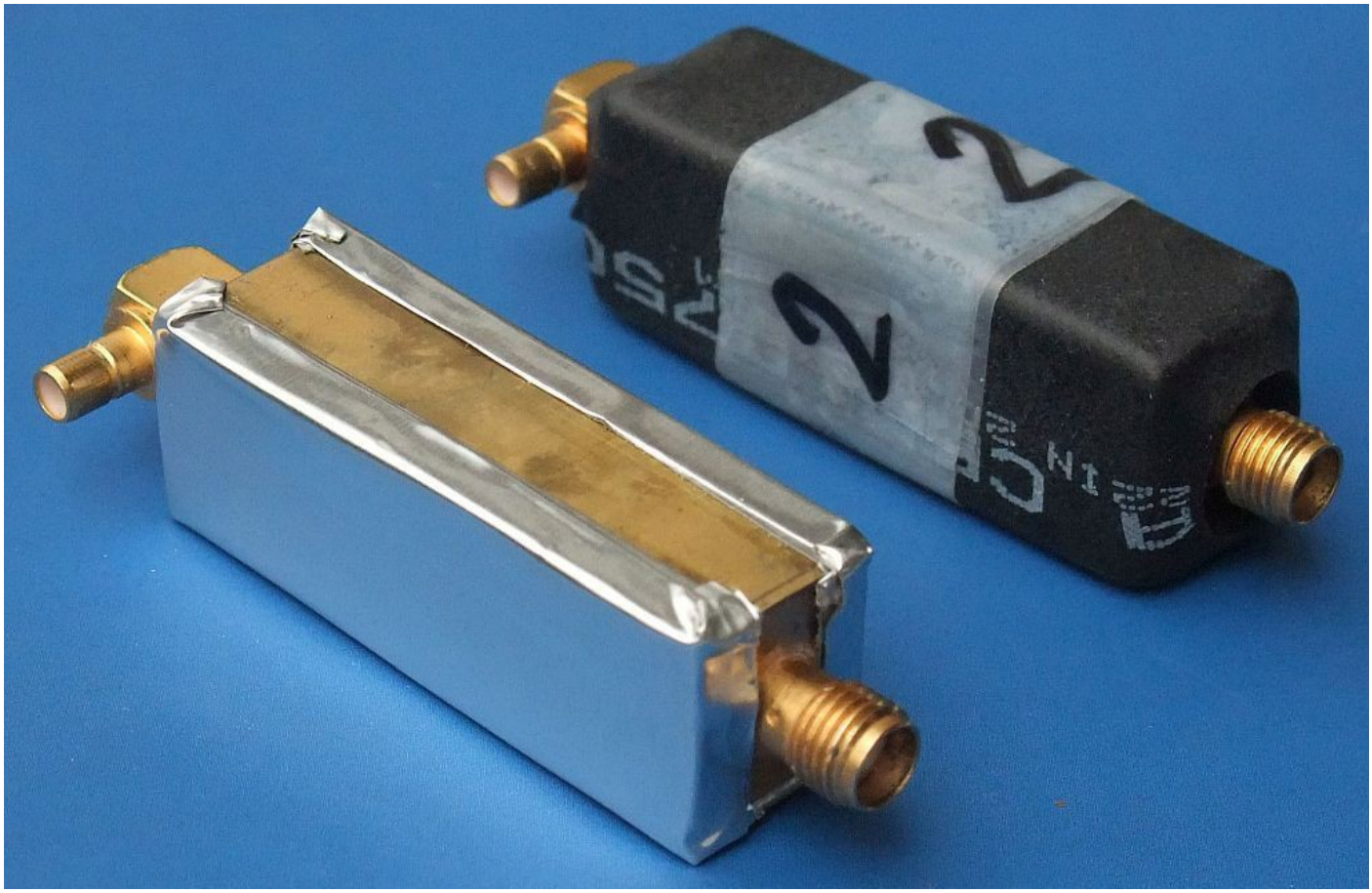
Kot izhodno nizkofrekvenčno vtičnico priporočam SMB-F za vgradnjo v izvrtino premera 4.8mm. Vtičnice družine SMB so med vsemi kakovostnimi vtičnicami najmanjše in jih lahko uporabljamo s tankimi in gibkimi koaksialnimi kabli RG174 (polietilen) oziroma RG188 (teflon). Pri nizkih frekvencah modulacije je karakteristična impedanca kabla nepomembna in smemo uporabljati tudi kable z $Z_K = 75\Omega$, ki imajo celo prednost nižje kapacitivnosti.

Detektor lahko izdelamo tudi z moškim SMA-M vtikačem na vhodu za ceno nekoliko nižje občutljivosti (par decibelov) pri frekvencah nad $f \geq 8\mathrm{GHz}$:



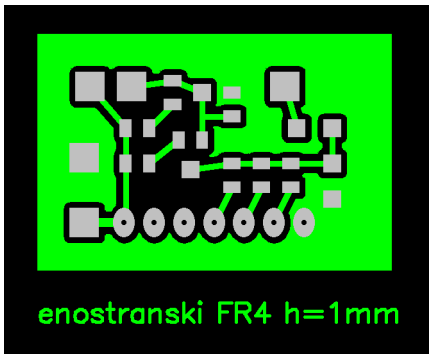
Medeninast okvir sem najprej poskusil zapreti z medeninastimi pokrovčki na obeh straneh. Izmere ohišja so tako izbrane, da naj ne bi imelo notranjih rezonanc pod $f \leq 12\mathrm{GHz}$ niti vgradnja mikrovalovnih absorberjev ni potrebna. Medeninasti pokrovčki se v praksi niso obnesli, saj kakršnakoli reža md okvirjem in pokrovčkom deluje kot odlična antena pri frekvencah nad $f \geq 8\mathrm{GHz}$.

Dosti boljši oklop zagotavlja aluminijasti lepilni trak širine 50mm (Tesa Aluminium Tape 56223). Z aluminijastim lepilnim trakom zapremo obe odprtini tako, da trak dobro nalega na vse štiri robove okvirja. Zaradi boljše mehanske trdnosti prelepimo obe odprtini dvakrat:

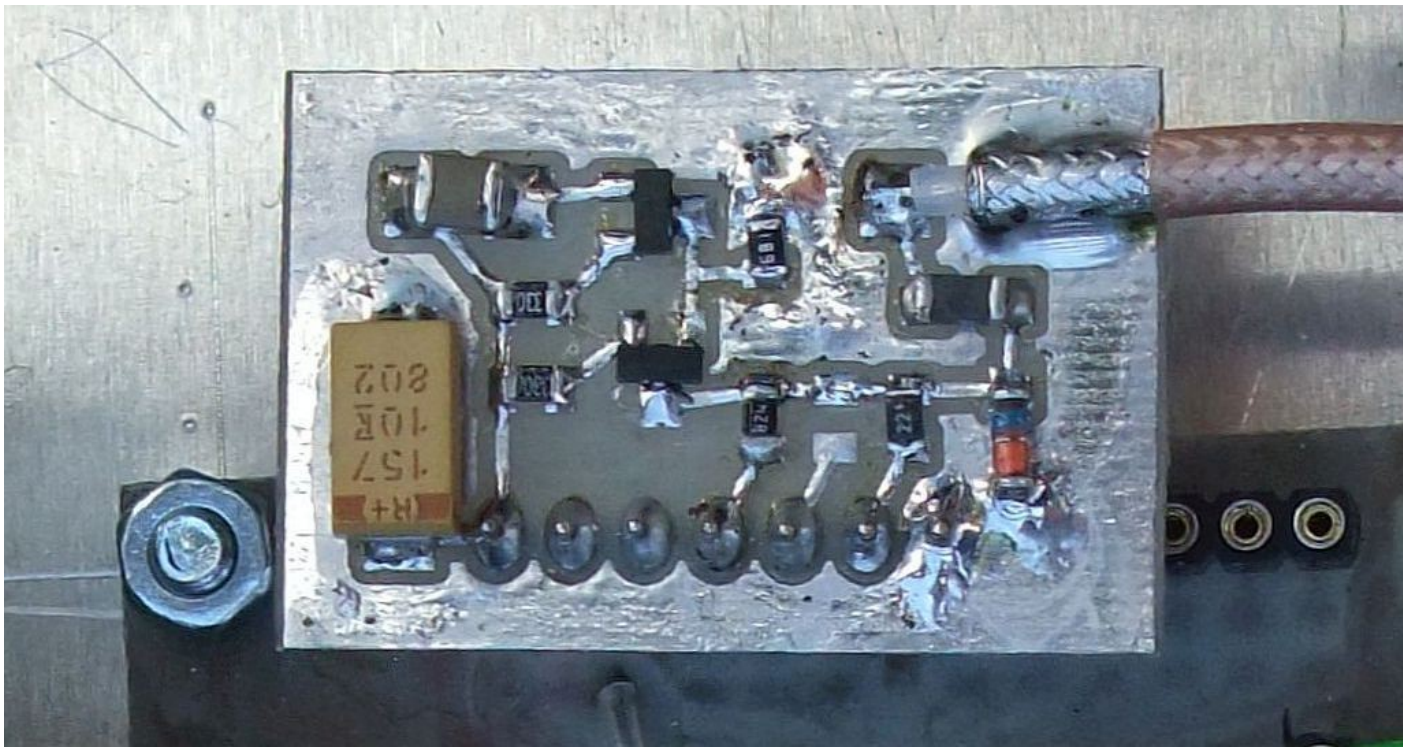


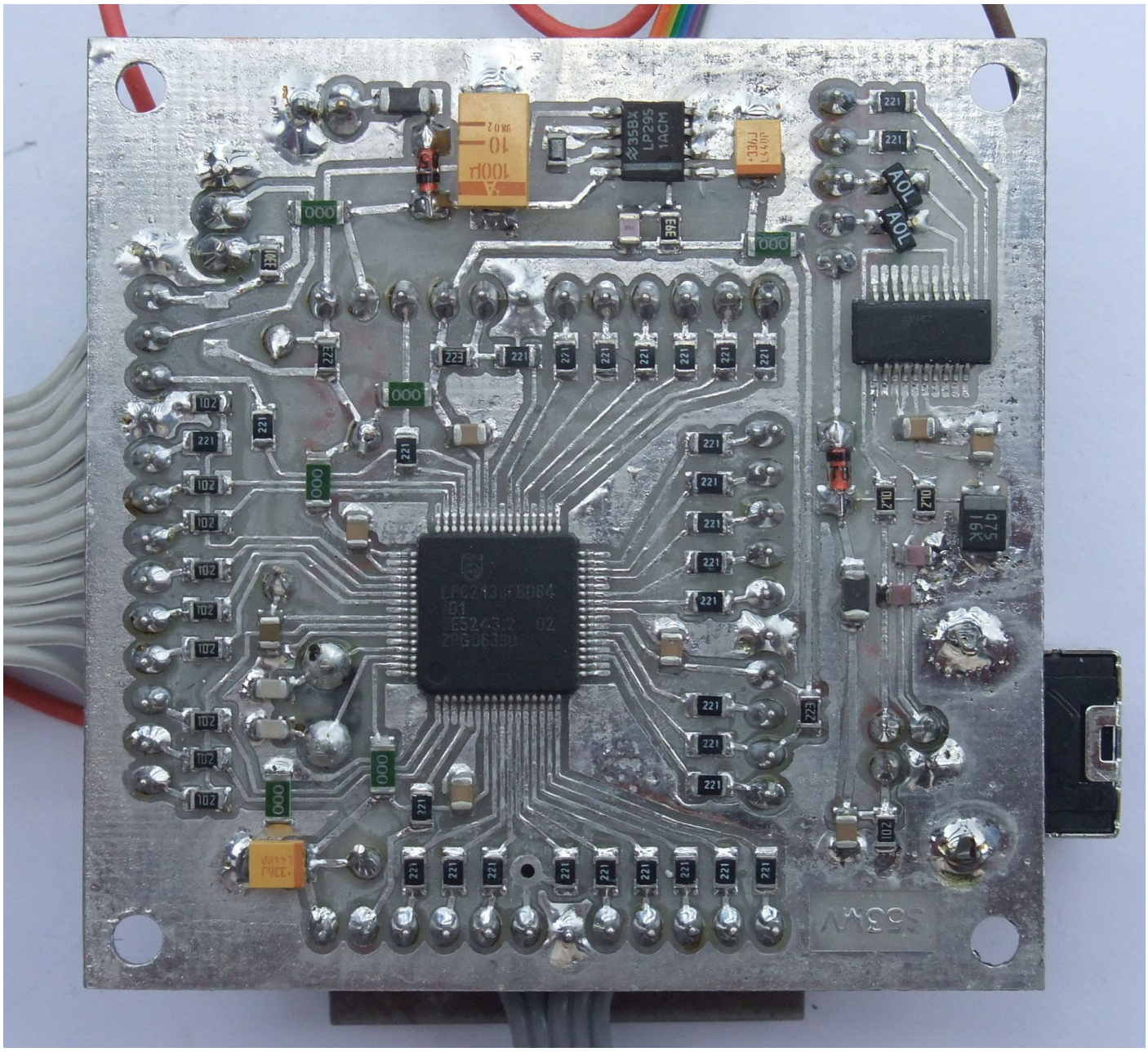
Dokončan in temeljito preverjen detektor dodatno mehansko zaščitimo z lepljivo skrčno cevjo:

Tokovni vir s tranzistorjema BC857B je izdelan na majhnem enostranskem tiskanem vezju z izmerami 20mm X 30mm:



Zener diodi 3V9 v detektorju in v tokovnem izvoru ščitita vezja pred prenapetostmi. Tiskano vezje tokovnega vira se preprosto natakne na preverjeno nosilno ploščo ARM mikrokrmilnika LPC2138/01, ki vključuje tudi regulator napajanja +3.3V in virtualni USB-COM zaporedni vmesnik FT231:





Vse ostale naloge lock-in ojačevalnika so izvedene programsko (DSP) v ARM

mikrokrmilniku LPC2138/01: A/D pretvorba, digitalno visokoprepustno sito, digitalni sinhroni usmernik, digitalno nizkoprepustno sito, popravek kvadratnega odziva detektorja, pretvorbo v logaritemske merske enote (decibeli) in prikaz na LCD ter oddaja jakosti sprejetega signala po zaporednem vmesniku. Večina obdelave teče v prekinitvenem podprogramu FIQ, ki ga časovnik TIMER0 proži 230400-krat v sekundi:

```
@*** Prekinitev FIQ *** (R7,R8-13.FIQ)
        ADDS    R13,R13,R13     @PRBS 1+x^28+x^31 v R13
        MOVEQ   R13,#-1
        TST     R13,#0x10000000
        EORNE   R13,R13,#1
        TST     R13,#0x80000000
        EORNE   R13,R13,#1
        MOV     R9,R13,LSR#22   @ocisti 10 bitov za DAC
        MOV     R9,R9,LSL#6
        LDR     R8,=0xE006C000  @DACR
        STR     R9,[R8]
        LDR     R8,=0xE0034004  @AD0GDR dioda
        LDR     R9,[R8]
        ANDS    R8,R9,#0x0000E000       @prekoracitev navzdol v R7.30?
        ORREQ   R7,R7,#0x40000000
        EORS    R8,R8,#0x0000E000       @prekoracitev navzgor v R7.31?
        ORREQ   R7,R7,#0x80000000
        MOV     R9,R9,LSL#16    @ocisti 10 bitov meritve
        MOV     R9,R9,LSR#22
        MOV     R9,R9,LSL#9     @mnozenje s 512
        SUB     R9,R9,R10,LSR#8 @visokoprepustno sito R10.unsigned
        ADD     R10,R10,R9
        LDR     R8,=0xE0060004  @AD1GDR lockin
        LDR     R8,[R8]
        MOVS    R8,R8,LSL#16    @lockin sinhroni usmernik z MSB(AD1)
        RSBPL   R9,R9,#0
        ORRPL   R7,R7,#0x10000000       @prisotnost nizko v R7.28?
        ORRMI   R7,R7,#0x20000000       @prisotnost visoko v R7.29?
        SUB     R9,R9,R11,ASR#12        @nizkoprepustno sito R11.signed
        ADD     R11,R11,R9
        LDR     R8,=0xE0034008  @ADGSR ponovno pozeni pretvorbo AD0 in AD1 hkrati
        LDR     R9,=0x01000000  @BURST=0,START=001,EDGE=0
        STR     R9,[R8]
        MOV     R9,R11,ASR#12   @nadaljevanje nizkoprepustno sito R11.signed
        SUB     R9,R9,R12,ASR#12        @nizkoprepustno sito R12.signed
        ADD     R12,R12,R9
        MOV     R9,R12,ASR#12
        MOVS    R9,R9           @nenegativen rezultat meritve v R7
        MOVMI   R9,#0
        AND     R7,R7,#0xF0000000       @ocisti spodnjih 28 bitov
        ORR     R7,R7,R9
        LDR     R8,=0xE0004000  @T0IR=0xFF reset zahtev TIMER0
        MOV     R9,#-1
        STRB    R9,[R8]
        SUBS    PC,LR,#4        @izhod iz prekinitve FIQ
.ltorg
```

Razpon meritve $50\mathrm{dB}$ visokofrekvenčnih signalov se po detektorju s kvadratnim odzivom podvoji na $100\mathrm{dB}$, kar zahteva več kot 16-bitni A/D pretvornik. Mikrokrmilnik LPC2138/01 vsebuje samo dva 10-bitna A/D pretvornika. Na srečo se rezultat meritve spreminja dosti počasneje od A/D pretvornika. S tehniko tresenja (dither) in povprečenja je možno povečati razpon A/D pretvorbe na račun počasnejšega delovanja.

Tresenje (dither) je izvedeno tako, da se analognemu signalu iz detektorja dodaja psevdonaključni signal (umetni šum), ki ga proizvaja mikrokrmilnik preko vgrajenega D/A pretvornika na izhodu P0.25/AOUT. Vhodni analogni signal z dodanim tresenjem krmili vhod P0.27/AD0.0. Zaporedni upor $820\mathrm{k}\Omega$ je izbran tako, da tresenje pokrije nekaj sosednjih stopničk odziva 10-bitnega A/D pretvornika.

Prekinitveni podprogram uporablja sedem lastnih FIQ registrov R8 do R13 za računanje in skupni register R7 za komunikacijo z glavnim programom. Bolj natančno, registra R8 in R9 se uporabljata za splošno računanje, R10 hrani notranjo spremenljivko visokoprepustnega sita, R11 in R12 hranita notranji spremenljivki nizkoprepustnega sita in R13 hrani notranjo spremenljivko psevdonaključnega izvora.

Oba A/D pretvornika LPC2138/01 se uporabljata hkrati in se prožita sinhrono z enim ukazom. Pri tem je prvi A/D pretvornik uporabljen za signal detektorja (dioda) preko vhoda P0.27/AD0.0, drugi A/D pretvornik pa za sinhronizacijski signal modulacije (lockin) iz visokofrekvenčnega vira preko vhoda P0.13/AD1.4. Sinhronizacijski signal je sicer digitalen in A/D pretvornika nujno ne potrebuje. Uporaba dveh A/D pretvornikov vzporedno zagotavlja, da imata signala detektorja in sinhronizacije enako zakasnitev.

Poleg obdelave sprejetega signala prekinitveni program tudi nadzira veljavnost vseh signalov. Prekoračitev območja A/D navzgor oziroma nepovezan detektor javlja bit 31 registra R7. Prekoračitev navzdol oziroma kratkosklenjen detektor javlja bit 30 registra R7. Prisotnost veljavnega sinhronizacijskega signala javljata bita 28 in 22 registra R7. Spodnjih 28 bitov (0..27) registra 7 je uporabljeno za rezultat izračuna jakosti sprejetega signala.

Zanka glavnega programa mikrokrmilnika se ukvarja s počasnejšimi opravili. Sprejeta jakost signala x se preračuna v izhodno veličino y po obrazcu:

$$y=\log(x)+\log(x+m)-\log(m)$$

kjer je m skrbno izbrana konstanta za popravek pri velikih signalih, ko odziv detektorja preide iz kvadratnega v linearni. Osnova logaritma je seveda izbrana tako, da je izhodna veličina y izračunana v decibelih.

Mikrokrmilnik prikaže izmerjene veličine na LCD in hkrati pošilja izmerjeno jakost sprejetega signala z ločljivostjo 0.01dB na zaporedni vmesnik UART0 s hitrostjo 115200bps, 8 podatkovnih bitov, brez paritete v obliki:

XX.XX<CR><LF>

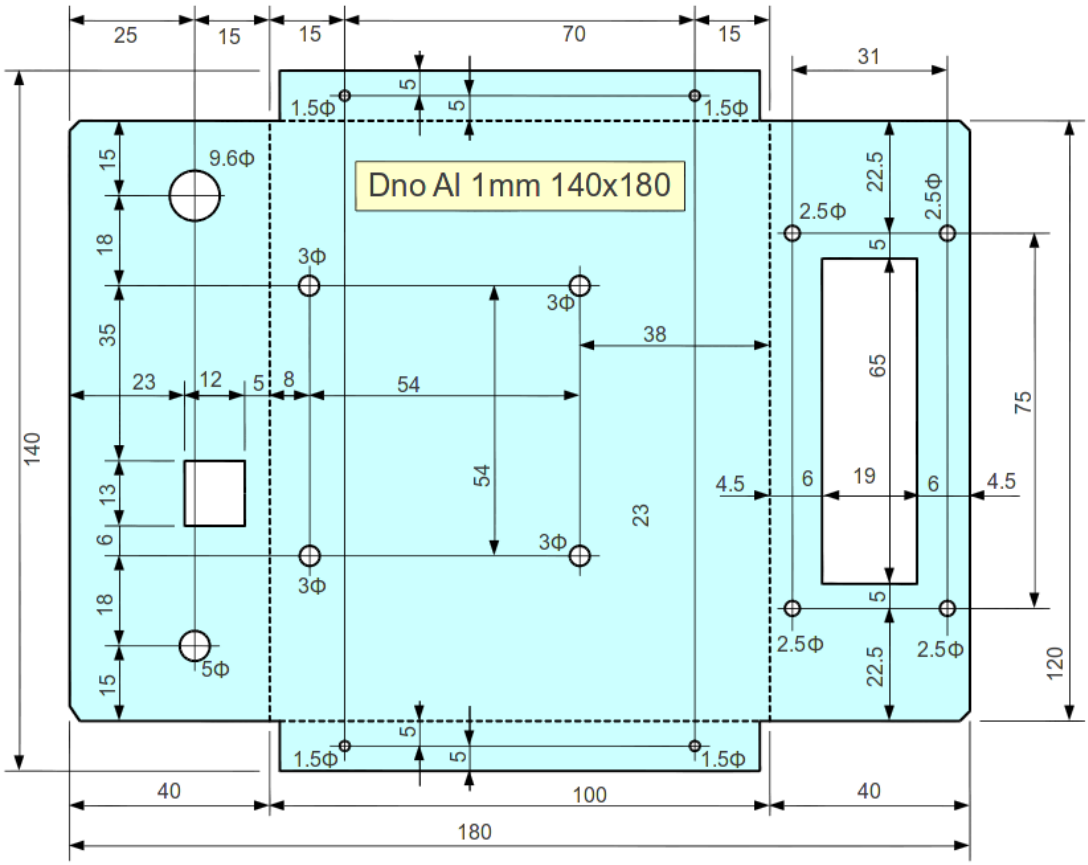
Sedanja programska oprema mikrokrmilnika ne sprejema nobenih ukazov preko UART0 niti nima tipk za nastavljanje parametrov lock-in ojačevalnika. Ker je obdelava signalov povsem digitalna, sprememba programske opreme omogoča vgradnjo drugačnih sprejemnikov, na primer z nizkofrekvenčnim pasovnim sitom namesto lock-in.

V gornji vrstici LCD se poleg jakosti signala v decibelih izpišejo tudi morebitne napake, kar je v veliko pomoč pri postavljanju in praktični izvedbi meritev:

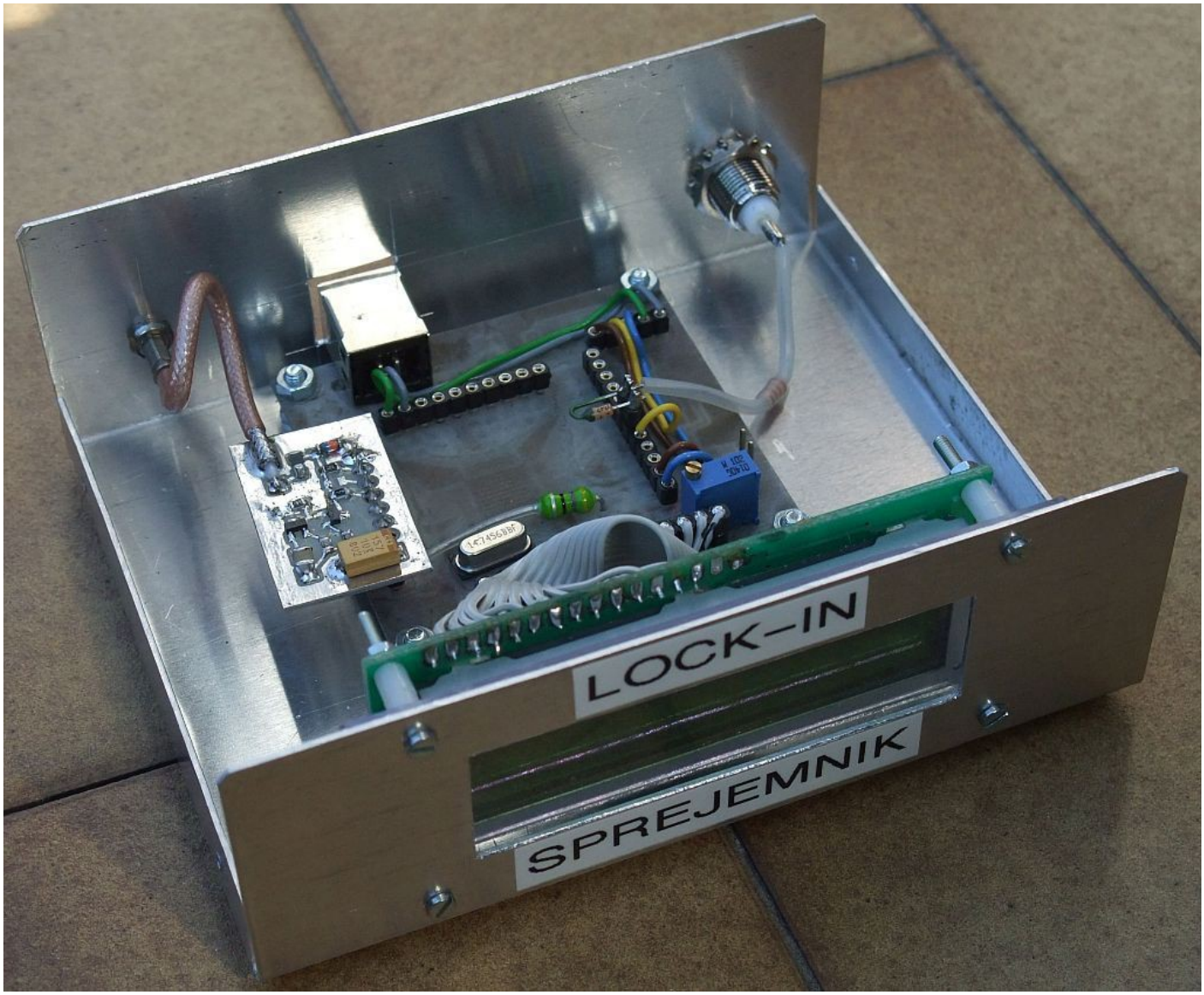
```
^^^^^^   odprte vhode sponke ali prekrmiljenje A/D navzgor
vvvvvv   kratek stik na vhodu ali prekrmiljenje A/D navzdol
******   prekrmiljenje A/D v obe smeri (premočen VF signal)

L   stalna logična ničla na vhodu MOD (nepovezano?)
H   stalna logična enica na vhodu MOD (VF izvor ni moduliran)
S   vhod MOD stalno preklaplja (smiselno)
```

Programska oprema mikrokrmilnika "l7.s" je napisana v zbirniku GNU za vse različice mikrokrmilnikov LPC2138, tudi starejšo brez /01, ki ji manjka Fast I/O in nekatere funkcije A/D pretvornikov. V praksi sem izdelal tri prototipe celo s starejšimi LPC2136 (brez /01 ter manjši pomnilnik FLASH). Raven šuma, preračunana na vhodni visokofrekvenčni priključek, znaša okoli $P_N \approx -70\text{dBm}$. Lock-in ojačevalnik doseže nasičenje pri $P_{MAX} \approx -20\text{dBm}$, kar omogoča razpon jakosti vhodnih signalov 50dB oziroma dovolj za vse meritve anten.

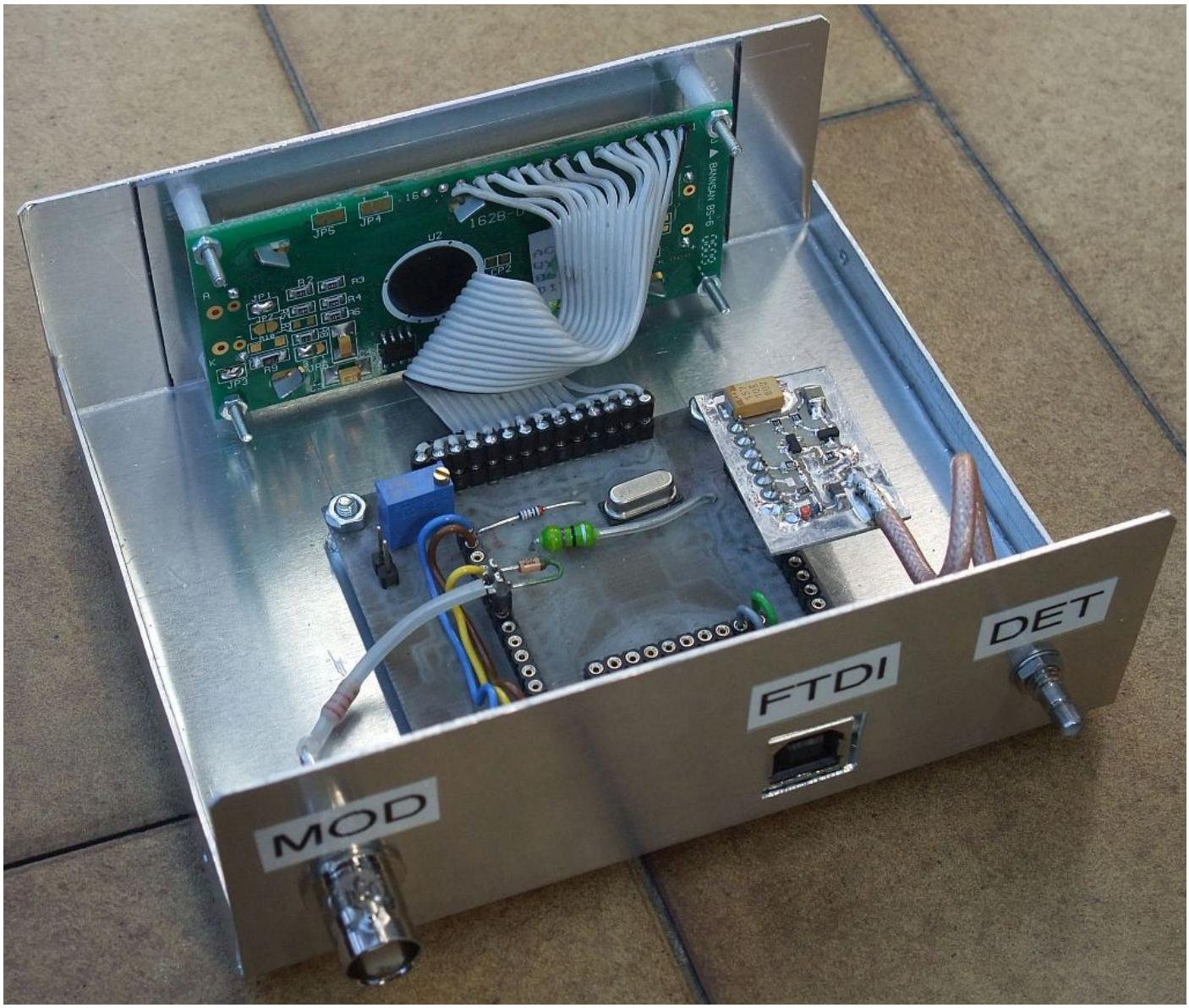
Lock-in ojačevalnik je vgrajen v ohišje iz aluminijeve pločevine. Dno je iz aluminijeve pločevine debeline 1mm širine 120mm, globine 100mm in višine 40mm:

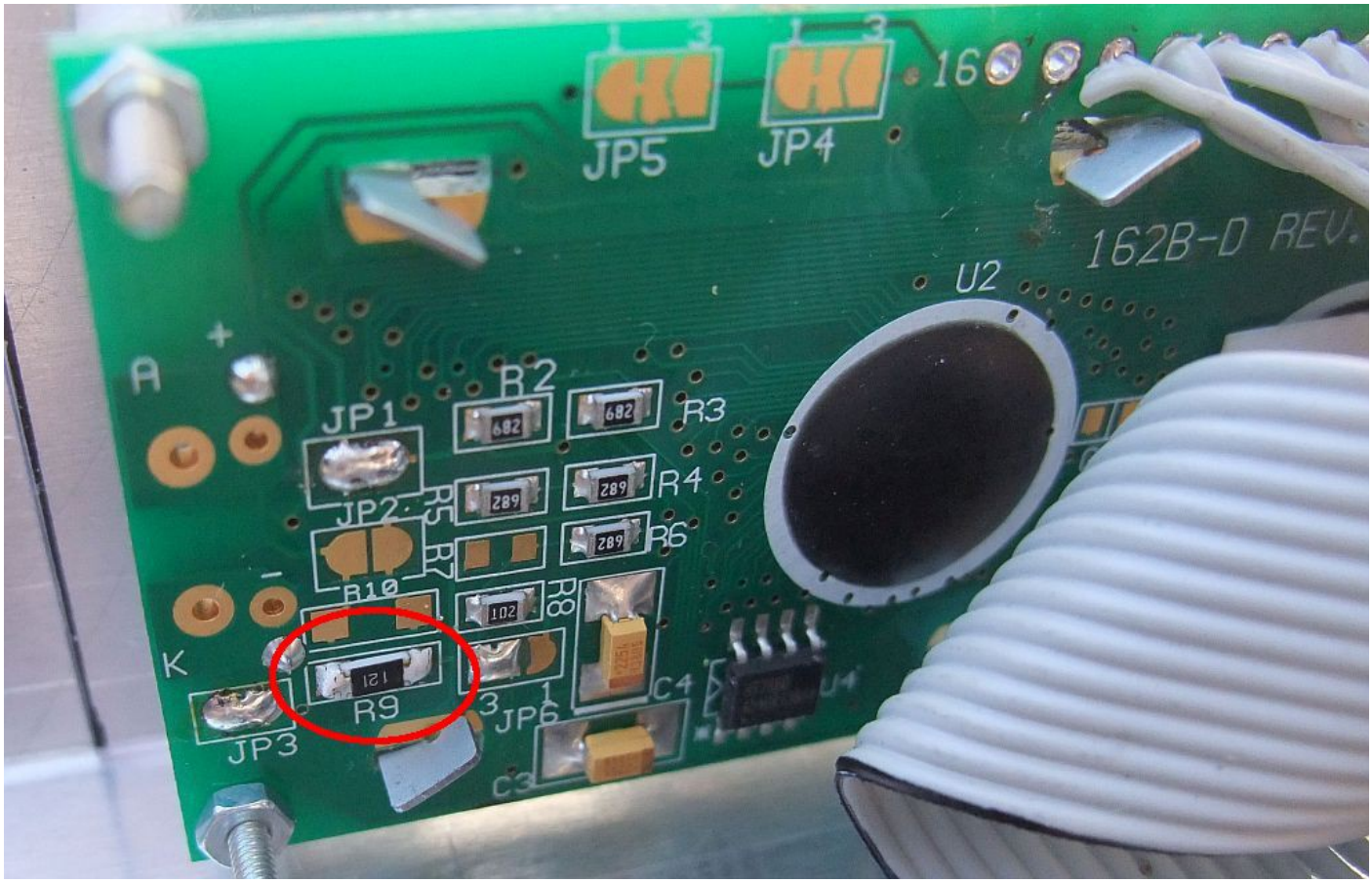


Pokrov iz aluminijeve pločevine debeline 0.6mm se pritrdi s štirimi samoreznimi vijaki 2.2X6.5 na dno. Prednja stranica ohišja ima samo izrez 19mm X 65mm za LCD:

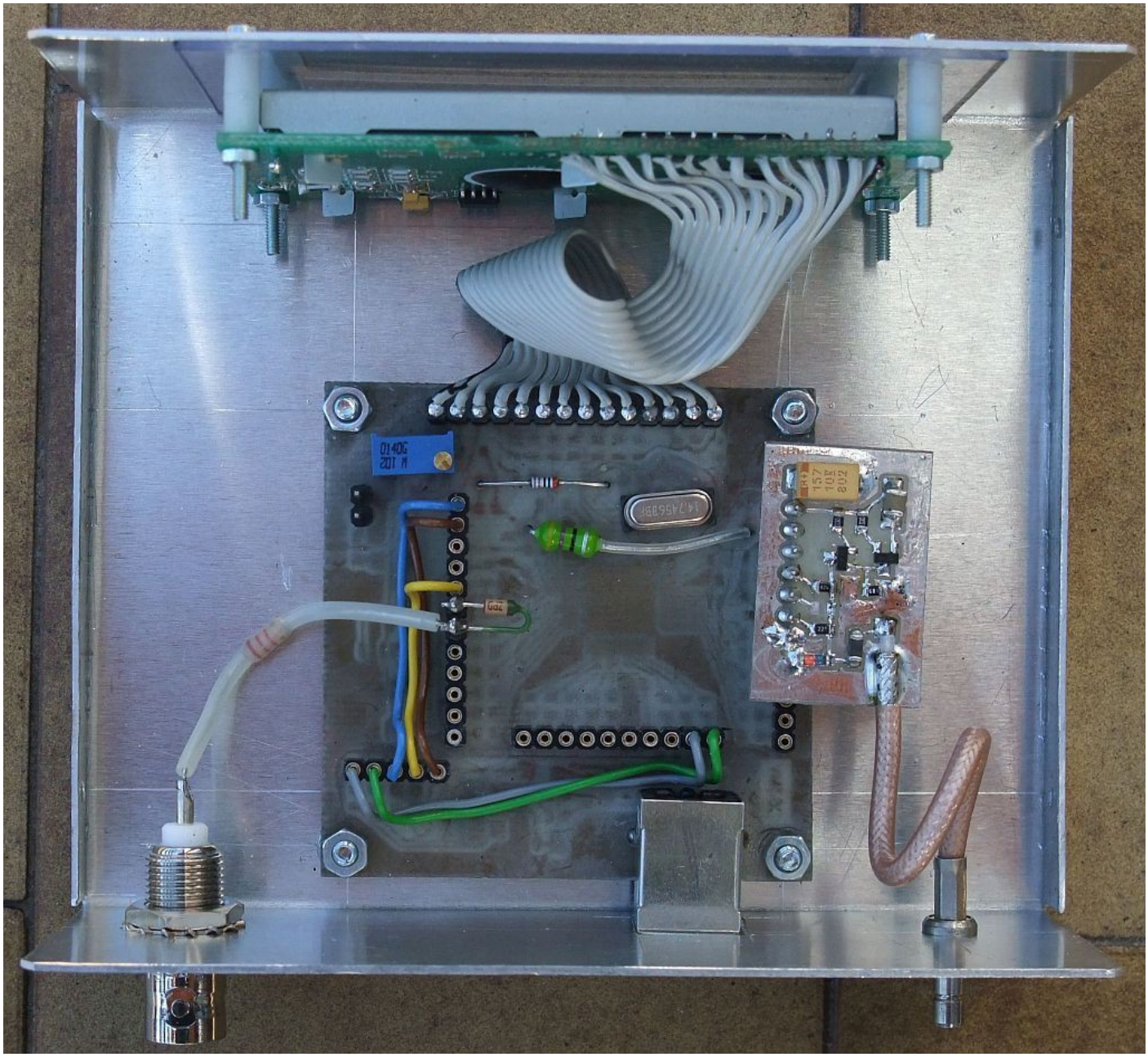


Zadnja stranica ohišja ima tri vtičnice: SMB-F za detektor, BNC-F za sinhronizacijski signal MOD in USB-B za povezavo do računalnika in napajanje +5V. Posebne vtičnice za napajanje ni. Pri napajanju iz USB je treba paziti na porabo, sicer na določenih računalnikih, posebno prenosnikih, USB ne dela več pravilno. Preprost protiukrep je znižanje toka oziroma opustitev osvetlitve LCD, v mojem primeru povečanje zaporednega upora LED iz $39\,\Omega$ na $120\,\Omega$:


MOD
FTDI
DET


JP5
JP4
162B-D REV.
U2
A
+
JP1
R2
R3
JP2
R4
R6
R10
K
R9
JP6
C4
JP3
C3

Samo dva gradnika nista vgrajena na tiskana vezja: upor $2.2\mathrm{k}\,\Omega$ in zener dioda 4V7, ki ščitita vhod P0.13/AD1.4 mikrokrmilnika pred prenapetostmi na BNC-F vtičnici MOD:



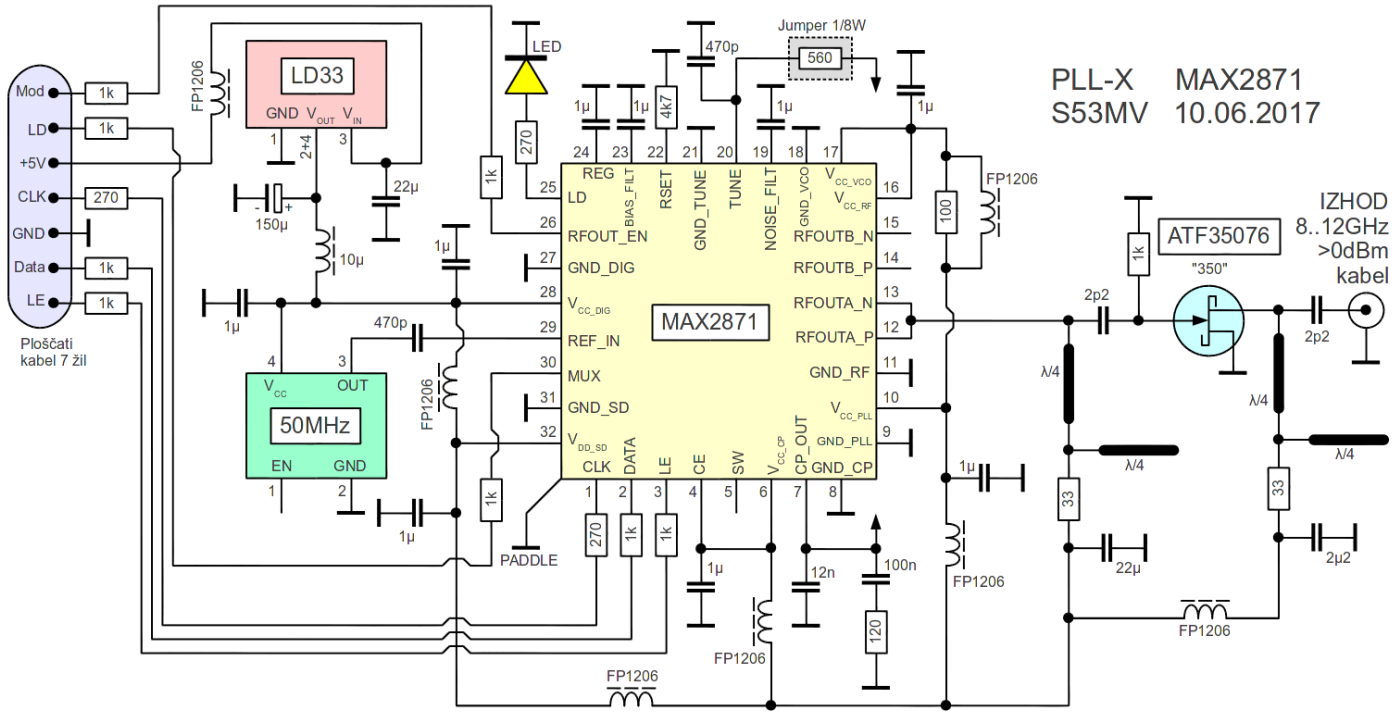
3. Visokofrekvenčni vir 8..12GHz

Z integriranimi vezji ADF4351 do 4.4GHz, MAX2871 do 6GHz in podobnimi izdelki drugih proizvajalcev lahko naredimo preproste, cenene in učinkovite laboratorijske merilne izvore. Žal se sodobna (2017) tehnologija ulomkovnih fazno-sklenjenih zank z vgrajenim VCOjem ustavi pri približno $f \approx 7\mathrm{GHz}$. Nad $f > 7\mathrm{GHz}$ zaenkrat še ne znajo narediti dobrih VCOjev s silicijevimi bipolarnimi tranzistorji. VCOji z drugačnimi polprevodniki pa imajo višji fazni šum.

Za frekvence nad $f > 7\mathrm{GHz}$ proizvajalci ponujajo čipe za ulomkovne fazno-sklenjene zanke, ki imajo na izhodu dodan podvojevalnik frekvence, na primer LMX2592 (Texas Instruments) za frekvence do 10GHz oziroma ADF5355 (Analog

Devices) za frekvence do $f \leq 14\text{GHz}$. Izhodni spekter takšnih izvorov seveda ni čist, poleg drugega harmonika sta prisotna vsaj še osnovna (polovična) frekvenca in tretji harmonik. Vgrajeni podvojevalniki frekvence niso kdovekako učinkoviti, nadležna spektralna črta osnovne frekvence je skoraj enako močna kot iskani drugi harmonik.

Poskusi z znanimi integriranimi vezji ADF4351 in MAX2871 so pokazali, da njihov izhodni spekter vsebuje tudi harmonike. Še posebno pri vezju MAX2871 je drugi harmonik kar močen vse do najvišje frekvence skoraj $f_2 \approx 13\text{GHz}$, ko osnovna frekvenca oscilatorja doseže $f_1 \approx 6.5\text{GHz}$. S preprosto vzporedno vezavo protifaznih izhodov MAX2871 zadušimo nadležno osnovno frekvenco in hkrati ojačamo iskani drugi harmonik:



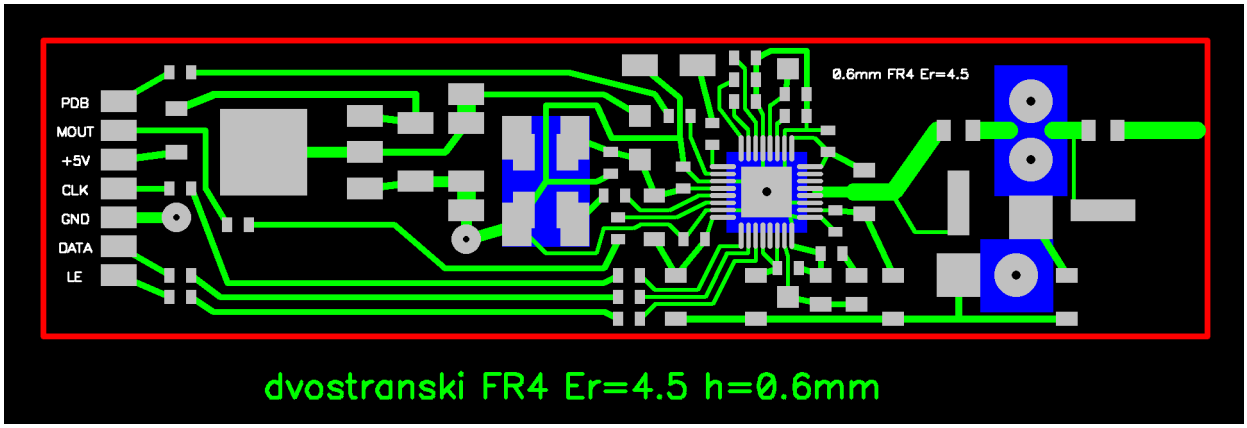
MAX2871 v takšnih razmerah proizvede približno 100µW izhodne moči v frekvenčnem pasu 8..12GHz. Dodatni ojačevalnik s HEMTom ATF35076 ojača izhodni signal na približno 1mW oziroma +0dBm. MAX2871 je sicer vezan in programiran podobno kot v izvoru do 6GHz. Uporaba referenčne frekvence 50MHz omogoča frekvenčne korake po 12.5kHz na osnovni frekvenci oziroma 25kHz na iskanem drugem harmoniku.

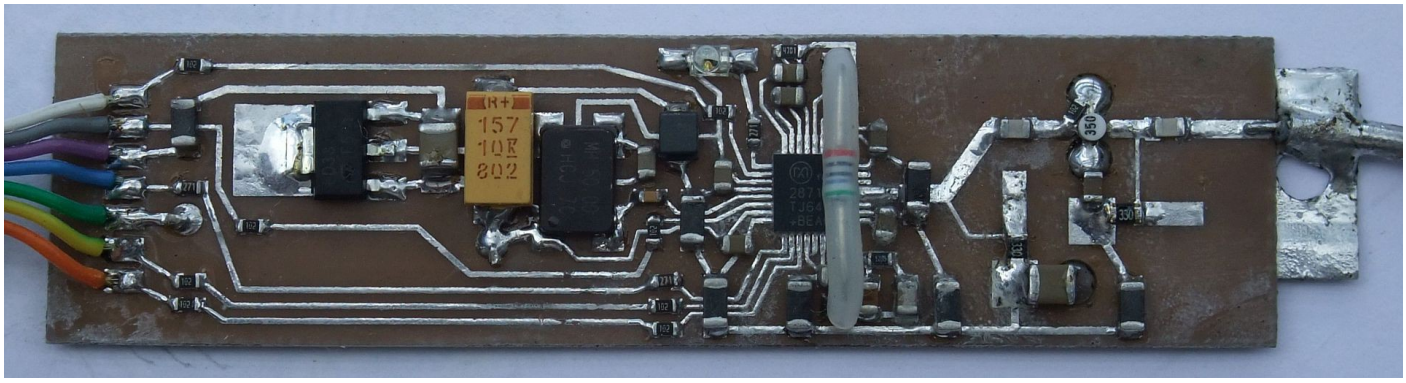
Preprosta amplitudna ON/OFF modulacija je izvedena podobno kot v izvoru do 6GHz preko vhoda RFOUT_EN. Seveda MAX2871 ni brezhiben, poleg amplitudne modulacijo dobimo tudi nekaj neželjene frekvenčne modulacije s kolebom v velikostnem razredu $\Delta f \approx 100\text{kHz}$, kar meritev anten v pasu 8..12GHz zagotovo ne moti. Blokirni kondenzatorji 1µF omejujejo hitrost modulacije MAX2871. Skupaj z opisanim lock-in sprejemnikom dosega MAX2871 najboljše rezultate pri frekvenci modulacije med $f_m \approx 5\text{kHz} \ldots 10\text{kHz}$.

Napajanje in krmiljenje MAX2871 gre preko 7-žilnega ploščatega kabla. Vzporedna vezava izhodov RFOUTA_P in RFOUTA_N ni preprosta. Če točko skupne vezave odmaknemo proč od ohišja MAX2871, jakost drugega harmonika

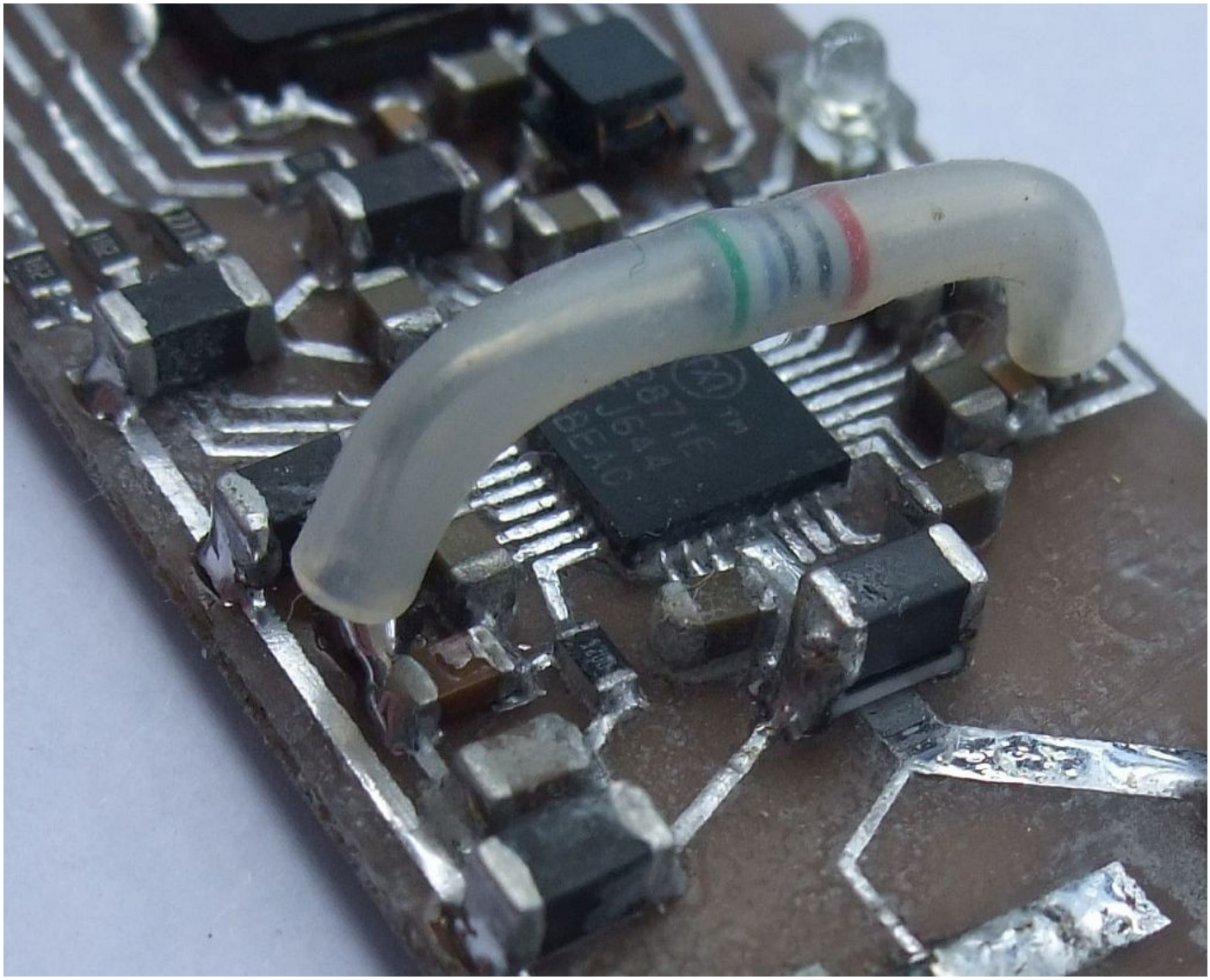
sicer narašča, ampak hkrati lahko postane simetrična izhodna stopnja MAX2871 nestabilna in začne nenadzorovano samo-oscilirati.

MAX2871 in pripadajoči gradniki so vgrajeni na dvostransko tiskano vezje z izmerami 20mm X 80mm na vitroplastu debeline 0.6mm. Dielektrična konstanta vitroplasta znaša okoli $\epsilon_r \approx 4.5$ na frekvencah okoli $f \approx 10\text{GHz}$. Na slikah je prikazana samo gornja stran tiskanine. Spodnja stran ni jedkana, da deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode na gornji strani:

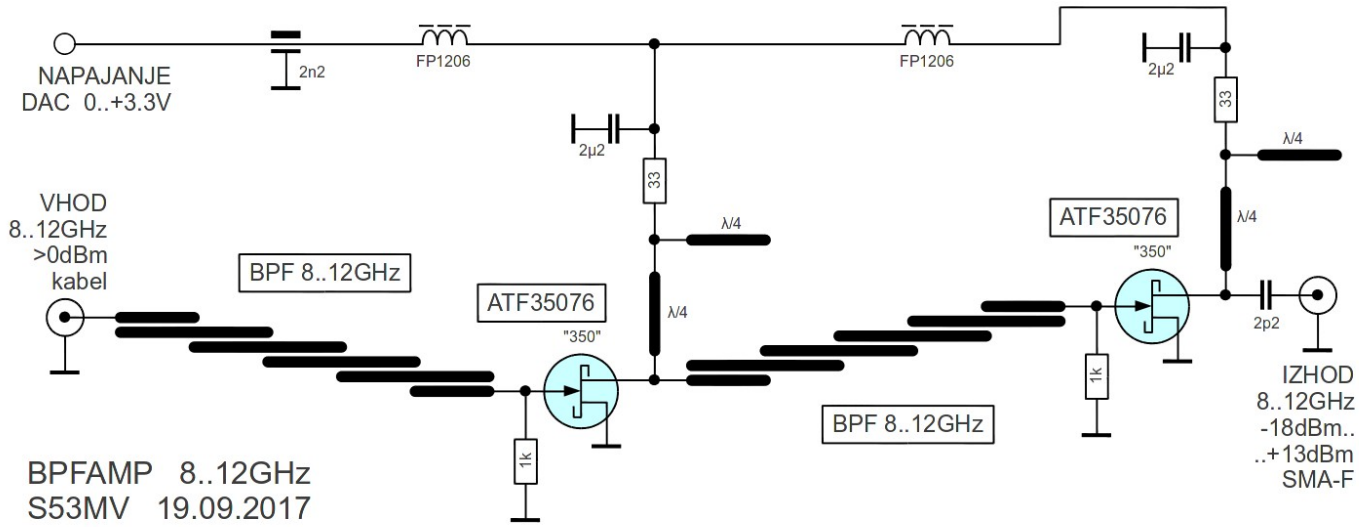




Ker na tiskanem vezju ni rezonatorjev z visoko kvaliteto, visok izgubni kot vitroplasta $\tan\delta \approx 0.02$ kaj dosti ne moti delovanja vezja. Pač pa izgube vitroplasta preprečujejo, da bi HEMT ATF35076 divjal na še višjih frekvencah. Kljub temu moramo dodatno dušiti nekatere moteče rezonance vezja. Kot distančnik med mikrotrastim vodom in feritno dušilko FP1206 je zato uporabljen upor $100\,\Omega$ velikosti 1206:



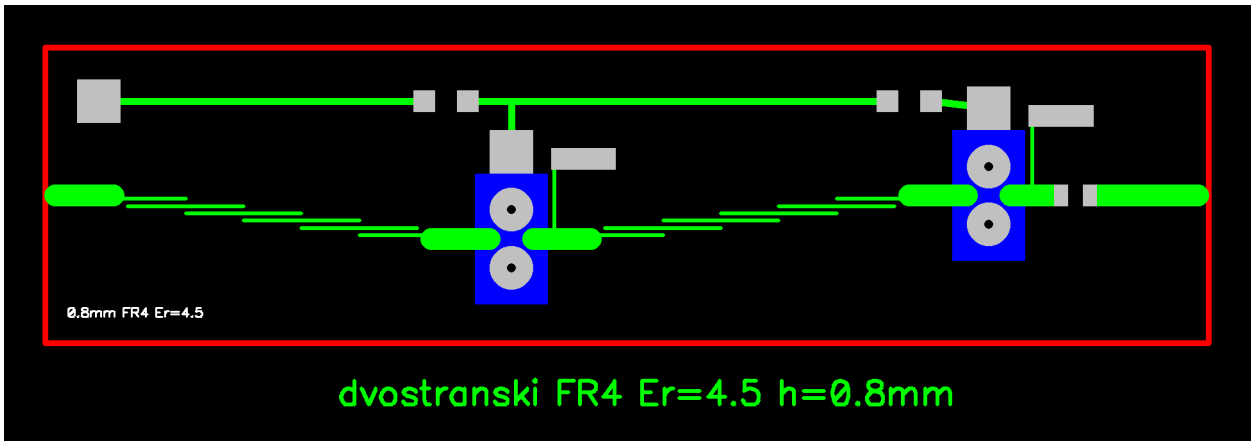
Povsem jasno laboratorijski vir potrebuje na izhodu še pasovno-prepustno sito, ki iskani drugi harmonik očisti neželjenih spektralnih črt. Sito ne sme biti preširoko, da poleg drugega harmonika ne prepušča tudi tretjega harmonika oziroma drugih neželjenih spektralnih črt. Smiselna izbira je pasovno sito za frekvenčno območje X od 8GHz do 12GHz. Praktična izvedba vsebuje dve pasovni siti s po štirimi polvalovnimi rezonatorji in dva ojačevalnika s HEMTi ATF35076:

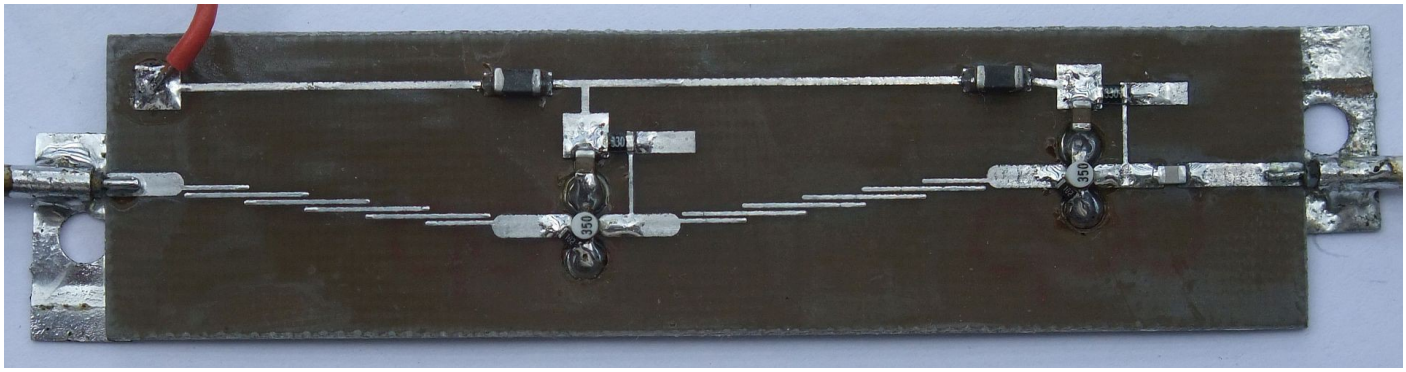


Pri tem prvi ojačevalnik v glavnem nadomešča vstavitveno slabljenje obeh

pasovnih sit. Drugi ojačevalnik dvigne moč izhodnega signala na približno 20mW oziroma +13dBm. Nastavljanje moči izhodnega signala je izvedeno z napajalno napetostjo obeh ojačevalnih stopenj. Takšna preprosta rešitev omogoča sicer učinkovito nastavljanje izhodne moči v razponu več kot $30\mathrm{dB}$, a je žal dosti manj natančna od namenskih slabilcev.

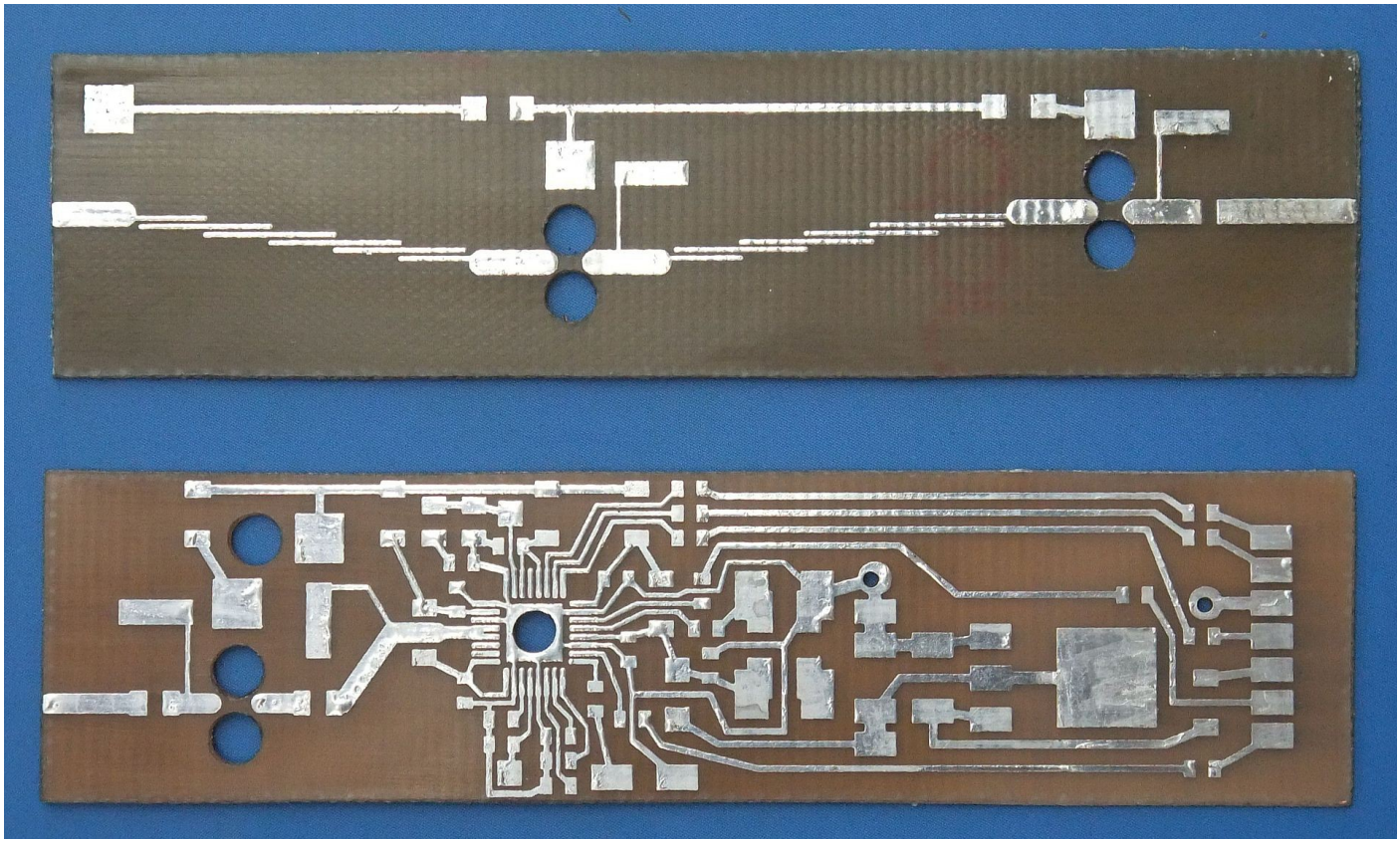
Pasovni siti in ojačevalnika so vgrajeni na dvostransko tiskano vezje z izmerami 20mm X 80mm na vitroplastu debeline 0.8mm. Dielektrična konstanta vitroplasta znaša okoli $\epsilon_r \approx 4.5$ na frekvencah okoli $f \approx 10\mathrm{GHz}$. Visok izgubni kot vitroplasta $\tan\delta \approx 0.02$ pomeni vstavitveno slabljenje okoli $a \approx -5\mathrm{dB}$ za vsako sito. Na slikah je prikazana samo gornja stran tiskanine. Spodnja stran ni jedkana, da deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode na gornji strani:



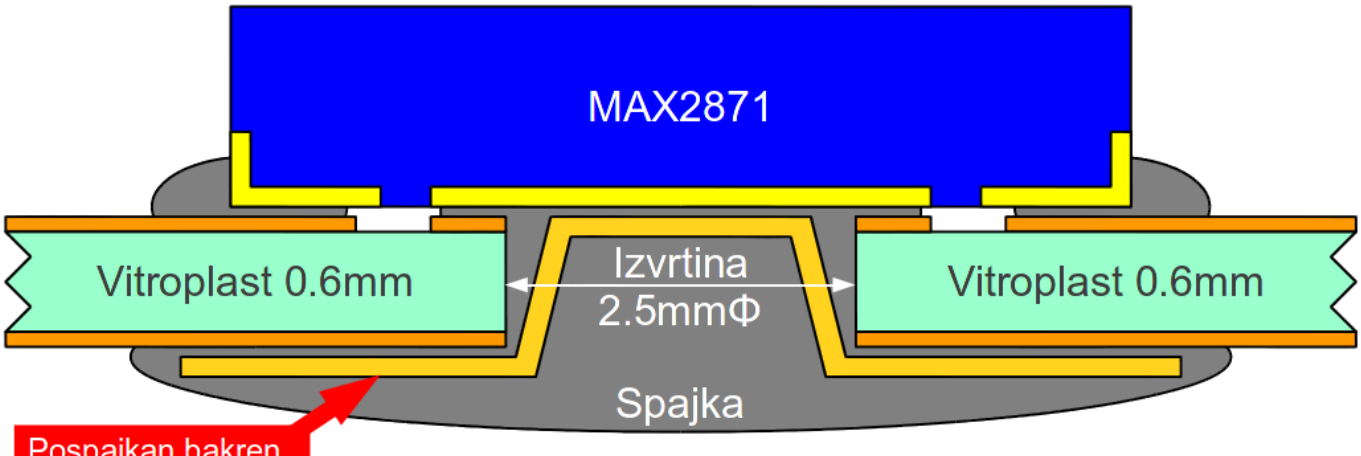


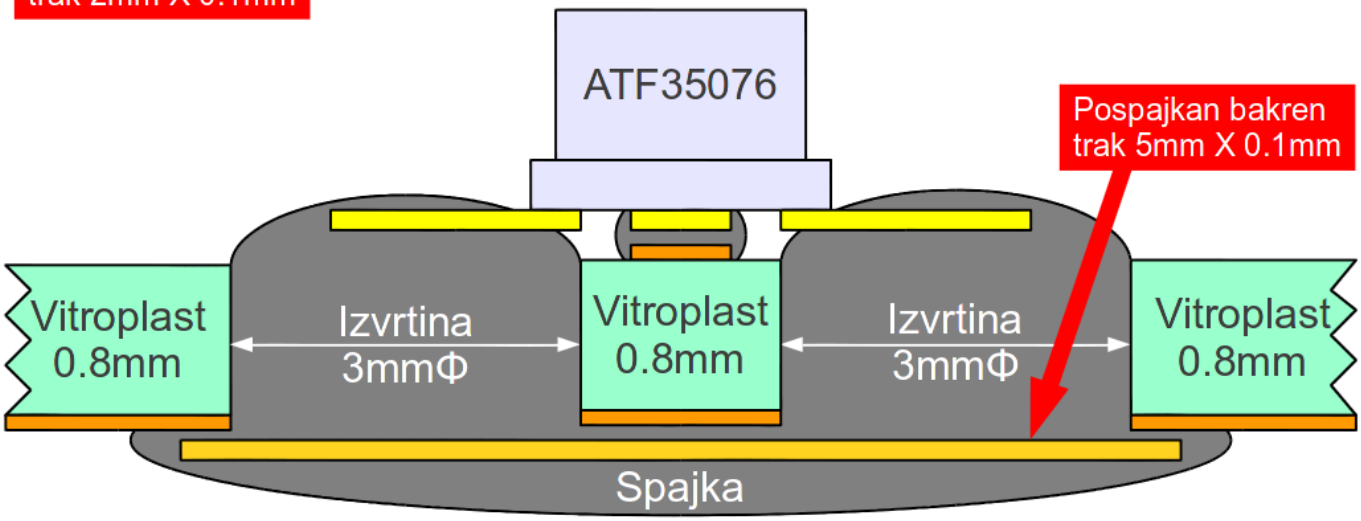
Mikrotrakasta pasovna sita zahtevajo natančno jedkanje tiskanega vezja. Pretirano podjedkanje znižuje sklop med rezonatorji in oža prepustni pas pasovnega sita. S skrbnim jedkanjem bo izdelani izvor uporaben vse do 12.5GHz. Spodnjo mejo 8GHz določa dopustna raven tretjega harmonika, ki se tedaj prebije skozi sito. Tolerance dielektrične konstante vitropasta (približno $\epsilon_r \approx 4.5$) v tako širokem pasovnem situ običajno niso pomembne.

Obe mikrotrakasti tiskani vezji sta izdelani brez metaliziranih lukenj. Vse bakrene površine na obeh straneh tiskanih vezij skrbno pocinimo s pomočjo stearina. Lastnosti izdelanega vira bojo ponovljive samo v primeru, da so vsi gradniki vgrajeni natančno na enak način kot v prototipu. Najprej je treba natančno izvrtati vse luknje v obeh tiskanih vezjih:

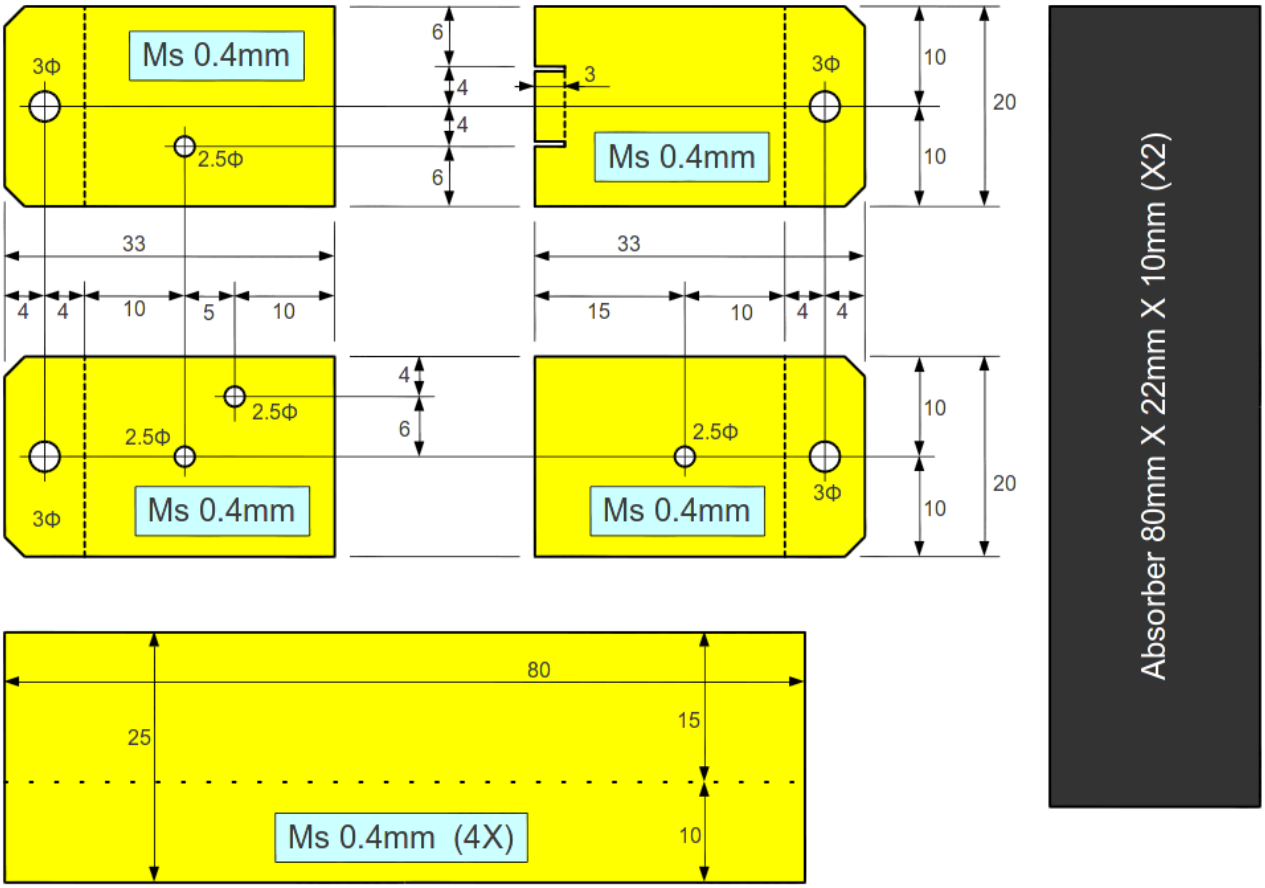


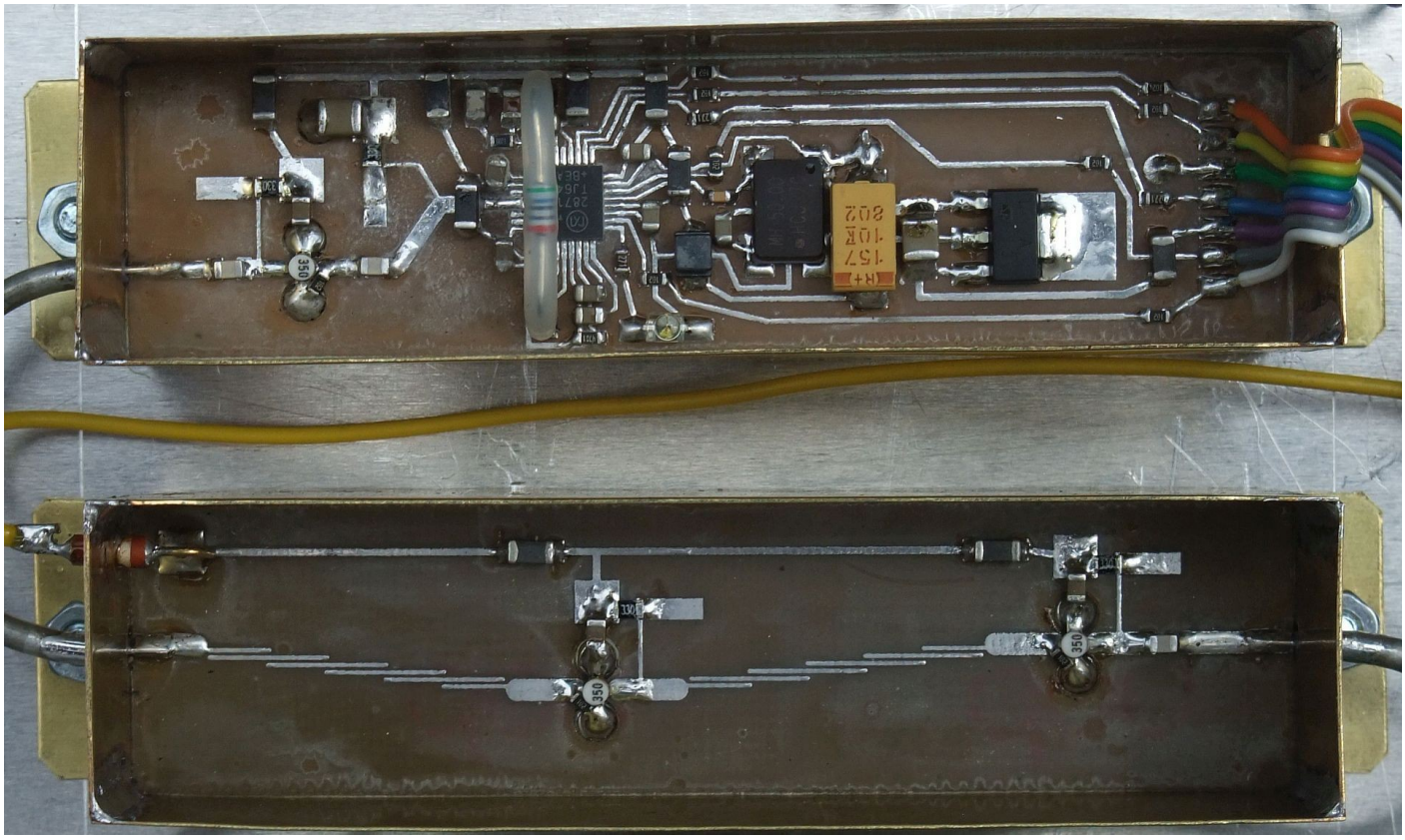
Nato je treba pravilno vgraditi vse mikrovalovne gradnike. Najbolj pomembna je pravilna ozemljitev integriranega vezja MAX2871 in HEMTov ATF35076 (namesto njih lahko uporabimo večino HEMTov iz starih SAT-TV sprejemnikov za 12GHz):





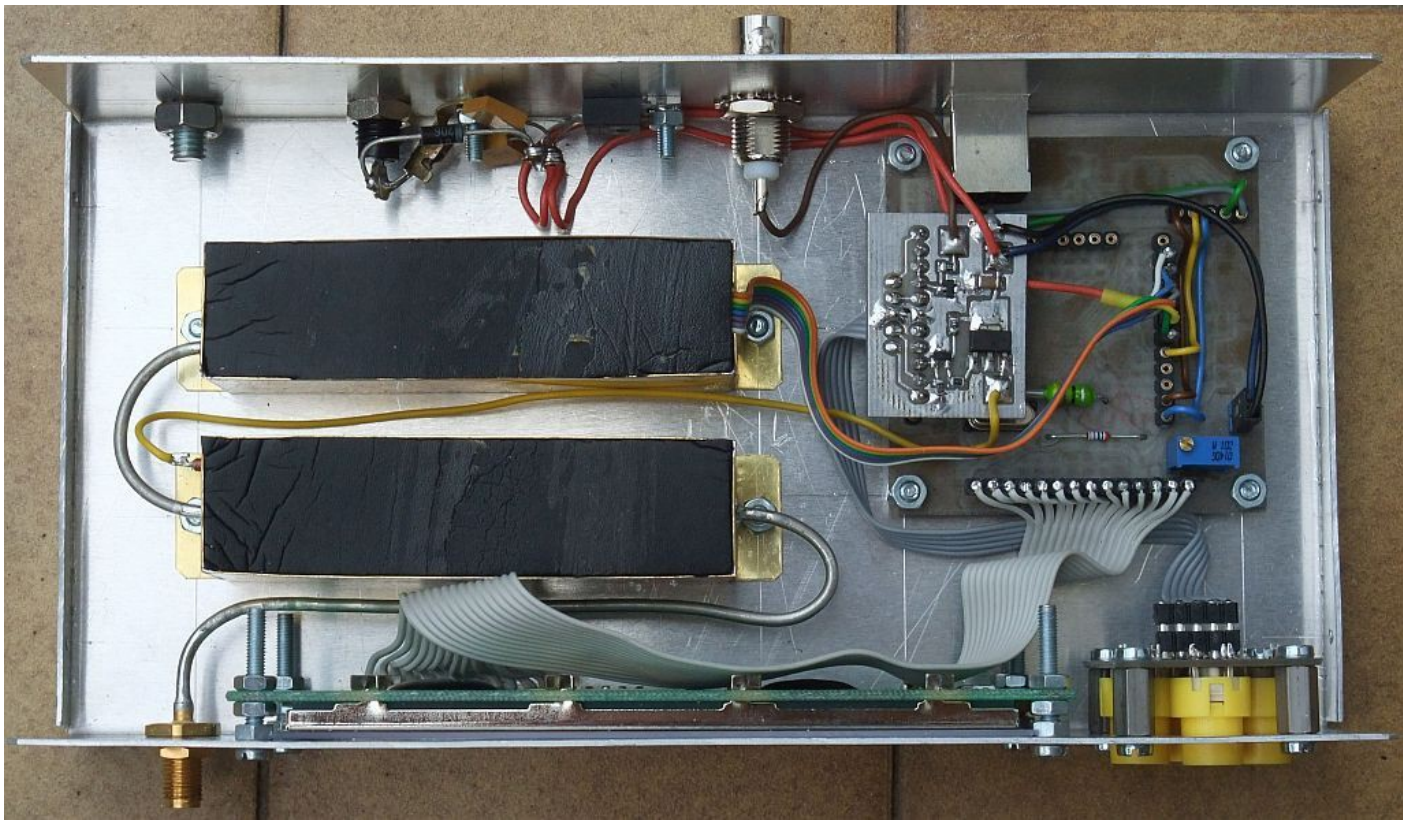
Delovanje obeh visokofrekvenčnih enot najprej preverimo zunaj ohišja. Šele preverjene enote vgradimo v medeninasta okvirja:



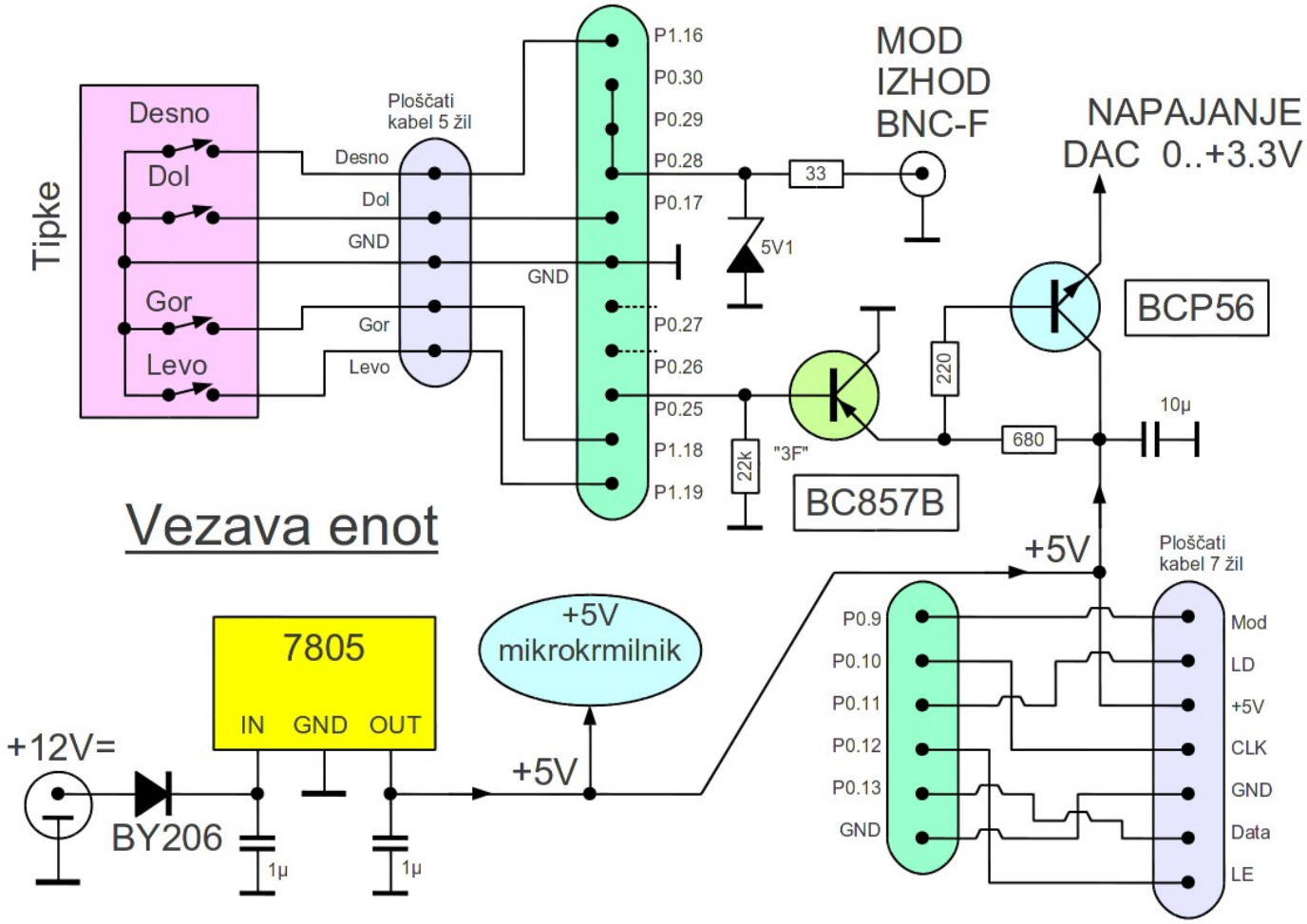


Okvirja visokofrekvenčnih enot nimata pokrovčkov, pač pa v okvirja na vrhu

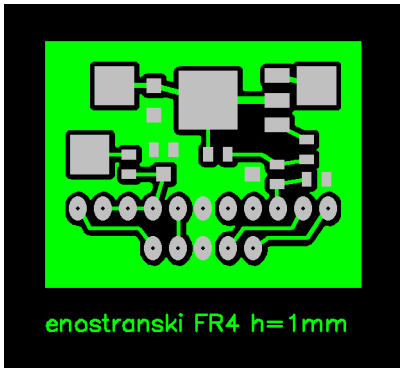
vtaknemo dva kosa črne mikrovalovne absorpcijske pene. Peno odrežemo na širino 22mm, da gre na tesno v okvir širine 20mm in tako stoji sama na željenem mestu:

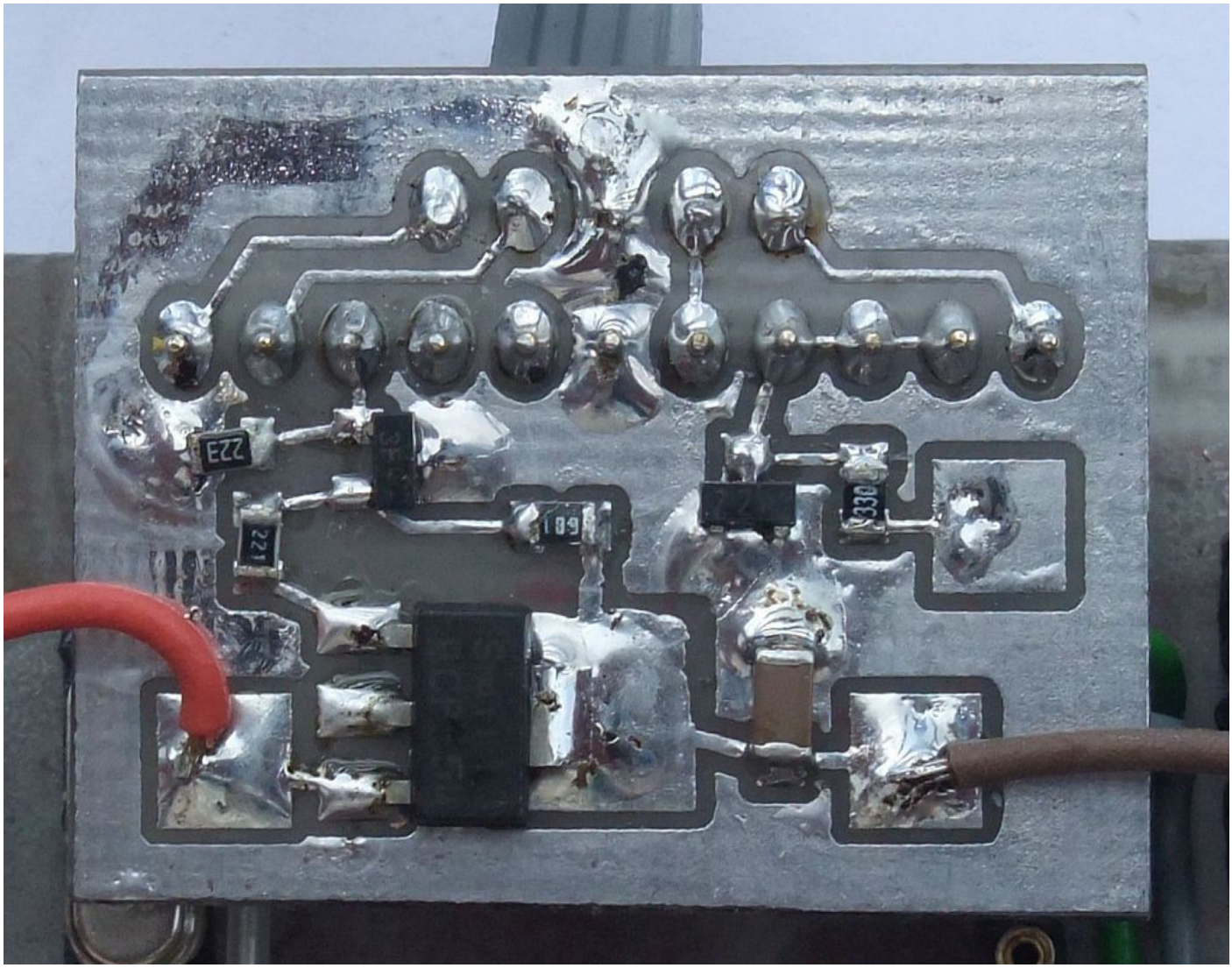


Visokofrekvenčni vir za frekvenčni pas 8..12GHz sicer uporablja enak mikrokrmilnik z LPC2138/01. Povezava vseh enot je prikazana na načrtu:

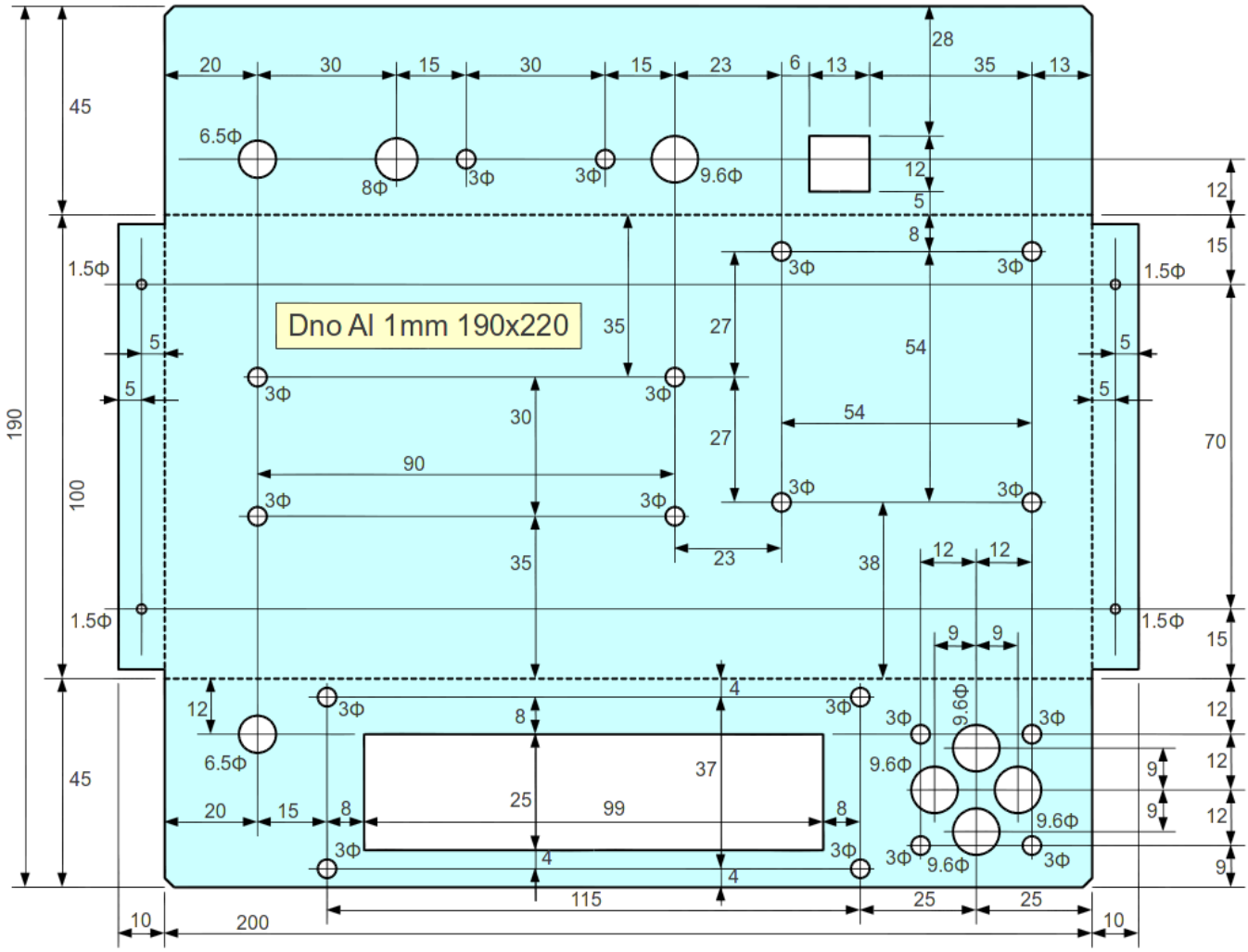


Za razliko od virov z ADF4351 do 4.4GHz oziroma MAX2871 do 6GHz potrebuje vir za frekvenčni pas 8..12GHz še ojačevalnik za izhod D/A pretvornika, ki nastavlja izhodno moč preko napajalne napetosti zadnjih dveh ojačevalnih stopenj. Ojačevalnik in zaščita izhoda MOD sta izdelana na majhnem tiskanem vezju z izmerami 25mm X 32mm, ki se natakne na osnovno ploščo mikrokrmilnika:

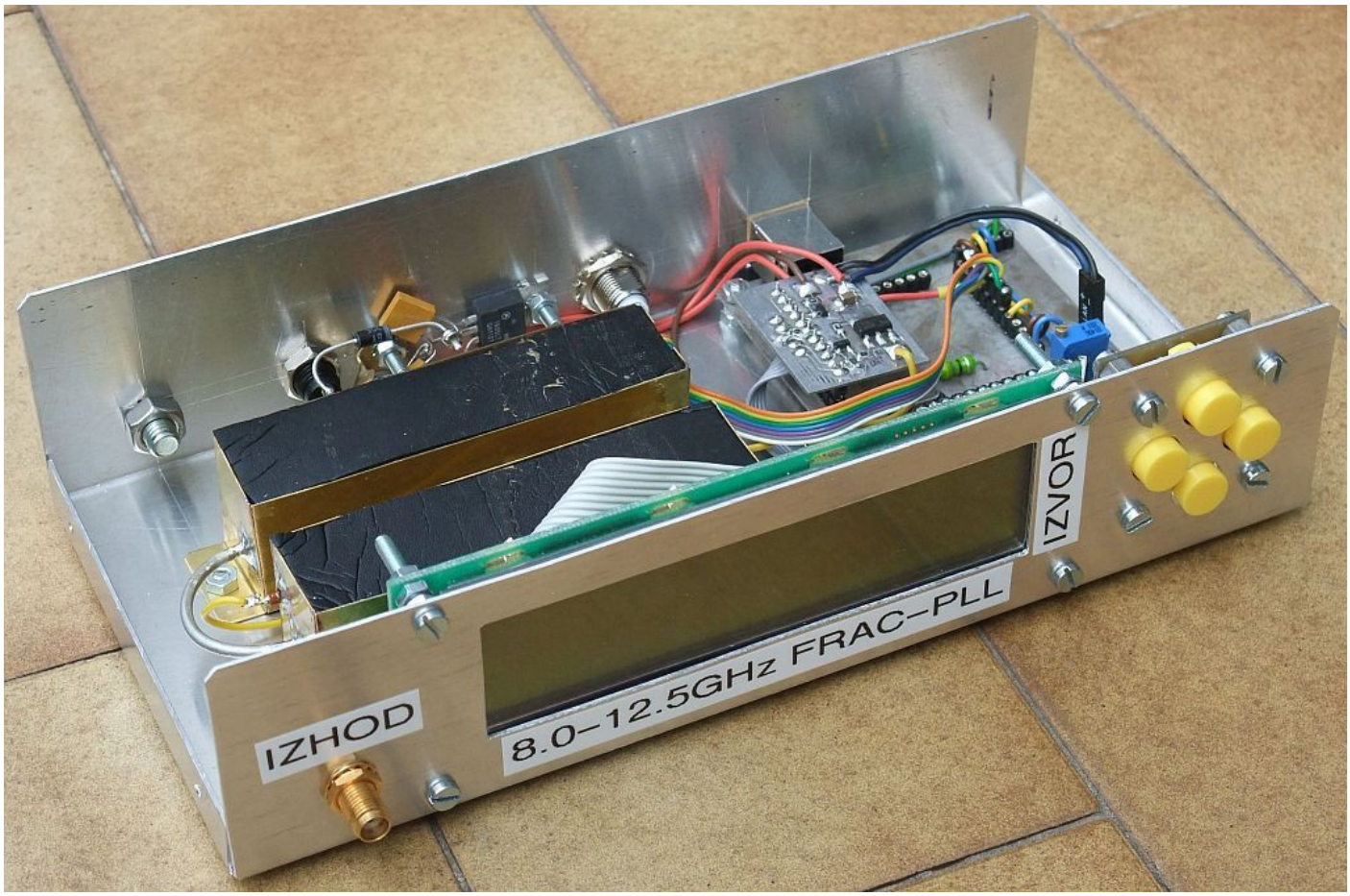




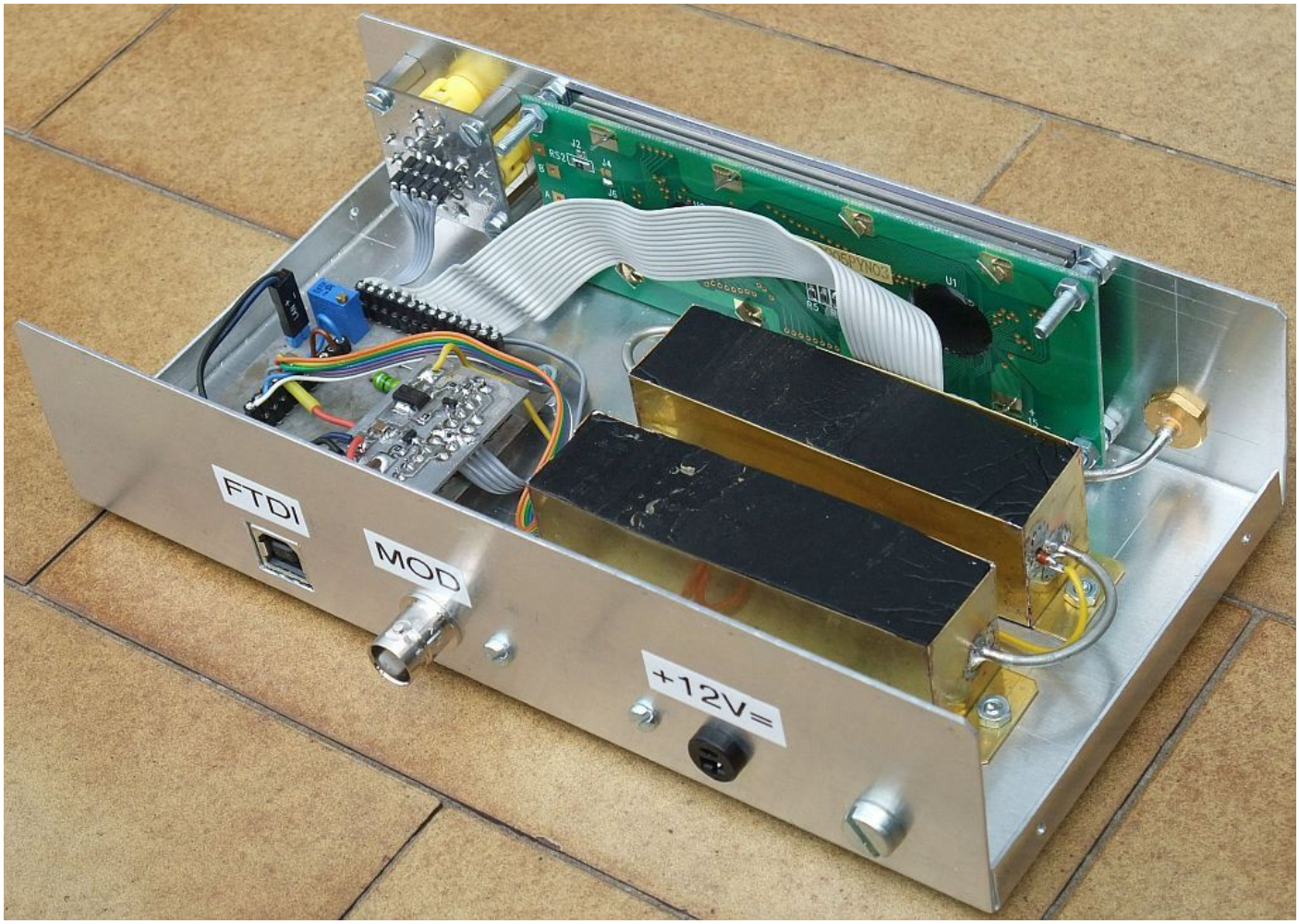
Visokofrekvenčni vir za frekvenčni pas 8..12GHz je vgrajen v ohišje iz aluminijeve pločevine enakih izmer kot izvori z ADF4351 do 4.4GHz oziroma MAX2871 do 6GHz. Dno je iz aluminijeve pločevine debeline 1mm širine 200mm, globine 100mm in višine 45mm:



Pokrov iz aluminijeve pločevine debeline 0.6mm se pritrdi s štirimi samoreznimi vijaki 2.2X6.5 na dno. Prednja stranica ohišja ima izrez 25mm X 99mm za LCD modul, vtičnico SMA-F za izhodni signal in štiri tipke levo, desno, gor in dol:



Zadnja stranica ohišja ima tri vtičnice: USB-B za povezavo do računalnika, BNC-F za sinhronizacijski signal MOD in napajanje +12V. Čeprav se notranja vezja izvora napajajo z največ +5V, je poraba vira previsoka, da bi ga lahko napajali preko USB vtičnice. V zadnji stranici je predvidena izvrtina za dodatno vtičnico SMA-F za referenčni izhod ali podobno, neuporabljeno jo zamašimo z vijakom M6:



Visokofrekvenčni vir za frekvenčni pas 8..12GHz uporablja podoben krmilni program kot izvori z ADF4351 do 4.4GHz oziroma MAX2871 do 6GHz. Razlika je pri nastavljanju frekvence, kjer inačica za 8..12GHz omogoča nastavljanje 8 številk frekvence oziroma eno številko več kot izvori za nižje frekvence. Izvor za 8..12GHz omogoča samo frekvenčne korake po 25kHz na končni frekvenci.

Tudi vmesnik UART0, dosegljiv preko USB COM vrat FT231, je uporabljen na enak način z enakim protokolom komuniciranja kot v izvorih za nižje frekvence. Komunikacija gre s hitrostjo 9600bps, 8 podatkovnih bitov, brez paritete. Podobno kot pri izvorih za nižje frekvence se frekvenca vira nastavlja z ločljivostjo 1kHz, čeprav vir za 8..12GHz zmore le korake po 25kHz.

Glede na izvedbo nastavljanja izhodne moči z napajalni napetostjo je najbolj točna nastavitev polne moči $P_{MAX}=+13\mathrm{dBm}$. V frekvenčnem pasu 8..12GHz ta običajno odstopa $\Delta P_{MAX}\approx\pm 1\mathrm{dB}$ od nastavljene vrednosti. Pri nižjih izhodnih močeh je odstopanje večje in izhodna moč lahko odstopa tudi več kot $\Delta P\approx\pm 5\mathrm{dB}$ od nastavljene vrednosti.

Višjo točnost bi se sicer dalo doseči s tabelo popravkov v krmilnem programu. Tabelo bi bilo treba umeriti za vsak izdelani izvor, saj se lastnosti izvora spreminjajo glede na uporabljeni vitroplast, tolerance HEMTov, točnost jedkanja in dolžine povezovalnih kablečkov (poltrdi UT-085).

Sedanji krmilni program "x3.s" vsebuje le približen računski izraz za nastavljanje napajalne napetosti zadnjih dveh ojačevalnih stopenj. Takšna manj

točna, a preprosta in zanesljiva rešitev povsem zadošča za meritve anten, kjer moramo kvečjemu preprečiti nasičenje sprejemnika s premočnim oddajnikom.

4. Nadaljnji razvoj merilnih inštrumentov

Opisana lock-in sprejemnik in visokofrekvenčni vira za področje 8..12GHz sta bila razvita v naglici kot nadomestek za starajočo merilno opremo pri predmetu Antene in razširjanje valov na Fakulteti za Elektrotehniko v Ljubljani. Glede na izmere laboratorija si lahko večino poskusov privoščimo prav v frekvenčnem pasu X, največkrat na $f = 10\text{GHz}$, včasih tudi v celotnem pasu $f = 8\text{GHz} \ldots 12.5\text{GHz}$. Za isti frekvenčni pas X imamo na razpolago tudi največ različnih anten z znanim valovodnim priključkom WR90.

Frekvenčni pas $f = 10\text{GHz} \ldots 10.5\text{GHz}$ je po drugi strani pomemben za radioamaterje. V pasu $f = 10.7\text{GHz} \ldots 12.5\text{GHz}$ deluje satelitska televizija. Številni manjši pomorski oziroma letalski radarji delujejo na $f = 9.375\text{GHz}$. Opisani izvor za frekvenčni pas X je torej zelo uporaben tudi izven šolskih klopi kljub relativno ozkemu frekvenčnemu področju.

Uporabnejši izvor za širši frekvenčni pas bi moral poleg množilnikov vsebovati tudi več različnih pasovnih sit. Verjetno je smiselno načrtovati takšen izvor z novejšimi čipi za ulomkovne zanke, kot je ADF5355 proizvajalca Analog Devices. Število polprevodniških gradnikov, tiskanih vezij in oklopljenih škatlic se pri tem seveda hitro veča.

Čeprav danes skoraj neznan med elektrotehniki, se je lock-in sprejemnik odlično obnesel pri zahtevnih antenskih meritvah, kjer nam na prostem vedno nagajajo radijske motnje. Isti DSP hardware opisanega lock-in ojačevalnika je seveda možno programirati tudi drugače, kot sprejemnik z nizkofrekvenčnim pasovnim sitom in detektorjem, ki ne potrebuje sinhronizacijskega voda od oddajnika.

Izvirnik lockin.odt Tiskanje lockin.pdf

Tiskana vezja, podatkovni listi in programska oprema lockin.zip

* * * * *