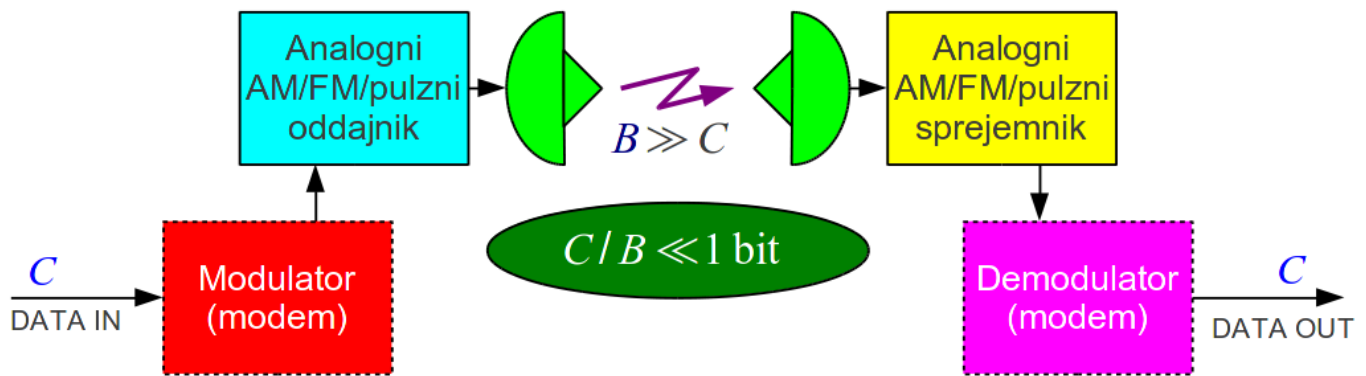


23cm BPSK RTX za 10Mbit/s

Matjaž Vidmar, S53MV

1. Izbira modulacije za omrežje NBP (Ne-Brezhibni Protokol)

Amaterski packet-radio je začel podobno kot številke zveze v profesionalni tehniki: radijske oddajnike in sprejemnike, prvotno načrtovane za prenos analognih signalov, se je opremilo z modemi na obeh straneh radijske zveze. Takšno zgodovinsko krpanje ima številne slabe lastnosti: veliko pasovno širino $B[\text{Hz}]$, nizko spektralno učinkovitost $C/B[\text{bit/s/Hz oziroma bit}]$ (zmogljivost deljena s pasovno širino) in zahteva 20dB...50dB višjo moč oddajnika glede na Shannon-ovo teoretsko mejo:



ASK ≡ Amplitude Shift Keying
FSK ≡ Frequency Shift Keying
AASK ≡ Audio Amplitude Shift Keying
AFSK ≡ Audio Frequency Shift Keying
OOK ≡ On-Off Keying
PAM ≡ Pulse-Amplitude Modulation
PPM ≡ Pulse-Position Modulation

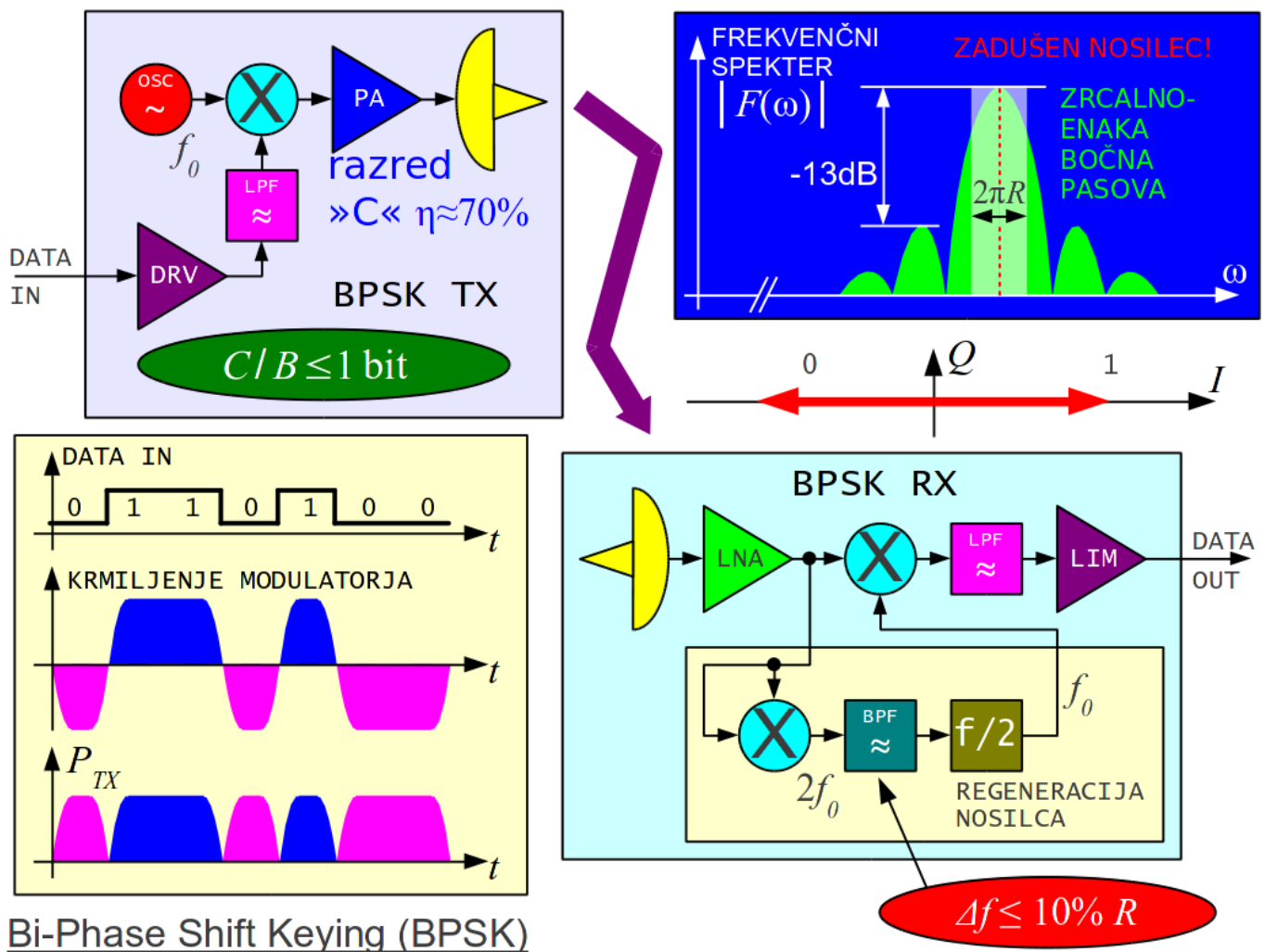
Velika radijska pasovna širina $B \gg C$
Zelo nizka spektralna učinkovitost C/B
Nekoherenten sprejemnik
20dB...50dB slabše od Shannon-ove
zmogljivosti

**ZGODOVNSKO
KRPANJE!**

Preprosta oddajnik in sprejemnik
Neobčutljivo na odstopanje frekvence
nosilca oddajnika/sprejemnika

Modemska številka zveza

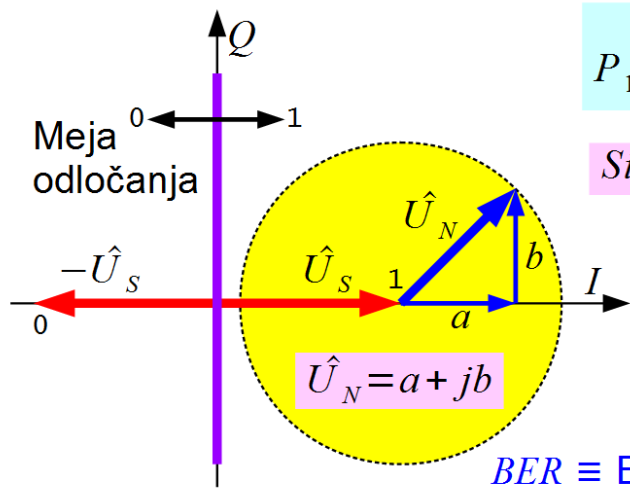
Pred dobrima dvema desetletjema, bolj točno leta 1995, sem izdelal prvo BPSK radijsko postajo za 1.2288Mbit/s packet-radio, takrat še s protokolom AX.25. Simetrična dvofazna modulacija BPSK je najpreprostejša od vseh številskih modulacij. V oddajniku za BPSK zadošča en sam množilnik kot modulator. Njen analogni vrstnik je govorna DSB. Obe, BPSK in DSB imata zadušeni nosilec in zrcalno enaka bočna pasova:



Izhodna stopnja BPSK oddajnika lahko deluje v preprostem in učinkovitem razredu "C". V tem primeru je prvi stranski list frekvenčnega spektra nefiltrirane BPSK zadušen za komaj 13dB, nadalje pa jakost spektra upada 6dB na oktavo z oddaljevanjem od frekvence nosilca. S primernim nizkoprepustnim sitom pred modulatorjem in manj učinkovito linearno izhodno stopnjo oddajnika lahko spekter BPSK zožamo vse do Nyquist-ove meje. Širina spektra tedaj ustreza $B=R$ simbolni hitrosti R [simbolov/s], spektralna učinkovitost doseže vrednost $C/B \rightarrow 1 \text{ bit}$.

Odpornost radijske zveze na šum in motnje je odvisna od vrste uporabljenega kodiranja in modulacije, kot tudi od tehnične izvedbe uporabljenih oddajnikov in sprejemnikov. V primeru analognega prenosa je merilo kakovosti zveze razpoložljivo razmerje signal/šum in popačenje željenega izhodnega signala. V primeru številskega (digitalnega) prenosa nas zanima predvsem pogostnost pojavljanja napak BER (Bit Error Rate).

Pogostnost napak je odvisna od razpoložljivega razmerja signal/šum oziroma signal/motnja, od vrste uporabljenega kodiranja in modulacije, od popačenja signala (nasičenje, večpotje) ter od tehnične izvedbe oddajnika in sprejemnika. Pogostnost napak BPSK izračunamo za primer belega šuma znotraj pasovne širine $B=R$ opazovanega signala v primeru idealnega sprejemnika brez vsakršnega dodatnega kodiranja FEC (Forward-Error Correction):



$$P_{1 \rightarrow 0} = \int_{-\infty}^{-|\hat{U}_s|} p(a) da$$

$$P_{0 \rightarrow 1} = \int_{|\hat{U}_s|}^{\infty} p(a) da$$

Simetrična meja: $P_{1 \rightarrow 0} = P_{0 \rightarrow 1} = BER$

$$BER = \int_{|\hat{U}_s|}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi} \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle} e^{-\frac{a^2}{\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} da$$

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du$$

$BER \equiv$ Bit-Error Rate

Gaussova porazdelitev gostote verjetnosti sofazne a in kvadraturne jb komponente šuma

$$p(a) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}$$

$$p(b) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}}$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|\hat{U}_s|}{\sqrt{\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} \right)$$

$$P_S = \alpha |\hat{U}_s|^2 \quad P_N = \alpha \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle$$

$$\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle = \langle a^2 \rangle + \langle b^2 \rangle = 2\sigma^2$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N}} \right)$$

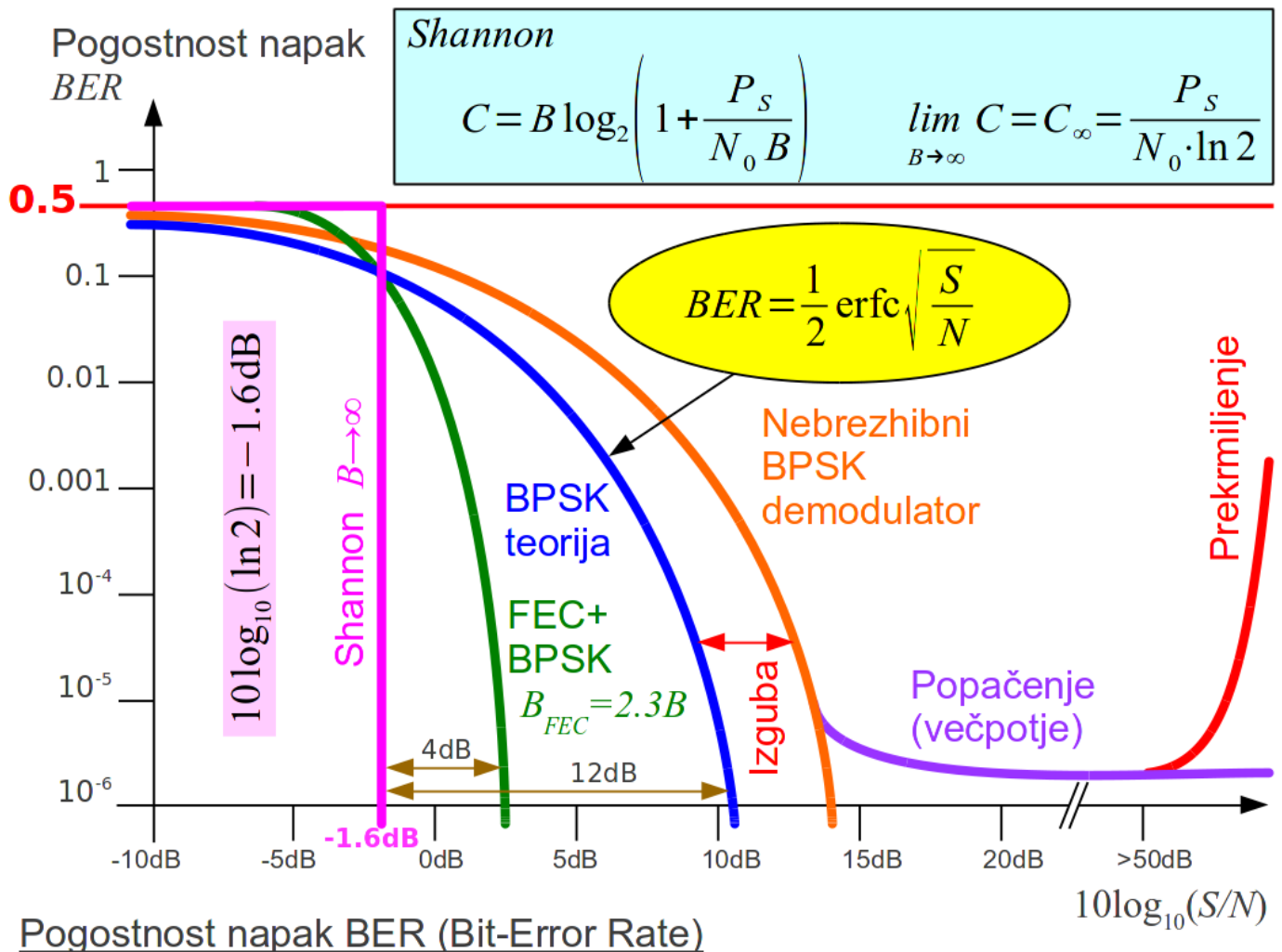
Izračun pogostnosti napak BPSK

Namesto nerodnega integrala končni rezultat zapišemo z matematično funkcijo $\text{erfc}(x)$, ki jo dobimo tabelirano, v kalkulatorjih in v različnih programskih jezikih. Preprosta BPSK zahteva razmerje signal/šum v velikostnem razredu $S/N \approx 10\text{dB}$ za uporabno pogostnost napak BER. Celó pri preprosti nekodirani BPSK (brez vnaprejšnjega popraviljanja napak FEC) je pogostnost napak BER zelo strma funkcija razmerja signal/šum. Pri $S/N > 20\text{dB}$ napake praktično izginejo:

$10\log_{10}(S/N)$	BER	$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{S}{N}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{W_{BIT}}{k_B T}}$	BER	$10\log_{10}(S/N)$	
-5dB	23.6%			30%	-8.6dB
-4dB	18.6%			10%	-0.8dB
-3dB	15.9%			3%	2.5dB
-2dB	13.1%			1%	4.3dB
-1dB	10.4%			0.3%	5.8dB
0dB	7.9%			10^{-3}	6.8dB
1dB	5.7%			$3 \cdot 10^{-4}$	7.7dB
2dB	3.8%			10^{-4}	8.4dB
3dB	2.3%			$3 \cdot 10^{-5}$	9.1dB
4dB	1.3%			10^{-5}	9.6dB
5dB	0.6%			$3 \cdot 10^{-6}$	10.1dB
6dB	0.24%			10^{-6}	10.5dB
7dB	$7.7 \cdot 10^{-4}$			$3 \cdot 10^{-7}$	11dB
8dB	$1.9 \cdot 10^{-4}$			10^{-7}	11.3dB
9dB	$3.4 \cdot 10^{-5}$			$3 \cdot 10^{-8}$	11.7dB
10dB	$3.9 \cdot 10^{-6}$			10^{-8}	12dB
11dB	$2.6 \cdot 10^{-7}$			$3 \cdot 10^{-9}$	12.3dB
12dB	$9 \cdot 10^{-9}$			10^{-9}	12.6dB
13dB	$1.3 \cdot 10^{-10}$			10^{-10}	13.1dB
14dB	$6.8 \cdot 10^{-13}$			10^{-11}	13.5dB
15dB	$9.2 \cdot 10^{-16}$			10^{-12}	13.9dB
16dB	$2.3 \cdot 10^{-19}$			10^{-13}	14.3dB
17dB	$6.8 \cdot 10^{-24}$			10^{-14}	14.7dB
18dB	$1.4 \cdot 10^{-29}$		10^{-15}	15dB	
19dB	10^{-36}		10^{-16}	15.3dB	
20dB	10^{-45}		10^{-17}	15.6dB	

V primerjavi z nekodirano BPSK daje teorija (Shannon) znatno nižjo (12dB!) spodnjo mejo razmerja signal/šum za željeno zmogljivost C [bit/s]. Shannon-ove meje praktično ne moremo doseči, saj zahteva neskončno pasovno širino $B \rightarrow \infty$ ter neskončno komplicirano kodiranje in obdelavo signalov.

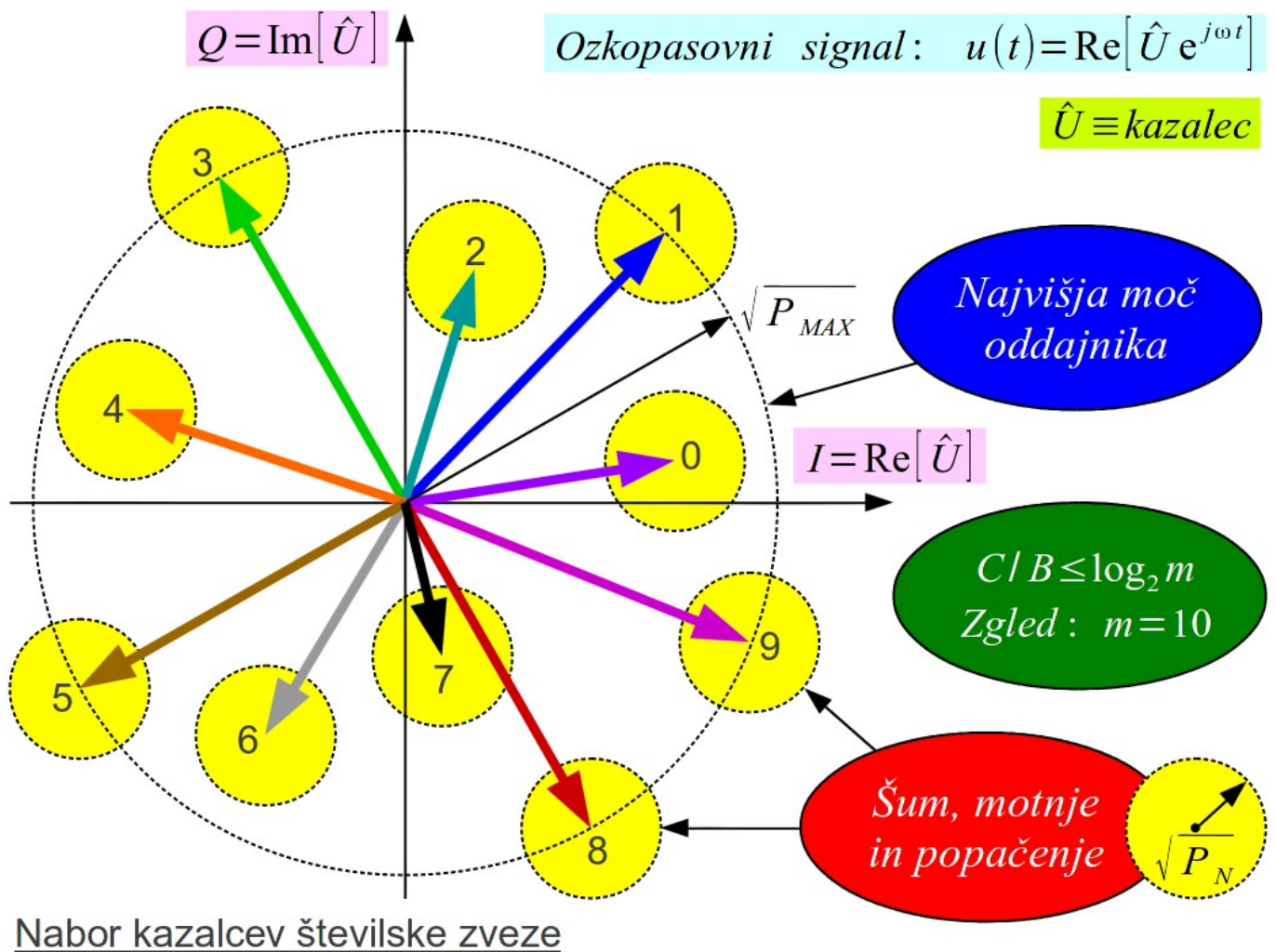
S primernim kodiranjem FEC, na primer NASA deep-space standard, ki vsebuje konvolucijsko in blokovno (Reed-Solomon) kodiranje, lahko glede na zahtevano mejo za pogostnost pojavljanja napak dosežemo prihranek moči oddajnika tudi za faktor do 8dB v primerjavi z nekodiranim BPSK (ali QPSK) prenosom. Prihranek moči oddajnika ni zastonj, cena je povečana pasovne širina $B_{FEC} = 2.3 \cdot B$ oziroma nižja spektralna učinkovitost C/B_{FEC} :



Bolj pogost pojav je poslabšanje kakovosti zveze zaradi popačenj v oddajniku, prenosni poti in sprejemniku. Že samo omejevanje signala v sprejemniku oziroma trdo odločanje v demodulatorju prinese izgubo 2dB glede na idealni slučaj. Povrhu šum moti delovanje regeneracije nosilca v sprejemniku, česar opisana izpeljava pogostnosti napak ne upošteva. Resnični BPSK sprejemnik zato ne more doseči niti krivulje pogostnosti napak za idealni BPSK demodulator kljub razmeroma ozkemu pasovnemu situ $\Delta f \leq 0.1 R$ vezju regeneracije nosilca.

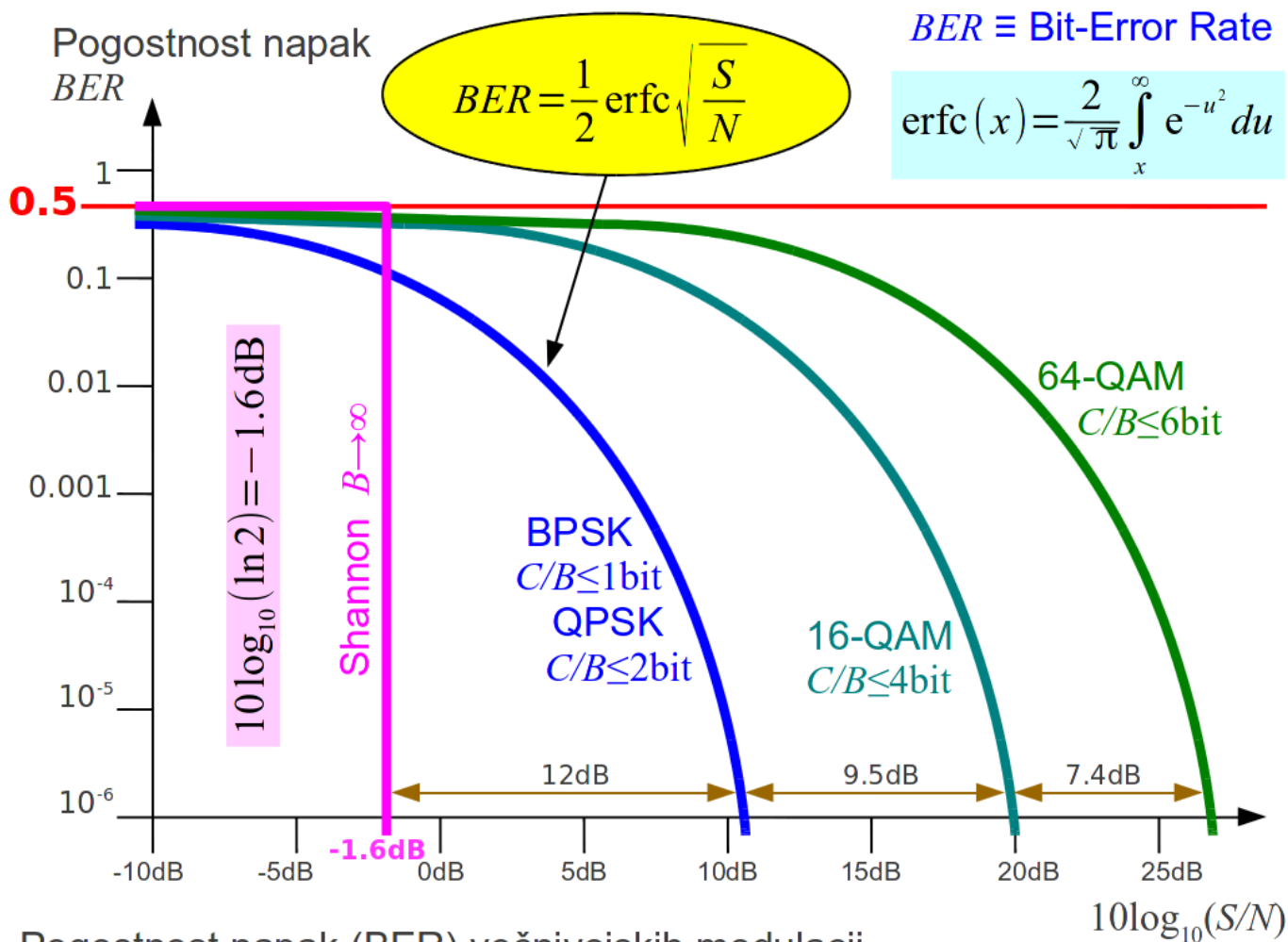
Krivulja resničnega sprejemnika se približa idealni krivulji na nekaj dB. Merilo za kakovost demodulatorja je torej odstopanje izmerjene krivulje BER od idealne krivulje, kar imenujemo izguba demodulatorja. V primeru popačenja (večpotje ipd) kljub naraščajoči jakosti vhodnega signala pogostnost pojavljanja napak nikoli ne upade pod določeno mejo ("BER floor"). Izredno močen vhodni signal lahko prekrmlji določene stopnje sprejemnika in povzroči celo povečanje pogostnosti napak.

Višjo spektralno učinkovitost $C/B > 1 \text{ bit}$ dosežemo z večfaznimi modulacijami oziroma večnivojskimi modulacijami s skupnim imenom QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Simbole, to je nabor kazalcev kvadraturnih modulacij pogosto narišemo kot ozvezdja (constellation) elektrotehničnih kazalcev v ravnini IQ (In-phase & Quadrature):



Najpreprostejši zgled je simetrična štirifazna modulacija QPSK. QPSK ima neodvisna bočna pasova, torej dvakrat višjo spektralno učinkovitost od BPSK. QPSK lahko v pogledu spektralne učinkovitosti primerjamo z analogno govorno SSB.

Ker je simetrična QPSK le vsota dveh simetričnih BPSK v kvadraturi, lahko tudi QPSK uporablja preprost oddajnik z izhodno stopnjo v razredu "C". QPSK ima povsem enako krivuljo pogostnosti napak kot BPSK, če kot razmerje signal/šum vzamemo $S/N = W_{BIT}/k_B T$ razmerje med energijo bita in spektralno gostoto (toplotnega) šuma $N_0 = k_B T$:



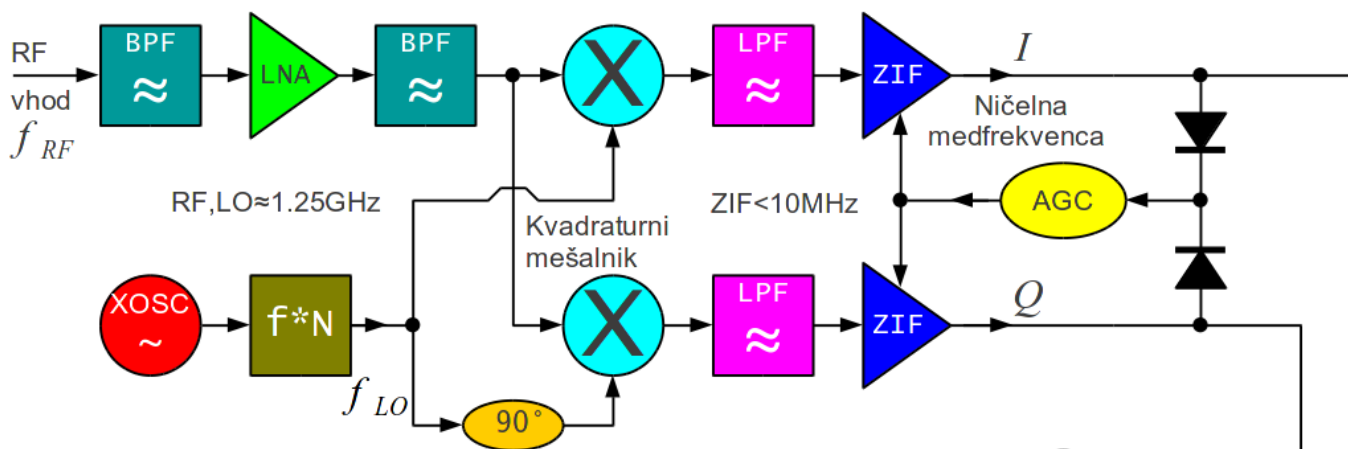
Številске modulacije višjih redov z več kot $m > 8$ različnih simbolov nujno vsebujejo kazalce različnih dolžin. Takšne modulacije 16-QAM, 64-QAM in višje nujno potrebujejo zelo linearen oddajnik z izhodno stopnjo v neučinkovitem razredu "A". Na sprejemni strani so večnivojske kvadraturene modulacije zelo občutljive na šum, motnje in popačenje lastnega signala. Visoka spektralna učinkovitost $C/B > 3 \text{ bit}$ zato pogosto ni smotrna oziroma je celo nedosegljiva.

Niti preprosta simetrična QPSK v pogledu načrtovanja naprave ni zastoj. QPSK potrebuje bolj kompliciran oddajnik. Na sprejemni strani QPSK zahteva ožje sito v regeneraciji nosilca, kar upočasnjuje začetno uklenitev sprejemnika na prispeli podatkovni paket QPSK. Hkrati je takšen sprejemnik bolj občutljiv na odstopanja frekvenc na obeh koncih zveze, oddajnika in sprejemnika.

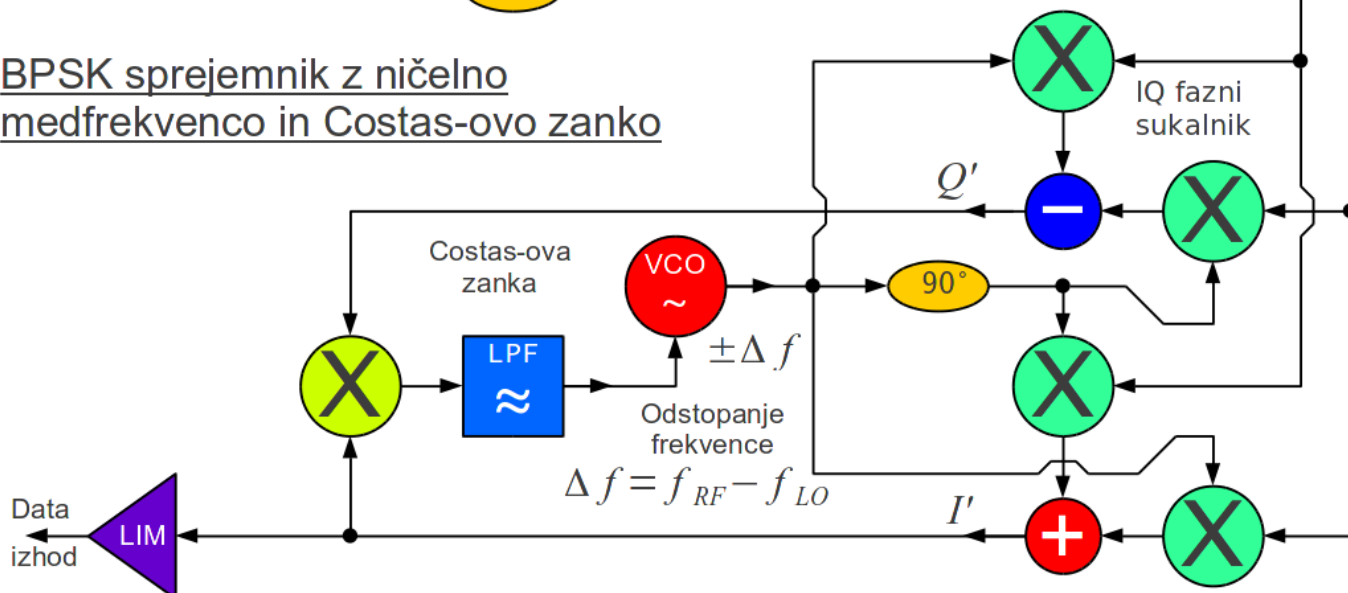
Sodobne profesionalne radijske postaje (WiFi, LTE) so že v osnovi načrtovane prilagodljive glede na razmere. V radijski zvezi z visokim slabljenjem uporabljajo preprosto BPSK z najmočnejšim vnaprejšnjim popraviljanjem napak FEC. Obratno, v radijski zvezi z nizkim slabljenjem in malo motnjami uporabljajo 64-QAM ali celo še višjo večnivojsko modulacijo s šibkim FEC za čim boljšo spektralno učinkovitost C/B .

V amaterskih razmerah na zvezi z nizkim slabljenjem ne računamo. Pač pa pričakujemo višje odstopanje frekvenc oscilatorjev v oddajniku in sprejemniku. Preprosta BPSK brez FEC ostaja zelo smotrna izbira. V paketnem omrežju napake popravljamo s samodejnim ponavljanjem pokvarjenih oziroma izgubljenih okvirjev ARQ (Automatic Repeat reQuest oziroma Automatic Repeat Query).

Moja BPSK radijska postaja z ničelno medfrekvenco iz leta 1996 je še danes dokaj sodobna. Profesionalci so medtem vgradili ZIF (Zero-IF) prav povsod: v WiFi naprave, v mobilne telefone vseh različnih sistemov in sprejemnike za zemeljsko številsko televizijo DVB-T. Osnovni načrt BPSK radijskega sprejemnika z ničeno medfrekvenco in Costas-ovo zanko ostaja po dobrih dveh desetletjih nespremenjen:



BPSK sprejemnik z ničelno medfrekvenco in Costas-ovo zanko



V sprejemniku z ničelno medfrekvenco (ZIF) je frekvenca lokalnega oscilatorja f_{LO} sicer podobna frekvenci zadušenega nosilca BPSK oddaje f_{RF} , vendar oscilatorja sprejemnika in oddajnika med sabo nista sinhronizirana. Signala I in Q sicer vsebujeta vso informacijo v osnovnem pasu, ampak signal še ni demoduliran!

Demodulirana signala I' in Q' proizvede šele kvadraturni fazni sukalnik, ki se vrti z natančno sinhroniziranim odstopanjem frekvenc $\Delta f = f_{RF} - f_{LO}$ v eno ali v drugo smer glede na predznak razlike. Glavna prednost ZIF so nezahtevna sita in odsotnost zrcalnih odzivov visokofrekvenčnega dela sprejemnika. Slaba lastnost ZIF je zahteva po linearnem ojačanju signalov I in Q v zelo širokem razponu frekvenc vse do enosmerne komponente navzdol.

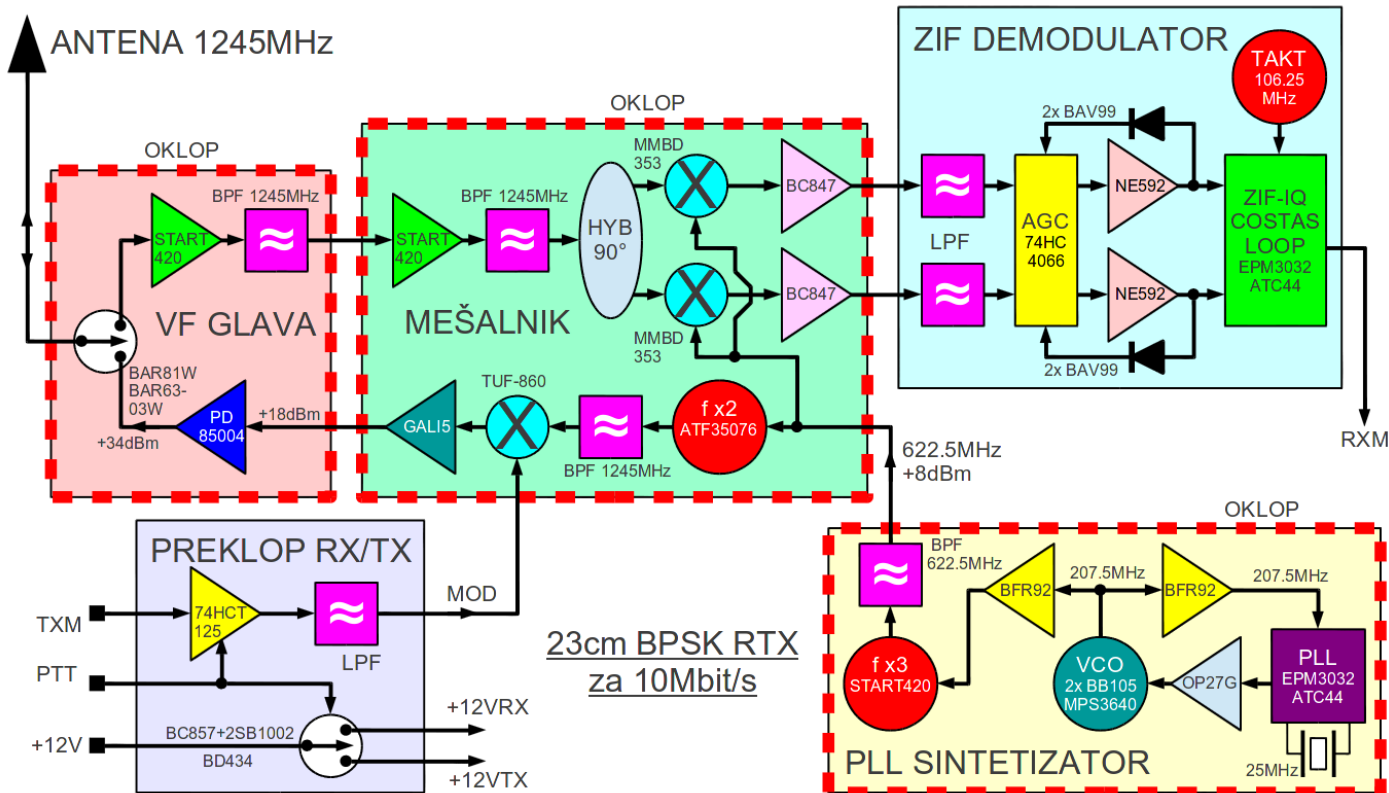
Ničelna medfrekvenca (ZIF) torej zahteva samodejno nastavljanje ojačanja AGC (Automatic Gain Control) v medfrekvenčnem delu kljub temu, da vhodni visokofrekvenčni BPSK nosi informacijo le v fazi in njegovo amplitudo smemo omejevati. Premočen vhodni signal lahko vodi ZIF sprejemnik v nasičenje, kar

pomeni dodatne napake pri prenosu podatkov. Resnična ničelna medfrekvenca ne more vsebovati enosmerno sklopljenih ojačevalnikov, kar pomeni dodatno popačenje signala in dodatno povečanje BER.

Postopki izogibanja vsem opisanim omejitvam ničelne medfrekvenca so dobro znani. Že AX.25 packet-radio vsebuje HDLC okvirje z vrivanjem ničel in diferencialnim kodiranjem. K9NG/G3RUH skrambler s polinomom $1 + X^{12} + X^{17}$ uspešno omejuje enosmerno komponento in izravna frekvenčni spekter podatkovnega signala, da se prebije skozi ničelno medfrekvenco skoraj nepoškodovan. Končno, na prvi pogled komplicirana Costas-ova zanka je že v BPSK radijski postaji iz leta 1996 izdelana s cenenimi logičnimi vezji. Danes z enim samim čipom programirljive logike.

2. Zasnova 23cm BPSK RTX za 10Mbit/s

Kako zasnovati BPSK radijsko postajo leta 2016, torej po dveh desetletjih zelo uspešne BPSK radijske postaje z ničelno medfrekvenco iz leta 1996, namenjene širšim množicam uporabnikov packet-radio omrežja? 10Mbit/s BPSK zveze omrežja NBP s transverterji v frekvenčnih področjih 13cm in 9cm sicer delujejo brezhibno, se je pa v praksi takšna rešitev izkazala komplicirana in draga za izdelavo. Za frekvenčni pas 23cm je danes smiselno izdelati ZIF BPSK radijsko postajo tudi za 10Mbit/s:



Novejši gradniki omogočajo nekaj poenostavitev. Kljub temu, da profesionalne naprave danes skoraj vse uporabljajo ničelno medfrekvenco (ZIF), je primernih izdelkov na tržišču bolj malo. Čipovje za telefone in DVB-T sprejemnike je preveč integrirano, da bi iz njega lahko izluščili naloge BPSK radijske postaje. Čipovje za bazne postaje mobilne telefonije je energetsko zelo potratno. Čipovje za satelitske

TV sprejemnik je žal hitro zastarelo in posledično nedobavljivo. Čipovje za WiFi naprave žal ne pokriva frekvenčnega pasu v okolici 23cm.

Amatersko omrežje NBP ima še nekaj omejitev, ki niso samoumevne. Vozliča so pogosto na težko dostopnih točkah, ki niso samo planinski vrhovi. V BPSK radijsko postajo je marsikje treba vgraditi nekoliko starejšo, ampak zanesljivejšo tehniko. Na primer, kako daljinsko sprožiti RESET naprav na težko dostopni točki, če se je ob udaru strele zataknil programirljivi gradnik, PLL čip v sprejemniku telekomande? V RTX omrežja NBP je zato še danes nezaželen mikroprocesor.

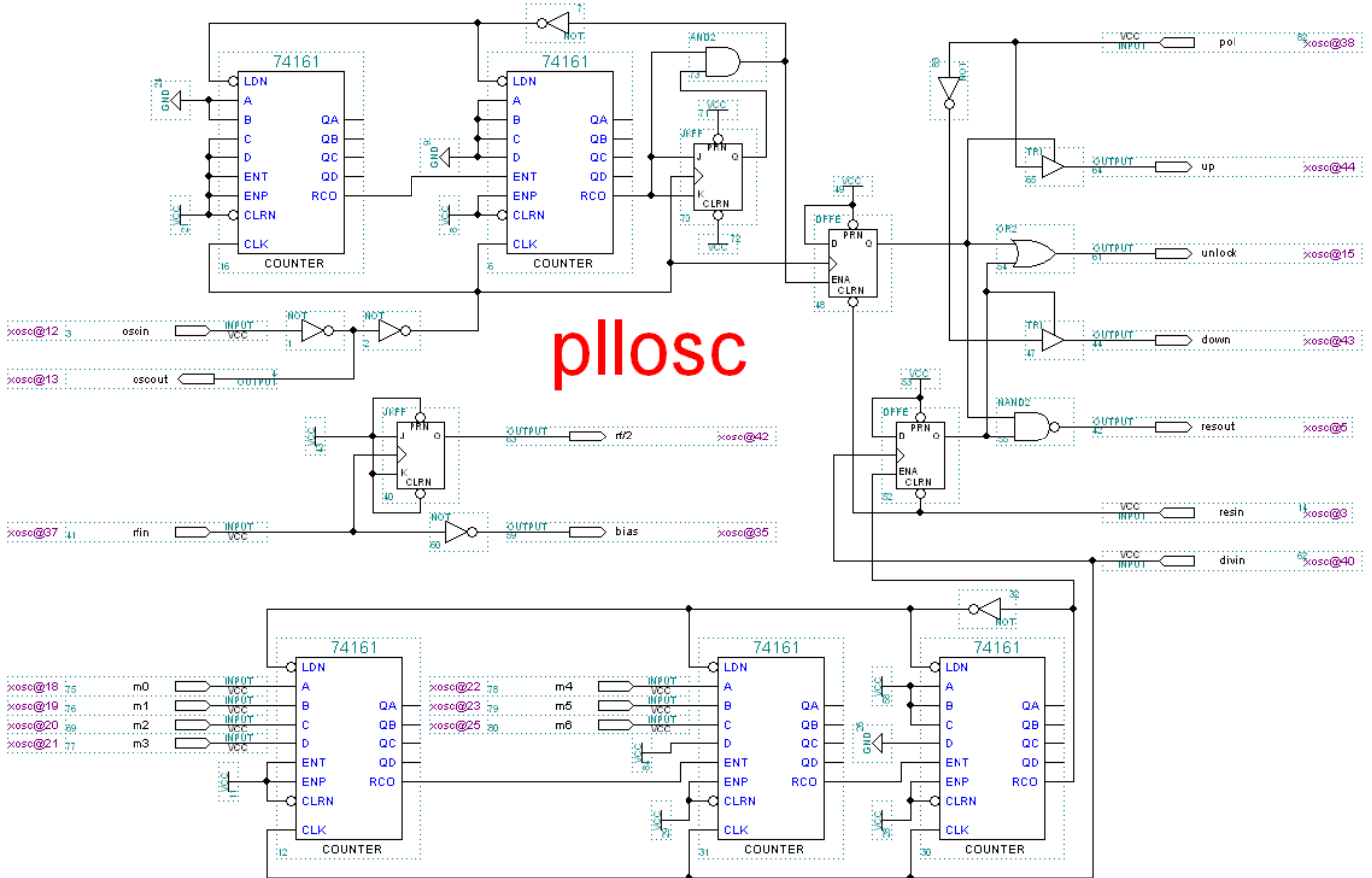
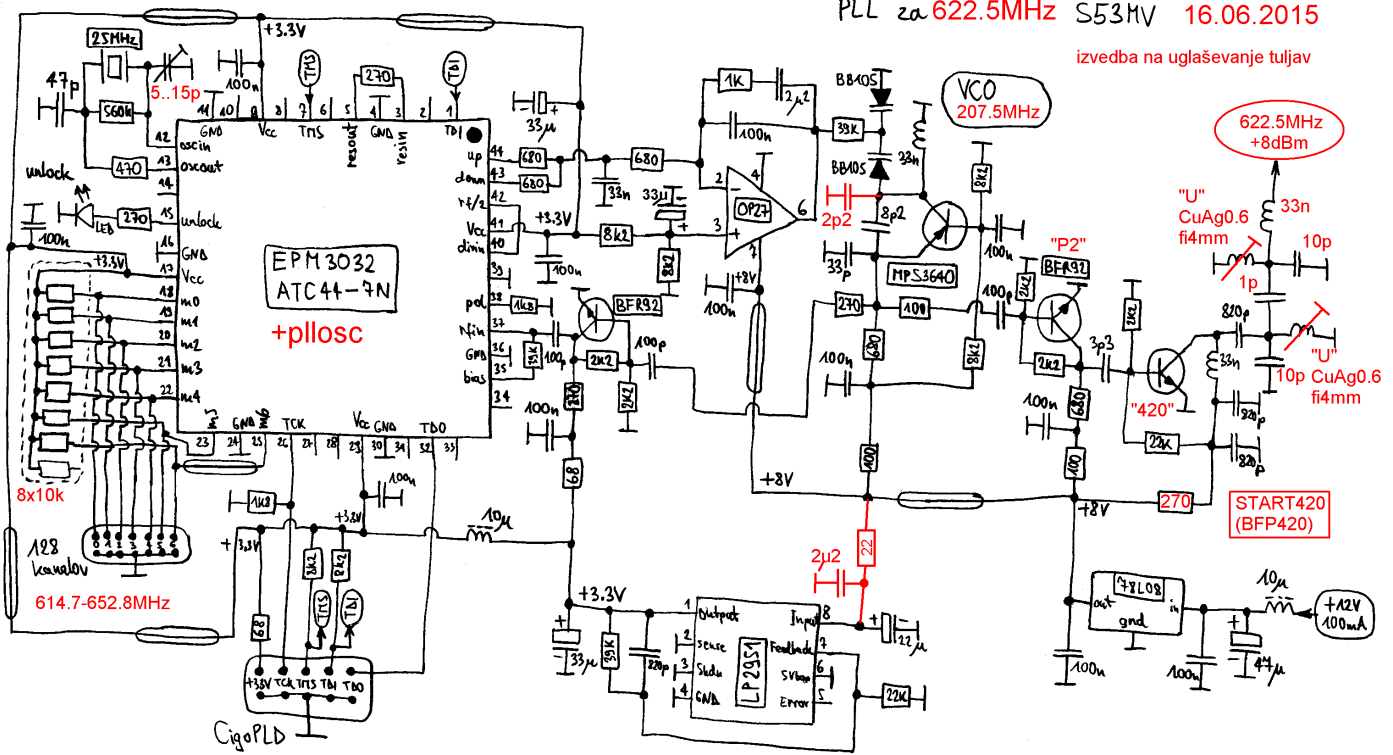
Od programirljivih delov ne pridejo v poštev niti katerikoli FPGA ali pa CPLD. Ti gradniki pogosto ob priklopu napajanja prepisujejo svojo konfiguracijo iz trajnega zunanega pomnilnika FLASH v hitrejši notranji RAM. Če se vsebina RAM iz kakršnegakoli razloga pokvari oziroma se prepis vsebine ne izvede pravilno, celotno vezje ne deluje več. Dobro znan primer so vezja EPROM, ko so zanesljivo NMOS družino 27xxx zamenjali nezanesljivi CMOS gradniki 27Cxxx. Kjer zahtevamo visoko zanesljivost, pridejo v poštev samo starejši gradniki s povsem statično notranjo zasnovano, žal počasnejšim delovanjem in večjo porabo energije, na primer družina Altera EPM30xx.

23cm BPSK RTX za 10Mbit/s je sicer zasnovan podobno kot 70cm BPSK radijske postaje za 1.2288Mbit/s oziroma 10Mbit/s medfrekvenca za transverter. V frekvenčnem pasu 1245MHz je vsaj v sprejemni verigi še vedno upravičena uporaba harmonskih mešalnikov, ki potrebujejo lokalni oscilator na polovični frekvenci 622.5MHz. Skoraj pol stoletja stari ojačevalniki NE592 (TL592) v verigi ZIF žal nimajo sodobnejše zamenjave.

Pač pa uporablja oddajna veriga sodobnejše polprevodnike. Izhodni LDMOS tranzistor PD85004 daje pri izhodni moči 2.5W kar 16dB ojačanja. Povrhu delujejo LDMOS tranzistorji pri višjih napetostih. PD85004 pri napajanju 12V omogoča 4dB višjo izhodno moč od starega CLY5 (1W) v prvotni BPSK radijski postaji iz leta 1996. Slednji je GaAsFET z napajanjem 5V, kar pri uporabi enostavnih napajalnikov pomeni isto porabo na vodilu 12V kot novejši LDMOS.

3. PLL sintetizator za 622.5MHz

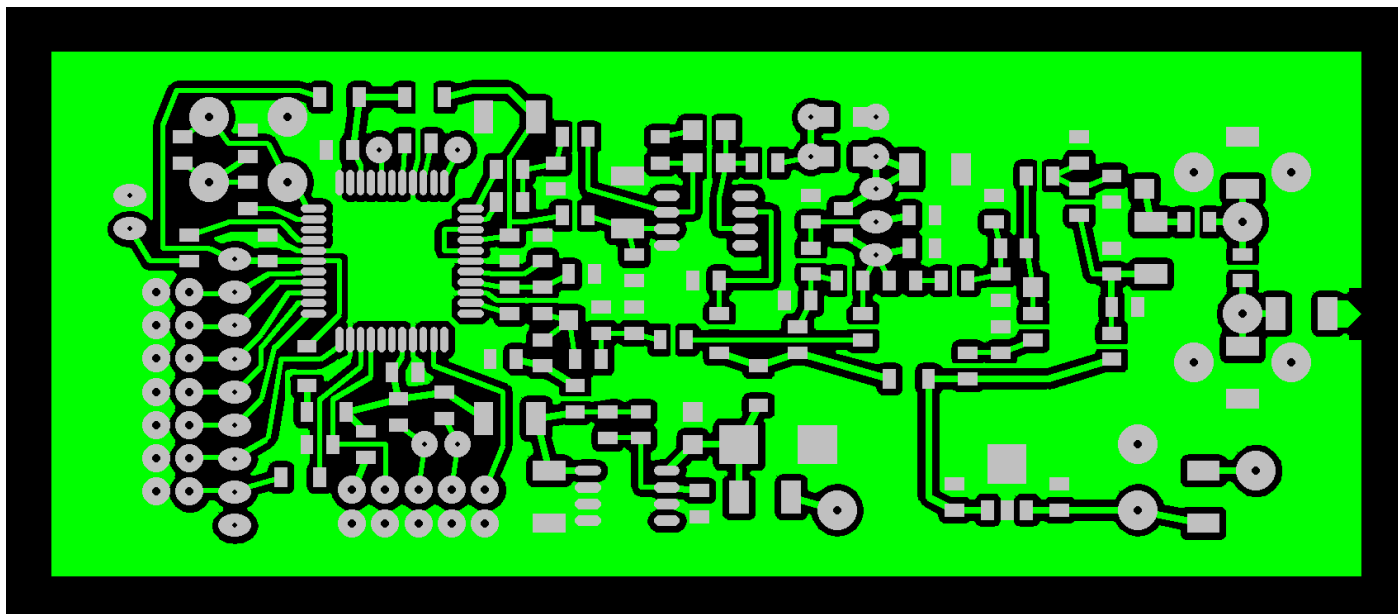
PLL sintetizator je zasnovan okoli preverjenega vezja s CPLD Altera EPM3032ATC44. V slednjem lahko programiramo preprost flip-flop za delovanje do 220MHz, bolj komplicirane programirljive delilnike pa do polovice te frekvence. PLL zato vsebuje VCO na 207.5MHz, kar se najprej deli z 2 in nato s programirljivim delilnikom. Primerjalna frekvenca črpalke nabojev je 50kHz, kar pomeni frekvenčne korake po 100kHz v frekvenčnem pasu okoli 207.5MHz:



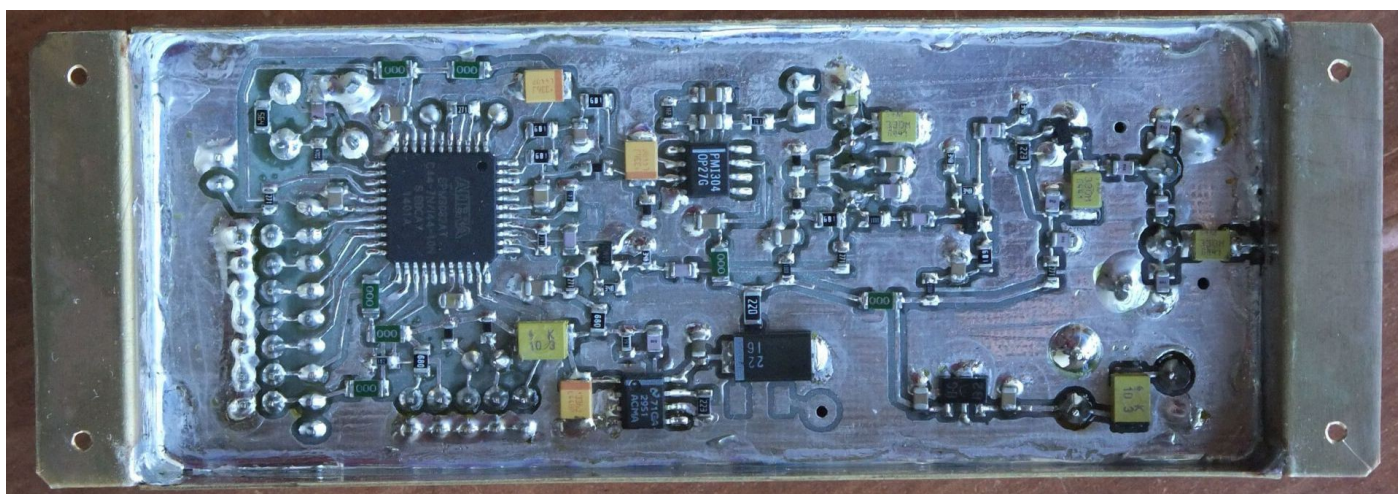
Frekvenca VCOja se potroji s tranzistorjem START420 (ponaredek uspešnice BFP420), kar pomeni korake 300kHz v frekvenčnem pasu okoli 622.5MHz. Sedi še podvajanje frekvence v harmonskih mešalnikih sprejemnika oziroma v podvajalniku oddajnika do končne frekvence okoli 1245MHz. Programiranje števca PLL z mostički sicer omogoča pokrivanje celotnega radioamaterskega pasu od 1240MHz do 1300MHz s korakom 600kHz.

PLL sintetizator je izdelan na enostranskem tiskanem vezju z izmerami 100mm X 40mm. Tiskano vezje je sicer večkrat prirejena in popravljena inačica izvornega

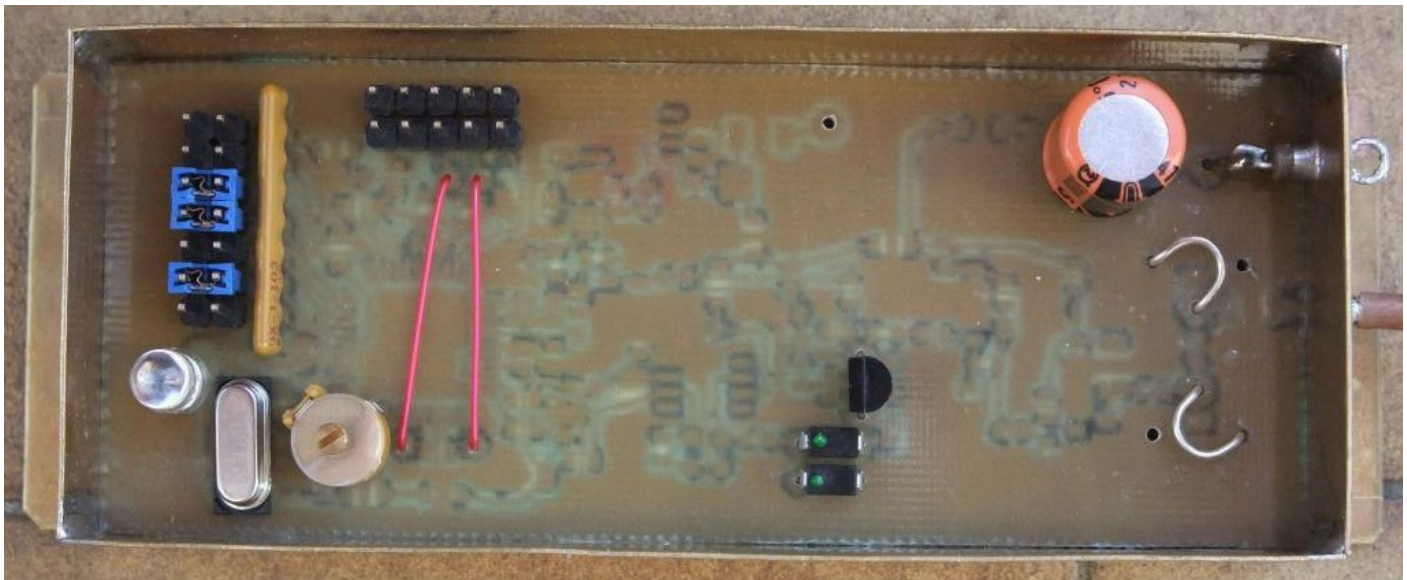
vezja 70cm BPSK radijske postaje za 1.2288Mbit/s:



Tiskano vezje PLL sintetizatorja je vgrajeno v okvir iz medeninaste pločevine debeline 0.5mm. Večina gradnikov je SMD vgrajenih na spodnjo stran tiskanine:



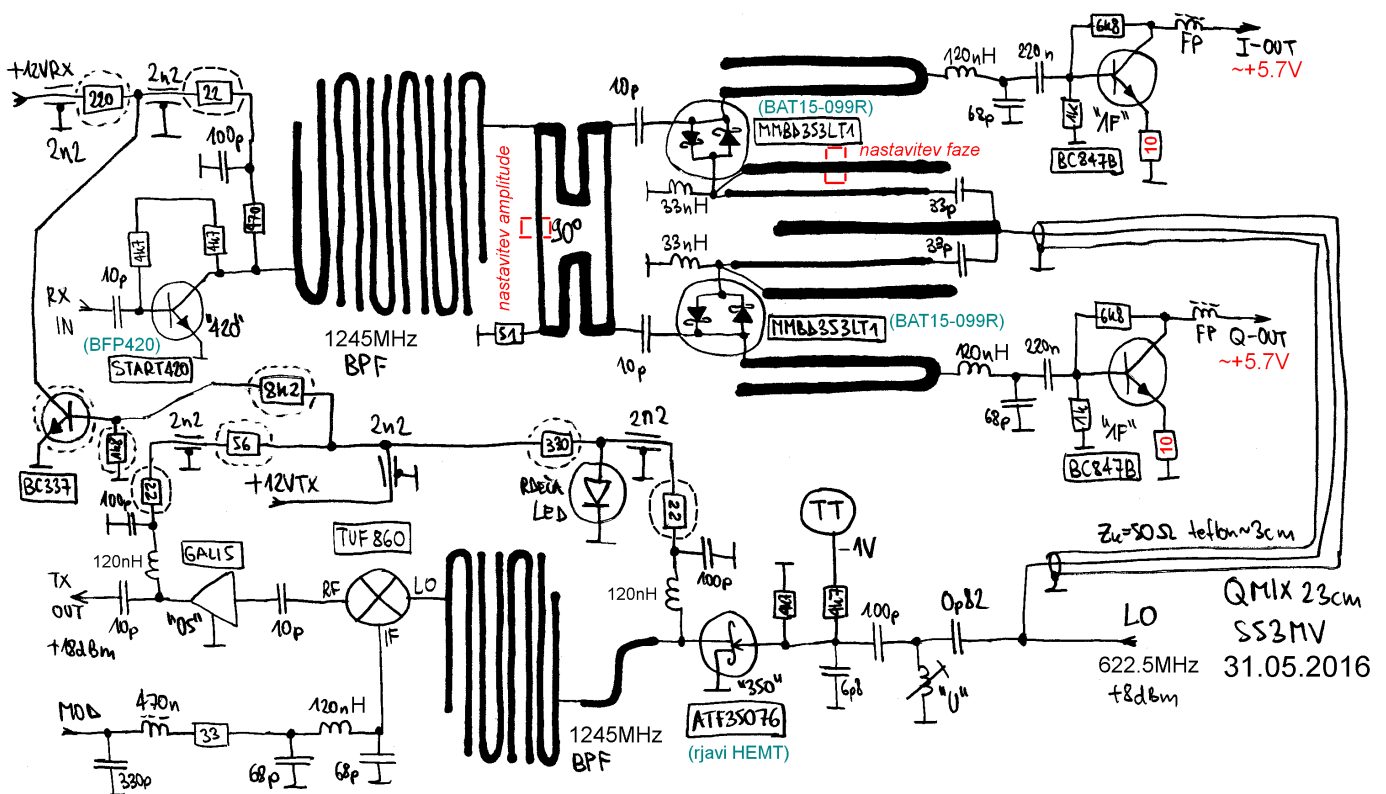
Le redki gradniki: svetleča dioda, referenčni kristal 25MHz, trimer za točno frekvenco, mostički za izbiro kanala, uporovna letvica 8 x 10k Ω , priključek za programiranje EPM3032ATC44, varikap diodi BB105, tranzistor MPS3640 (PNP VF $f_T \approx 1\text{GHz}$), elektrolitski kondenzator in tuljavi izhodnega sita so vgrajeni skozi izvrtine na gornji strani tiskanine:



Obe tuljavi "U" izhodnega sita se uglašujeta z zvijanjem proti ravnini mase tiskanine, kar znižuje induktivnost. Napajanje pride preko kondenzatorja skoznika 2.2nF, izhod 622.5MHz pa gre po 50Ω teflonskem koaksialnem kabelčku RG188 ali podobnem do kvadraturnega mešalnika. Na medeninasti okvir sta zgoraj in spodaj natakljena pokrova iz 0.2mm debele bakrene pločevine.

4. Kvadraturni mešalnik za 1245MHz

ZIF sprejemnik potrebuje kvadraturni mešalnik. Slednji je izveden zelo podobno kot v prvotni ZIF radijski postaji iz leta 1996 kot harmonski mešalnik z "antiparalelnimi" Schottky diodami. Spremenjen je le delilnik lokalnega oscilatorja na polovični frekvenci 622.5MHz, da privarčuje nekaj prostora na mikrotrakstem tiskanem vezju. Mešalne diode so dvojne MMBD353 "medium-barrier" oziroma četvorčki BAT15-099R (dvakrat po dve "low-barrier"diodi zaporedno):

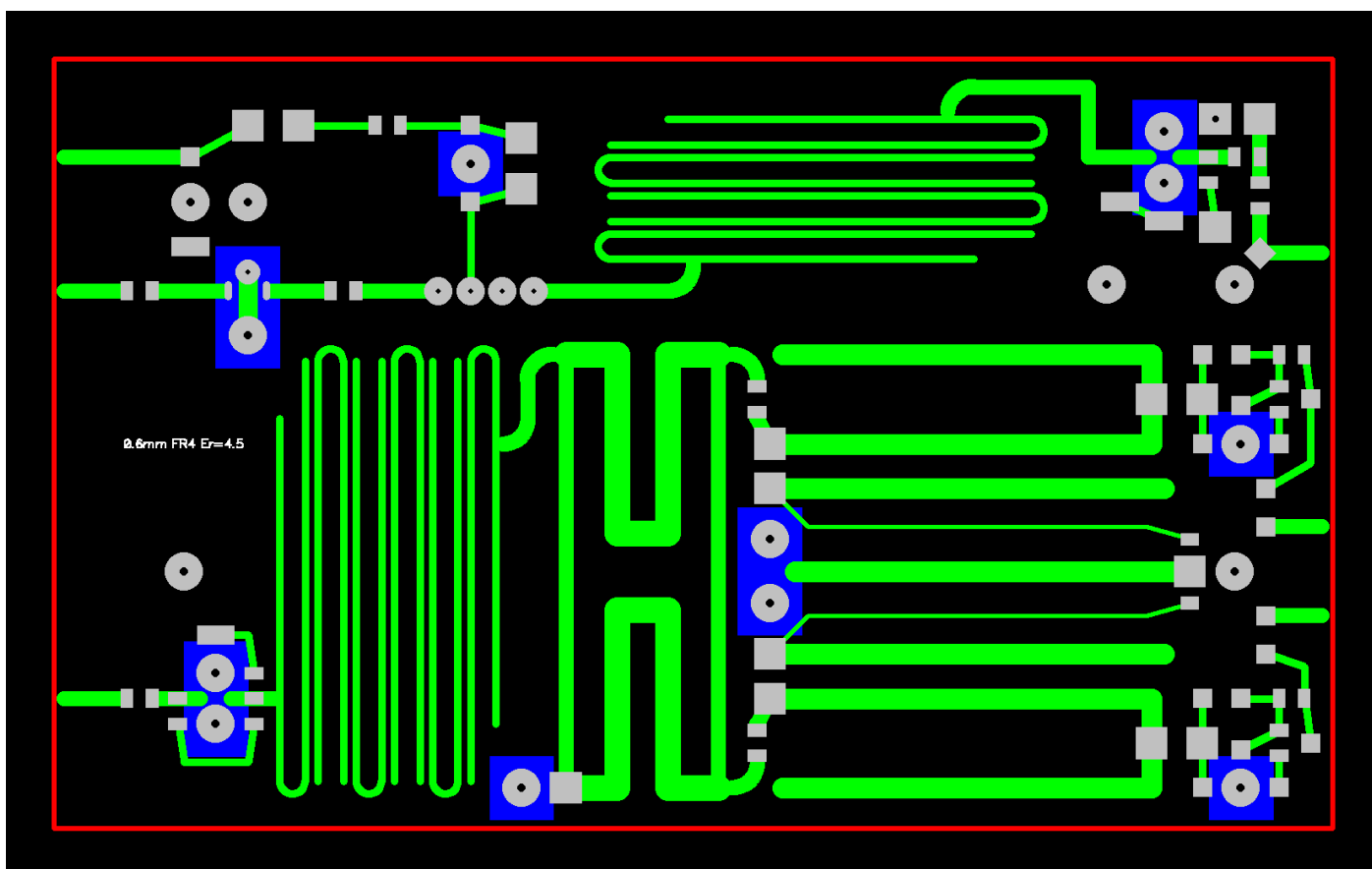


Pasovno sito za 1245MHz je izdelano s polvalovnimi rezonatorji, da ne potrebuje "via" povezav na maso. Pasovno sito je širine več kot $\Delta f > 200\text{MHz}$, da ne potrebuje ugaševanja za delovanje v celotnem radioamaterskem pasu 23cm. Sprejemna veriga vsebuje še visokofrekvenčni ojačevalnik s tranzistorjem START420 (BFP420) in dva medfrekvenčna ojačevalnika s tranzistorjema BC847B.

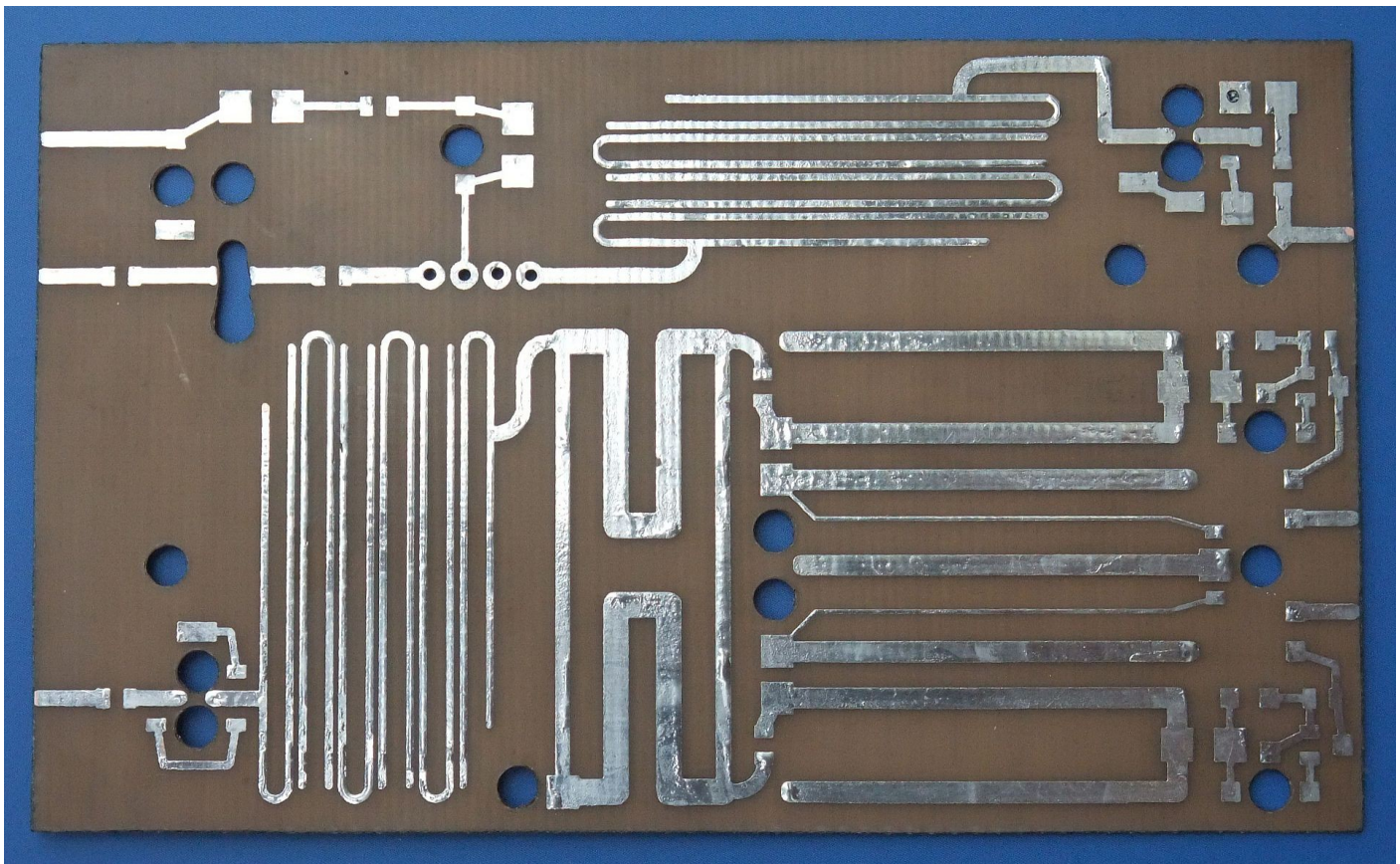
Oddajna veja vsebuje podvajalnik frekvence na 1245MHz s tranzistorjem ATF35076 (lahko je katerikoli HEMT iz starega sprejemnika za satelitsko TV). Izhodna moč podvojevalnika je v razredu +5dBm (3mW). Testna točka "TT" je namenjena ugaševanju tuljave vhodnega sita za 622.5MHz: okoli -1.2V na sprejemu in okoli -1V na oddaji.

BPSK modulator je dvojno-uravnoveženi mešalnik TUF860 z venčkom Schottky diod. Sledi ojačevalnik GALI5, ki dvigne jakost izhodnega signala na 65mW (+18dBm). Podvajalnik in ojačevalnik sta oba vključena le na oddaji. Tranzistor BC337 pohitri preklop iz sprejema na oddajo tako, da izprazni kondenzatorje na vodu +12VRX.

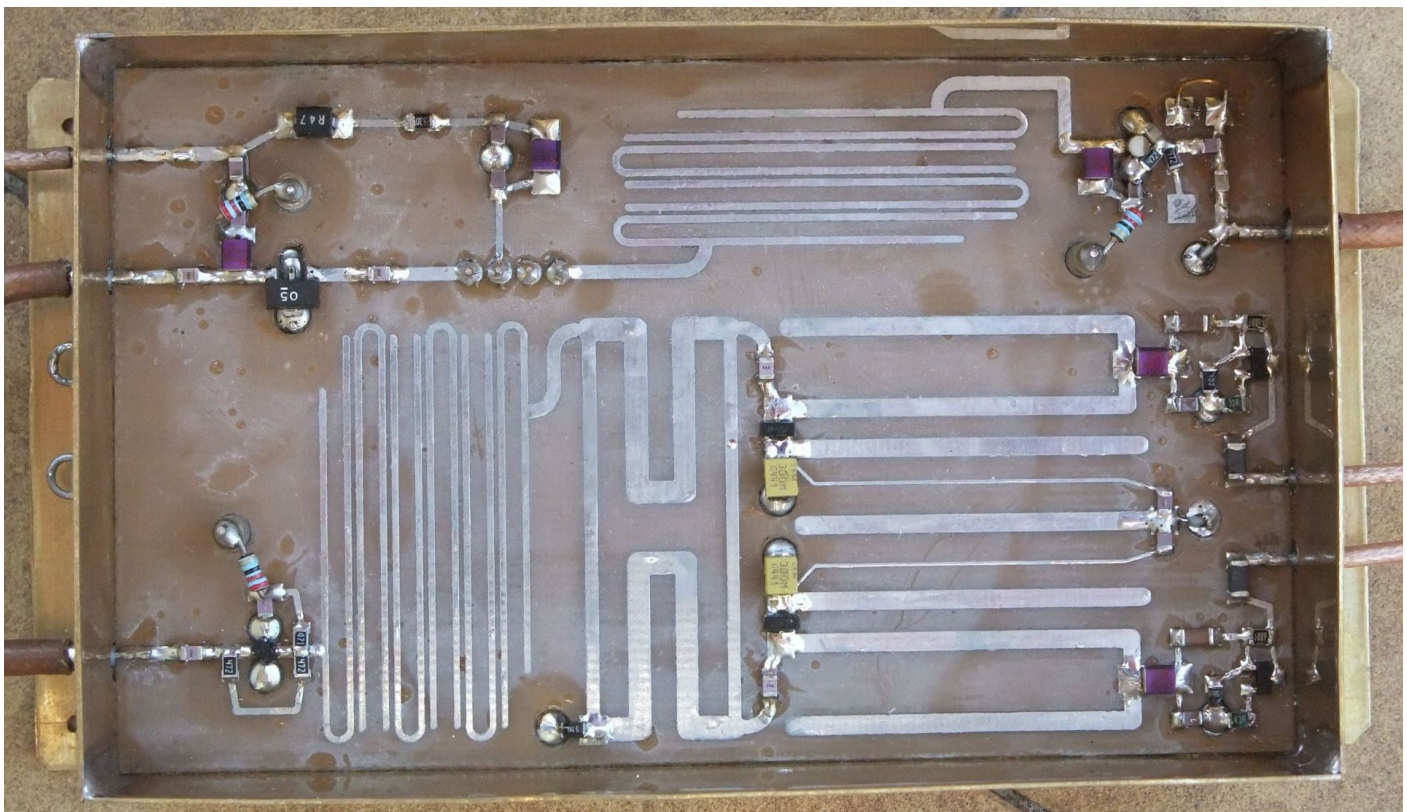
Mikrotrakasto tiskano vezje ima izmere 100mm X 60mm in je izjedkano na dvostranskem vitroplastu debeline 0.6mm, bolj točno 17.5 μm bakra na eni strani, 550 μm sredice iz vitroplasta in 17.5 μm bakra na drugi strani:



Druga stran tiskanega vezja ni jedkana, da deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. V ravnini mase je treba previdno povrtati izvrtine za tri signalne priključke mešalnika TUF860, da se priključne žice ne dotaknejo mase. Ostale izvrtine so večinoma premera 3mm. Pod vezjem GALI5 je treba previdno izrezkati podolgovato odprtino:

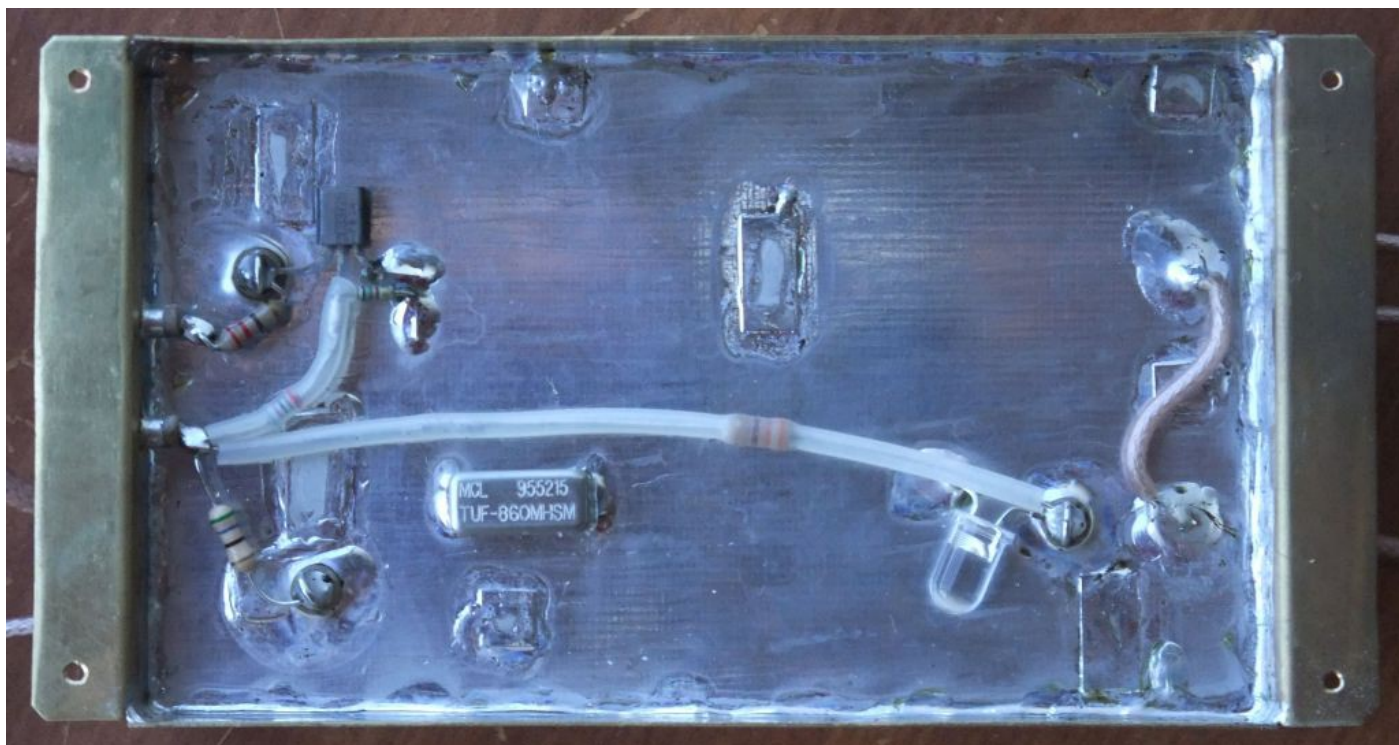


Tiskano vezje kvadratnega mešalnika je vgrajeno v okvir iz medeninaste pločevine debeline 0.5mm. Večina gradnikov je SMD in so vgrajeni na gornji strani na mikrotrakaste vode:



Spodnja stran tiskanine je ravnina mase. Na spodnji strani so vgrajeni gradniki napajanja med kondenzatorje skoznike 2.2nF vključno z rdečo LED, ki deluje kot stabilizator napajanja za podvajalnik frekvence. Mostiček tankega teflonskega kabelčka pripelje lokalni oscilator do sprejemnih mešalnikov. Na spodnji strani tiskanine je vgrajen tudi modulator TUF860, njegovo ohišje je zaspajkano na obeh

koncih na maso. Povezave SMD gradnikov na maso so preko izvrtin premera 3mm oziroma utora pod GALI5, ki so vsi zapolnjeni s spajko in pokriti s pospajkano bakreno folijo debeline 0.1mm na strani mase:



Kvadratni mešalnik potrebuje le gornji pokrov iz bakrene pločevine debeline 0.2mm, saj ravnina mase mikrotrakastega vezja deluje kot spodnji pokrov. Izmere ohišja so dovolj majhne, da nimajo škodljivih rezonanc v frekvenčnem pasu 23cm in mikrovalovni absorber ni potreben.

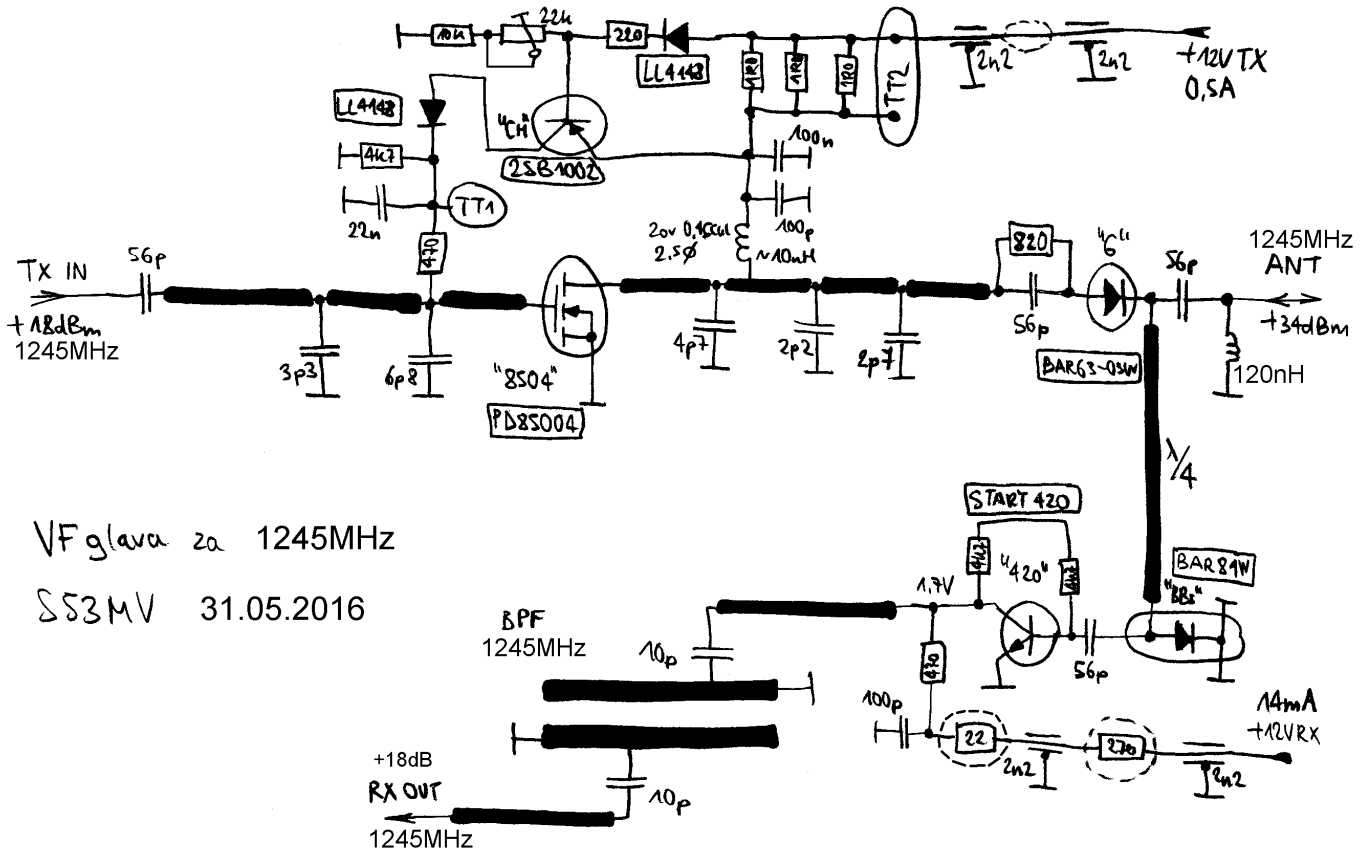
5. Visokofrekvenčna glava za 1245MHz

V prvih treh prototipih 23cm BPSK RTX za 23cm sem uporabil kar visokofrekvenčno glavo iz prvotne BPSK radijske postaje iz leta 1996 s tranzistorjem CLY5 v oddajniku ter PIN diodama BAR63-03W in BAR81 v antenskem preklopniku. Le v sprejemnem ojačevalniku sem vgradil sodobnejši tranzistor START420 (BFP420). S spodobnim krmiljenjem daje CLY5 obilen 1W izhodne moči v novi radijski postaji. Prvotne BPSK radijske postaje so redko presegle 800mW zaradi nezadostnega krmiljenja izhodne stopnje.

Proizvajalci polprevodnikov počasi umikajo GaAs in skušajo narediti enakovredne ali celo boljše gradnike iz silicija. Tranzistorji iz silicija sicer delujejo pri višjih napetostih napajanja od GaAs. Slednje je v opisani radijski postaji celo ugodno, saj dobimo primerne gradnike za napajalno napetost +12V.

Oddajniški tranzistorji iz silicija so danes večinoma izdelani v tehnologiji LDMOS. Tehnologija LDMOS omogoča, da je izvor poljskega tranzistorja, to je skupna elektroda ojačevalnika, povezana na čip tranzistorja. Nizka induktivnost skupne elektrode omogoča visoko ojačanje ter vgradnjo čipa v ceneno plastično ohišje brez drage in strupene BeO keramike. Sodobna fotolitografija visoke ločljivosti omogoča delovanje LDMOS tranzistorjev v mikrovalovnem frekvenčnem področju.

V poskusih se je odlično obnesel LDMOS tranzistor PD85004. Kljub drobnemu plastičnemu ohišju SOT-89 je PD85004 načrtovan za izhodno moč 4W v frekvenčnem pasu 900MHz. V frekvenčnem pasu 23cm se obnaša še čisto spodobno in daje tudi več kot 3W izhodne moči pri ojačanju več kot 15dB. Z upoštevanjem izgub v antenskem preklopniku to pomeni 2.5W na antenskem priključku radijske postaje:



VF glava za 1245MHz

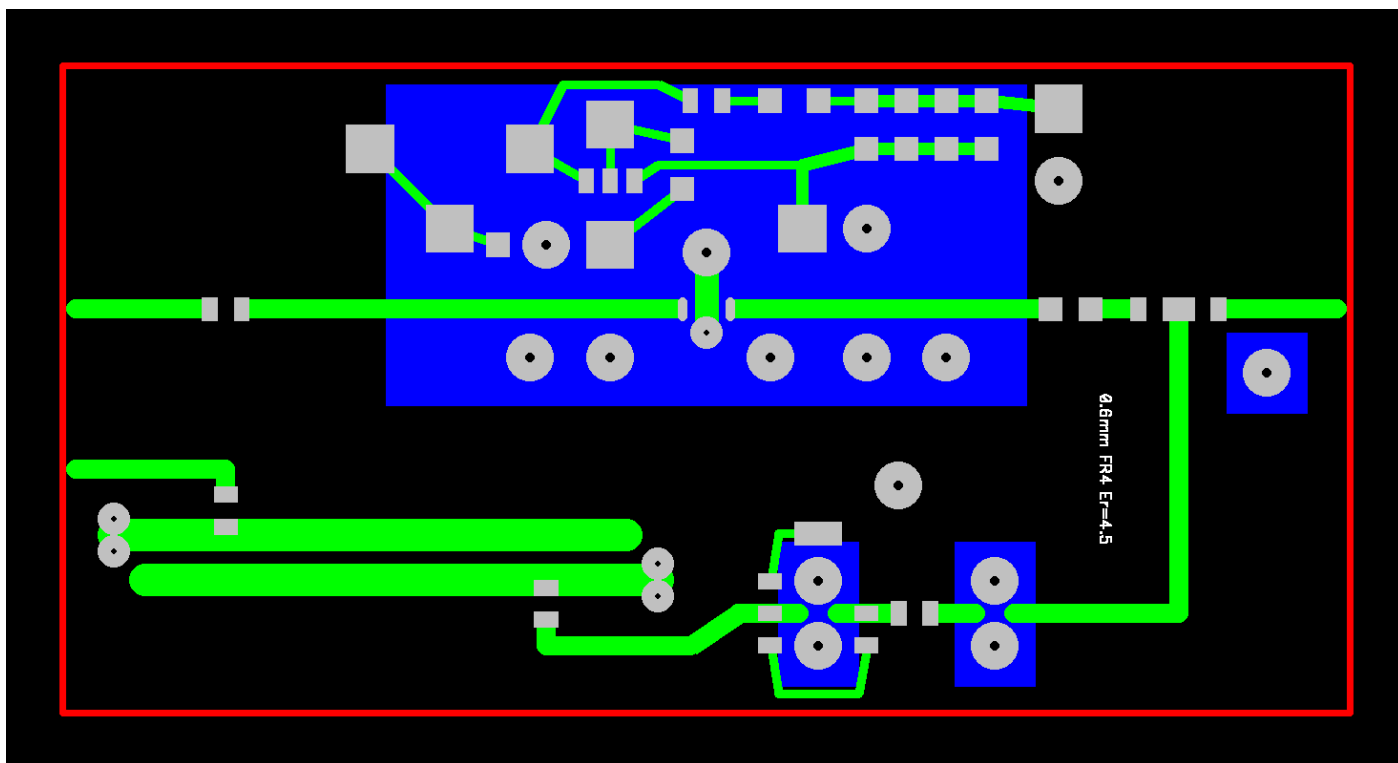
SS3MV 31.05.2016

Tranzistor PD85004 je N-kanalni MOSFET z induciranim kanalom. Delovno točko izhodne stopnje nastavi vezje s PNP tranzistorjem v razred "A" s pozitivno prednapetostjo na vratih. Nazivna poraba izhodne stopnje je 500mA, kar ustreza padcu napetosti 167mV na testni točki "TT2". Enosmerno prednapetost okoli $U_{BIAS} \approx +4V$ sicer lahko pomerimo na testni točki "TT1". napetost na "TT1" mora upasti za najmanj $\Delta U_{BIAS} \geq 0.5V$, ko izhodni stopnji pripeljemo nazivno radio-frekvenčno krmiljenje.

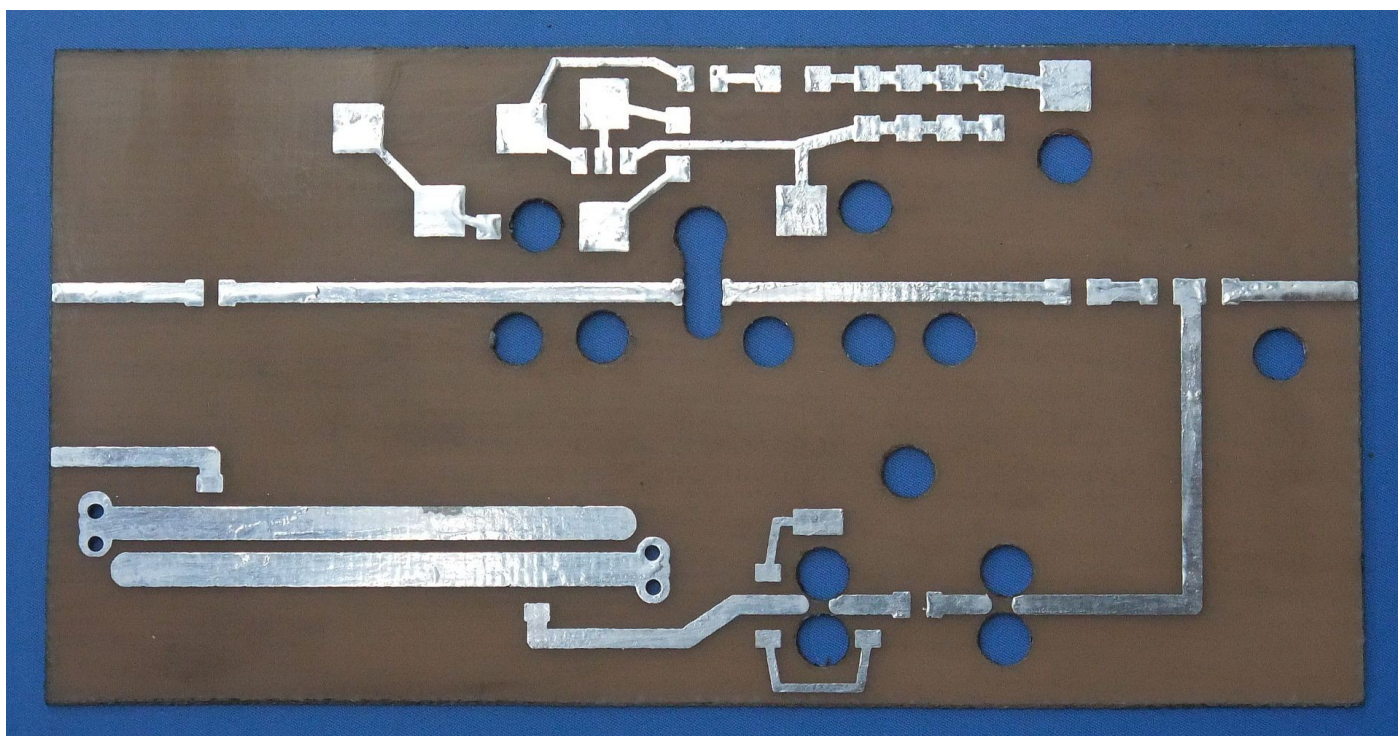
Razred "A" in stalna regulacija toka skozi izhodno stopnjo omogočajo varno delovanje tranzistorja PD85004 v vseh razmerah. Hkrati razred "A" omogoča kar 16dB ojačanja izhodne stopnje. Visoka in stalna poraba izhodne stopnje hkrati pohitri prekop iz oddaje na sprejem tako, da izprazni kondenzatorje na vodu +12V TX.

Antenski preklopnik je izveden z zaporedno PIN diodo BAR63-03W in vzporedno PIN diodo BAR81W. Razlika med tema dvema diodama je predvsem v vrsti ohišja in povezavi priključkov. Sprejemni ojačevalnik vsebuje tranzistor START420 (BFP420). Sledi pasovno sito za 1245MHz z dvema četrtvalovnimi rezonatorjema. Vključno z izgubami antenskega preklopnika in pasovnega sita znaša ojačanje na sprejemu okoli 18dB.

Mikrotrakasto tiskano vezje ima enake izmere kot visokofrekvenčna glava stare BPSK radijske postaje izpred dveh desetletij: 80mm X 40mm, da sta enoti preprosto izmenljivi med sabo. Tanjši vitroplast debeline 0.6mm, bolj točno 17.5 μ m bakra na eni strani, 550 μ m sredice iz vitroplasta in 17.5 μ m bakra na drugi strani, omogoča preprostejšo vgradnjo in boljšo ozemljitev vseh gradnikov:

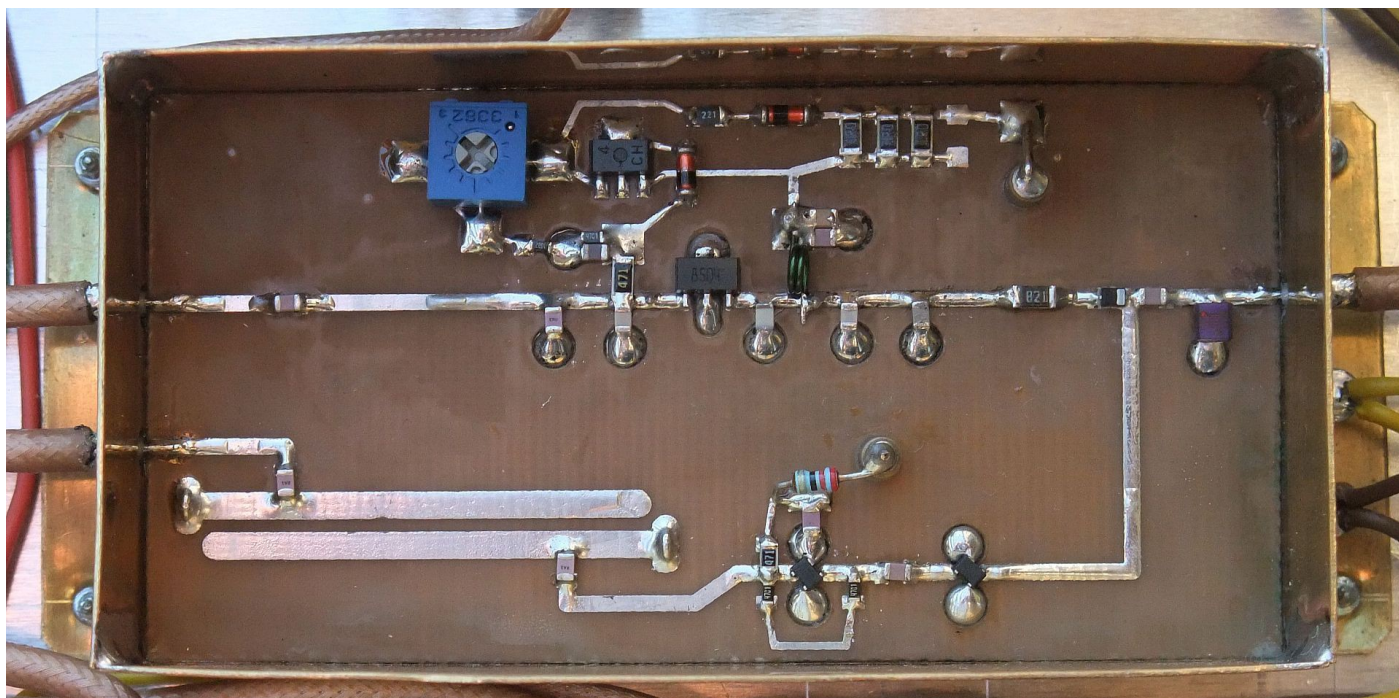


Druga stran tiskanega vezja ni jedkana, da deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Četrtovalovna rezonatorja sta ozemljena preko dveh "via" lukenj vsak z žico CuAg 0.6mm. Ostale izvrtine so večinoma premera 3mm. Pod izhodnim tranzistorjem PD85004 je treba previdno izrezkati podolgovato odprtino za pravilno ozemljitev in odvajanje toplote:

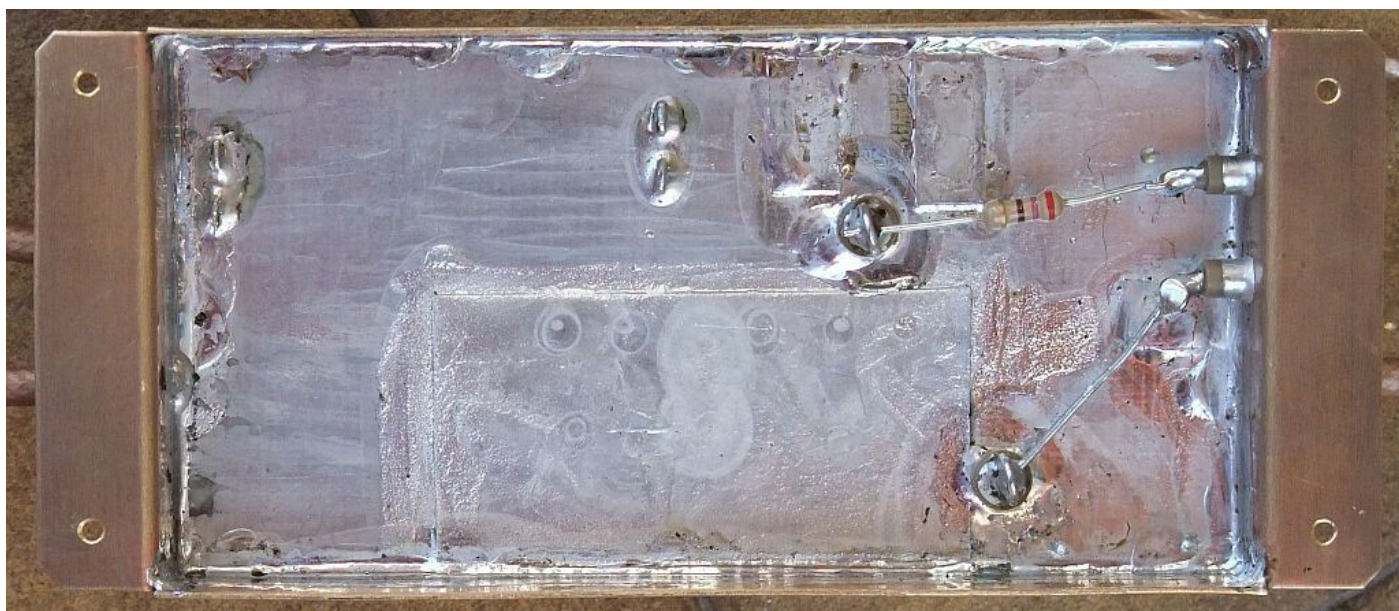


Tiskano vezje visokofrekvenčne glave je vgrajeno v okvir iz medeninaste

pločevine debeline 0.5mm. Večina gradnikov je SMD in so vgrajeni na gornji strani na mikrotrakaste vode. Upor 820 Ω velikosti 1206 za vklop PIN diod je pricinjjen kar nad kondenzator 56pF velikosti 0805:



Spodnja stran tiskanine je ravnina mase. Na spodnji strani je vgrajen upor 270 Ω med kondenzatorja skoznika 2.2nF. Povezave SMD gradnikov na maso so preko izvrtin premera 3mm oziroma utora pod PD85004. Slednji zahteva izdatno hlajenje. Na strani mase tiskanega vezja je zato prispajkan kos pospajkane bakrene pločevine debeline 0.2mm z izmerami 40mm X 20mm, ki razširja toploto, proizvedeno v tranzistorju PD85004:



Spajkanje gradnikov visokofrekvenčne glave je najzahtevnejše opravilo pri izdelavi opisane radijske postaje. Spajkanje izhodnega tranzistorja PD85004 zahteva kar nekaj spretnosti, saj je treba s spajko zapolniti celoten utor pod ohišjem SOT-89 za odlično ozemljitev skupne elektrode in dobro odvajanje toplote, hkrati pa bakrena pločevina 0.2mm odvaja tudi toploto spajkalnika. Potrebujemo torej spajkalnik primerne moči s primerno široko konico za zadovoljiv prenos toplote.

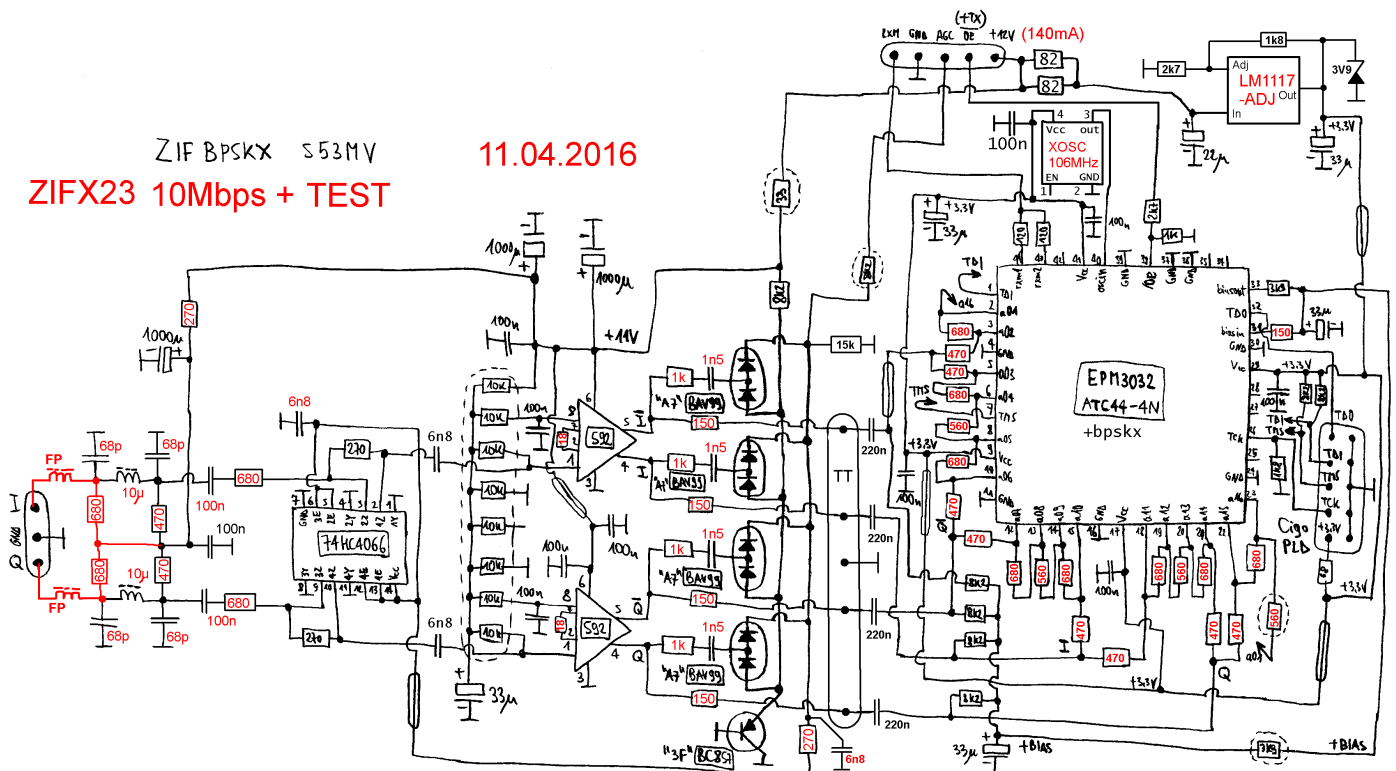
Ker se izhodna stopnja oddajnika ne uglašuje, je treba paziti na natančen položaj vseh SMD kondenzatorjev malih vrednosti: 3.3pF, 6.8pF, 4.7pF, 2.2pF in 2.7pF, vsi velikosti 0805. Napaka 0.5mm že ni več sprejemljiva, ker sta vhodna in izhodna impedanca PD85004 dosti nižji od 50Ω! Uglasitev izhodne stopnje lahko preverimo z dodajanjem listkov iz pospajkane bakrene folije debeline 0.1mm oziroma malih SMD kondenzatorjev 1pF vzporedno k obstoječim kondenzatorjem.

Visokofrekvenčna glava potrebuje le gornji pokrov iz bakrene pločevine debeline 0.2mm, saj ravnina mase mikrotrakastega vezja deluje kot spodnji pokrov. Izmere ohišja so dovolj majhne, da nimajo škodljivih rezonanc v frekvenčnem pasu 23cm in mikrovalovni absorber ni potreben.

6. ZIF demodulator za 10Mbit/s

Veriga ničelne medfrekvence je načrtovana na osnovi podobnih medfrekvenčnih verig postaj za frekvenčni pas 400MHz. Ojačevalnika sta še vedno dobra stara NE592 oziroma TL592. AGC je izveden z nastavljivo upornostjo kanala MOS tranzistorjev v vezju 74HC4066. Costas-ova zanka vsebuje fazni sukalnik z vrtečim preklopnikom znotraj CPLD Altera EPM3032ATC44.

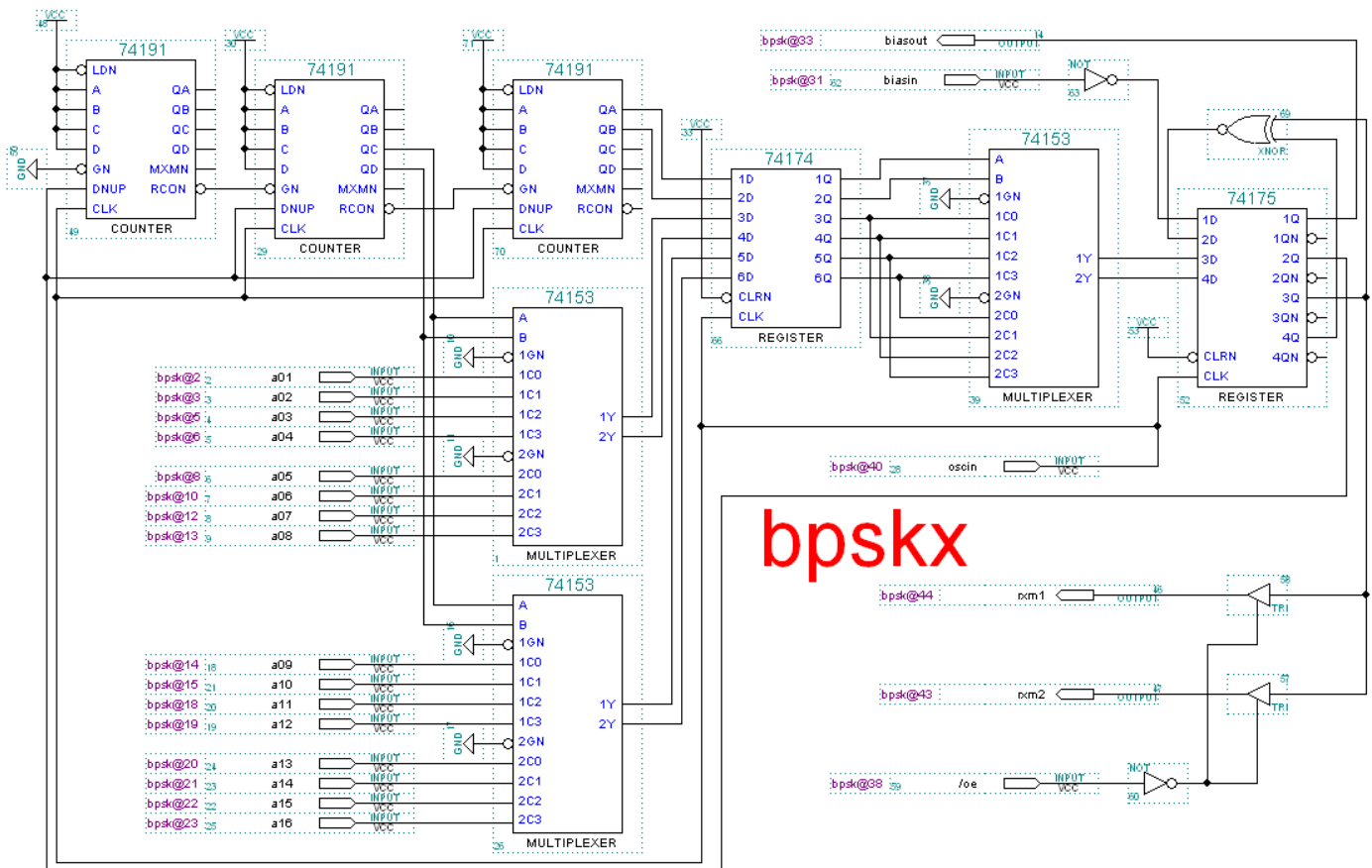
Inačica v 23cm BPSK RTX za 10Mbit/s vsebuje kar nekaj manjših popravkov, ki so nastali na osnovi izkušenj s predhodniki. Ojačanje NE592 oziroma TL592 je nekoliko zvišano z uporoma 18Ω med nogicama 2 in 7. Razlog so majhne medsebojne razlike vhodov Altera EPM3032ATC44 (odvisno od primerka!), ki niso bili načrtovani za delovanje v linearnem režimu:



Na vseh štirih izhodih medfrekvenčne verige so dodane testne točke "TT" za priklop osciloskopa. Slednje olajšujejo preverjanje delovanja različnih nalog sprejemnika. Predvsem je treba preveriti dve stvari: (1) pravilno delovanje

samodejne nastavitve ojačanja (AGC) z vezjem 74HC4066, ki ni bilo načrtovano za to nalogo ter (2) pravilno kvadraturo, to je enakost ojačanja in točen fazni zamik obeh ojačevalnih verig I in Q.

Costas-ova zanka znotraj CPLD Altera EPM3032ATC44 vsebuje DPLL z modulom 1024. Pri frekvenci ure 106.25MHz to pomeni teoretsko pasovno širino zanke $\Delta f = \pm 103.76\text{kHz}$, kar je smiselna izbira za 10Mbit/s BPSK. V praksi je največja dopustna razlika frekvenc oddajnika in sprejemnika seveda nekoliko nižja:

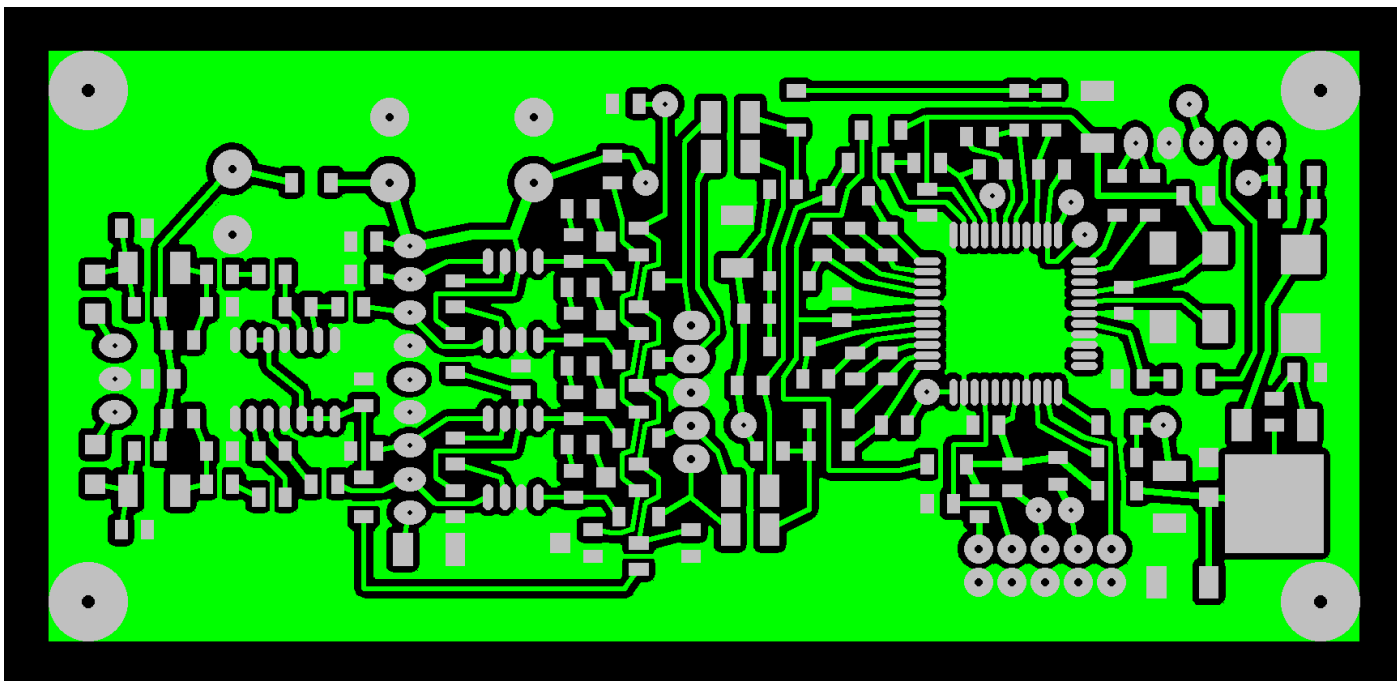


Visoka frekvenca ure CPLD Altera EPM3032ATC44 in kar 17 vhodov v linearnem režimu pomeni razmeroma visoko porabo vezja preko 100mA na napajanju 3.3V. Izkušnje s postajami za 10Mbit/s so pokazale, da linearni regulator LP2951 dolgoročno ne prenese takšne obremenitve. Na srečo so LP2951 vedno odpovedali v odprte sponke. LP2951 je zato zamenjan z močnejšim regulatorjem LM1117-ADJ v ohišju "D-PAK" TO-252, napajanje CPLD pa je dodatno zaščiteno z zener diodo 3V9 v primeru odpovedi linearnega regulatorja.

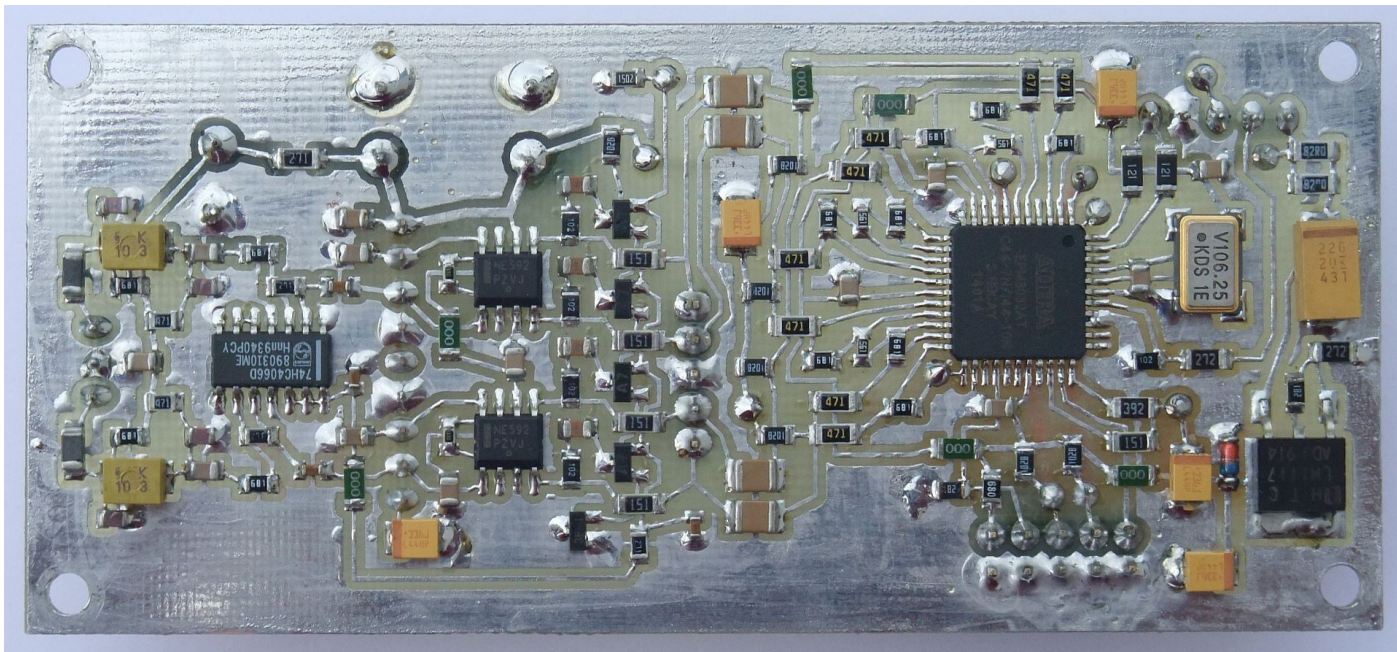
Majhna a pomembna sprememba je v vezju za nastavitve delovne točke vhodov CPLD Altera EPM3032ATC44 v linearnem režimu. Upor na referenčni vhod "biasin" (nogica 31) je iz prvotne vrednosti 33kΩ znižan na samo 150Ω. Slednja vrednost daje za večino primerkov EPM3032ATC44 natančnejšo nastavitve delovne točke, kar v opisani radijski postaji lahko prinese tudi nekaj dB boljše občutljivost sprejemnika.

10Mbit/s BPSK postaje s transverterji za pasova 13cm oziroma 9cm imajo višje ojačanje sprejemne verige, zato opisani popravek tam ni nujen, je pa vseeno priporočljiv. Zaradi višjega ojačanja sprejemne verige upora za nastavitve ojačanja NE592 tam ostaneta 68Ω tudi v primeru uporabe novega, izboljšane tiskanega

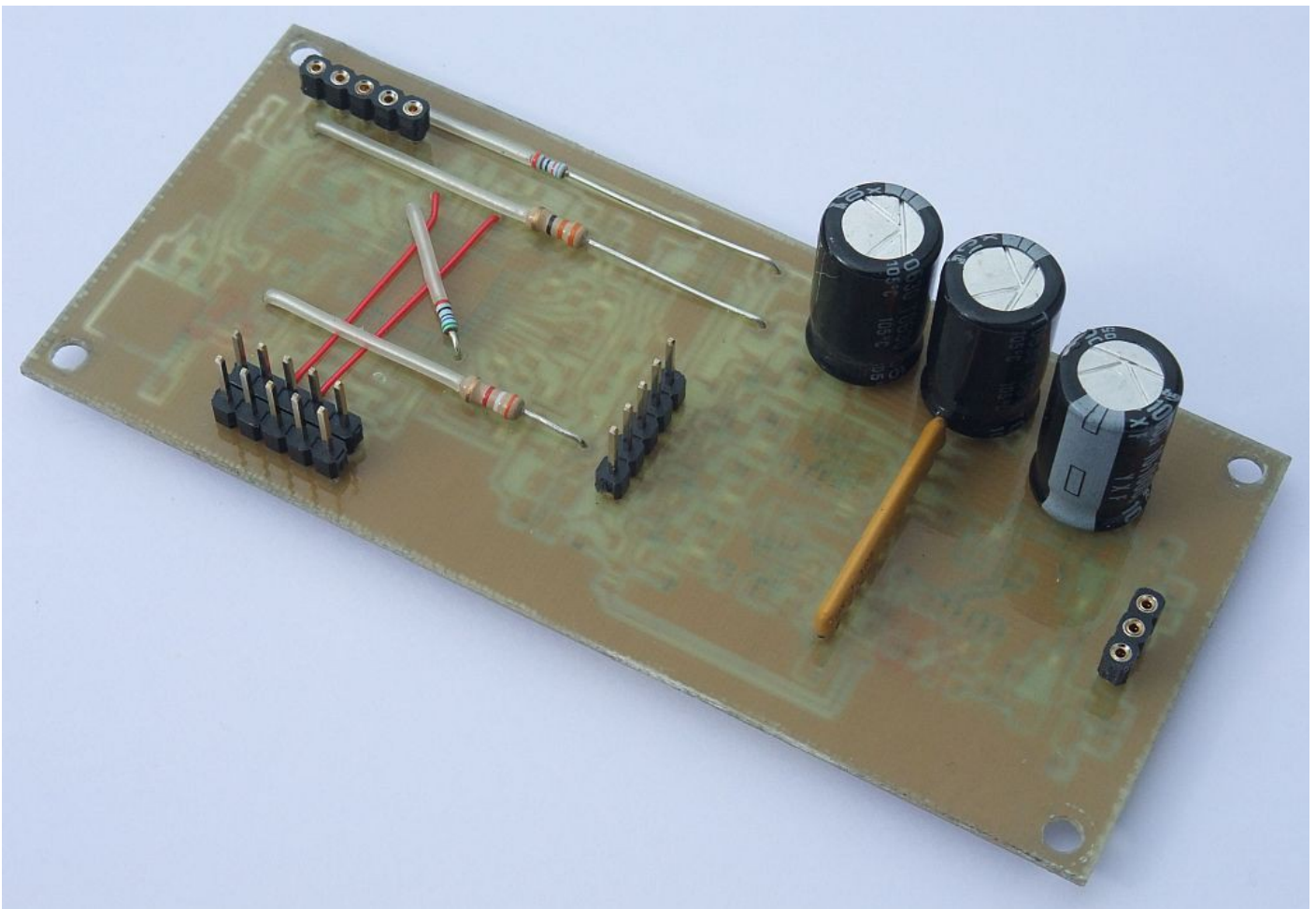
vezja! Enostransko tiskano vezje z izmerami 100mm X 45mm vsebuje še nekaj manjših sprememb, ki olajšajo vgradnjo nekaterih sestavnih delov:



Veriga ničelne medfrekvence ne potrebuje posebnega oklapljanja pod pogojem, da je vhodni del daleč proč od motilcev, na primer stikalnih napajalnikov. Tiskano vezje je pritrjeno na dno kovinskega ohišja radijske postaje s štirimi vijaki M3 v vogalih. Večina gradnikov je SMD, vgrajenih na spodnjo stran tiskanine, vključno s šestimi mostički 0R ali 000 velikosti 1206:

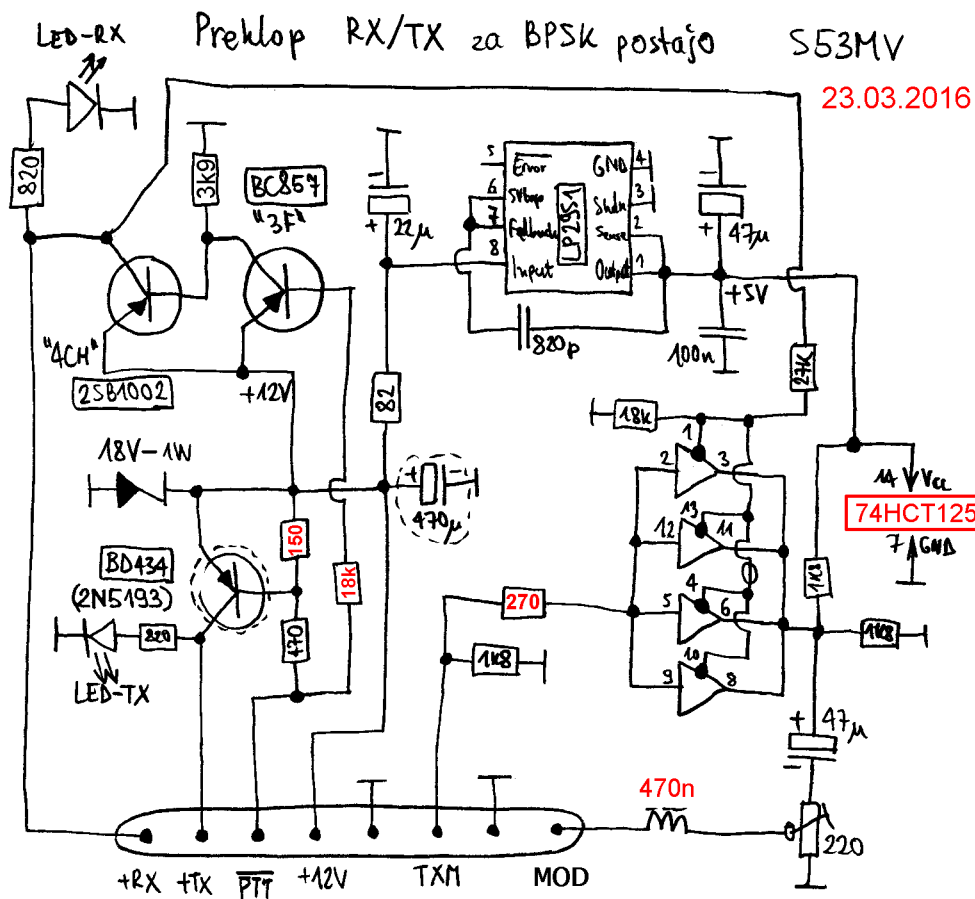


Le redki gradniki: dva žična mostička, štirje upori, uporovna letvica 8 x 10k Ω , trije elektrolitski kondenzatorji 1000 μ F ter priključki za vhod, izhod, programiranje EPM3032ATC44 in testno točko "TT" so vgrajeni skozi izvrtine na gornji strani tiskanine:

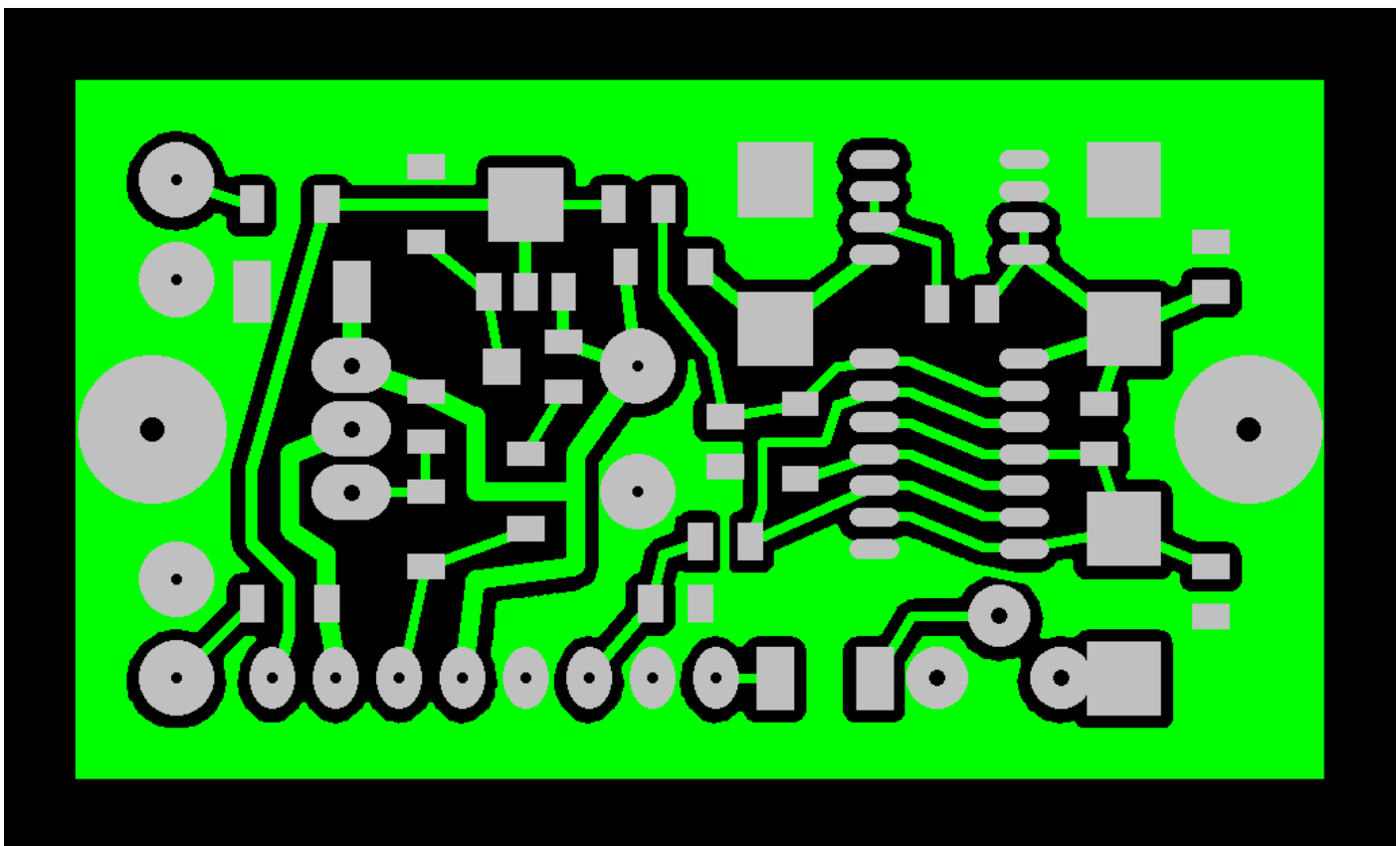


7. Preklop RX/TX

Preklop sprejem/oddaja je izveden enako kot v podobnih radijskih postajah za frekvenčni pas 400MHz. Vrednosti gradnikov so seveda prirejene višji hitrosti prenosa 10Mbit/s in hitrejšemu preklopu sprejem/oddaja in nazaj. Krmilnik modulatorja 74HC125 za bitno sinhronizacijo z vezji 74HCxx za 1.2288Mbit/s je zamenjan z inačico 74HCT125 oziroma 74ACT125, ker se slednja boje prilagaja izhodnim ravnom Altera EPM3064ATC44 v vezju bitne sinhronizacije za 10Mbit/s:

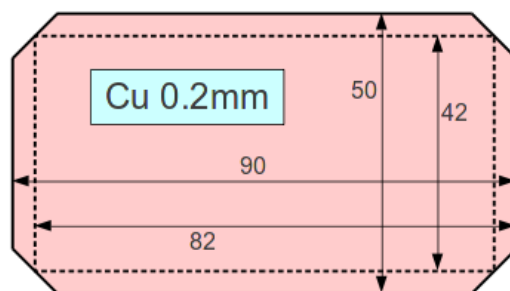
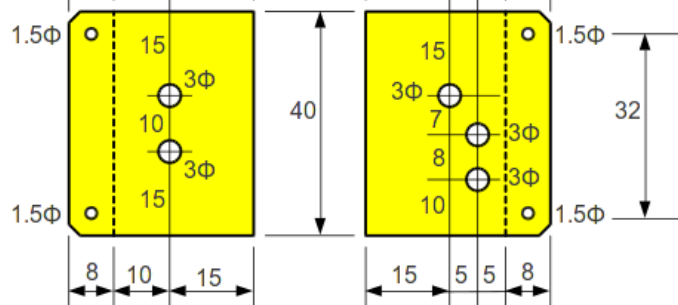
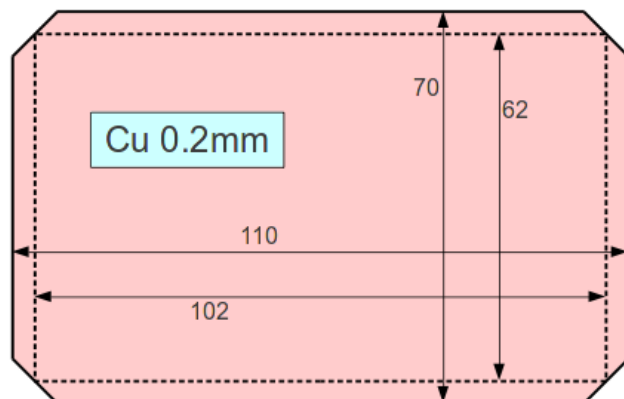
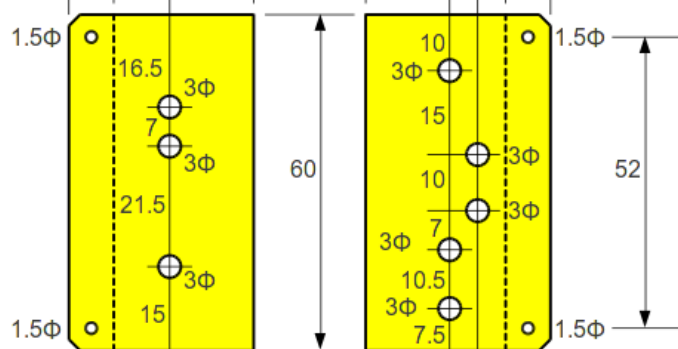
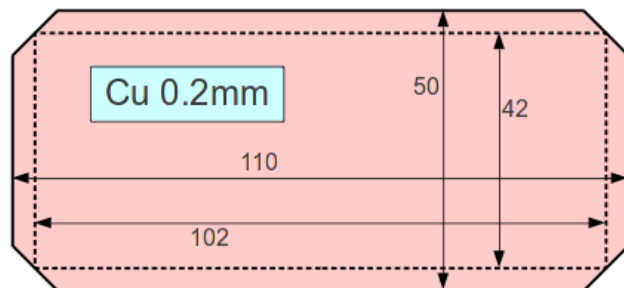
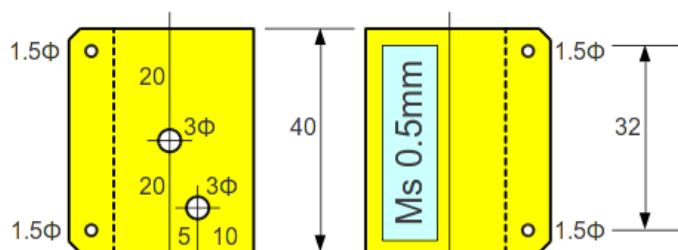
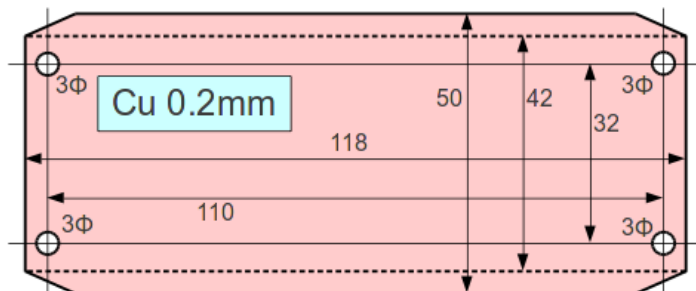
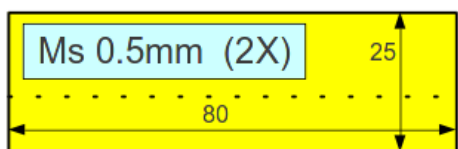
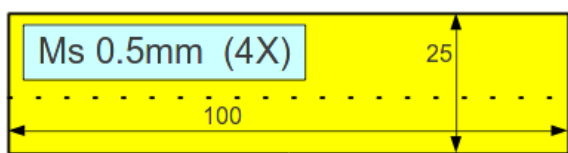


Enostransko tiskano vezje preklopa RX/TX z izmerami 50mm X 28mm vsebuje manjše spremembe, popravljene izmere nekaterih očesc, ki olajšujejo vgradnjo nekaterih sestavnih delov:

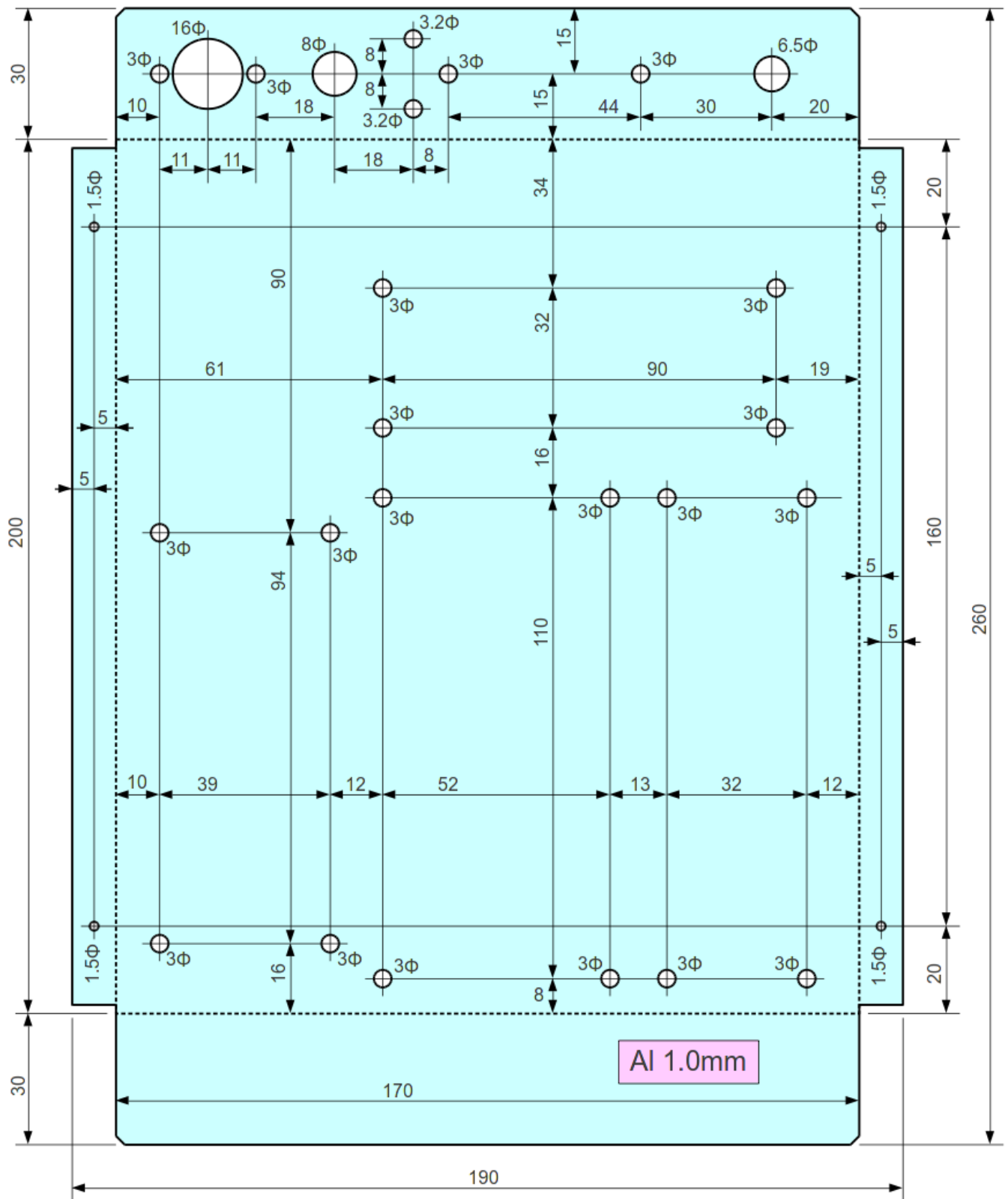


Večina gradnikov preklopa RX/TX je SMD in so vgrajeni na spodnjo stran tiskanine:

vrhu hriba ne bo neljubih presenečenj. Opisani 23cm BPSK RTX za 10Mbit/s ima tri oklopljenje visokofrekvenčne enote. Okvirji so iz 0.5mm debele medenine, pokrovčki pa iz 0.2mm debele bakrene pločevine. PLL sintetizator ima spodnji on gornji pokrovček, kvadraturni mešalnik in visokofrekvenčna glava pa imata samo gornji pokrovček. Kondenzatorji skozniki in teflonski kabelčki so zaspajkani v izvrtine premera 3mm v ožjih stranicah okvirjev:

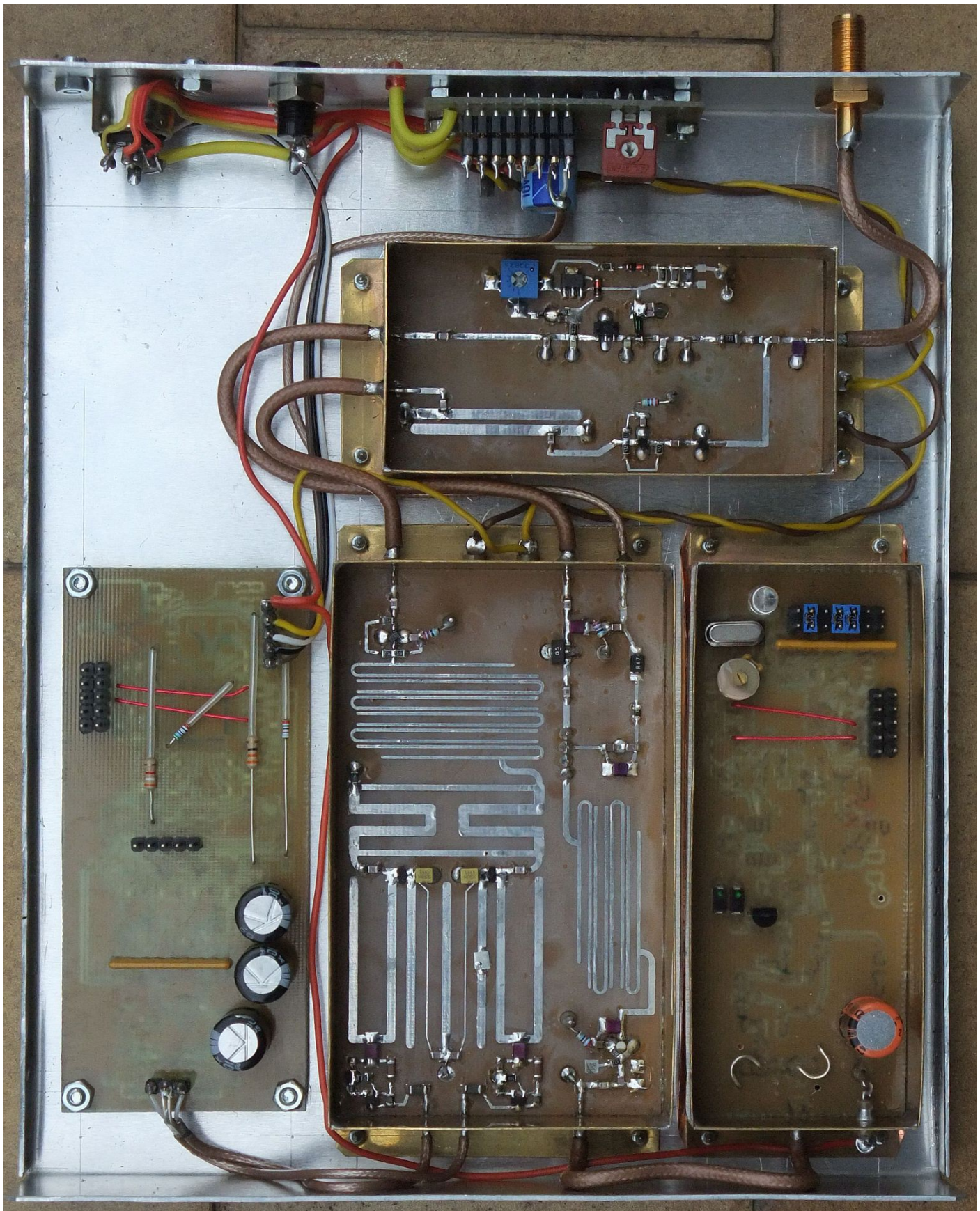


Vseh pet enot je nameščenih v zunanje ohišje iz aluminijeve pločevine. Dno je iz pločevine debeline 1mm, pokrov pa iz pločevine debeline 0.6mm. Dno ima širino 170mm, globino 200mm in višino 30mm. Vrtalni načrt dna ohišja je prikazan na spodnji sliki:



Dno ohišja 23cm BPSK RTX za 10Mbit/s

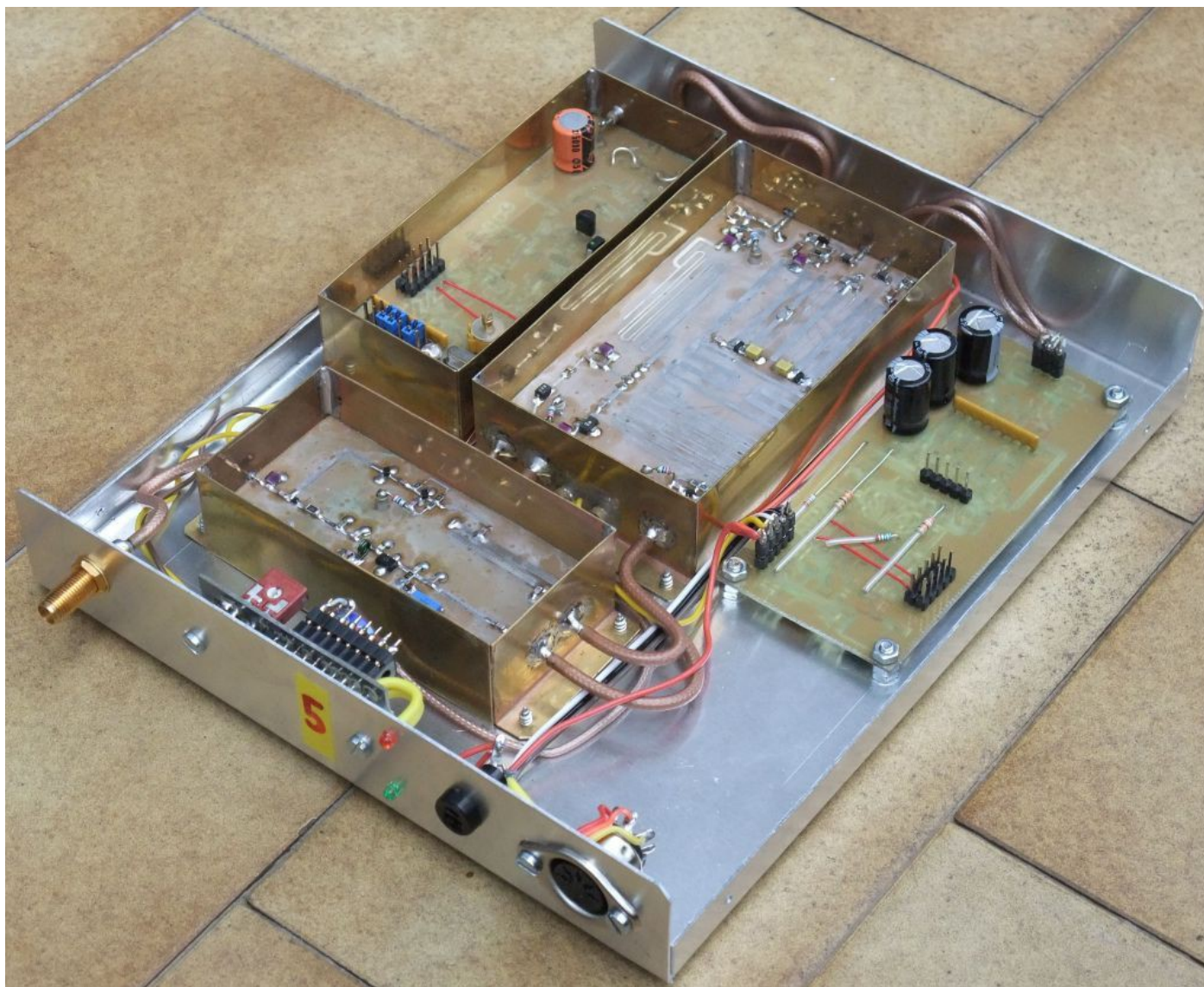
Vse tri visokofrekvenčne enote so pritrjene s po štirimi samoreznimi vijaki 6.5mm X 2.9mm zavrtimi v medeninasta ušesa okvirjev. Medfrekvenca je pritrjena s štirimi vijaki M3, preklop pa z dvema vijakoma M3. Dve matici M3 določata zadostno razdaljo med SMD gradniki na tiskanem vezju in dnem ohišja:



Visokofrekvenčne enote so povezane med sabo s tankimi teflonskimi koaksialnimi kabelčki RG188 ali podobnimi s karakteristično impedanco $Z_K = 50 \Omega$, ker se teflon pri mehkem spajkanju žile oziroma oklopa ne tali. Konce teflonskih kabelčkov moramo seveda primerno obdelati. Najprej odstranimo zunanji zaščitni plašč. Nato pospajkamo pletenico oklopa. Oklop nato samo zarezemo z ostrim nožičkom in višek oklopa odlomimo. Končno skrajšamo dielektrik in pocinimo žilo.

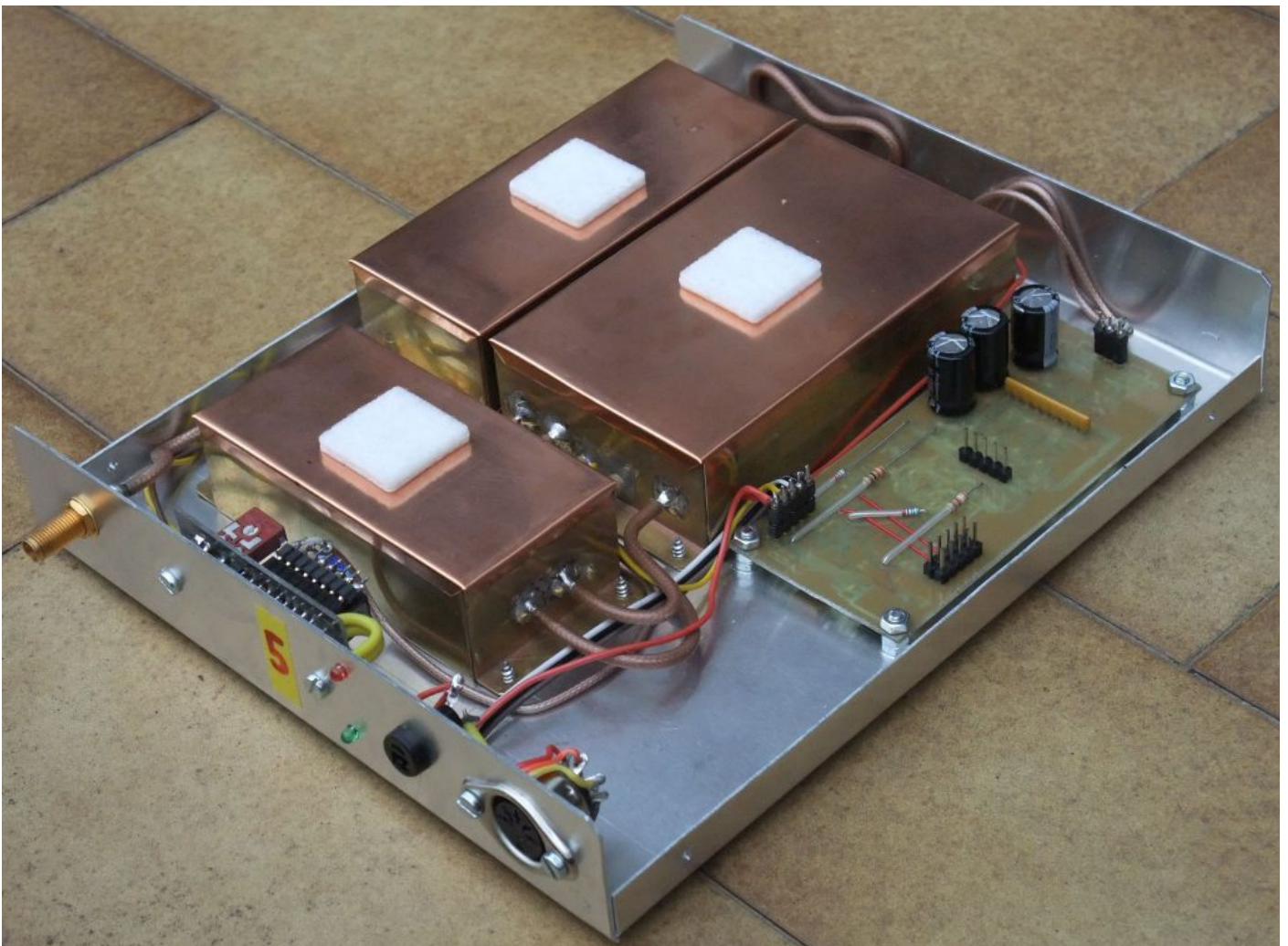
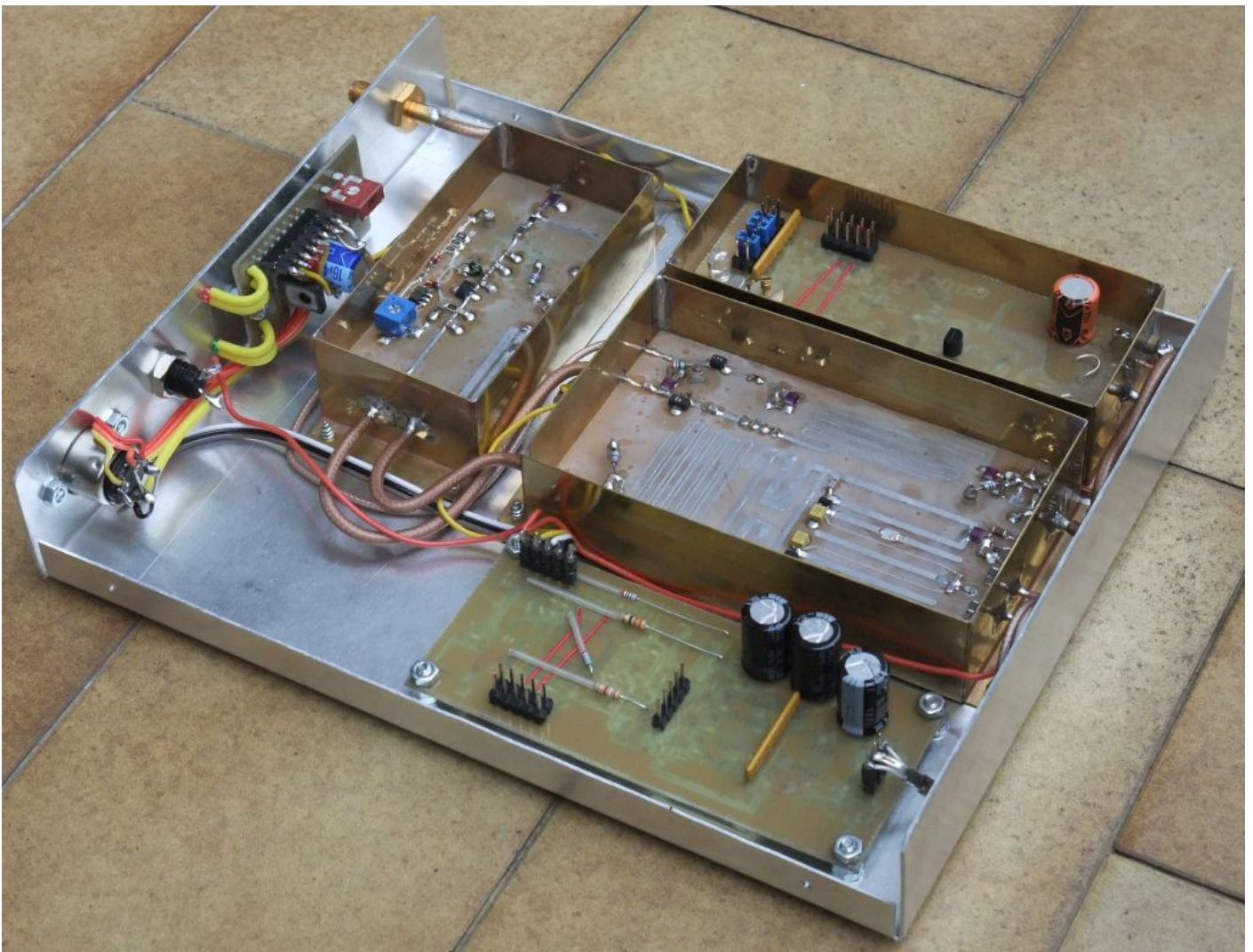
Smiselne dolžine teflonskih kabelčkov v priporočenem ohišju so naslednje: antena <> VF-glava = 70 mm, VF-glava > mešalnik = 65 mm, modulator > VF-

glava=115mm, mešalnik>medfrekvenca=90mm (dva ENAKA kabelčka), PLL>mešalnik=85mm in preklop>modulator=170mm. Za ničelno medfrekvenco in modulacijo lahko uporabimo tudi tanjši kabelček:



Preostalo ožičenje postaje so lahko običajne žice z bakreno pleteno žilo in PVC izolacijo. Poleg SMA priključka za anteno sta na prednji plošči postaje nameščeni še vtičnici za 12V napajanje in za bitno sinhronizacijo SATNC. Na DIN vtičnico bitne sinhronizacije je poleg številskih signalov RXM, TXM in PTT pripeljana tudi analogna AGC napetost iz medfrekvenca, da jo lahko meri telemetrija SATNC.

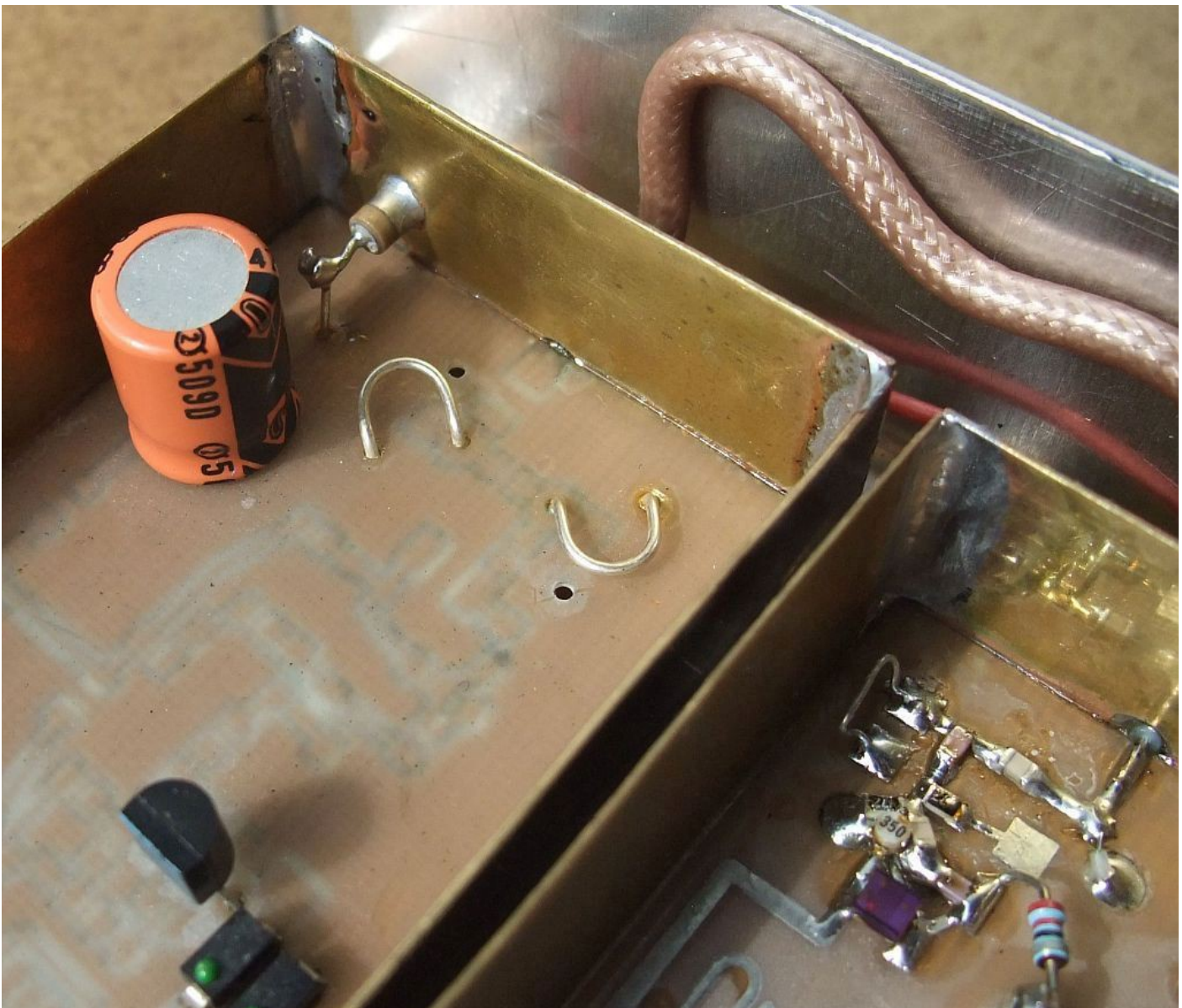
Končno na vse tri visokofrekvenčne enote namestimo gornje pokrovčke iz bakrene pločevine. Samolepljive podložke iz klobučevine pri tem držijo pokrovčke trdno na svojem mestu, ko nanje pritisne pokrov celega ohišja iz medeninaste pločevine:



9. Oživljanje 23cm BPSK RTX za 10Mbit/s

Oživljanje radijske postaje v gradnji je smiselno početi sproti med gradnjo posameznih enot. PLL sintetizator je nujno potreben za oživljanje ostalih enot, zato je smiselno začeti gradnjo prav z njim. Še preden vgradimo tiskano vezje v medeninast okvir, preverimo prisotnost napajalnih napetosti +3.3V in +8V. Nato lahko vpišemo vsebino "plosc" v CPLD Altera EPM3032ATC44. Slednji zadošča hitrostni razred "-7". Dražji "-4" naj bi bil hitrejši, po izkušnjah pa ima samo večjo porabo napajanja.

Ko je CPLD programiran, bi se PLL moral ukleniti. Svetleča dioda se mora popolnoma ugasniti. Priporočam uporabo LED v popolnoma prozornem ohišju. Preverimo krmilno napetost VCO na izhodu (nogica 6) OP27. Če je nižja od 3V ali pa višja od 5V, zamenjamo kondenzator 2.2pF v nihajnem krogu VCOja z drugačnim. Končno moramo uglasiti obe tuljavi sita na izhodu potrojevalne stopnje s START420 (BFP420). Obe tuljavi uglašujemo tako, da ukrivljamo "U" iz CuAg žice 0.6mm proti masi tiskanega vezja:



Na izhodu sintetizatorja bi morali dobiti vsaj +8dBm (6.5mW) na frekvenci 622.5MHz. Končno nastavimo kapacitivni trimer pri kristalu 25MHz, da dobimo na izhodu res točno frekvenco glede na nastavljene mostičke za modulo PLL.

Na PLL sintetizator nato priklopimo enoto kvadraturnega mešalnika. Tu se nahaja še tretja tuljava, ki uglašuje vhod podvojevalnika ATF35076. Slednjo naredimo "U" iz tanjše pospajkane žice premera okoli 0.4mm, da jo lažje nastavljamo, to je ukrivljamo proti masi. Schottky spoj vrata-izvor tranzistorja usmerja prisotno visokofrekvenčno napetost. Brez napajanja oddajnika moramo dobiti na testni točki "TT" okoli -1.2V, z napajanjem pa okoli -1V.

Modulator bi moral na izhodu GAL15 že dajati nazivnih +18dBm, ko je na vhodu prisoten veljaven podatkovni signal 10Mbit/s iz SATNC oziroma primernega izvora! Trimer za jakost modulacije v vezju preklopa omogoča izbiro: manjša moč in manj motenj drugim uporabnikom ter obratno. V vseh poskusih se je izkazal še najbolj ugoden kar srednji položaj drsnika.

Izhodna stopnja oddajnika v visokofrekvenčni glavi potrebuje le nastavitve delovne točke. Priporočam nižji tok (višja upornost trimera) okoli 300mA za prve poskuse in postopno večanje toka na 500mA, ko celotna postaja deluje brezhibno. Glede na vrsto uporabljenih SMD kondenzatorjev in natančnost njihove vgradnje so lahko potrebni manjši popravki nastavitvev izhodne stopnje.

BPSK sprejemnik z ničelno medfrekvenco ni tako preprost kot oddajnik. Sprejemnik lahko vsebuje vrsto prikritih napak, ki jih mogoče sploh ne opazimo. Zato sprejemnik potrebuje temeljit preizkus delovanja posameznih stopenj v izbranem naboru različnih razmer.

Še pred priklopom napajanja preverimo uporovni venec, ki iz štirih signalov na izhodih obeh NE592 naredi 16-fazni signal za vrteča stikala Costas-ove zanke v EPM3032ATC44. Večino napak uporovnega venca odkrije že meritev upornosti med oglišči venca. Če upornosti stranic niso enake oziroma sta upornosti diagonal različni, iščemo napako spajkanja.

Nato je treba preveriti vse napajalne napetosti v verigi ničelne medfrekvence vključno z napajanjem +3.3V za programirljivo logiko. Enosmerne napetosti na vseh štirih testnih točkah "TT" bi morale biti slabih 9V. Enosmerna napetost AGC je okoli 100mV brez vhodnega signala. Enosmerni napetosti na kolektorjih obeh BC847B v kvadraturnem mešalniku bi morali biti malo manj kot 6V in čimbolj enaki med sabo.

Nato lahko vpišemo vsebino "bpskx" v CPLD Altera EPM3032ATC44. Slednji zadošča hitrostni razred "-7". Dražji "-4" naj bi bil hitrejši, po izkušnjah pa ima samo večjo porabo napajanja.

Ko EPM3032ATC44 vsebuje pripadajoči program "bpskx" in je prisotna tudi ura 106MHz, mora delovati vezje za nastavitve delovne točke analognih vhodov. Na obeh kondenzatorjih 33 μ F moramo tedaj dobiti enako napetost +BIAS, običajno dobrih 1.2V. Padec napetosti na upor 3.9k Ω med kondenzatorjema mora biti manjši od 1mV, sicer je v vezju demodulatorja pokvarjen gradnik ali celo kratek stik.

Nato priključimo na vhod sprejemne verige visokofrekvenčni signal generator preko primernih slabilcev. Priporočam vsaj dodaten fiksni slabilec 20dB, da z neželenim preklpom radijske postaje na oddajo ne uničimo izhoda signal generatorja.

Signal generator nastavimo na frekvenco, ki je odmaknjena za $\Delta f = \pm 100\text{kHz}$ od nazivne frekvence nosilca. Na primer, pri preverjanju radijske postaje za 1245.000MHz nastavimo signal generator na 1245.100MHz. V verigi ničelne medfrekvence bi tedaj morali dobiti povsod sinusne signale 100kHz.

Delovanje visokofrekvenčne glave in kvadraturnega mešalnika preizkusimo tako, da priključimo oba kanala osciloskopa na izhoda I in Q kvadraturnega mešalnika oziroma vhoda I in Q verige ničelne medfrekvence. Pri jakosti vhodnega signala -40dBm moramo dobiti na obeh I in Q približno $1V_{VRH-VRH}$ sinusnega signala frekvence 100kHz.

Če osciloskop preklpimo v način delovanja XY, moramo na zaslonu videti krog. Pozor, nekateri ceni osciloskopi v načinu XY ne delajo vedno pravilno! Pri vhodni jakosti -20dBm gre kvadraturni mešalnik globoko v nasičenje in iz kroga nastane kvadrat s stranico $2.5V_{VRH-VRH}$. Pri vhodni jakosti -40dBm je krog premera $1V_{VRH-VRH}$ že malenkost popačen:



Veriga ničelne medfrekvence vsebuje samodejno nastavljanje ojačanja (AGC) s štirimi neodvisnimi detektorji. Sprejemnik z ničelno medfrekvenco lahko deluje navidez povsem brezhibno pri majhnih signalih, ko AGC še nebi ukrepal. Celó pri

velikih signalih lahko sprejemnik z ničelno medfrekvenco navidez deluje pravilno kljub temu, da od štirih neodvisnih detektorjev deluje samo eden. Bo pa sprejemnik z enim samim delujočim detektorjem AGC izgubljal dosti več okvirjev od brezhibnega sprejemnika!

Detektorje preverimo tako, da z osciloskopom pogledamo obliko signala 100kHz na vseh štirih detektorjih, bolj točno na skupnih (osrednjih) priključkih anoda+katoda dvojnih diod BAV99 z oznako "A7". Žal so te merilne točke na spodnji strani tiskanega vezja, ki ga bo treba za opisano meritev začasno vzeti iz ohišja. Pri krmiljenju -40dBm mora biti oblika signala potlačeni sinus z enako zaobljenimi temeni na vseh štirih dvojnih diodah.

Preverjanje lahko nadaljujemo z enoto ničelne medfrekvence v ohišju radijske postaje, saj so vsi ostali signali dostopni na izhodih oziroma testni točki "TT". Z dvokanalnim XY osciloskopom na testni točki "TT" preverimo krog še na izhodu verige ničelne medfrekvence:



Krog na izhodu verige ničelne medfrekvence mora obdržati svojo obliko in le malenkost spreminjati svojo velikost v širokem razponu vhodnih signalov od -90dBm vse do -40dBm. Pod -90dBm dobimo na zaslonu osciloskopa le še okroglo piko brez luknje v sredini. Nad -40dBm se začne krog pačiti v kvadrat zaradi prekrmljenja mešalnikov.

Če pri spreminjanju jakost signalov jajce na osciloskopu spreminja svojo obliko

tudi pri šibkih signalih pod -40dBm, je najverjetnejši krivec 74HC4066. Proizvajalec čipov nikjer ne zagotavlja, da 74HC4066 vsebuje štiri popolnoma enaka vezja z enakimi tranzistorji. Večina izdelkov res vsebuje štiri popolnoma enaka vezja, a izjeme istega proizvajalca z enakim datumom proizvodnje obstajajo!

Sprejemno verigo dodatno preverimo tako, da frekvenčni odmik signal generatorja spreminjamo od $\Delta f = \pm 10\text{kHz}$ vse do $\Delta f = \pm 10\text{MHz}$. Pri velikih odklih se krog lahko zmanjša, a njegova oblika mora ostati enaka. Spreminjanje oblike kroga pomeni različne gradnike v vejah I in Q ničelne medfrekvence.

Kaj pa če namesto kroga dobimo na osciloskopu sploščeno elipso kljub temu, da smo skrbno nastavili odmik središča slike na osciloskopu in oba vhoda osciloscopa izmenično sklopili (AC)? Brezhibni krog je samo matematična utopija, ki je v resnici ne moremo doseči. Jajce na zaslonu osciloscopa poskušamo poenostaviti v elipso in kaj izračunati:

$$R = \frac{a}{b} \equiv \text{osno razmerje}$$

$$1 \leq R \leq \infty$$

$$R_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right)$$

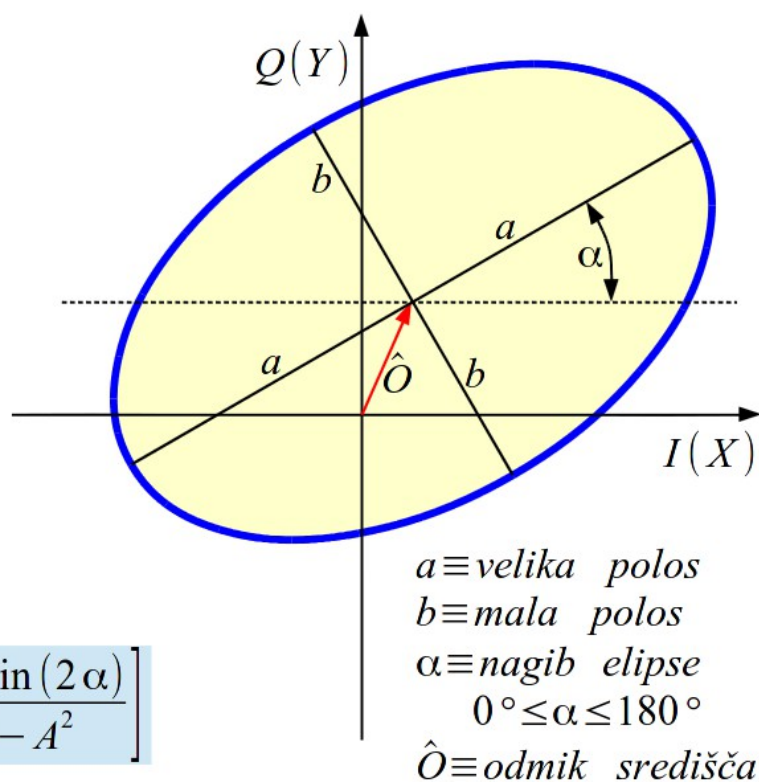
Slabljenje zrcalnega odziva

$$A = \frac{R-1}{R+1} = \frac{a-b}{a+b}$$

$$A_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{a-b}{a+b} \right)$$

$$\text{Napaka faze} \equiv \Delta \phi = \arctan \left[\frac{2 A \sin(2 \alpha)}{1 - A^2} \right]$$

$$\text{Napaka ojačanja} \equiv \Delta G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left[\frac{1 + A^2 - 2 A \cos(2 \alpha)}{1 + A^2 + 2 A \cos(2 \alpha)} \right]$$



Brez računanja je hitra razlaga naslednja. Vodoravna ali pokončna elipsa (velika os) pomeni razliko v ojačanju verig I in Q ničelne medfrekvence oziroma razliko v odzivu obeh mešalnikov. Poševna elipsa oziroma velika os pod 45° oziroma 135° pomeni napako v fazi, torej se fazni zamik med mešalnikoma razlikuje od 90° . Dodatna izguba nebrezhibnega BPSK demodulatorja je kar sorazmerna osnemu razmerju elipse, izraženemu v decibelih.

Z meritvama na vhodu in izhodu ničelne medfrekvence iščemo izvor sploščenosti naše elipse. Najpogosteje harmonska mešalnika nista povsem enaka

med sabo oziroma nista v točnem zamiku 90° . Obnašanje mešalnikov lahko popravimo z dodajanjem majhnih kapacitivnosti, pospajkanih listkov bakrene pločevine debeline 0.1mm na različne mikrotrakaste vode. Z izbiro lege listka se da popravljati tako amplitudo kot medsebojno fazo mešalnikov. Če je osno razmerje elipse $R > 3$ večje od tri, verjetno gre za pokvarjen gradnik oziroma napako v vezju, ki je z listki ne bomo mogli popraviti.

Končno je treba preveriti še nastavitve delovne točke +BIAS analognih vhodov EPM3032ATC44 v Costas-ovi zanki. Signal generatorju izključimo napajanje, da vhod sprejemnika ostane povezan na slabilce, to je umetno breme. Šum sprejemnika mora tedaj izkrmiliti analogne vhode EPM3032ATC44.

Zadostno krmiljenje preverimo preprosto tako, da z analognim voltmetrom pomerimo povprečno napetost na številskem izhodu sprejemnika RXM. Pri zadostnem krmiljenju je srednja vrednost izhodne napetost enaka polovici napajanja oziroma okoli 1.65V. Če je srednja vrednost napetosti RXM nižja od 1V oziroma višja od 2.3V, je nekaj narobe s prednapetostjo +BIAS oziroma s čipom EPM3032ATC44.

Poraba opisane 23cm BPSK radijske postaje je okoli 310mA na sprejemu in okoli 920mA na oddaji. Vsi primerki izhodnega tranzistorja PD85004 so se obnašali zelo podobno in z vsemi se je dalo doseči 2.5W oziroma +34dBm moči BPSK signala na antenskem priključku, trimer za jakost modulacije v srednjem položaju.

Opisani 23cmBPSK RTX za 10Mbit/s je zadosti dobro oklopljen, da je možna meritev občutljivosti sprejemnika z oddajnikom enake postaje v istem prostoru, kjer med sprejemnik in oddajnik vstavimo slabilce. Izmerjena občutljivost sprejemnika za dolge okvirje 1500Byte znaša -91dBm, kar pomeni domet radijske zveze med dvema opisanima radijskima postajama 125dB.

Okvir dolžine 1500Byte vsebuje 12000 bitov. Idealni BPSK demodulator potrebuje za pogostnost napake 1/12000 razmerje signal/šum $S/N = 8.5\text{dB}$ (glej graf in tabelo v prvem poglavju tega sestavka). Toplotni šum umetnega bremena znaša $N_0 = -174\text{dBm/Hz}$. Šumno število opisanega sprejemnika ocenjujem na $F \approx 2.5\text{dB}$ vključno z izgubo antenskega preklopnika. Pasovna širina signala je $R = 10\text{MHz} = +70\text{dB} \cdot \text{Hz}$. Z upoštevanjem vseh navedenih števil dobimo izmerjeno izgubo demodulatorja:

$$-174\text{dBm/Hz} + 2.5\text{dB} + 70\text{dB} \cdot \text{Hz} + 8.5\text{dB} - 91\text{dBm} = 2\text{dB}$$

Izmerjena izguba resničnega demodulatorja 2dB je v praksi zelo dober rezultat za celoten sprejemnik. Na primer, resnični sprejemnik vsebuje nekoliko širše pasovno sito od teorije. Komaj 20% širše sito v resničnem sprejemniku prinese dodatni 1dB izgube demodulatorja.

Idealni BPSK demodulator bi v istem sprejemniku dosegel občutljivost -93dBm. Obratno, če bi isti, resnični demodulator preizkušali z najkrajšimi možnimi NBP okvirji dolžine komaj nekaj sto bitov, bi dobili okoli 3dB boljši rezultat. S kratkimi okvirji bi namerili občutljivost istega, resničnega sprejemnika kar -94dBm!

10. Antene za 1245MHz

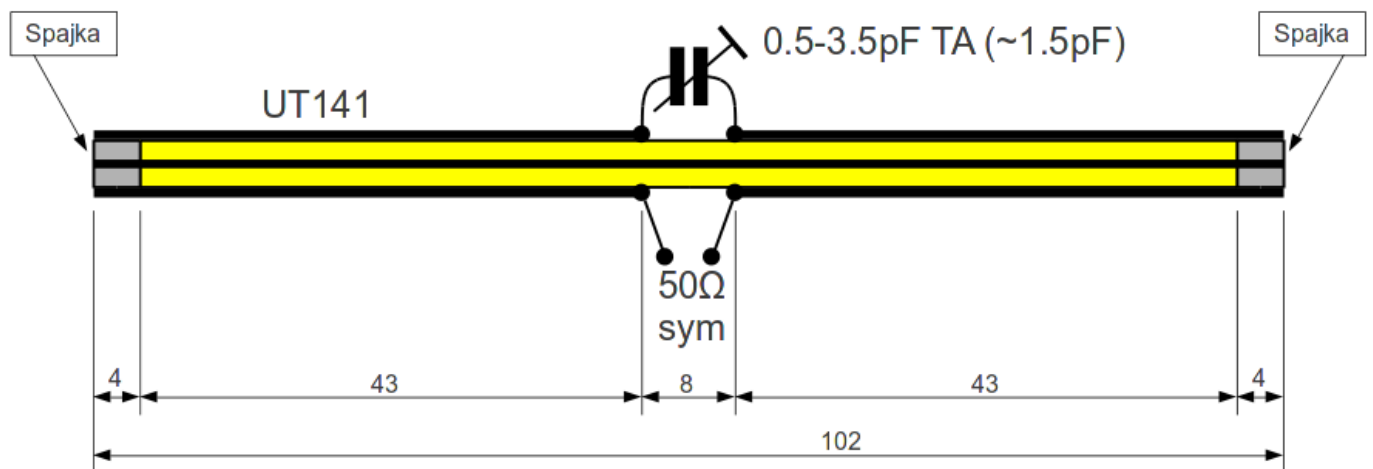
Radioamatersko področje 23cm se zaenkrat še vedno razteza od 1240MHz do 1300MHz. Večina dejavnosti je danes v gornjem delu področja: ozkopasovne zveze tik nad 1296MHz in staro packet-radio omrežje na 1298.68MHz 1.2288Mbit/s. Večji del področja 23cm se danes uporablja za analogno oziroma številsko amatersko televizijo. Večina uporabnikov vključno z amatersko televizijo uporablja vodoravno linearno polarizacijo.

V izogibanju obojestranskim medsebojnim motnjam je smiselno postaviti novo omrežje na spodnji konec pasu 23cm. Od tod izbira osrednje frekvence 1245MHz za nove BPSK zveze 10Mbit/s. Uporaba pokončne polarizacije prinese dodatno obojestransko zmanjšanje motenj za približno 20dB z vodoravno-polariziranimi uporabniki.

Vse razpoložljive antene za amaterski pas 23cm so prirejene za vodoravno polarizacijo, tako objemke za pritrditev kot položaj lukenj za praznjenje kondenza iz ohišja antene. Povrhu so razpoložljive antene večinoma uglašene na 1296MHz. Na 1245MHz je njihova impedančna prilagoditev že zelo slaba.

V packet-radio omrežju so se nam obnesle SBFA uglašene na 1298MHz, kjer odbojnost antene mogoče doseže -10dB. Ista nepredelana SBFA ima na 1245MHz odbojnost samo še -3dB, kar pomeni izgubo polovice moči oddajnika in hudo popačenje 10Mbit/s signala z lastnimi odboji.

Obstoječe SBFA je zato najbolj smiselno predelati z vgradnjo novega vzbujevalnega dipola. Novi dipol je daljši in vsebuje kapacitivni trimer za natančno nastavitve impedance. Z dodatnim kondenzatorjem lahko dosežemo odlično odbojnost -25dB na nazivni frekvenci 1245MHz in pasovno širino okoli 25MHz za mejo odbojnosti -10dB:



SBFA vzbujevalni dipol za 1245MHz

Kot prvi poskus sem na obstoječi vzbujevalni dipol SBFA dolžine 90mm pricnil keramični kondenzator 1.5pF in oba konca dipola podaljšal z aluminijevim lepilnim trakom. Za končno inačico sem izdelal nov, daljši vzbujevalni dipol dolžine 102mm iz

poltrdega koaksialnega kabla UT141:



Nov vzbujevalni dipol sem natančno uglasil na 1245MHz s kakovostnim kapacitivnim trimerjem 0.5-3.5pF (Tekelec-Airtronic) z zračnim dielektrikom:



Skodela obstoječih SBFA za 23cm premera pol metra je še vedno zadosti velika, da omogoča 15.5dBi smernosti na 1245MHz. Pri vgradnji novega dipola v veliko skodelo SBFA sem izkoristil priložnost in novi dipol zasukal za 90°, da dobim pokončno linearno polarizacijo:



Snop sevanja SBFA je ožji v ravnini magnetnega polja H kot v ravnini električnega polja E. Pri menjavi polarizacije iz vodoravne na pokončno bo treba upoštevati nekoliko ožji snop sevanja SBFA v vodoravni ravnini. Pokrivanje več smeri z isto anteno v zemeljskem omrežju bo s pokončno polarizacijo težje izvedljivo.

Predelana SBFA je sicer odlična antena, ampak nerodno velika in zahtevna za izdelavo. 10Mbit/s BPSK ima podobno pasovno širino in podobno občutljivost na odbite valove kot analogna FM amaterska televizija. Neusmerjene antene za 10Mbit/s BPSK ne pridejo v poštev, ker signal popači predvsem odboj od zadaj.

Manjša, a učinkovita antena za 10Mbit/s BPSK je dipol v skodelici. Žal je tudi slednji zahteven za izdelavo in prilagoditev impedance podobno kot SBFA. Cenena rešitev so krpičaste antene, to je polvalovni rezonator izdelan v mikrotrakasti tehniki na dvostranskem tiskanem vezju. Žal so krpe na tiskanini zelo ozkopasovne antene in imajo slab sevalni izkoristek zaradi visokofrekvenčnih izgub vitroplasta.

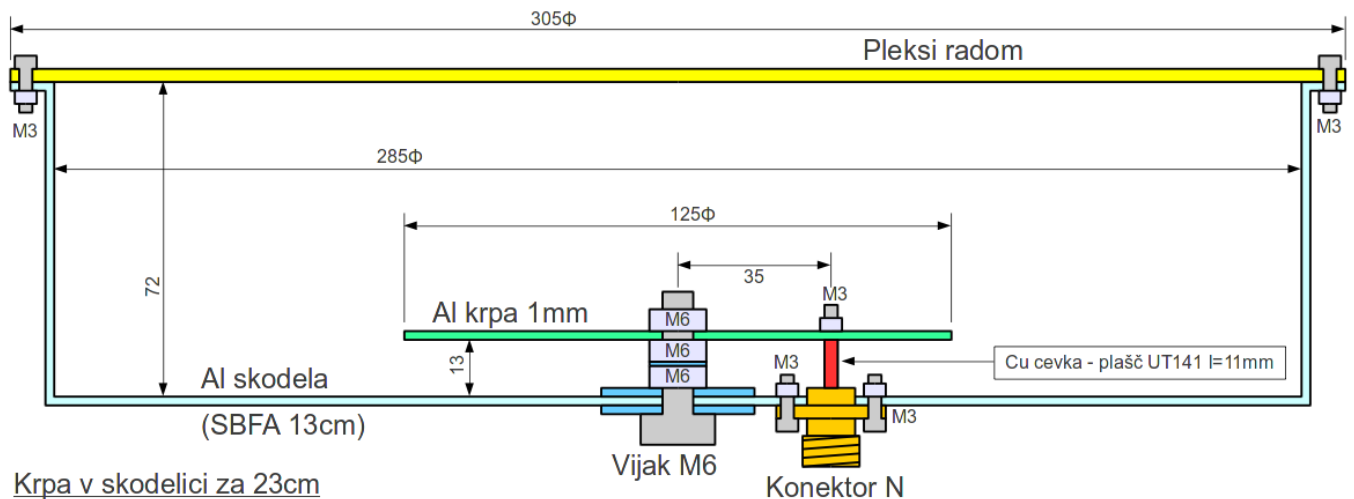
Na nizkih frekvencah pod 5GHz si lahko privoščimo krpo v zraku, ki ima večjo pasovno širino in boljši sevalni izkoristek, saj ima zrak bistveno manjše dielektrične izgube od vitroplasta. Takšna krpa je preprosto pravokotnik, kvadrat ali krog iz

pločevine, postavljen na določeni razdalji nad ravnino mase oziroma dnom skodelice. Krpo lahko nosi kovinski vijak točno v sredini, kjer ne moti električnega polja. Dodatno lahko nosi krpo koaksialni priključek napajanja.

Opisana zračna krpa omogoča načrtovalcu tri stopnje svobode:

- (1) stranica oziroma premer krpe določa frekvenco delovanja antene,
- (2) oddaljenost krpe od ravnine mase ali dna skodele določa pasovno širino in
- (3) odmik (ekscentričnost) koaksialnega priključka določa impedanco.

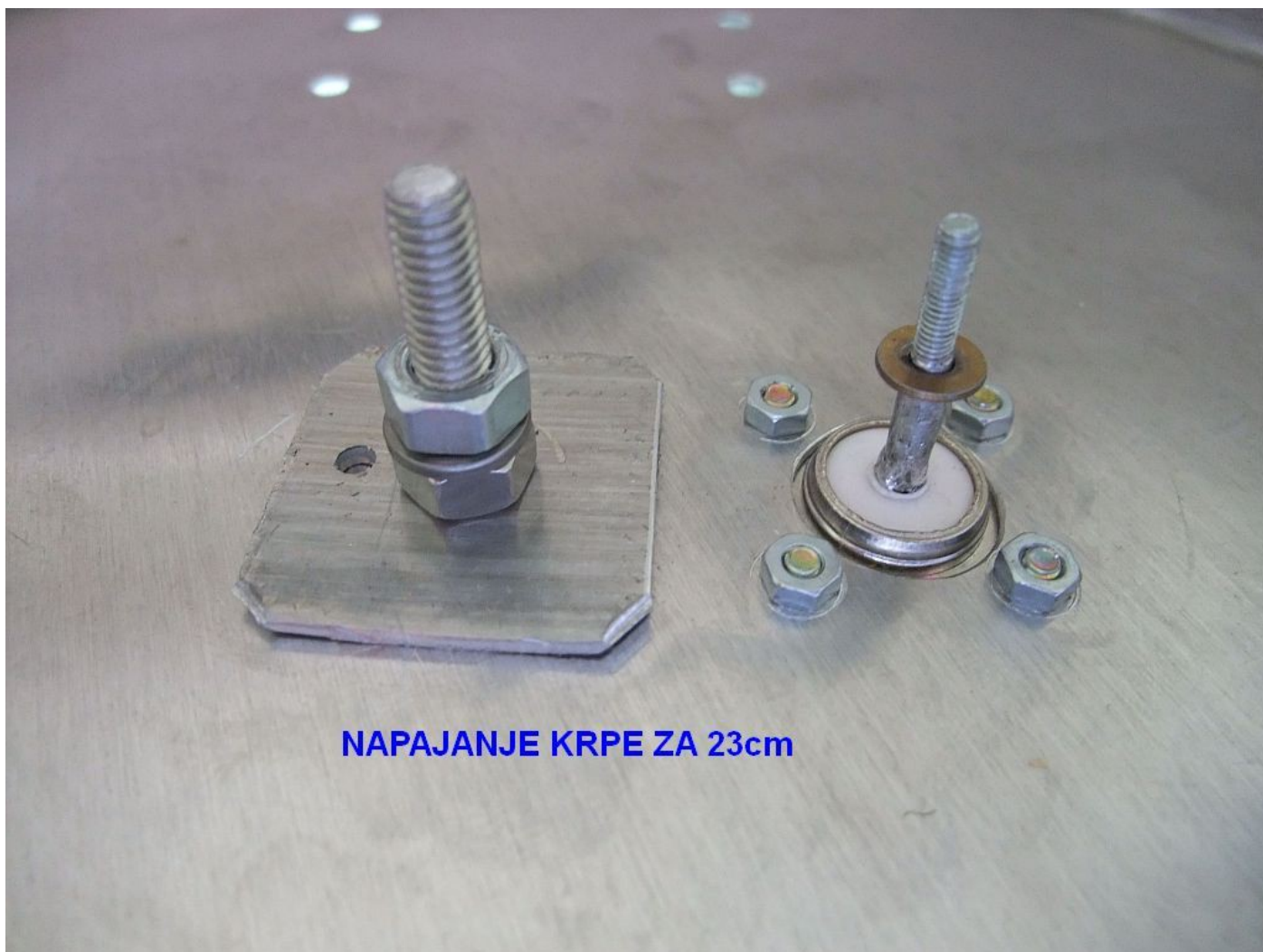
Vse tri načrtovalske zahteve strnemo v načrt preproste antene za 1245MHz:



Če krpo vgradimo v skodelico, bo izdelana antena imela podobne lastnosti kot

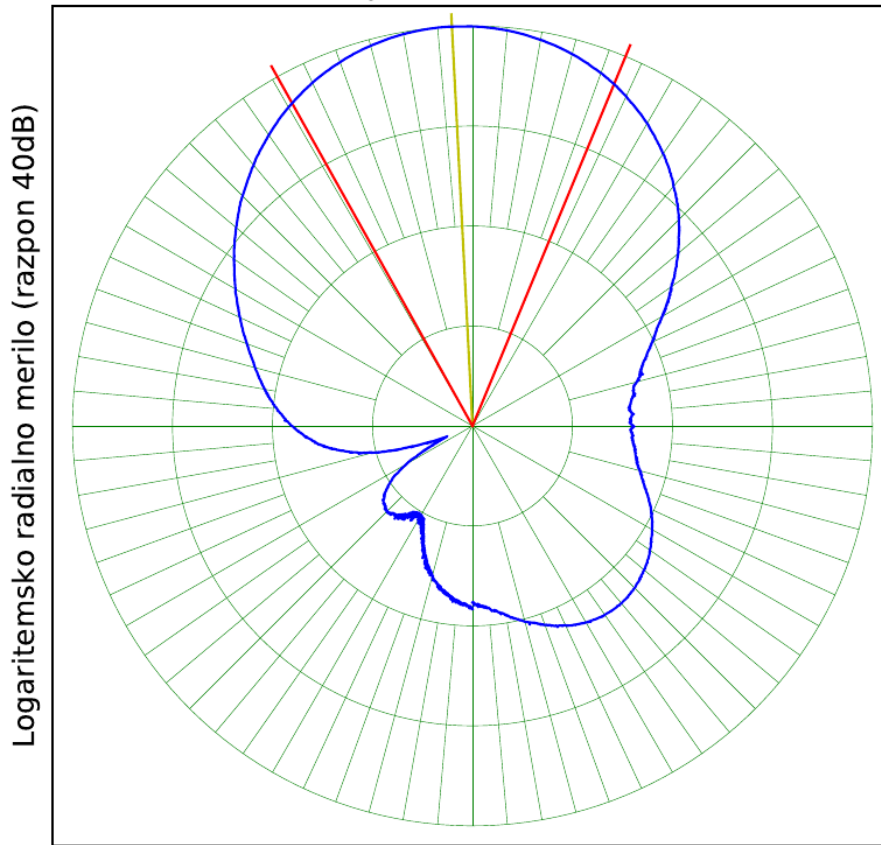
dipol v skodelici. Smernost dipola oziroma krpe v skodelici lepo zvezno počasi narašča s premerom skodelice vse do $d \leq 1.25\lambda$. Kot primerne skodelice sem uporabil odvečne aluminijaste skodelice z notranjim premerom $d=285\text{mm}$ in globino $h=72\text{mm}$, pred mnogimi leti namenjene SBFA za 13cm in žal neprimerno prevrtane za novo anteno...

Antena za 1245MHz potrebuje krpo premera 125mm. Krpa je izdelana iz 1mm debele aluminijeve pločevine. Krpa je pritrjena z vijakom M6 točno v sredini, kjer ima električno polje opisane antene ničlo. Matice in podložke na vijaku M6 določajo razdaljo 13mm med krpo in dnom skodelice, imajo pa tudi manjši vpliv na rezonančno frekvenco krpe. Na odmiku 35mm od središča krpe doseže impedanca antene 50Ω . Dodatno podporo krpi nudi napajalni priključek "N", podaljšan z bakreno cevko in vijakom M3:



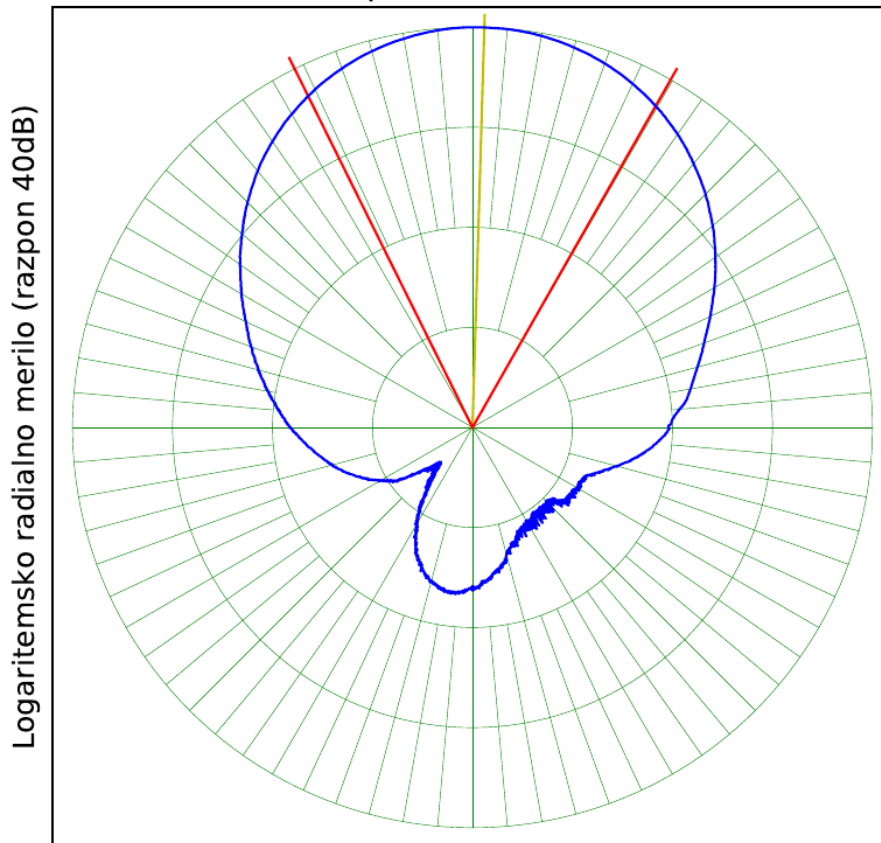
Opisano napajanje krpe je še najbolj podobno "gama" prilagoditvi Yagi anten. Preprostost "gama" prilagoditve oziroma takšnega nesimetričnega napajanja krpe ima svojo ceno: rahel odklon smeri sevanja antene v ravnini E. Oba izmerjena smerna diagrama v ravninah E in H sta izrisana v logaritemskem merilu z razponom 40dB, da so dobro vidni tudi zelo šibki stranski snopi:

Flika23 ravnina E 1245MHz
Wed Sep 21 08:44:55 2016



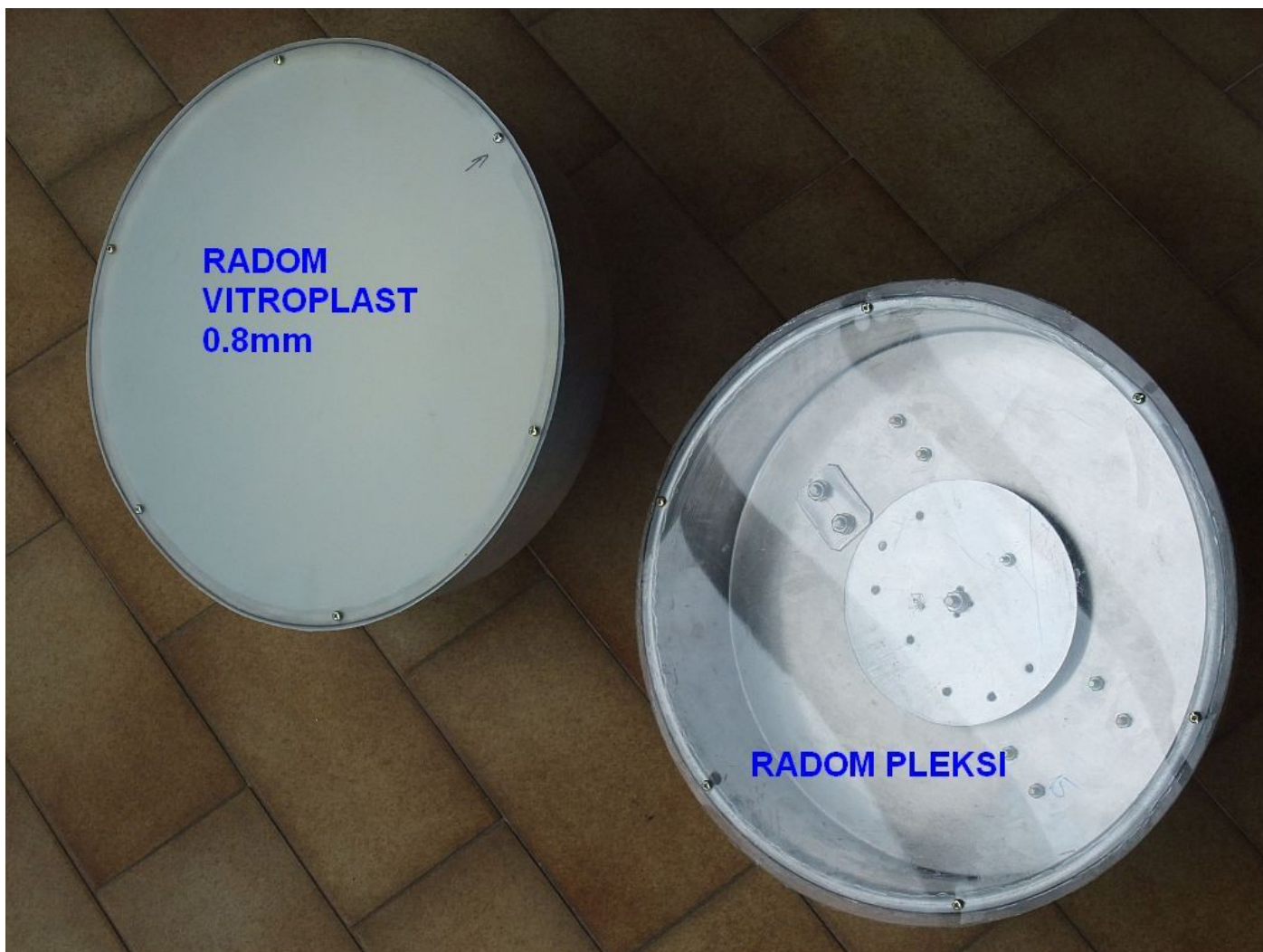
Sirina -3dB: 51.7 Odklon: 2.95 Smernost: 13.2 = 11.22 dBi

Flika23 ravnina H 1245MHz
Wed Sep 21 09:44:01 2016



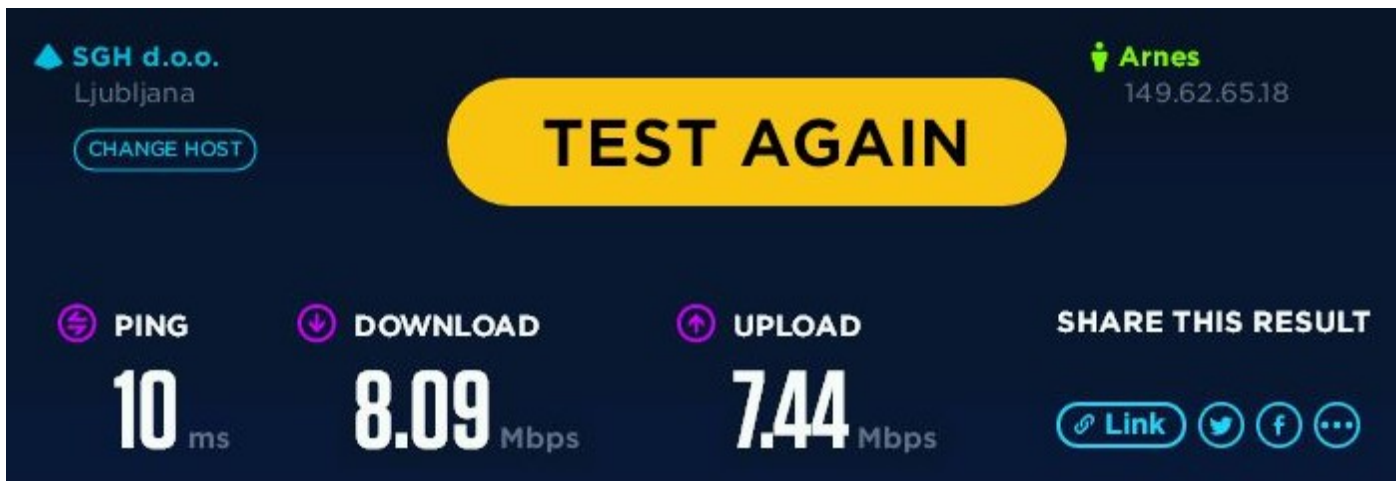
Sirina -3dB: 56.1 Odklon: -1.7 Smernost: 11.6 = 10.63 dBi

Smernost opisane krpe v skodelici je približno 11dBi oziroma 0.3dB manj od dipola v skodelici. Slednjo izgubo v praksi več kot pokrije boljša impedančna prilagoditev krpe. Krpo v skodelici zaščitimo pred vremenskimi vplivi podobno kot druge antene s pokrovom iz pleksija oziroma vitroplasta, zatesnjeno s silikonskim kitom povsod razen luknjice za kondenz v najnižji točki antene:



Opisane krpe v skodelici sem uporabil v prvih poskusih prenosa 10Mbit/s v frekvenčnem pasu 23cm. Uporabil sem prvotno različico radijske postaje s staro visokofrekvenčno glavo s CLY5 in izhodno močjo 1W na prenosni poti s stehe Primorskega Tehnološkega Parka v Vrtojbi do mene doma (Pristava pri Novi Gorici). Razdalja je sicer komaj dobre $r \approx 3\text{km}$ a brez vidljivosti. Vmes je kucelj z veliko zgradbo na vrhu, ki sega približno $h \approx 50\text{m}$ nad zveznico oddajnik-sprejemnik.

Izmerjena rezerva zveze PTP-S53MV s krpo v skodelici na obeh koncih zveze je okoli 18dB. Čisti prenos doseže tudi preko 8Mbit/s, kar je za simpleksno zvezo s sinhronizacijskimi glavami, mrtvimi časi preklopa RX/TX in nazaj ter potrditvami sprejema v obratni smeri res odličen rezultat:



Poleti 2016 smo uspeli postaviti 10Mbit/s zvezo na doslej najdaljši razdalji $r \approx 88\text{km}$ od Kobariškega Stola do Lopušnika pri Krimu. Pri frekvenci $f = 1245\text{MHz}$ znaša valovna dolžina približno $\lambda \approx 24\text{cm}$. Pripadajoče slabljenje zaradi razširjanja radijskih valov v praznem prostoru znaša:

$$a_{\text{razširjanja}} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \approx 133.3\text{dB}$$

Na Kobariškem Stolu je vgrajena SBFA s predelanim vzbujevalnim dipolom z dobitkom $G_{\text{Stol}} \approx 15.5\text{dBi}$. Na Lopušniku je dipol v skodelici z dobitkom $G_{\text{Lopušnik}} \approx 11\text{dBi}$. Na obeh koncih zveze so vgrajena pasovna sita, ki skupno s popačenjem vnašajo vsako približno 1dB slabljenja v zvezo. Antenski kabel na Kobariškem Stolu je precej dolg $>10\text{m}$, njegovo slabljenje zagotovo ni nižje od 3dB. Antenski kabel na Lopušniku je zelo kratek, slabljenje okoli 1dB.

Smiselna ocena skupnega slabljenja antenskih sit in kablov znaša $a_{\text{kablov}} \approx 6\text{dB}$ v opisani radijski zvezi. Iz vseh podatkov lahko izračunamo skupno slabljenje radijske zveze:

$$a_{\text{zveze}} = a_{\text{kablov}} - G_{\text{Stol}} - G_{\text{Lopušnik}} + a_{\text{razširjanja}} \approx 6\text{dB} - 15.5\text{dBi} - 11\text{dBi} + 133.3\text{dB} = 112.8\text{dB}$$

Izmerjena rezerva zveze Stol-Lopušnik znaša 11dB z radijskimi postajami s PD85004 in 2.5W izhodne moči na 1245MHz. Do izmerjenega dometa 125dB opisanih radijskih postaj v laboratoriju torej manjka samo 1.2dB v resnični radijski zvezi! V tako dolgi zvezi zakasnitev razširjanja radijskih valov ni več zanemarljiva, saj povečuje mrtve čase preklopa sprejem/oddaja in nazaj. Izmerjena zmogljivost zveze Stol-Lopušnik je približno $C \approx 5\text{Mbit/s}$.

Izvirnik  [zifx.odt](#)

Tiskanje  [zifx.pdf](#)

Tiskana vezja, podatkovni listi in programska oprema  [zifx.zip](#)