

BEACON 99

Besedila posameznih prispevkov niso lektorirana.

* * *

Ne odgovarjamo za škodo, ki bi nastala zaradi sestavljanja in uporabe naprav,
opisanih v posameznih prispevkih.

* * *

Prepovedano je vsakršno reproduciranje in uporaba v komercialne namene,
posameznih projektov ali celote, brez pisnega dovoljenja izdajatelja
oziroma avtorja posameznega projekta.

* * *

All articles are protected by Copyright. Reproduction or commercial use only
with written permission from the autor.

**(C) S59DBC - S53M
1999, 2000, 2001
<http://www.s53m.com>**

Design by S55HH

Svetilniki za 1.3GHz, 2.3GHz, 3.4GHz in 10GHz

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Načrtovanje svetilnikov

Zahteve za svetilnik so nekoliko drugačne od zahtev za SSB govorno radijsko postajo oziroma PSK radijsko postajo za packet-radio. Kljub podobni tehniki gradnje je zato smiselno izdelati posebna vezja povsod tam, kjer se svetilnik razlikuje od sprejemno/oddajnih radijskih postaj. Svetilnik je po svoje enostavnejši, saj potrebuje le modulacijo vrste vklop/izklop. Ker ni sprejemnika, tudi preklop antene ni potreben. Pri svetilniku moramo seveda upoštevati, da deluje neprekinjeno, kar pomeni dosti večje segrevanje izhodne stopnje oddajnika.

Ker so svetilniki namenjeni sprejemu s SSB radijskimi postajami, moramo posvetiti posebno pozornost stabilnosti frekvence. V ta namen je smiselno nekoliko predelati kristalni oscilator. TCXO ali celo termostat za kristal pa sta za radioamaterske svetilnike prezahetna. Termostat pomeni tudi višjo temperaturo delovanja vseh vezij, kar pomeni hitrejše staranje kristala. Pri uporabi običajnih kristalov (takšnih, kot pridejo nam radioamaterjem v roke) je pri uporabi termostata nad 40C stabilnost celo slabša, saj nad kratkotrajnimi spremembami prevlada zelo hitro staranje kristala, ki se kaže kot počasno, a stalno drsenje frekvence. Zelo visoko stabilnost frekvence bi seveda lahko dosegli z vkljenitvijo frekvence svetilnika na oddajnik točne frekvence, na primer na znano dolgovalovno uro DCF77 ali pa na signale GPS navigacijskih satelitov. Signali obojih izhajajo iz zelo točnih atomskih ur. Razen relativne stabilnosti bi tako dosegli tudi absolutno točnost frekvence. Konstrukcija takšnega svetilnika je seveda bistveno bolj komplikirana in je nima smisla uporabiti v prvi fazi gradnje svetilnikov. Ohišja, ožičenje in delno tudi elektroniko je seveda smiselno načrtovati tako, da bo takšna nadgradnja možna v bodočnosti. V cilju stabilnosti frekvence mora kristalni oscilator enostavnega svetilnika delovati neprekinjeno. Kristalnemu oscilatorju morajo slediti ločilne stopnje, da izhod oddajnika ne vleče frekvence oscilatorja. V slučaju mikrovalovnih svetilnikov so odlične ločilne stopnje kar množilniki frekvence, ki nujno sledijo kristalnemu oscilatorju. Pri modulaciji oddajnika vklop/izklop moramo seveda poskrbeti, da ostanejo kristalni oscilator in zadostno število ločilnih stopenj vedno priključeno na napajanje. Po drugi strani pa moramo paziti, da ne pustimo vključenih preveč stopenj oddajnika, saj modulacija same izhodne stopnje še ne zagotavlja dovolj velikega razmerja vklop/izklop. Bližnje postaje bi vsekakor slišale pisk tudi takrat, ko je izhodna stopnja brez napajanja in jakost izhodnega signala upade komaj za 20dB ali 30dB v pavzah med tipkanjem. Smiselna rešitev je stalno napajanje kristalnega oscilatorja in polovice verige množilnih stopenj. Drugo polovico množilnih stopenj in celotno verigo močnostnih ojačevalnih stopenj na izhodni frekvenci pa napajamo prekinjeno v ritmu tipkanja klicnega znaka in lokatorja svetilnika. Pri vsem skupaj ne smemo pozabiti na pravilno načrtovanje prve stopnje v verigi, ki se ji izklaplja napajanje. Ta stopnja mora zdržati polno moč krmiljenja tudi brez napajanja, kar za množilnike z bipolarimi Si tranzistorji običajno ne velja.

Za vse štiri svetilnike za 1.3GHz, 2.3GHz, 3.4GHz in 10GHz sem se odločil za podobno rešitev. Kot oscilator in prvi del verige množilcev sem uporabil preizkušeni modul iz SSB radijskih postaj, ki se stalno napaja. Temu modulu sledi namenski modul za svetilnik v mikrotraktasti tehniki, ki se mu napajanje preklaplja v skladu s tipkanjem klicnega znaka. Svetilniki za 1.3GHz, 2.3GHz in 3.4GHz imajo en sam dodatni namenski modul, svetilnik za 10GHz in bodoča svetilnika za 5.7GHz in 24GHz, ki sta še v razvoju, pa imajo dva namenska modula, saj je množilnih in ojačevalnih stopenj tu bistveno več.

2. Svetilnik za 1296MHz

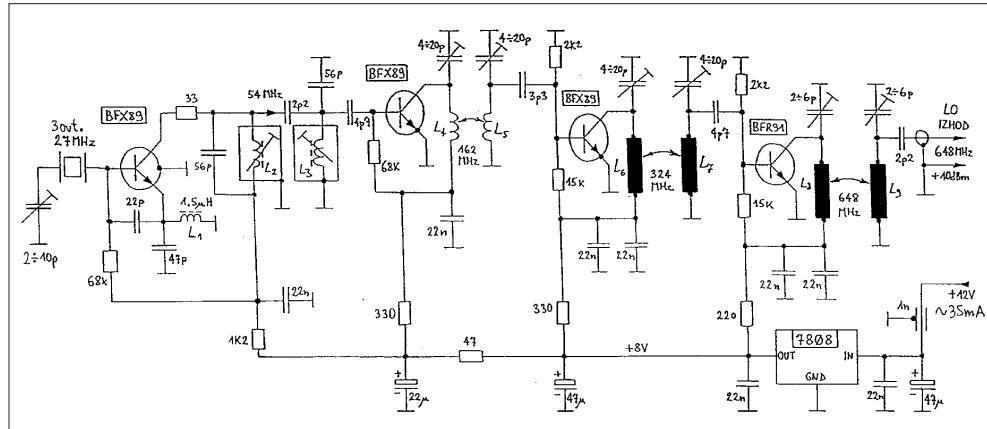
Svetilnik za 1296MHz vsebuje modul oscilatorja za 648MHz, ki je prikazan na sliki 1, in dodatni modul svetilnika za 1296MHz, ki je prikazan na sliki 2. Modul oscilatorja se v nekaj podrobnostih razlikuje od podobnega modula v SSB radijski postaji. Predvsem modul nima varikap diode, saj svetilnik deluje na eni sami frekvenci.

V modulu oscilatorja svetilnika je smiselno izbrati takšen kristal in ustrezno vezje oscilatorja, da bo stabilnost frekvence čim boljša. Glede na tehniko izdelave sodobnih kremenčevih kristalov bo dal najboljšo stabilnost kristal, ki niha na tretjem overtonu v frekvenčnem pasu med 25MHz in 40MHz. V svetilniku za 1296MHz sem se zato odločil za kristal za 27MHz.

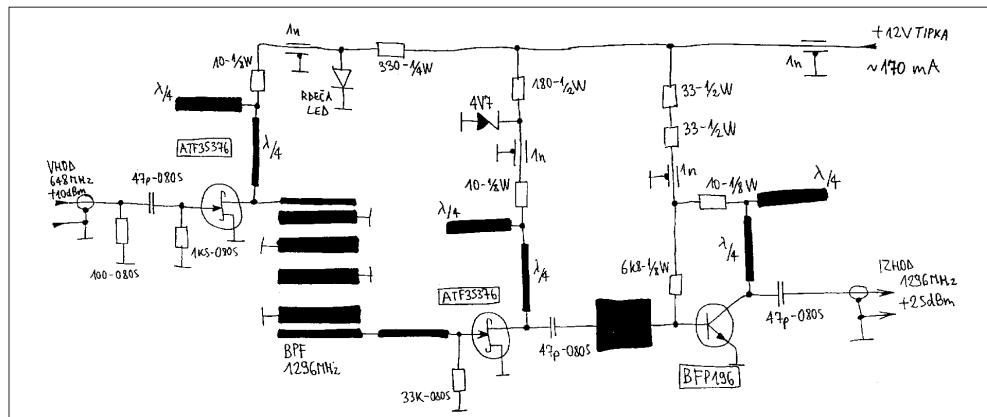
Zaporedno s kristalom je vezan še kapacitivni trimer za točno nastavitev frekvence, saj je stabilnost frekvence kristalnega oscilatorja v tem slučaju boljša kot pa pri uporabi zaporedne tuljave. Območje nastavljanja frekvence s kapacitivnim trimerjem je seveda dosti bolj omejeno kot pa z zaporedno tuljavo. Zaporedni kondenzator lahko le zviša frekvenco kristala za kakšen kHz.

Kristalnemu oscilatorju sledi veriga množilnih stopenj, ki je povsem enaka podobni verigi v SSB radijski postaji za 10GHz. Izhodna moč +10 dBm na koncu verige povsem zadošča za krmiljenje naslednje množilne stopnje v namenskem modulu svetilnika za 1296MHz.

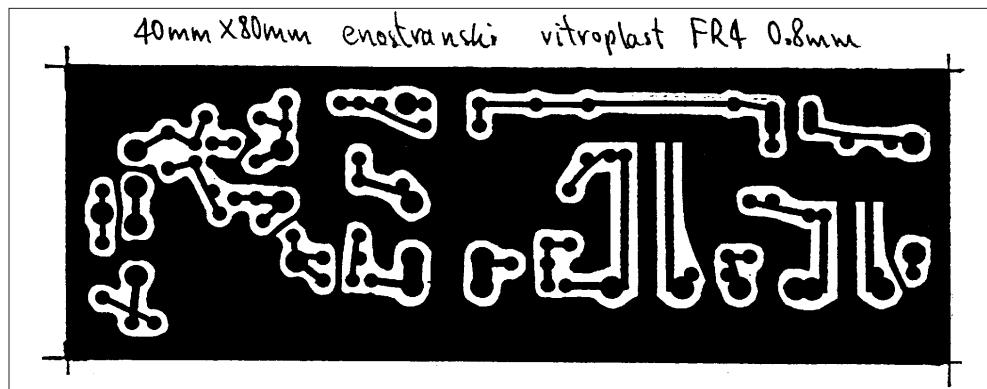
Namenski modul svetilnika za 1296 MHz vsebuje tri stopnje: zadnji podvojevalnik frekvence s HEMTom ATF35376 in dve ojačevalni stopnji s še enim ATF35376 in tranzistorjem BFP196. Podvojevalnik je izdelan tako, da se večji del moči modula oscilatorja potroši na uporu 100ohm. Na ta način ATF35376 zdrži brez škode polno krmilno moč tudi brez napajanja. Moč izhodne stopnje je omejena na +25dBm (okoli 300mW), kar je na frekvenčnem področju 1296 MHz povsem zadostni za lokalni svetilnik. Za moč 300mW zadošča že razmeroma majhen tranzistor BFP 196, hkrati pa je segrevanje celotnega modula zelo omejeno. Namenski modul svetilnika za 1296MHz se seveda napaja z napetostjo +12VTIPKA.



Sl. 1: oscilator za 648 MHz (1296)



Sl. 2: svetilnik za 1296 MHz



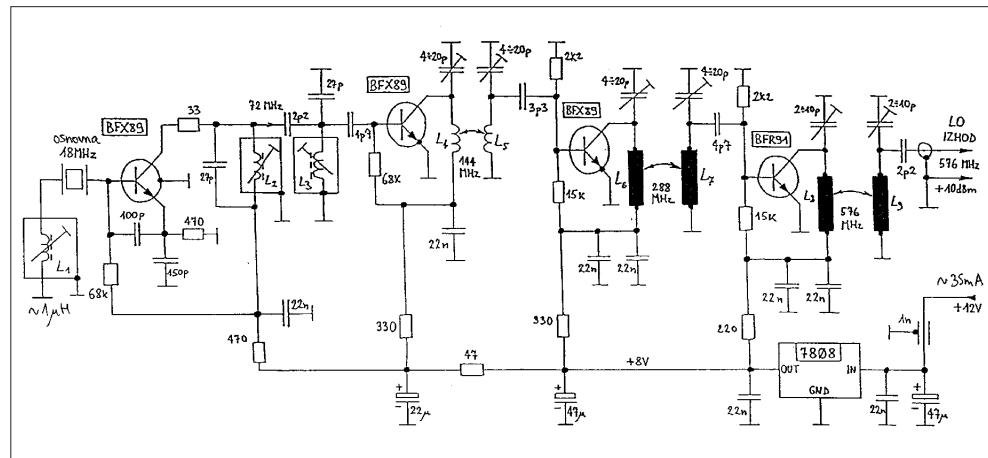
Tiskano vezje oscilatorja za 648 MHz



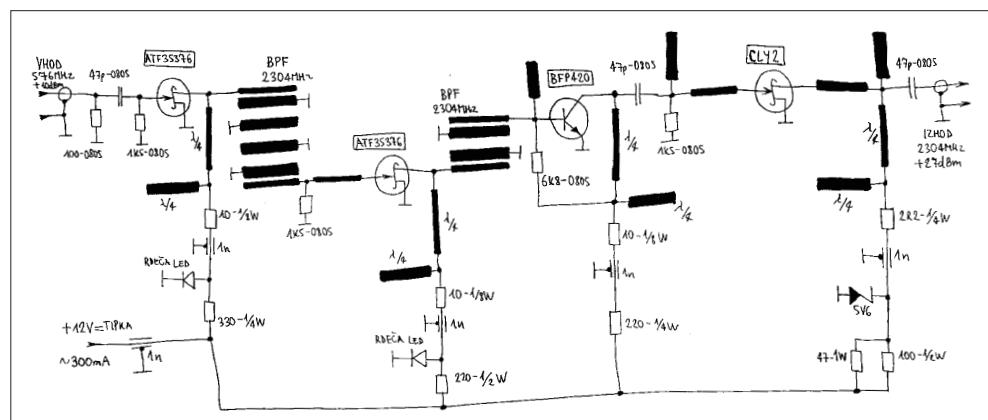
Tiskano vezje svetilnika za 1296 MHz

3. Svetilnik za 2304/2320MHz

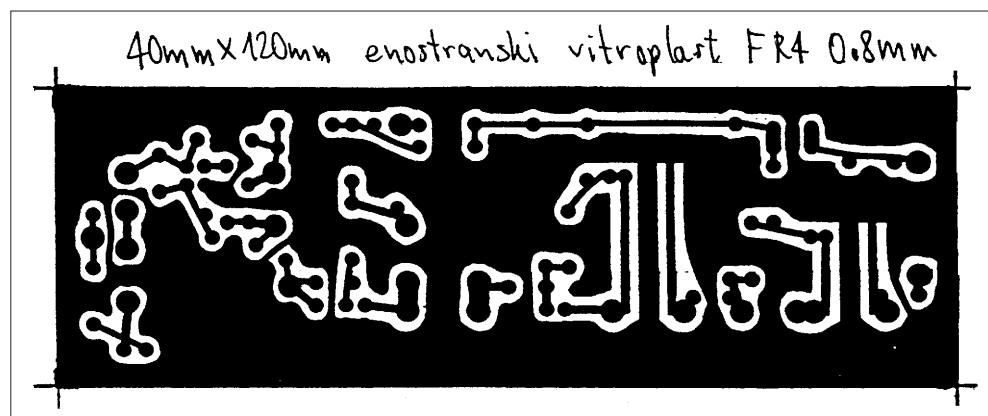
Svetilnik za 2304/2320MHz vsebuje modul osculatorja za 576MHz, ki je prikazan na sliki 3, in namenski modul svetilnika za 2304MHz, ki je prikazan na sliki 4. Modul osculatorja se razlikuje od podobnega modula v SSB radijski postaji le po odsotnosti varikap diode. Uporaba kristala na osnovni rezonanci 18MHz ni najboljša tehnična rešitev. Dosti boljše rezultate stabilnosti frekvence bi dal overtonski kristal za 36MHz v podobnem vezju kot v svetilniku za 1296MHz. Namenski modul svetilnika za 2304/2320MHz vsebuje štiri stopnje: zadnji množilnik frekvence s HEMTom ATF35376 ter tri ojačevalne stopnje s še enim ATF35376, ki mu sledita BFP420 in CLY2. Ker množilnik množi s štiri, sledi prvi ojačevalni stopnji dodatno pasovno sito za izhodni signal, saj sta neželjena tretji in peti harmonik razmeroma blizu. Moč izhodne stopnje znaša dobroj +27dBm (skoraj 600 mW), kar je na frekvenčnem področju 2304MHz ali 2320 MHz povsem zadost za lokalni svetilnik. Moč izhodne stopnje sicer enostavno znižamo tako, da znižamo napajalno napetost, se pravi povečamo upore in znižamo napetost zener diode. Namenski modul svetilnika za 2304/2320MHz se prav tako napaja z napetostjo +12VTIPKA, medtem ko dobi osculator stalno napetost +12V. Da omejimo segrevanje izhodne stopnje, je pametno vgraditi oba upora v napajanjtu izhodne stopnje (47ohm-1W in 100ohm-1/2W) izven okopljenega ohišja tako, da dodamo še en kondenzator skoznik.



Sl. 3: oscilator za 576 MHz (2304 MHz)



Sl. 4: svetilnik za 2304 MHz



Tiskano vezje osculatorja za 576 MHz (2304 MHz)



Tiskano vezje svetilnika za 2304 MHz

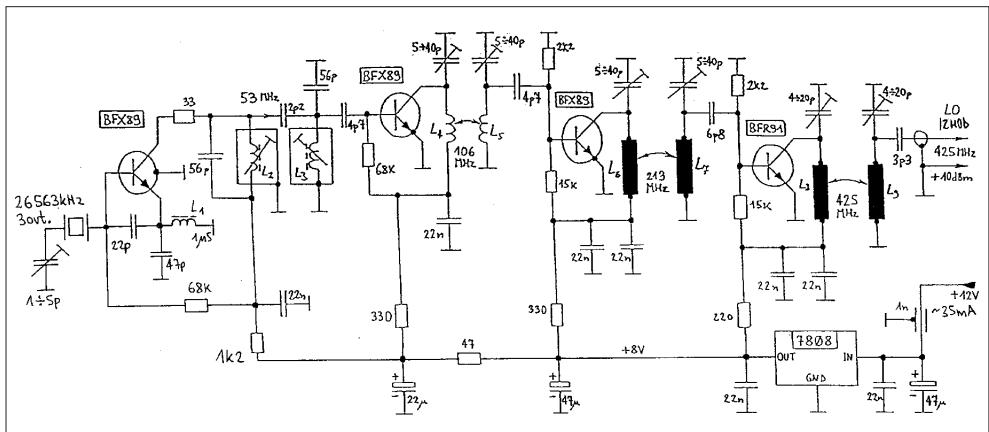
4. Svetilnik za 3400MHz

Svetilnik za 3400MHz vsebuje modul oscilatorja za 425MHz, ki je prikazan na sliki 5, in namenski modul svetilnika za 3400MHz, ki je prikazan na sliki 6. Modul oscilatorja se od podobnega modula v SSB radijski postoji razlikuje le v kristalnem oscilatorju. V svetilniku je uporabljen overtonski kristal za 26.563MHz zaradi boljše stabilnosti frekvence. Zaporedno s kristalom je vezan kapacitivni trimer zelo nizke vrednosti, da lahko uporabimo v oscilatorju kar CB kristal za nazivno frekvenco 26.560MHz.

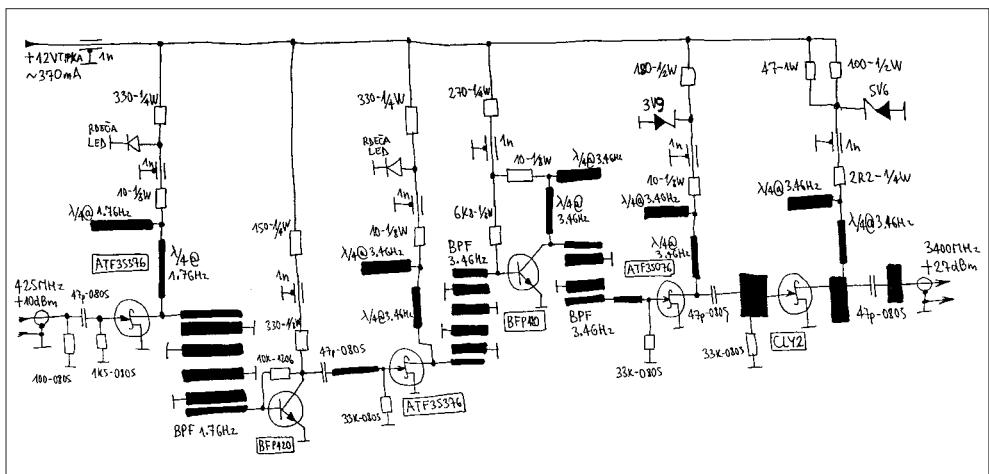
Namenski modul svetilnika za 3400MHz vsebuje dve množilni stopnji in štiri ojačevalne stopnje. Signal iz modula oscilatorja na 425MHz se najprej množi s štiri na 1700MHz (prvi ATF35376) in ojača s tranzistorjem BFP420. Drugi množilnik vsebuje prav tako ATF35376, ki frekvenco podvojuje na 3400MHz. Končno sledijo tri ojačevalne stopnje: BFP420, ATF35076 in CLY2, ki izhodni signal ojačijo na približno +27dBm (okoli 500mW).

Vezje vsebuje tudi tri pasovna sita: eno sito na 1700MHz in dve siti na 3400MHz, pred in za ojačevalno stopnjo s tranzistorjem BFP420. Veliko število stopenj zahteva tudi večjo površino tiskanega vezja oziroma širšo tiskanino, ki se jo komaj še da zadržati na takšni meji (30mm), da rezonance oklopljene škatlice ne motijo delovanja vezja.

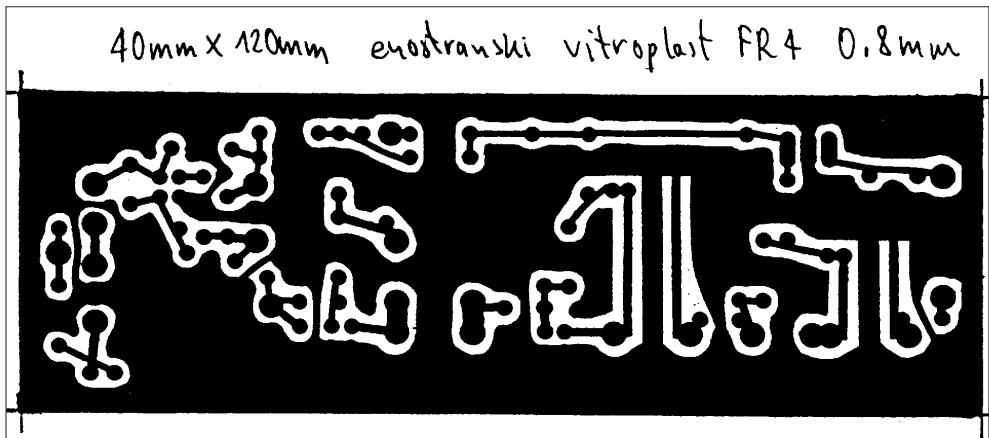
Celotni namenski modul svetilnika za 3400MHz se napaja z napetostjo +12VTIPKA, medtem ko dobi modul oscilatorja stalno napetost +12V. Ker je poraba moči svetilnika za 3400MHz še večja, je smiselno vgraditi upora v napajanju izhodne stopnje (47ohm-1W in 100ohm-1/2W) kot tudi napajalni upor krmilne stopnje (180ohm-1/2W) izven oklopljenega ohišja zaradi boljšega hlajenja.



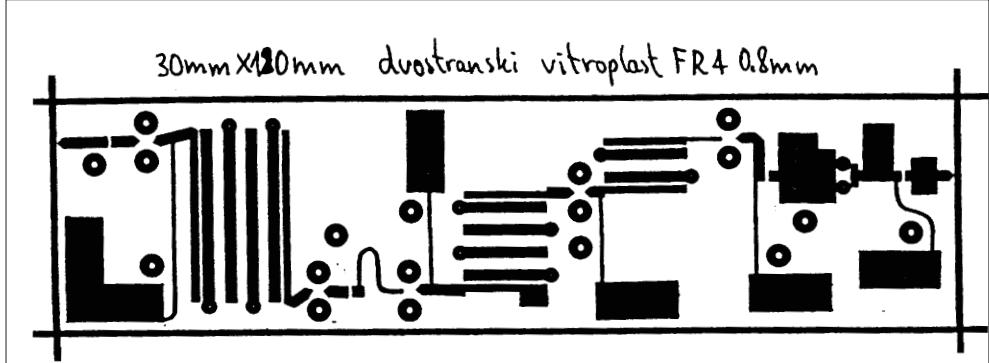
Sl. 5: oscilator za 425 MHz (3400 MHz)



Sl. 6. svetilnik za 3400 MHz



Tiskano vezje oscilatorja za 425 MHz (3400 MHz)



Tiskano vezje svetilnika za 3400 MHz

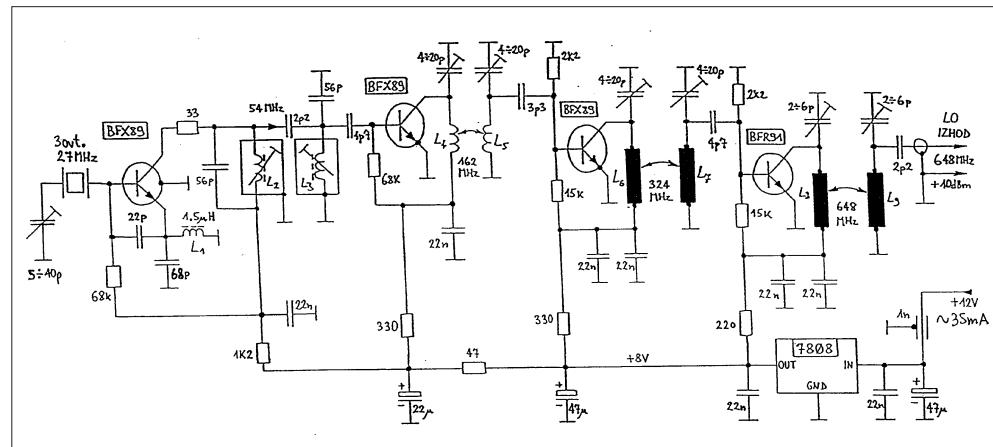
5. Svetilnik za 10GHz

Svetilnik za 10GHz sestavlja tri enote: modul oscilatorja za 648MHz, ki je prikazan na sliki 7, množilnik svetilnika za 10GHz, ki je prikazan na sliki 8 in močnostni ojačevalnik, ki je prikazan na sliki 9. Modul oscilatorja je popolnoma enak oscilatorju v svetilniku za 1296MHz z izjemo vrednosti kondenzatorjev okoli kristala, ki ga je potrebno povleči na nekoliko drugačno frekvenco.

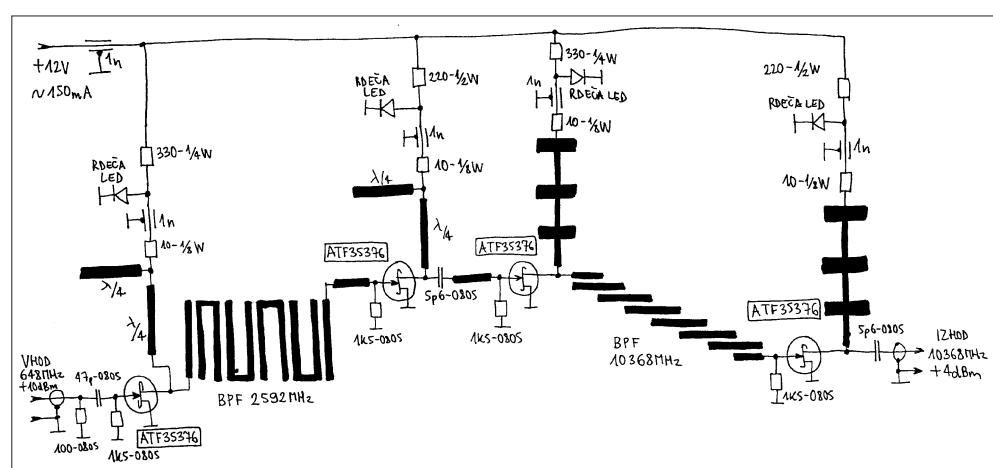
Množilnik svetilnika za 10GHz vsebuje dve množilni in dve ojačevalni stopnji. Vse stopnje so izdelane s HEMTi ATF35376. Prva množilna stopnja početveri vhodno frekvenco na 2592MHz. Signal na 2592MHz je treba seveda ojačati, da lahko krmili drugo množilno stopnjo. Tudi ta početveri frekvenco na 10368MHz, ki jo spet ojača izhodna ojačevalna stopnja.

Ker uporabljava oba množnika razmeroma visoka faktorja množenja (štirikrat), sledita obema množilnikoma komplizirani pasovni siti. Pasovno sito na 2592MHz ima štiri polvalovne rezonatorje, pasovno sito na 10368MHz pa kar šest polvalovnih rezonatorjev. Jakost izhodnega signala lahko precej odstopa od nazivne vrednosti +4dBm (okoli 2.5mW) glede na tolerance polprevodnikov, laminata FR4 za ter jedkanja tiskanine. Močnostni ojačevalnik za 10GHz vsebuje dve ojačevalni stopnji s skupno s petimi HEMTi ATF35076. V krmilni stopnji je uporabljen en sam tranzistor, v izhodni stopnji pa vzporedna vezava štirih tranzistorjev. Vzporedna vezava tranzistorjev je izvedena z Wilkinson-ovimi hibridi, ki imajo zaključene razlike le na vhodih štirih ATF35076, izhodni hibridi pa imajo razliko nezaključeno.

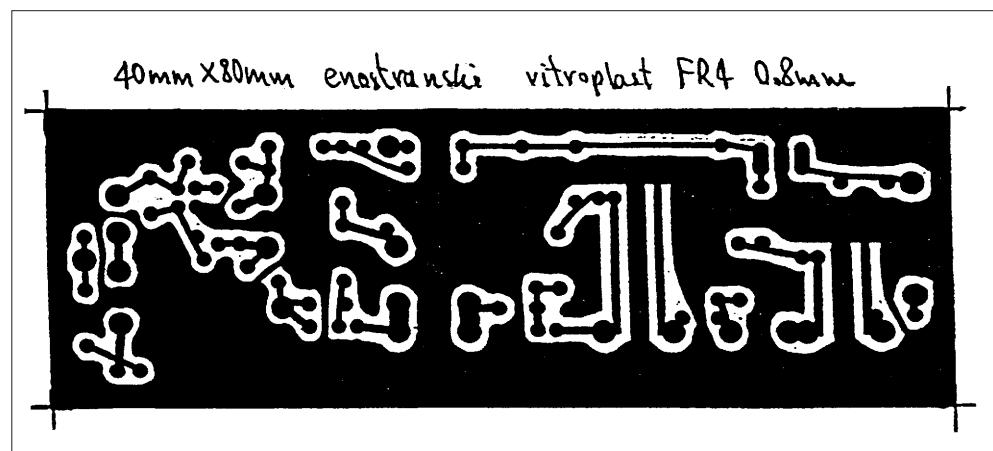
Celoten ojačevalnik je bil sicer načrtovan za delovanje v širokem frekvenčnem pasu 4...14GHz. Na nazivni frekvenci 10GHz lahko proizvede tudi +24dBm (okoli 250mW) s krmiljenjem 10mW. Pri krmiljenju z opisano verigo mno-



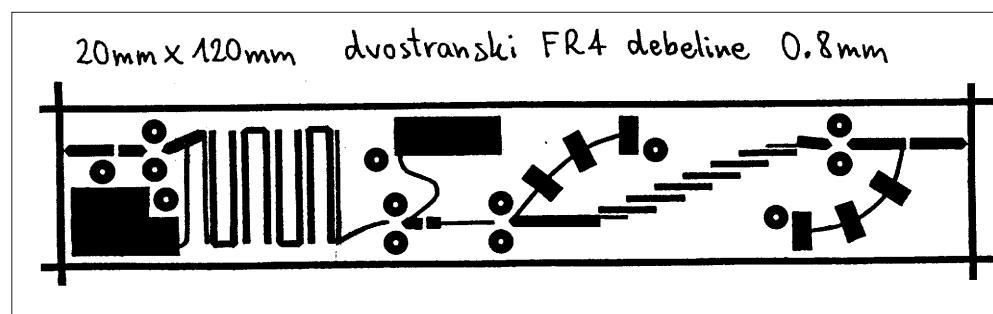
Sl. 7: oscilator za 648 MHz (10368 MHz)



Sl. 8: množilnik svetilnika za 10 GHz

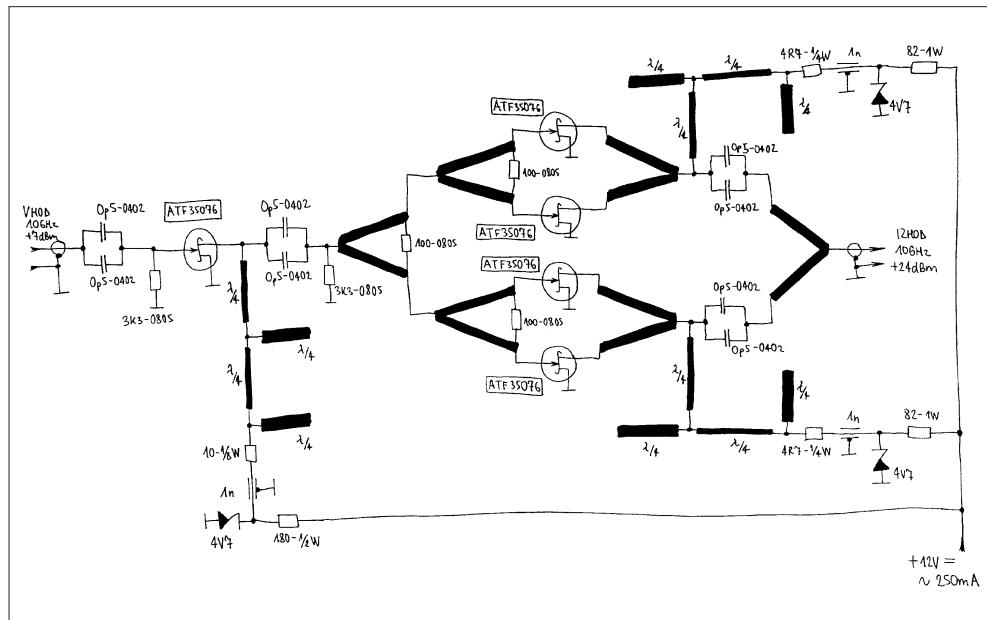


Tiskano vezje oscilatorja za 648 MHz



Tiskano vezje množilnika za 10 GHz

žilnih stopenj (2.5mW) dosega izhodna moč le 150mW. Ojačevalnik je zaradi čimmanjših izgub izdelan na 0.5mm deblem teflonskem laminatu. Napajanje je izvedeno podobno kot pri ostalih svetilnikih. Modul oscilatorja za 648MHz dobi stalno napajanje +12V. Množilniki svetilnika za 10GHz in močnostni ojačevalnik pa dobijo napajanje +12VTIPKA. Oba mikrotrakasta modula seveda potrebuje absorber, črno antistatično peno, za dušenje rezonanc ohišij. Močnostni ojačevalnik ne proizvaja ravno dosti topote, zato vgradnja uporov izven škatlice ni tako nujna kot pri svetilnikih za 2.3GHz ali 3.4GHz.

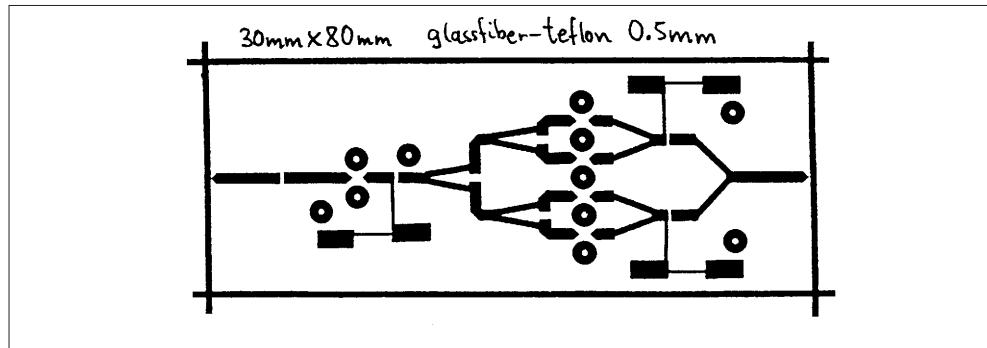


Sl. 9: močnostni ojačevalnik 4...14 GHz/+20dBm

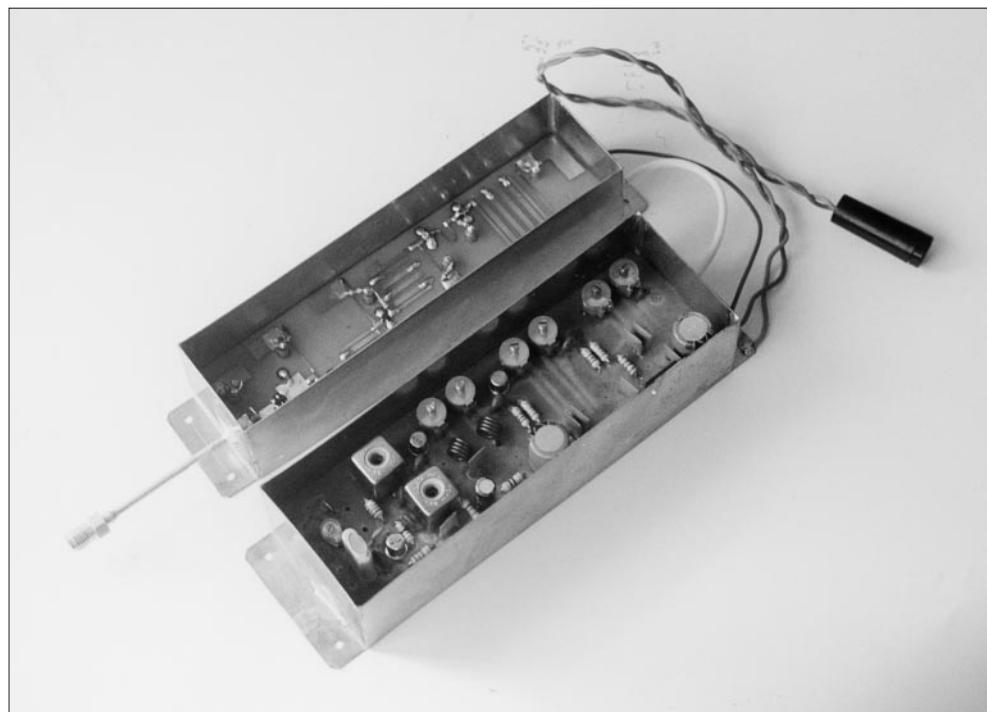
6. Bodoči ostali svetilniki

Od pomembnih mikrovavelovnih amaterskih področij manjkata še svetilnika za 5760MHz in 24192MHz. Svetilnik za 5.7GHz bi lahko izdelali podobno kot svetilnik za 10GHz, saj močnostni ojačevalnik sploh ne potrebuje večjih predelav. Oscilator pa bi bilo pametno postaviti na 40MHz ali celo 60MHz z uporabo kristala na tretjem overtonu, zaradi boljše stabilnosti frekvence. Izhodno frekvenco modula oscilatorja 720MHz bi potem množili s štiri na 2880MHz in končno podvojili na 2880MHz.

Svetilniki za 24GHz in višje frekvence so seveda bolj zahtevni. Razen dolge verige množilnih stopenj predstavljajo težave še razpoložljivi polprevodniki, ki na omenjenih frekvencah nimajo kdove kako visokega ojačenja. Končno predstavlja težavo tudi izbira primerne antene in njena zaščita pred vremenskimi neprilikami s pokrovom, ki je še vedno prozoren za 24GHz ali višje frekvence.



Tiskano vezje močnostnega ojačevalnika



Dvojne reže v pravokotnem valovodu - antene s krožnim diagramom v azimutni ravnini in horizontalno polarizacijo

Double slot in a rectangular waveguide - an antenna with omnidirectional pattern in the azimuth plane and horizontal polarisation

Robert Vilhar - S53WW

1. UVOD

Velikokrat se zgodi, da potrebujemo anteno z ojačenjem več kot 0 dBi, ki ima v azimutni ravnini vsesmeren diagram in istočasno seva horizontalno polarizirane valove. Tipičen primer so antene za radijske svetilnike. Enake ali podobne antene bi lahko uporabili za ATV repetitorje in vozliščne postaje v paketnem omrežju.

Vsesmeren diagram v azimutni ravnini ima vertikalnen polvaloven dipol - navpičen kovinski vodnik v praznem prostoru. Le-ta seva vertikalno polarizirano valovanje. Njemu dualen element je navpična polvalovna reža (prazen prostor) v neskončni kovinski ravnini, ki seva horizontalno polarizirano valovanje. Praktične reže seveda izdelamo v kovinski plošči končnih dimenzij. Tako izdelane reže lahko napajamo na različne načine, najbolj enostavno pa tako, da reže izrežemo v samo napajalno linijo. Najprimernejša napajalna linija za izdelavo takšne antene je pravokoten valovod.

Primer dvojne reže v pravokotnem valovodu je prikazan na sliki 1. Električne lastnosti dvojne reže določa dolžina obeh rež in njun odmik od središčnice širše valovodne stranice. S primerno dolžino, ki je blizu

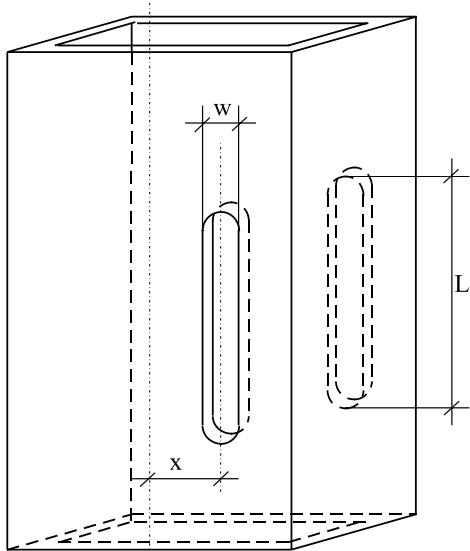
1. INTRODUCTION

An antenna with higher gain than 0 dBi and with omnidirectional pattern in the azimuth plane and horizontal polarisation is needed in many cases. Typical application is a beacon antenna. Similar or the same antennas could be used for ATV repeaters and for node stations in the packet radio network.

Omnidirectional pattern in the azimuth plane can be realised with vertical half wavelength dipole - a metal conductor vertically placed in a free space. It radiates vertically polarised waves. Radiation element that is dual to metal dipole is vertical half wavelength slot (free space) in an infinite metal plane - it radiates horizontally polarised waves. Real slots are cut in a metal plate of finite dimensions, of course. Slots can be fed in many ways, but the most practical one is cutting the slots directly into the feeding line. Rectangular waveguide is the most appropriate feeding line for the realisation of that kind of antennas.

Figure 1 shows a double slot in a rectangular waveguide. Electrical properties of a double slot are determined by the length of both slots and by the displacement from the centreline of the waveguide broad wall. With appropriate length that is close to half wavelength, double slot can present resistive load to the feeding line (resonant slots). Excitation amplitude can be controlled with the displacement of the slot from the centreline of waveguide broad wall (slot cut at the centreline of a broad wall does not radiate!). Double slot in a waveguide has nearly the same gain as a dipole. Radiation pattern in the azimuth plane is not absolutely circular because of the finite dimensions of the metal plane represented by the waveguide broad wall. Deviation from the ideal circularity is less than ± 4 dB what is more than adequate.

When an antenna with higher gain is needed the vertical array of double slots can be constructed. Double slots are cut alongside the waveguide at the distance of $\lambda_s/2$, where λ_s stands for wavelength in waveguide. Excitation voltage phase shift of 180° is achieved in that way. All slots must be fed in-phase if we want the array to radiate the maximum power into the direction perpendicular to the waveguide (broadside array). So additional phase shift of 180° is needed and that can be realised by cutting the slots on the left and on the right side of centreline alternately (in-phase excitation could



Slika 1 / Figure 1

polovici valovne dolžine v praznem prostoru, dosežemo, da reža predstavlja samo ohmsko obremenitev valovodne linije (reže so resonančne). Z odmikom od središnice širše valovodne stranice določimo jakost vzbujanja reže (reža v sredini širše stranice pravokotnega valovoda ne seva!). Dvojna reža v valovodu ima približno enako ojačenje kot dipol. Smerni diagram v azimutni ravnini ni popolnoma krožen zaradi končnih dimenzij kovinske plošče, ki jo predstavlja valovod. Kljub temu je odstopanje od idealnega kroga manjše od ± 4 dB, kar je povsem zadovoljivo.

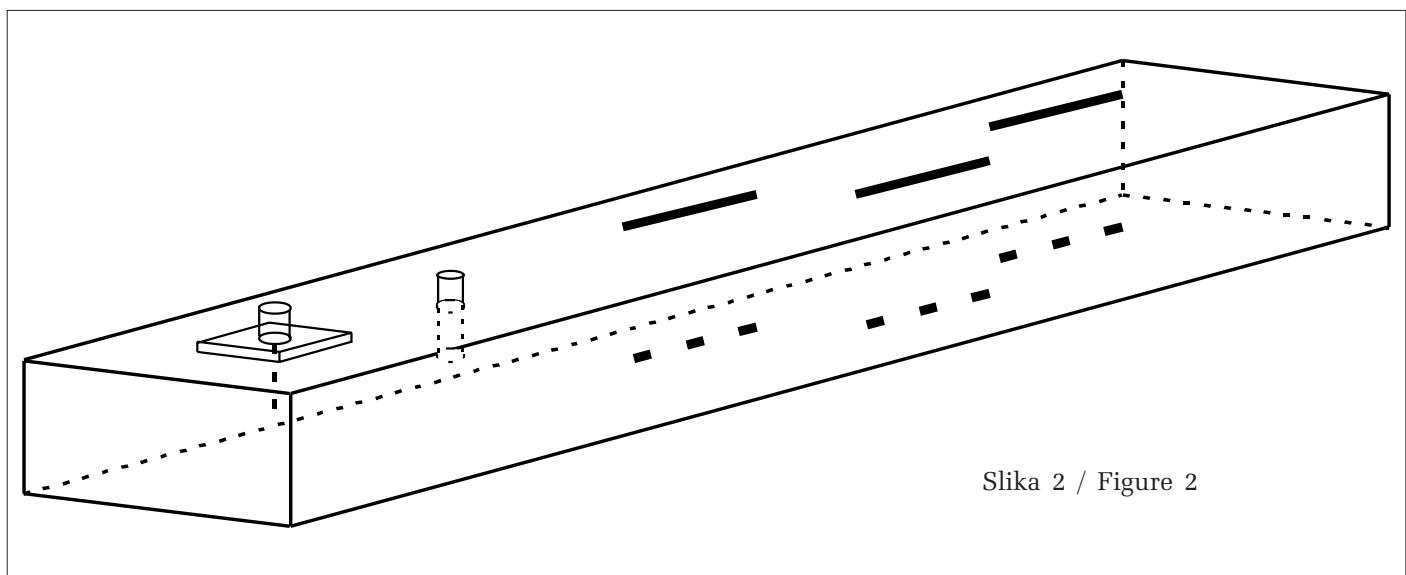
Če želimo imeti anteno z več ojačenja, moramo sestaviti antensko supino iz večih dvojnih rež. Izdelamo jo tako, da reže razporedimo vzdolž valovoda na razdalji $\lambda_s/2$, kjer je λ_s valovna dolžina v valovodu. S tem dosežemo 180° fazni zasuk napajalne napetosti. Če želimo, da bo antenska skupina sevala maksimalno moč v smeri pravokotno na os valovoda, morajo biti vse reže napajane sofazno. Zato potrebujemo še dodatni fazni zasuk za 180° , ki ga dobimo tako, da reže izmenično vrezujemo levo in desno od središnice valovodne stranice (sofazno napajanje bi lahko dosegli tudi tako, da bi reže razporedili na razdalji λ_s , vendar bi v tem primeru dobili tri glavne snopa v vertikalni ravnini). Ker odprt konec valovoda tudi seva, ga moramo na primerenem mestu zapreti. To storimo na razdalji $\lambda_s g/4$ od sredine zadnje reže (kratek stik se po $\lambda_s g/4$ dolgi liniji preslika v odprte sponke).

Tako izdelano ateno je potrebno priključiti na oddajnik/sprejemnik. Le-ta ima običajno koaksialen priključek, zato moramo izdelati še ustrezni prehod s koaksialne na valovodno linijo. Njenostavnejše je ta prehod vključiti v samo strukturo antene. Skupino treh dvojnih rež, ki imajo koaksialni priključni konektor, prikazuje slika 2.

be achieved by displacing the slots for λ_s , but three main lobes in the vertical plane would be produced in that way). As the waveguide open end also radiates it must be closed in an appropriate way. The best way is to place a short circuit $\lambda_s/4$ from the centre of the last double slot ($\lambda_s/4$ line transforms the short circuit into the open circuit).

Antenna must be connected to the transmitter/receiver that normally has coaxial port. So suitable adapter from coaxial line to waveguide must be constructed. The most simple solution is to integrate the adapter into the antenna structure. Figure 2 shows a three element array of double slots in waveguide with coaxial input connector.

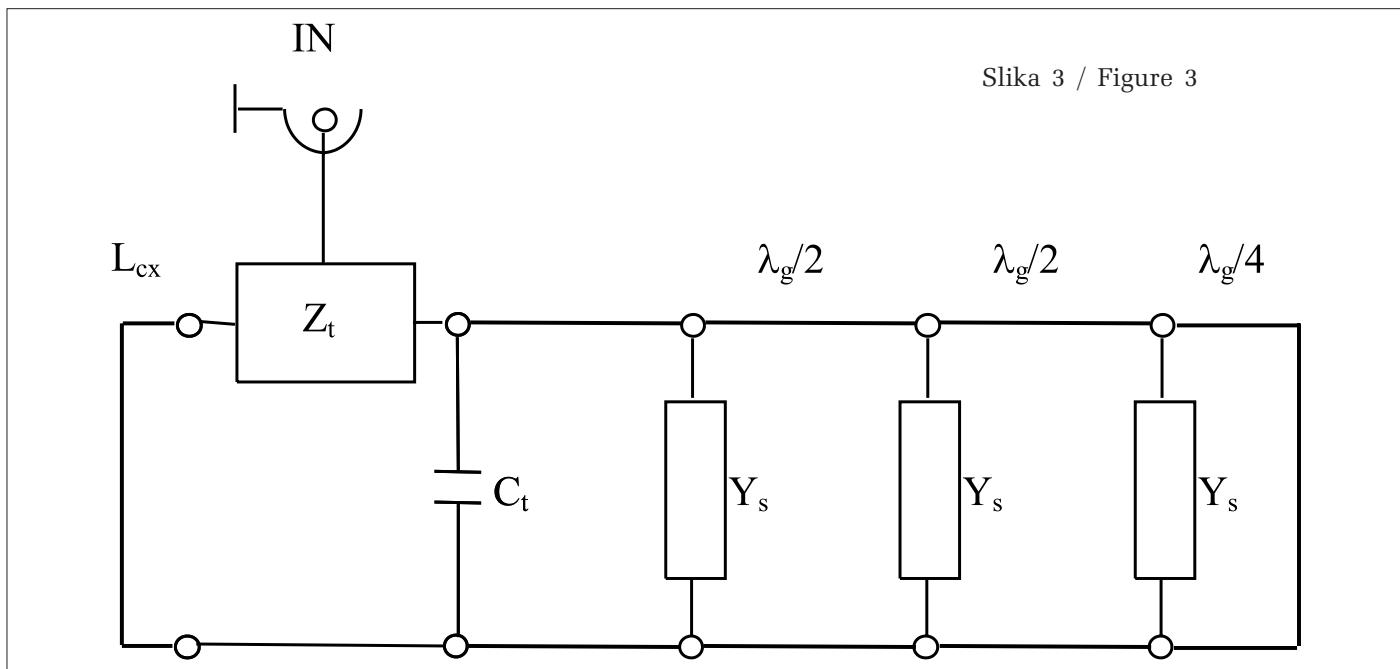
Equivalent circuit of the antenna array from the Figure 2 is shown on the Figure 3. Double slot can be represented as a shunt admittance (Y_s) on the feeding line. From the radiation pattern point of view all the slots should be excited in-phase and with equal voltages (for maximum gain). That means that absolute value of the slot length is not so important as long as all the slots are of the same length. From the feeding line point of view the waveguide with slots should represent a matched load. To satisfy this condition the displacement of slots is chosen so that the sum of normalised conductivities is 1 (all the slots have the same displacement to achieve the equal amplitude excitation of the array). Deviation of slot lengths from the resonant length can be tuned out with tuning screw (C_t) and the length of the monopole in the coaxial/waveguide adapter (Z_t). The above mentioned statements are valid only when there is no mutual coupling between the slots. Mutual coupling is practically negligible because adjacent slots are placed in the radiation pattern null.



Slika 2 / Figure 2

Na sliki 3 je prikazana nadomestna shema antenske skupine s stališča napajalne linije. Reže se obnašajo kot vzporedna admitanca (Y_s) na napajalni liniji. S stališča smernega diagrama je pomembno samo to, da so reže vzbujane sofazno in z enakimi amplitudami napetosti (za največje ojačenje). To pomeni, da absolutna dolžina reže ni tako pomembna, morajo pa biti vse enako dolge. S stališča napajalnega priključka antene pa je pomembno, da predstavlja valovod z režami kolikor toliko prilagojeno

The lengths of slots should be close enough to the resonant lengths to be able to tune out the reactive component of the input admittance using the tuning screw. More slots are cut in the array closer to the resonant their length should be. On the other hand, when increasing the number of slots in the array, lower the normalised conductivity of the individual double slot must be ($g=1/N$, N is the number of double slots). As a result the array can not be arbitrary long because we can



Slika 3 / Figure 3

breme. Zato izberemo takšne odmike rež, da je vsota vseh normiranih prevodnosti (realih delov admitanc) enaka 1 (vsi odmiki so enaki, da so vse reže vzbujane z enako amplitudo). Odstopanja dolžin rež od resonančne dolžine pa poglasimo z uglaševalnim vijakom (C_t) in dolžino antenice na prehodu koaksialni vod/valovod (Z_t). Vse zgoraj povedano velja za primer, ko med režami ni medsebojnega sklopa. V praksi je ta sklop zanemarljiv, ker se sosednje reže nahajajo v področju ničle lastnega smernegra diograma.

Kljub vsemu morajo biti dolžine rež blizu resonančnim dolžinam, da z uglaševalnim vijakom lahko kompenziramo reaktivno komponento. Več kot je rež v skupini, bliže mora biti njih dolžina resonančni. Po drugi strani se z večanjem števila dvojnih rež v skupini manjša vrednost normirane prevodnosti posamezne dvojne reže ($g=1/N$, N je število dvojnih rež). Zato skupina ne more biti poljubno velika, ker ne moremo izdelati rež s poljubno majhno prevodnostjo. Torej je največje dosegljivo ojačanje takšne antenske skupine odvisno od mehanskih toleranci izdelave rež (δ).

2. ANTENE ZA MIKROVALOVNE RADIJSKE SVETILNIKE

Valovodne reže so primerne za radioamaterske frekvenčne pasove od 2,3 GHz navzgor. Dalo bi se izdelati valovodne reže za 1,3 GHz, vendar postanejo dimenzijsi valovoda že precej velike (najmanj okrog 170x40 mm). Odločili smo se za izdelavo skupin valovodnih rež za naslednje frekvenčne pasove: 2,3 GHz; 3,4 GHz; 5,7 GHz in 10,4 GHz. Ker naj bi vse antene montirali v enak radom (zaščitni pokrov) in na enak nosilec, je bila s tem avtomatično določena dolžina antene. Iz te dolžine sledijo števila dvojnih rež za posamezne frekvenčne pasove: 3 reže za 13 cm, 4 reže za 9 cm, 6 rež za 6 cm in 12 rež za 3 cm (tu je bila omejitev najmanjša prevodnost reže). V spodnji tabeli so podane električne lastnosti izdelanih anten.

not produce the slots with arbitrary small conductivity. So the highest achievable gain of the array depends on the fabrication tolerances (δ).

2. ANTENNAS FOR MICROWAVE BEACONS

Microwave beacon antennas can be fabricated from arrays of waveguide slots for the frequency band 2,3 GHz and above. Antennas for 1,3 GHz could be made but the dimensions of the waveguide are quite large (minimum 170x40 mm). Realisation of the arrays of double slots for the following amateur band was done: 2,3 GHz; 3,4 GHz; 5,7 GHz and 10,4 GHz. As all the antennas would be mounted into the same radome and on the same mounting structure the maximum length of the individual antennas was automatically determined. This length gives the number of double slots: 3 slots for 13 cm, 4 slots for 9 cm, 8 slots for 6 cm and 12 slots for 3 cm. Antenna electrical properties are summarised in the Table 1.

	13 cm	9 cm	6 cm	3 cm
Number of double slots - N	3	4	8	12
Gain	3 dBi	5 dBi	8 dBi	10 dBi
3 dB beamwidth in the vertical plane	25°	16°	9°	5°
Circularity in the horizontal plane	±3 dB	±3 dB	±4 dB	±4 dB

3. ANTENNA, MOUNT AND RADOME FABRICATION

Standard aluminium rectangular tubes were used for the fabrication of the antennas (standard brass tube for 3 cm). All the relevant dimensions are given on Figure 4 and in Table 2. Cut the tubes to the appropriate length first. Mill the slots on both sides of the waveguide broad wall then. Drill the holes for the SMA connector next

Tabela 1: električne lastnosti skupin dvojnih rež v pravokotnem valovodu.

	13 cm	9 cm	6 cm	3 cm
Število dvojnih rež - N	3	4	8	12
Ojačenje	3 dB	5 dB	8 dB	10 dB
3 dB kot v vertikalni ravnini	25°	16°	9°	5°
Krožnost v horizontalni ravnini	±3 dB	±3 dB	±4 dB	±4 dB

3. IZDELAVA ANTEN, NOSILCEV IN RADOMOV

Uporabili smo standardne aluminijaste pravokotne cevi, za 3 cm pa standardno cev iz mesinga. Vse potrebne dimenzijs so podane na sliki 4 in v tabeli 2. Cevi najprej narežemo na pravo dolžino. Nato vanje izrezkamo reže na obeh straneh valovoda. Pri tem se poskusimo držati toleranc. Nato zvrtamo luknje za SMA konektor in vrežemo navoje (namesto SMA konektorja lahko uporabimo poljuben koaksialni konektor). Naredimo še navojno luknjo za uglaševalni vijak. Z notranje strani valvoda počistimo vse morebitne ostanke materiala. Sledi zapiranje obeh koncev valovoda. Pri aluminijastih ceveh ga zapremo z varjenjem, cev iz mesinga zaspajkamo. Kratkostične ploščice naj bodo malo večje od valovoda, tako da zvar prime z zunanje strani. Anteni za 10 GHz moramo ojačiti valovodno steno, kjer bosta montirana konektor in uglaševalni vijak. To naredimo tako, da na valovodno steno prisajkamo 20x20x2 mm veliko ploščico. Nato naredimo luknje za konektor in uglaševalni vijak, očistimo notranjost valovoda in prisajkamo kratkostične ploščice. Na SMA koaksialni konektor zalotamo antenico prave dolžine (tabela 2); na konektorju pustimo teflonsko izolacijo v dolžini debeline valovodne stene. Na sliki 5 je fotografija vseh štirih anten s privarjenimi ploščami za montažo na nosilec.

Nosilec antene je istočasno tudi nosilec vseh elektronskih komponent radijskega svetilnika. Sestoji iz spodnjega dela, ki služi za montažo na drog in za pritrditev zaščitnega pokrova ter iz zgornjega dela, ki služi za montažo ohišij elektronike in antene. Zvarjen nosilec ustrezno zaščitimo, najbolje z vročim cinkanjem. Nosilec je predviden za montažo na horizontalne cevi premera 50-80mm in vertikalne cevi premera 35-55mm. Na nosilni plošči nosilca sta dve luknji za konektorja tipa N. Na enega pripeljemo napajalno napetost za radijski svetilnik. Drugi konektor, ki je vezan vzporedno prvemu, služi za priključitev napajalne napetosti na drugi radijski svetilnik, ki se nahaja na istem antenskem stolpu (na ta način lahko napajamo večje število radijskih svetilnikov na isti lokaciji z enim samim dolgim napajalnim kabлом).

Anteno in elektroniko radijskega svetilnika zaščitimo pred vremenskimi vplivi z zaščitnim pokrovom - radomom.

(any connector type can be used). Make the taped hole for the tuning screw at the same time. Carefully clean the interior of the waveguide. Close the waveguide at both ends by welding the aluminium and soldering the brass. Short-circuiting plates should be made larger than the outer dimensions of the waveguide. Antenna for 10 GHz should have strengthen waveguide wall at the connector and tuning screw position. This can be done by soldering 20x20x2 mm brass plate on the broad wall at the end of the waveguide. Then the holes for the connector and the tuning screw are drilled, interior is cleaned and short-circuiting plates are soldered. A piece of copper wire of appropriate length (see table 2) is soldered to the SMA connector; leave the teflon insulation of the same length as the thickness of the waveguide wall is. Figure 5 shows the photograph of all four antennas with fitting plates for the fixing on mounting plate.

Antenna mount serves also for fitting the beacon electronics. The lower part of antenna mount serves for pole mounting and radome fixing. The upper part serves for fitting the electronics and the antenna. Two N type connectors serve for connecting the power supply. The second connector is paralleled to the first one and enables us to distribute the supplying voltage to the other beacons that are installed at the same location.

Antenna and electronics are protected from the weather influences by the radome.

4. CONCLUSION

The fabrication simplicity of the described antennas is questionable. Relatively few data on the resonant length and the conductivity of double slots exist in the professional literature. Available data are for standard waveguides that are not so easy accessible to the radio amateurs. So the standard rectangular tubes were chosen for the fabrication of the antennas. The key slot parameters (length and displacement) are dependent on the waveguide dimensions, wall thickness, slot width and slot shape (oval or rectangular slot). So the scaling of the data from one waveguide to another and from one frequency to another is not trivial. The error introduced with scaling could be corrected by exact measurements of a double slot, but this takes too much time and effort. When the error is small enough and the fabrication tolerances are high all the deviations can be compensated with the tuning screw and the coax/waveguide transformation.

In case one does not need the omnidirectional pattern, slots in only one waveguide wall could be cut. Horizontally polarised antenna with broad azimuth coverage and high gain can be realised in that way. One could just try to make antenna with two times more single slots with the same dimensions as the described double slots.

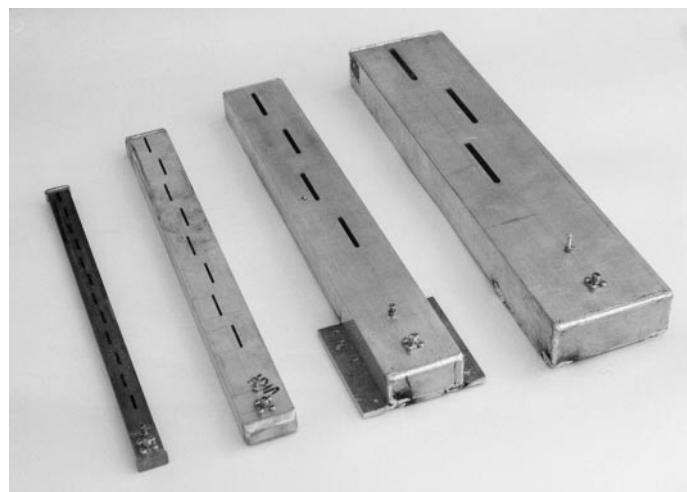
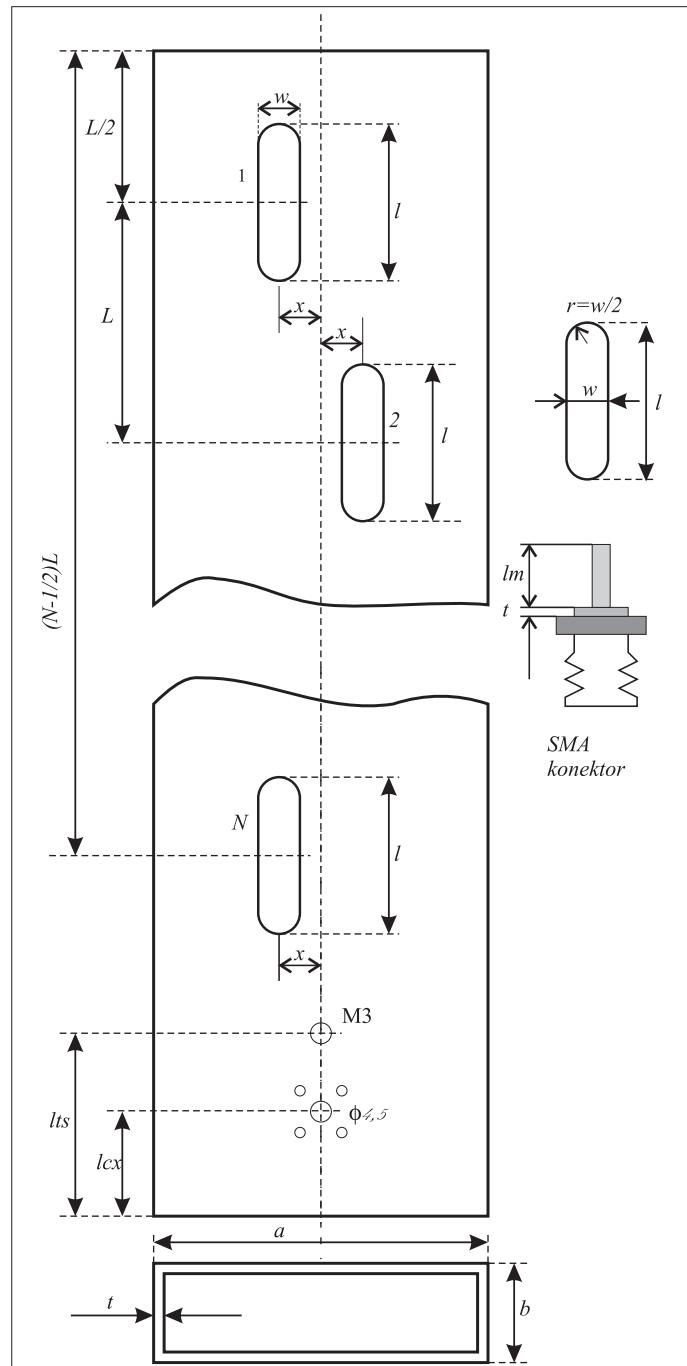
4. ZAKLJUČEK

Opisane antene mogoče niso najenostavnnejše za izdelavo. V strokovni literaturi je zelo malo podatkov za resonančne dolžine in provodnosti valovodnih rež. Dosegljivi podatki se nanašajo na reže v standardnih valovodih. Ker so standardni valovodi radioamaterjem težko dosegljivi, smo se odločili za uporabo standardnih pravokotnih cevi. Ključna parametra (dolžina in odmik) rež sta odvisna od notranjih izmer valovoda, debeline stene, širine reže in oblike reže (zaobljeni ali oglati konci). Zato skaliranje rezultatov z enega valovoda na drugega in z ene frekvence na drugo ni prav enostavno. Napako skaliranja bi se dalo popraviti tako, da se eno dvojno režo izdela in natanko električno premeri, kar pa zahteva veliko časa. Če je napaka dovolj majhna in so tolerance izdelave v mejah, se vsa odstopanja lahko kompenzira z uglaševalnim vijakom in prehodom koaksialni vod/valovod.

V primeru, da ne potrebujemo vsesmernega pokrivanja po azimutu, izdelamo reže samo v eni stranici valovoda. Tako dobimo horizontalno polarizirano anteno s širokim kotom pokrivanja po azimutu in velikim ojačenjem. Veljalo bi poskusiti izdelati anteno z dvakrat toliko enojnimi režami, ki bi imele enake dimenzije kot jih imajo opisane dvojne reže.

Tabela 2: mere za izdelavo anten po sliki 5.

[mm]	13 cm (N=3)	9 cm (N=4)	6 cm (N=8)	3 cm (N=12)
L	89,0	71,6	39,0	24,3
λ	64,5	43,2	25,7	14,3
x	10,7	4,0	2,35	0,8
w	6,0	4,0	2,0	2,0
L_x	430,0	416,0	383,0	336,0
l_{cx}	30,0	24,0	13,0	8,2
l_{ts}	74,0	60,0	33,0	20,0
l_m	26,0	16,0	10,3	6,0
a	100,0	60,0	40,0	20,0
b	40,0	30,0	20,0	10,0
t	2,5	2,0	2,5	1,0
δ	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$



Slika 5 / Fig. 5

Reža v okroglji cevi - antena z vsesmernim diagramom v azimutni ravnini in horizontalno polarizacijo

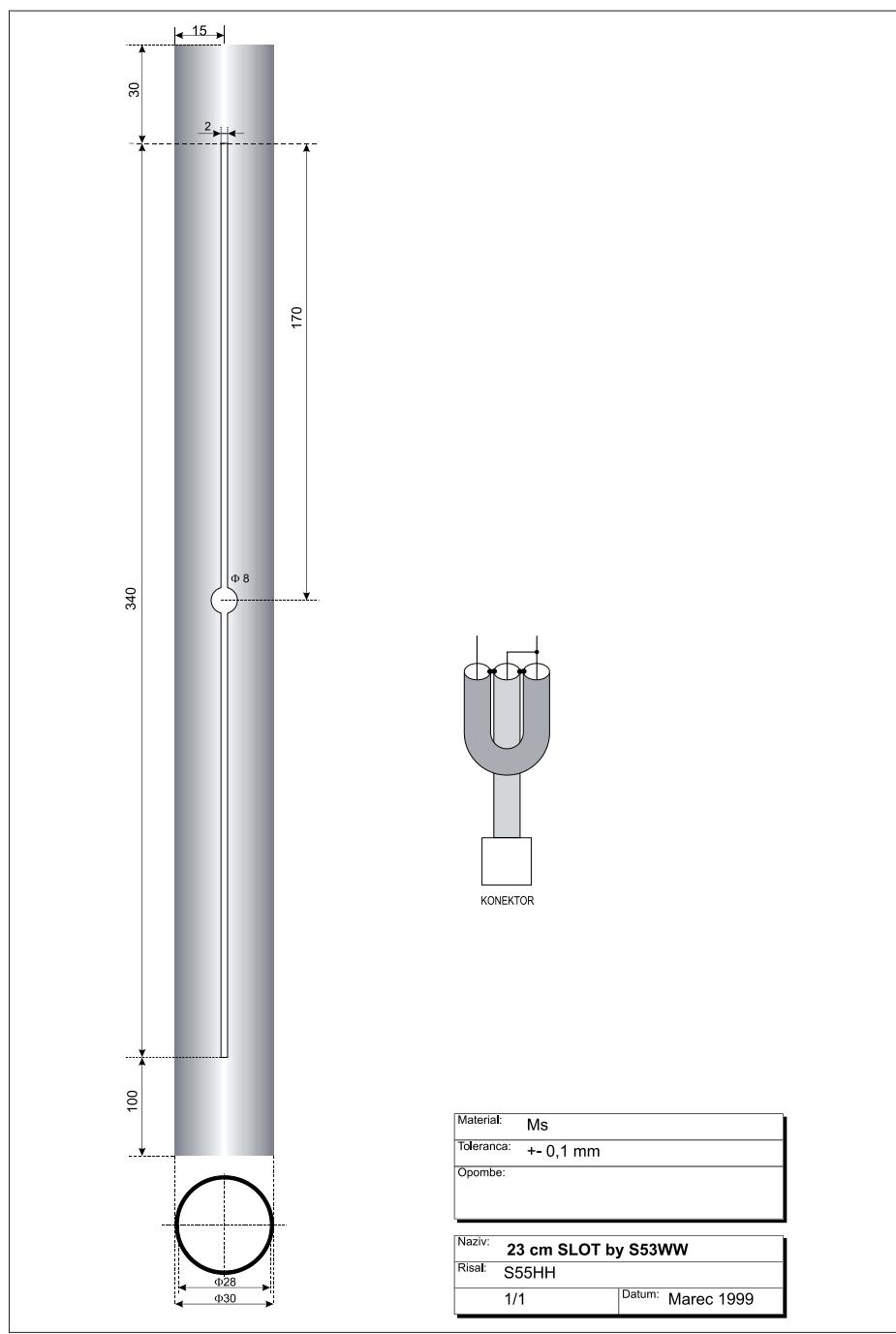
Slot in a round tube - an antenna with omnidirectional pattern in the azimuth plane and horizontal polarisation

Robert Vilhar - S53WW

Relativno preprosta antena, ki je zelo uporabna kot antena za radijske svetilnike, je vzdolžna reža v okroglji cevi. V strokovni literaturi je znana pod imenom Alfordova reža. Tu opisana antena deluje v frekvenčnem pasu 23 cm. Režo napajamo v sredini s koaksialnim kablom. Vhodna upornost resonančne reže, ki jo napajamo v sredini je med 150 in 200 ohmi. Zato izvedemo napajanje z balunom, ki nam istočasno transformira vhodno impedanco reže navzdol v razmerju 4:1 in zagotovi simetrično vzbujanje. Slika 1 prikazuje dimenzije antene. Režo dolžine 340 mm in širine 2 mm izrežemo v bakreno cev z zunanjim premerom 30 mm in debelino stene 1 mm. V sredini najprej izvratamo luknjo premera 8 mm, da bomo lažje priključili koaksialni kabel. Nato izrežemo režo. Spodnjih 100 mm cevi služi za pritrditev na nosilec. Za napajanje uporabimo tanek teflonski kabel, npr. RG-188 ali podobno. Na enem koncu naredimo balun, kakor je to prikazano na sliki 1. Kabel nato potisnemo skozi cev do sredine reže in balun zalotamo na oba roba reže.

* * *

Longitudinal slot cut in a round tube is a relatively simple antenna that is very useful as a beacon antenna. It is also known as Alford slot antenna or slotted cylinder. Described antenna operates in a 23 cm amateur frequency band. Slot is fed at centre with coaxial cable. Resonant slot input resistance lies between 150 and 200 ohms. Balun feed is used therefore to transform the input impedance in the ratio of 4:1 and to obtain symmetrical excitation at the same time. Figure 1 shows the dimensions of the antenna. Slot with length of 340 mm and width of 2 mm is cut in the copper tube with outer diameter of 30 mm and with wall thickness of 1 mm. Drill a 8 mm hole at the centre first to ease the connection of the coaxial cable. Then



cut the slot. Lower end of the tube with length of 100 mm is intended for mounting on the mounting plate. Thin teflon coaxial cable is used for feeding, e.g. RG-188 or similar. At

one end balun is prepared as shown on figure 1. Cable is pushed through the tube and balun is soldered on both edges of the slot.

SSB/CW RTX za 1296 MHz z ničelno medfrekvenco

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Zasnova SSB radijske postaje

Ob današnji ponudbi tovarniških postaj se je najprej pametno vprašati, če je sploh smiseln graditi SSB/CW radijsko postajo doma? SSB radijske postaje so sicer velikoserijski izdelek za kratkovalovno področje do 30 MHz. Za 144MHz in 432MHz je izbira že bistveno ožja in le redki proizvajalci nudijo izdelke za 1296 MHz ali celo višje frekvence.

Večina radioamaterjev zato uporablja za delo na 1296 MHz osnovno postajo na nižji (med)frekvenci in sprejemni/oddajni konverter (transverter). Najpogosteje uporabljana medfrekvencia je 144MHz in dobri stari IC202 kot osnovna postaja. Večina dejavnosti na 1296 MHz vključno z vsemi tekmovanji se zato odvija med 1296.100 MHz in 1296.200 MHz zaradi omejitev osnovne radijske postaje IC202, v posmeh IARU "band-planu". Radijski svetilniki v predpisanim (IARU) pasu okoli 1296.900 MHz so iz istega razloga povsem neuporabni za večino amaterjev.

Medfrekvanca 144MHz prinaša še druge težave. Vezja transverterja naprimer proizvajajo različne neželjene mešalne produkte na sprejemu in na oddaji, ker sta si frekvenci 144MHz in 1296MHz v harmonskem odnosu, čeprav problem še zdaleč ni tako hud kot v transverterjih 144/432MHz. Najhujša omejitev je vdor močnih postaj na 144MHz neposredno v medfrekvenco. Pojav gre tudi v obratni smeri, kar pomeni, da bo ne-pazljiv operater kljub transverterju v resnici vzpostavil zvezo na 144MHz...

Nekateri so opisane težave rešili z vgradnjo drugačnega kristala v transverter, da se 1296.000MHz na primer preslika v "mirnejši" del 2m področja okoli 144.700MHz. Resni tekmovalci uporabljajo medfrekvenco 28MHz, 50MHz ali celo 70MHz za delo na 1296MHz. Obe rešitvi sta dragi, predvsem pa je tovorjenje velike in požrešne osnovne 144MHz ali KV postaje ter ustreznega izvora napajanja na vrh hriba res nerodna reč.

Tudi dobri stari IC202 ni brez napak. Ta radijska postaja se že 15 let ne izdeluje več, nove postaje ne moremo kupiti in vzdrževanje starih postaj ni enostavno. Postaje iz druge, tretje ali kdake katere roke običajno

dobimo v obupnem stanju predvsem zaradi "predelav" in "izboljšav", ki so jim jih zadali prejšnji lastniki. Nakup starega IC202 torej zahteva še kakšen mesec potrežljivega dela za sposobnega tehnika v dobro opremljeni delavnici, preden bo takšna postaja spet uporabna za delo v tekmovanju.

Gradnja SSB/CW radijske postaje za 1296MHz je iz opisanih razlogov povsem smiselna, saj na tržišču ne dobimo majhne prenosne postaje za delo v tem frekvenčnem pasu. Sam sem zato več let tuhtal, kako izdelati takšno postajo. Vsaj na prvi pogled je SSB radijska postaja za 1296MHz lahko celo bolj komplikirana od transverterja in osnovne postaje za nižjo frekvenco.

Večina tovarniških SSB radijskih postaj vsebuje modulator in demodulator na medfrekvenci, kot je to prikazano na sliki 1. SSB signal nato z mešanjem preslikamo na željeno delovno frekvenco v oddajniku ozziroma nazaj na medfrekvenco v sprejemniku. Običajna SSB postaja vsebuje drage sestavne dele (cena SSB kristalnega sita je danes zrasla že čez 200 DEM) in zahteva komplikirano uglaševanje z ustrezno merilno opremo.

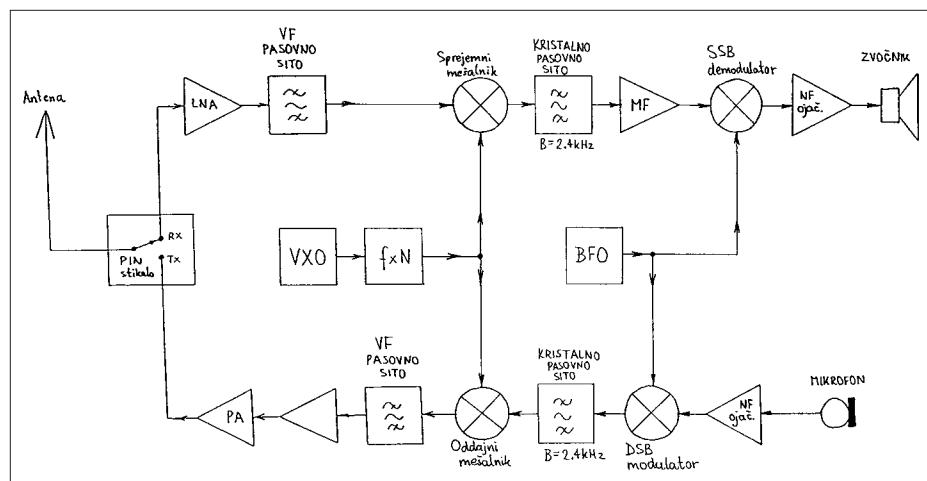
SSB radijska postaja za 1296MHz je v resnici še bolj komplikirana, ker delujejo SSB kristalna sita na razmeroma nizki medfrekvenci okoli 10MHz, kar pomeni dvojno ali trojno mešanje navzgor v oddajniku ter v obratni smeri dvojno ali trojno mešanje navzdol v sprejemniku. Tovarniške SSB postaje prihranijo nekaj

sestavnih delov, predvsem sit in mešalnikov tako, da iste dele uporabljajo na sprejemu in na oddaji.

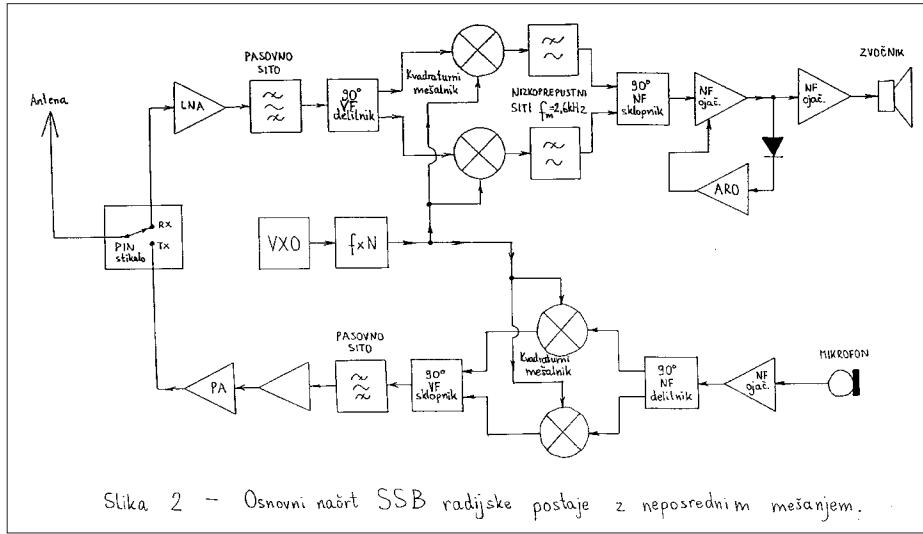
Zaključek je verjetno jasen: radijska postaja za 1296MHz z običajno medfrekvenco in kristalnimi siti je predraga in preveč zahtevna tudi za najbolj zagrizene samograditelje. Dvojno ali trojno mešanje pomeni veliko nerodno napravo, polno oklopov in nihajnih krogov. Velika vložena sredstva (material in delo) torej ne opravičujejo cilja, ki ga mogoče niti ne bi uspeli doseči.

Na srečo draga kristalna sita kot tudi komplikirana mešanja niso nujno potrebna v SSB radijski postaji. Samograditelji se zato pogosto odločijo za SSB postajo z neposrednim mešanjem, ki je prikazana na sliki 2. SSB sprejemnik z neposrednim mešanjem doseže večino potrebnega ojačanja v enostavnem nizkofrekvenčnem ojačevalniku, ločljivost (selektivnost) pa takšen sprejemnik doseže z enim ali več enostavnimi nizkoprepustnimi RC siti.

Za samograditelje je seveda najbolj pomembno to, da potrebuje sprejemnik (ozziroma oddajnik) z neposrednim mešanjem le enostavna LC visokofrekvenčna pasovna sita, ki v dobro načrtovani napravi sploh ne potrebujejo uglaševanja. V SSB radijski postaji visokofrekvenčna sita slabijo le zelo oddaljene signale na sprejemu ozziroma višje harmonske oddajnika in tako izboljšujejo delovanje radijske postaje, niso pa nujno potrebna kot v slučaju SSB postaje z običajno medfrekvenco.



Slika 1 – Osnovni načrt SSB radijske postaje z običajno medfrekvenco.



Slika 2 – Osnovni načrt SSB radijske postaje z neposrednim mešanjem.

Slaba lastnost SSB radijske postaje z neposrednim mešanjem je razmeroma nizko slabljenje neželenega bočnega pasu. Oddajnik potrebuje dva mešalnika, ki delujeta s faznim zamikom četrte periode (90 stopinj), da dobimo SSB signal. Sprejemnik prav tako potrebuje dva enaka mešalnika s faznim zamikom 90 stopinj (kvadraturni mešalnik), da sprejema en sam bočni pas. SSB radijska postaja deluje pravilno le v slučaju, ko sta mešalnika res enaka in znaša fazni zamik natančno 90 stopinj.

SSB radijska postaja z neposrednim mešanjem zato zahteva uporabo točnostnih sestavnih delov, se pravi 1% uporov, 2% kondenzatorjev ter "uprjenih" polprevodnikov v mešalnikih. Še posebno težko je doseči nizkofrekvenčni fazni zamik 90 stopinj v celotnem frekvenčnem pasu 200Hz do 2600Hz, ki zahteva komplikirano vezje z večjim številom operacijskih ojačevalnikov in točnostnih uporov ter kondenzatorjev. Ob vseh opisanih ukrepih znaša slabljenje neželenega bočnega pasu komaj 40dB, kar je za resno delo na kratkih valovih razmeroma malo.

Navkljub opisanim težavam so SSB radijske postaje z neposrednim mešanjem zelo priljubljene med graditelji QRP kratkovalovnih radijskih postaj. Na frekvencah nad 30MHz je težje doseči predpisani fazni zamik 90 stopinj. Manjši naravni šum omogoča sprejemnike z višjo občutljivostjo, kar pomeni uporabo predojačevalnika (LNA) pred mešalnikom. Predojačevalnik prinese celo vrsto novih težav, od neposredne detekcije neželenih signalov v mešalniku do rušenja simetrije in odstopanja faze v mešalniku. UKV SSB radijska postaja z neposrednim mešanjem torej ni več tako enostavna.

visokofrekvenčni oscilator ne dela na frekvenci (zadušenega) nosilca SSB oddaje, pač pa sredi prenašanega pasu (to je 1.4kHz više ali niže).

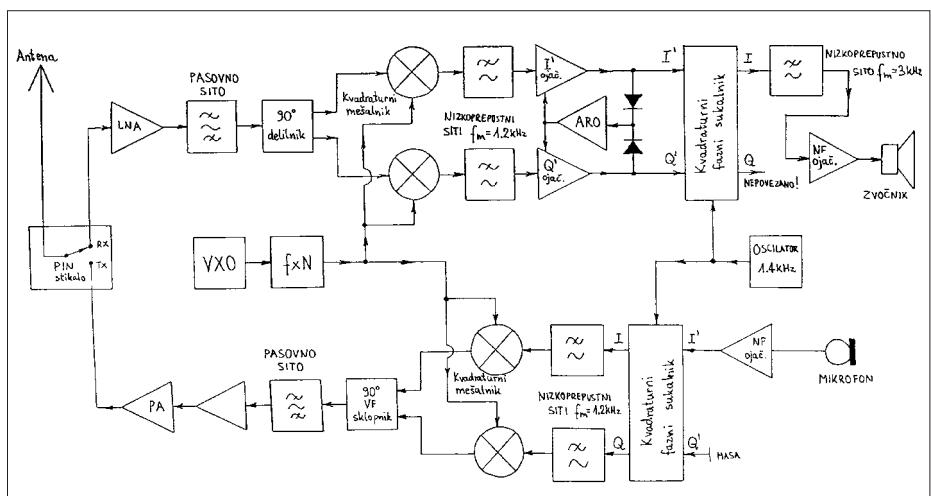
V radijski postaji z ničelno medfrekvenco se govorni frekvenčni pas od 200Hz do 2600Hz preslika v dva pasova od 0Hz do 1200Hz. Nizkoprepustna sita imajo zato mejno frekvenco 1200Hz, kar zagotavlja visoko slabljenje neželenega bočnega pasu. SSB radijska postaja z ničelno medfrekvenco torej ohranja dobre lastnosti neposrednega mešanja in hkrati rešuje problem slabljenja neželenega bočnega pasu.

V SSB radijski postaji z ničelno medfrekvenco se enosmerna komponenta preslika na približno 1.4kHz. V slučaju izmenično sklopljenega medfrekvenčnega ojačevalnika to pomeni luknjo v prenosnem pasu okoli frekvence 1.4kHz. Po srečnem naključju ta luknja skoraj točno sovпадa z luknjo v spektru človeškega govora v frekvenčnem pasu od 1200Hz do 1600Hz. Luknja v prenosnem pasu SSB postaje z ničelno medfrekvenco torej sploh ni škodljiva, pač pa koristna, saj slabi nepotrebne signale in tako izboljšuje razmerje koristni signal/šum!

Tudi radijska postaja z ničelno medfrekvenco zahteva kvadraturne mešalnike, vendar so tu zahteve dosti manj stroge kot pri postaji z neposrednim mešanjem. Odstopanja ojačanja in faze se tu kažejo le v popačenju nizkofrekvenčnega signala, kar pomeni, da zadoščajo običajni 5% upori in 10% kondenzatorji. V celotnem sprejemniku zato zadoščata dva trimerja za popravek faze in ojačanja, ki ju najbolje nastavimo kar na uho, da v zvočniku slišimo čim manj popačen zvok.

SSB postaja z neposrednim mešanjem ima sicer pomembne prednosti pred postajo s kristalnimi siti in medfrekvenco okoli 10MHz. Predvsem postaja z neposrednim mešanjem ne pozna zrcalnih frekvenc, pa tudi drugih neželenih proizvodov mešanja je bistveno manj. V profesionalni (vojaški) tehniki so se zato uveljavile radijske postaje z neposrednim mešanjem, ki v nizkofrekvenčnem delu uporabljajo digitalni signalni procesor (DSP). Procesor najprej izmeri odstopanja analognega vhodnega dela (mešalnikov) in potem natančno prilagodi sita in fazne zamike tako, da popolnoma zadusi neželeni bočni pas.

Dodatna obdelava signalov v nizkofrekvenčnem delu sicer omogoča tudi nekoliko drugačno zasnovo SSB radijske postaje, na primer SSB radijsko postajo z ničelno medfrekvenco, ki je prikazana na sliki 3. Visokofrekvenčni del SSB radijske postaje z ničelno medfrekvenco je povsem enak postaji z neposrednim mešanjem. Razlika je le v tem, da



Slika 3 – Osnovni načrt SSB radijske postaje z ničelno medfrekvenco.

Zaradi manjšega ojačanja oddajna veja običajno ne zahteva nobenih nastavitev. V oddajni verigi je treba paziti le na simetrijo mešalnikov, saj bo vsakršna nesimetrija povzročila pisk 1.4kHz v zvočniku sogovornika. Z uporabo sodobnih sestavnih delov lahko brez ugaševanja dosežemo simetrijo vsaj 30dB, kar pomeni, da bojo 1.4kHz pisk slišale le lokalne postaje. Piska seveda ne bo nikoli slišal sogovornik, ki ima enako postajo z ničelno medfrekvenco, saj frekvenca 1.4kHz pade točno v luknjo v prepustnem pasu sprejemnika.

Glede na postajo z neposrednim mešanjem zahteva SSB postaja z ničelno medfrekvenco dodatno nizkofrekvenčno mešanje, bolj točno vrtenje kazalca na oddaji in protivrtenje kazalca na sprejemu s frekvenco 1.4kHz. Opisano naloge enostavno rešimo s cenenimi CMOS vezji 4051 (analognimi stikali) in operacijskimi ojačevalniki. Celotno vezje se izkaže precej enostavnejše od nizkofrekvenčnih faznih sukalnikov v postaji z neposrednim mešanjem, saj ne potrebuje točnostnih sestavnih delov niti ugaševanja.

Sprejemnik z ničelno medfrekvenco sem najprej preizkusil v 23cm PSK radijski postaji za packet-radio (glej CQ ZRS 2/96). Ker se je opisana postaja v praksi odlično obnesla, sem se opogumil in izdelal še podobno SSB radijsko postajo, seveda najprej za frekvenčno področje 1296MHz. Medfrekvenčni in nizkofrekvenčni del postaje sem seveda skušal izdelati tako, da bi lahko ista vezja uporabil

tudi na drugih frekvencah, od kratkih valov do mikrovalov.

2. VCXO in množilne stopnje

Za delo v SSB/CW tekmovanjih na UKV in mikrovalovnih frekvencah povsem zadošča pokrivanje pasu širine 200kHz, kar lahko dosežemo s kristalnim oscilatorjem, ki ga frekvenčno "vlečemo" z vrtljivim kondenzatorjem (VXO) ali varikap diodo (VCXO). Takšna tehnična rešitev ugaševanja postaje je enostavna in zanesljiva, od tovarniških postaj pa sta jo uporabljala edino postaji IC202 in IC402. VXO ali VCXO ima tudi druge pomembne prednosti, predvsem zelo majhen lastni fazni šum. Prav zaradi nizkega faznega šuma danes marsikdo še vedno tekmuje s starimi IC202 in IC402, saj so sodobne skomplificirane radijske postaje skoraj neuporabne zaradi veselih sumečih PLLjev.

Ugaševanje radijske postaje z VCXO-jem je torej tehnično zelo dobra rešitev tudi za SSB/CW radijsko postajo za 1296MHz. Električni načrt VCXOja in množilnih stopenj je prikazan na sliki 4. VCXOji večinoma uporabljajo kremenčeve kristale na osnovni rezonančni frekvenci, saj je overtonske rezonance dosti težje premakniti. V SSB/CW postaji za 1296MHz je zato smiseln uporabiti kristal za 18.000MHz.

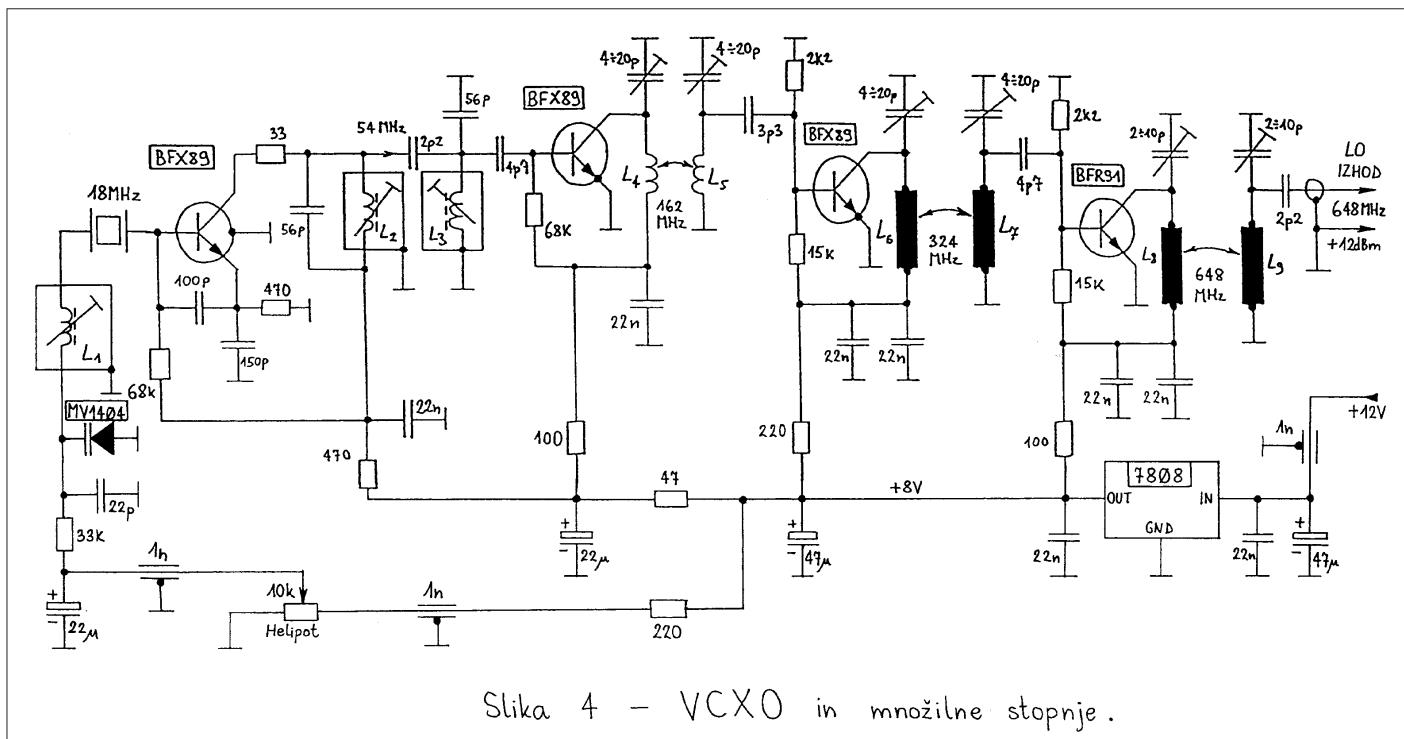
Frekvenco kristala "vlečemo" z varikap diodo MV1404, ki doseže že pri nizkih napetostih (0V do 8V) veliko

spremembo kapacitivnosti. Frekvenčni pomik zavisi tudi od vrednosti tuljave L1. Ker dobimo na tržišču kristale za točno 18.000MHz (zaporedna rezonanca), je potrebna vrednost L1 razmeroma majhna (okoli 1uH) in je tudi pomik frekvence majhen. S kondenzatorjem 22pF vzporedno varikap diodi sem v svoji postaji nastavil pokrivanje področja od 1296.025MHz do 1296.265MHz, to je pas 240kHz.

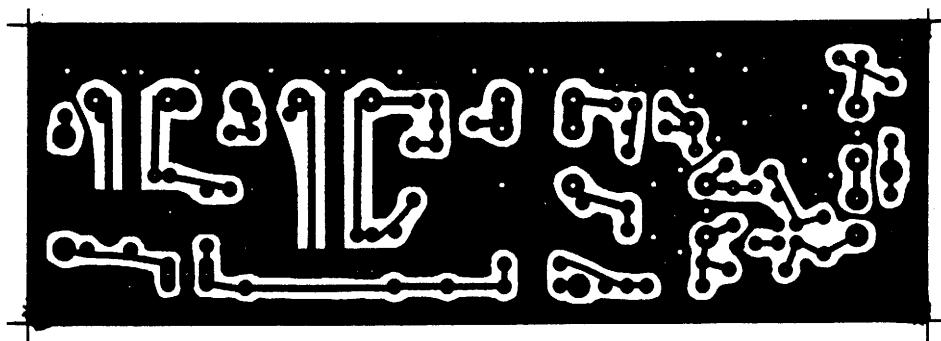
Napetost na varikap diodi je najbolj smiseln nastavljati s "Helipot" potenciometrom na 10 obratov, ki ga opremimo z ustreznim gumbom za štetje obratov. Takšen potenciometer in gumb sicer nista poceni, vendar omogočata res zanesljivo ugaševanje postaje. Pri pokrivanju 240kHz pomeni en obrat približno 24kHz (skala ni povsem linearna) oziroma en razdelek na skali gumba 480Hz.

Frekvenco VCXOja je treba seveda pomnožiti z 72, da pridemo do končne delovne frekvence v pasu 1296MHz. Pri tem opravijo zadnje podvojevanje frekvence iz 648MHz na 1296MHz kar sami mešalniki tako v oddajniku kot v sprejemniku. VCXOju zato sledijo množilne stopnje X3, X3, X2 in X2. Prvo množenje X3 opravi kar isti tranzistor oscilatorja, saj sta nihajna kroga L2 in L3 ugašena na 54MHz.

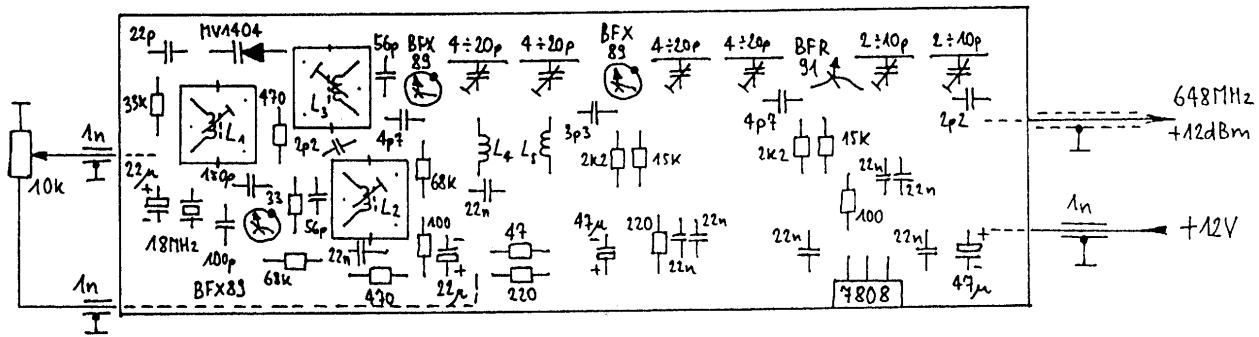
Oscilatorju sledijo tri podobne množilne stopnje, ki hkrati ojačijo izhodni signal na približno 16mW (+12dBm) na frekvenci 648MHz. Prva, potrojevalna stopnja uporablja sito s samonosečima tuljavama L4 in



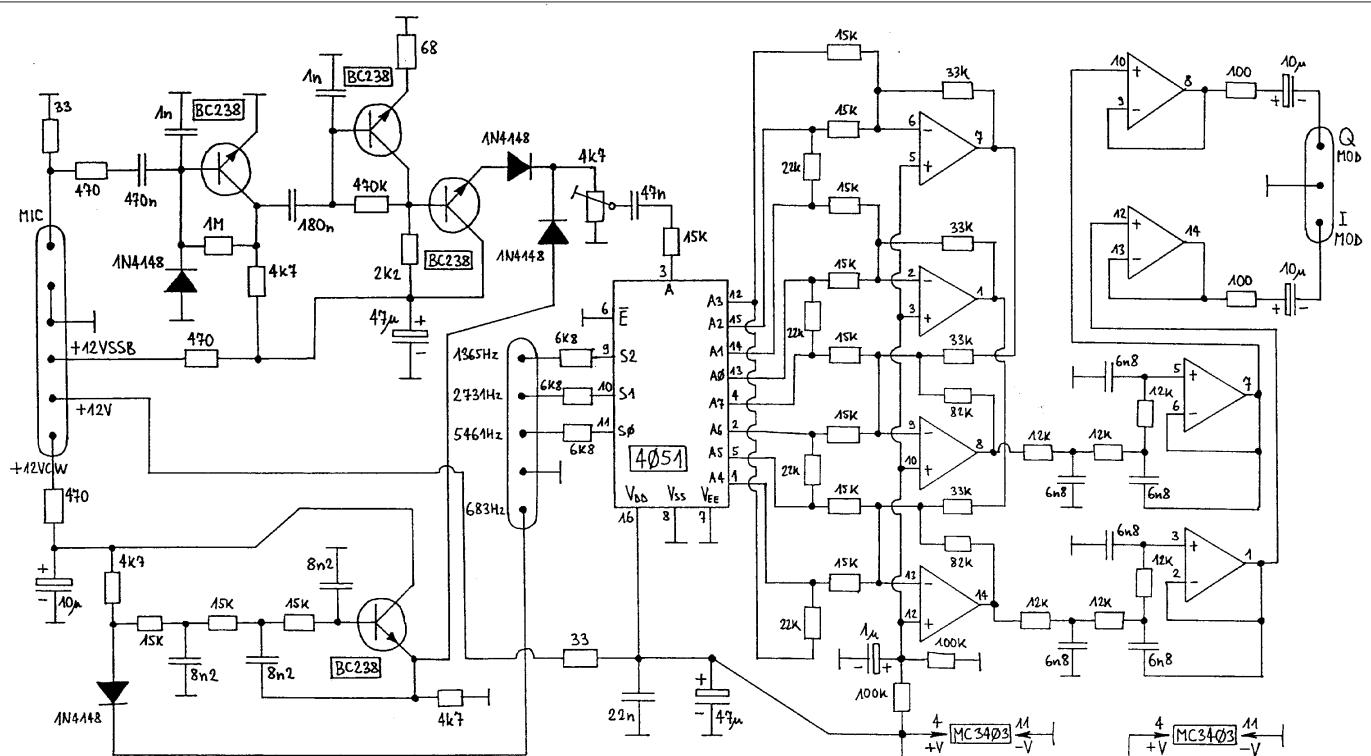
Slika 4 – VCXO in množilne stopnje.



Slika 5 – Tiskanina VCXOja in množilnih stopenj.



Slika 6 – Razporeditev delov VCXOja in množilnih stopenj.



Slika 7 – SSB/CW kvadraturni modulator.

L5, ostali dve, podvojevalni stopnji pa sita s "tiskanimi" tuljavami L6, L7, L8 in L9. Napajanje VCXOja in vseh množilnih stopenj je stabilizirano na 8V z integriranim vezjem 7808 in obilno glajeno s številnimi kondenzatorji, ker so radijske postaje z neposrednim mešanjem oziroma ničelno medfrekvenco zelo občutljive na kakršenkoli šum oscilatorja.

VCXO in množilne stopnje so zgrajeni na enostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm, ki je prikazana na sliki 5. Tiskanina je iz enostranskega vitroplasta debeline komaj 0.8mm, da se znižajo parazitne induktivnosti izvodov sestavnih delov, ki prebadajo tiskanino. Razporeditev sestavnih delov VCXOja in množilnih stopenj je prikazana na sliki 6.

Naloga tuljave L1 je natančna nastavitev frekvenčnega področja VCXOja. Pri uporabi "računalniškega" kristala z zaporedno rezonanco 18.000MHz znaša vrednost L1 1-1.5uH (7 do 9 ovojev žice 0.15mm CuL na podstavku 10.7MHz medfrekvenčnega transformatorja z nepomičnim feritnim tulcem v sredini,

nastavljivo feritno kapico in pokrovčkom 10mmX10mm). Frekvenca "računalniških" kristalov sicer ni najbolj stabilna, vendar se odstopanje na 1296MHz giblje v mejah +/-10kHz v običajnem razponu temperature, kar je primerljivo s tovarniškimi postajami in transverterji v tem frekvenčnem pasu.

Tuljavi L2 in L3 imata okoli 150nH in sta naviti na podstavkih TV medfrekvenčnih transformatorjev za 36MHz z nastavljenim feritnim vijakom v sredini tulca s štirimi prekati in plastično kapico ter pokrovčkom 10mmX10mm. L2 in L3 imata po 4 ovoje žice 0.25mm CuL v gornjem prekatu tulca. Tuljavi L4 in L5 sta samonoseči in imata po 4 ovoje žice 1mm CuL, navite na notranjem premeru 4mm. Končno, tuljave L6, L7, L8 in L9 so izdelane na tiskanem vezju.

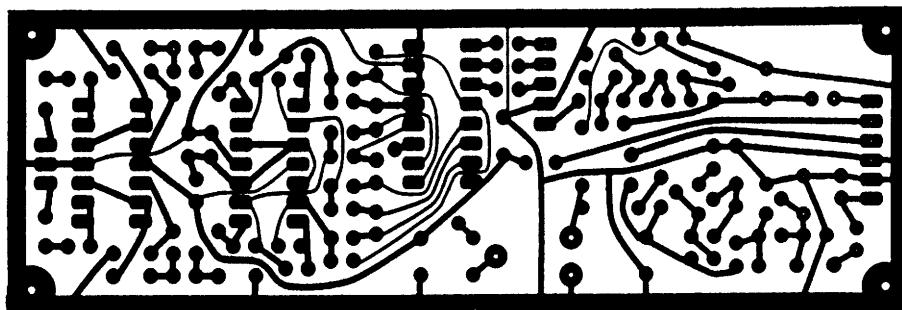
VCXO in množilne stopnje predstavljajo edino enoto opisane SSB/CW radijske postaje, ki potrebuje uglaševanje. Množilne stopnje enostavno uglasimo za največjo izhodno moč. Posamezne stopnje uglašujemo tako, da dobimo na bazi

naslednjega tranzistorja minimum napetosti, ki naj ne preseže -1V. Napetost na bazi seveda merimo preko ustrezne VF dušilke ali upora, da ne motimo delovanja VF vezja. Končno nastavimo še željeno frekvenčno področje s tuljavo L1 in zamenjavo 22pF kondenzatorja vzporedno varičap diodi MV1404.

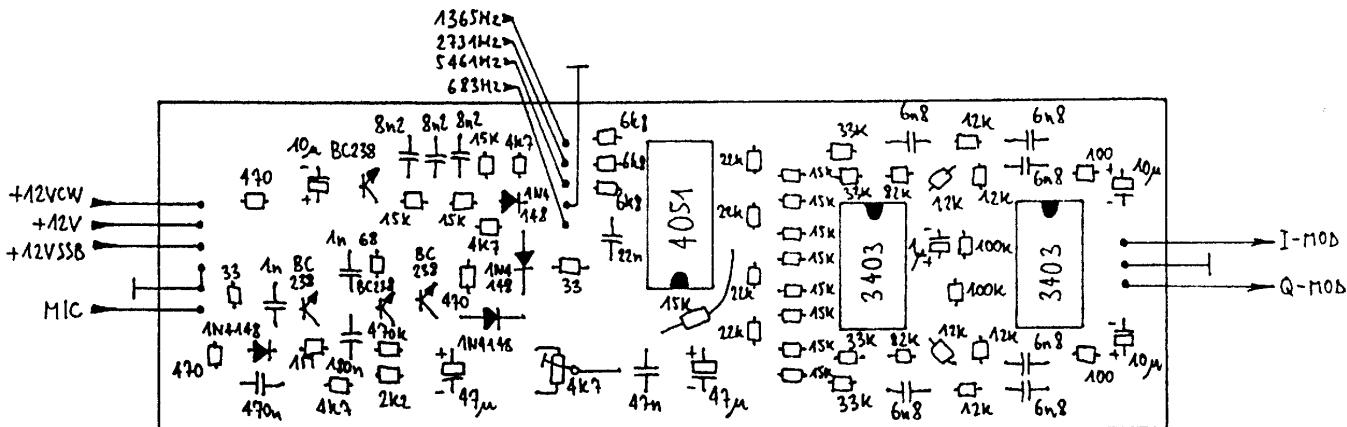
3. SSB/CW kvadraturni modulator

Osnovna naloga SSB/CW kvadraturnega modulatorja je preslikava vhodnih nizkofrekvenčnih signalov v pasu 200Hz do 2600Hz v dva pasova od 0Hz do 1200Hz, ki krmilita oddajni mešalnik. SSB/CW kvadraturni modulator vsebuje še mikrofonski ojačevalnik ter vezje za CW ton. Električno vezje je prikazano na sliki 7.

Mikrofonski ojačevalnik vsebuje dve ojačevalni stopnji s tranzistorjem BC238 in je prizeten za dinamični mikrofon, bolj točno za kombiniran mikrofon/zvočnik. Upor 33ohm na vhodu duši rezonanco membrane mikrofona, dioda 1N4148 pa ščiti vhodni tranzistor na spre-



Slika 8 – Tiskanina modulatorja.



Slika 9 – Razporeditev delov modulatorja.

jemu, ko je na mikrofonu/zvočniku prisoten izhodni nizkofrekvenčni signal. Ojačevalnima stopnjama sledi še emitorski sledilnik s še enim BC238.

Nosilec telegrafske oddaje se obdeluje na povsem enak način kot zvok iz mikrofona. Nizkoprepustno sito s tranzistorjem BC238 pretvori pravokotni signal 683Hz v sinus. Končno se signal iz mikrofonskega ojačevalnika oziroma CW ton združita preko dveh preklopnih diod 1N4148 na trimerju za nastavitev jakosti krmiljenja modulatorja.

Glavni sestavni del modulatorja je stikalo 4051, ki se stalno vrti s frekvenco 1.4kHz (bolj točno 1365Hz). Krmilne signale dobi stikalo iz demodulatorja v sprejemniku. Vhodni nizkofrekvenčni signal se tako izmenično porazdeli med I in Q vejo. Iz tokov v uporovni mreži (4 upori 22kohm in 8 uporov 15kohm) sestavijo prvi širje operacijski ojačevalniki (prvi MC3403) signala I in Q. Oba signala nato potujeta skozi aktivni nizkoprepustni siti, ki odstranita neželjene produkte vrtenja (mešanja). Zadnja dva operacijska ojačevalnika delujeta le kot napetostna sledilnika za krmiljenje oddajnega mešalnika.

SSB/CW kvadraturni modulator je izdelan na enostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm, ki je prikazana na sliki 8. Pripadajoča razporeditev sestavnih delov je prikazana na sliki 9. Zaradi varčevanja s

prostorom je večina uporov, kondenzatorjev in diod vgrajena pakončno.

Operacijski ojačevalniki MC3403 (LM3403 ali uA3403) so zelo podobni bolj znanemu LM324, razlikujejo se le v izhodni stopnji. LM324 ima izhodni ojačevalnik v C razredu in zato grdo popači NF signale. Z uporabo MC3403 te težave izginejo, saj ima MC3403 izhodno stopnjo v B razredu. Zaradi delovanja v B razredu je poraba MC3403 malenkost večja. Vezje bi sicer moralo delovati tudi z drugimi operacijskimi ojačevalniki, saj imajo enak razpored nožic, le da tega nisem preizkusil.

Vezje SSB/CW kvadraturnega modulatorja ne potrebuje nobenega uglaševanja. Trimer za jakost modulacije je namenjen le za preizkus delovanja celotnega oddajnika. V pravilno delujočem oddajniku dosežemo polno moč CW nosilca pri približno 2/3 upornosti tega trimera.

4. Kvadraturni oddajni mešalnik za 1296MHz

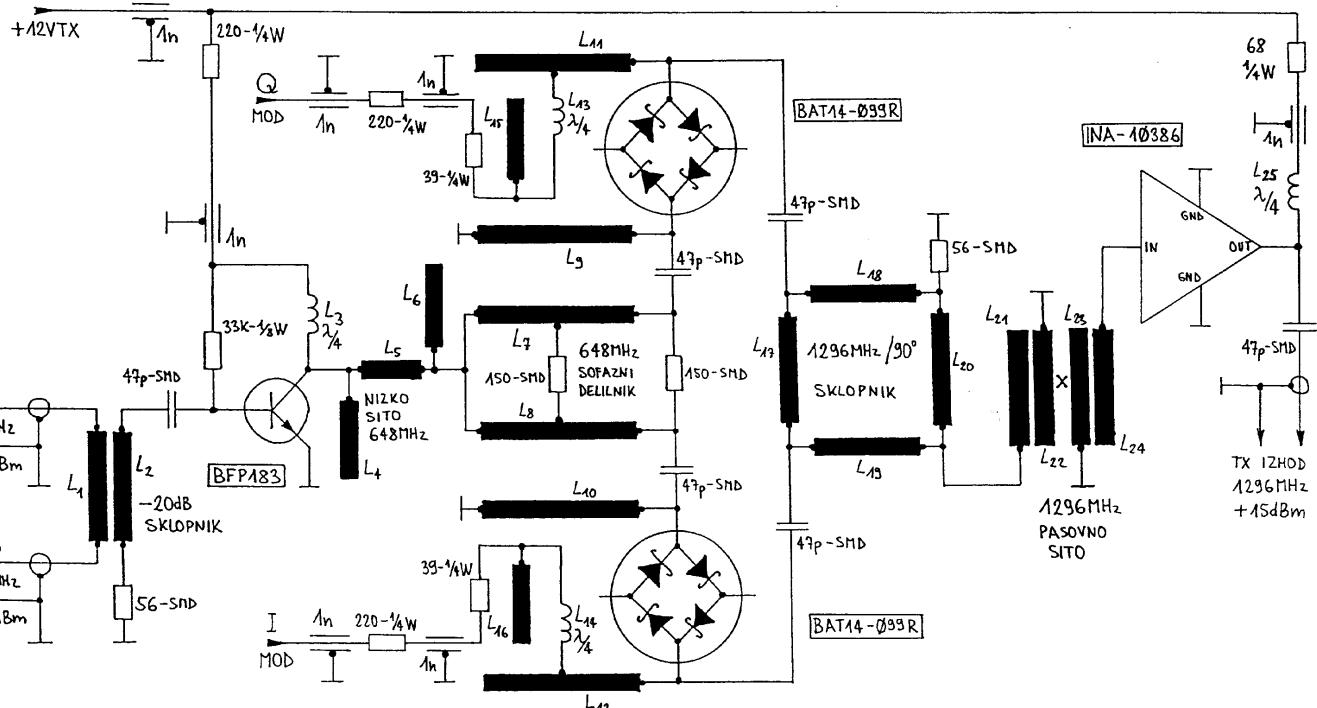
Načrt kvadraturnega oddajnega mešalnika za 1296MHz je prikazan na sliki 10. Razen dveh mešalnikov, sofaznega delilnika in kvadraturnega sklopnika vsebuje enota še sklopnik in ojačevalnik za signal oscilatorja na 648MHz, sita za 648MHz in 1296MHz ter ojačevalno stopnjo, ki

digne moč izhodnega SSB/CW signala na približno 30mW (+15dBm). Vsa sita in ostali frekvenčno selektivni sestavni deli so izvedeni kot mikrotrakasti rezonatorji na dvostranskem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4.

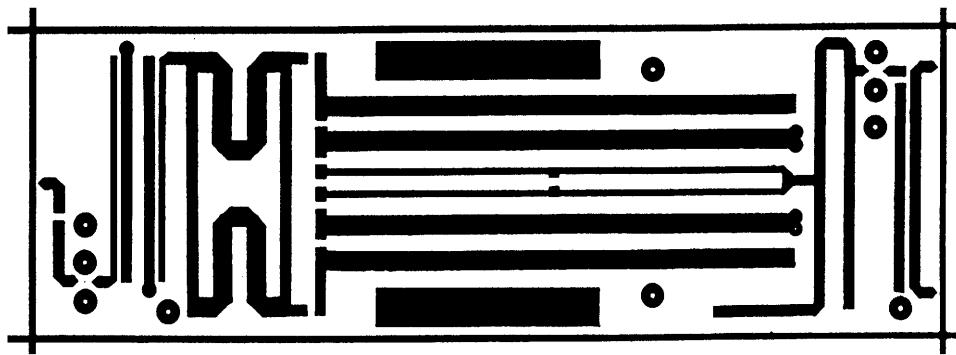
Ker potrebuje sprejemnik in oddajnik signal istega oscilatorja, vsebuje enota kvadraturnega mešalnika tudi ustrezno preklopno vezje, ki je izdelano povsem enako kot v PSK radijski postaji. Večji del signala iz enote oscilatorja pravzaprav le potuje skozi smerni sklopnik (L1) naprej v enoto sprejemnega kvadraturnega mešalnika.

Majhen del signala osciatorja (približno 1% moči) pride preko smernega sklopnika L1/L2 do ojačevalnika s tranzistorjem BFP183. Ta stopnja ima približno 20dB ojačenja oziroma približno nadomesti izgube v sklopniku. Takšna izvedba preklopa mogoče izgleda na prvi pogled komplikirana, vendar zahteva le en sam aktivni sestavni del (tranzistor BFP183), ostalo naredijo mikrotrakasti vodi na tiskanem vezju.

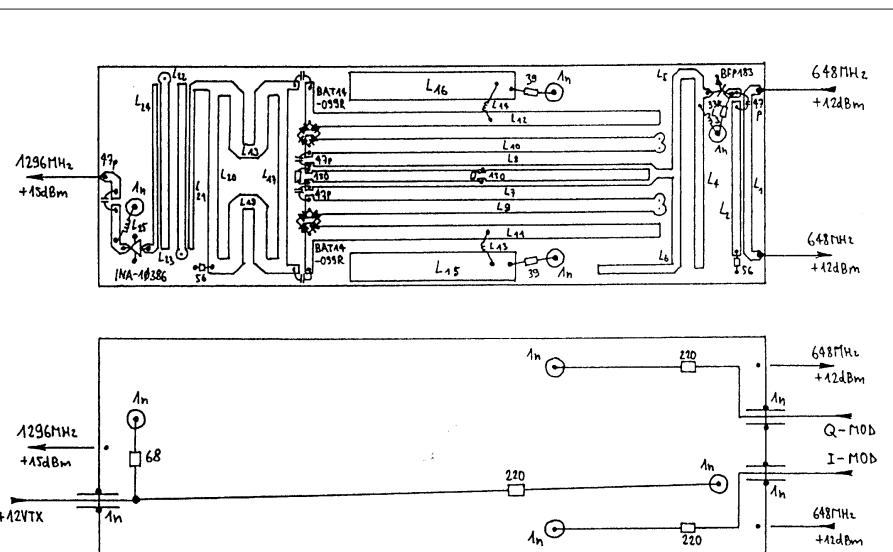
Nizkoprepustno sito na izhodu ojačevalnika z BFP183 (L4, L5 in L6) duši predvsem drugi harmonik na 1296MHz, ki nastane v tranzistorju BFP183. Drugi harmonik bi sicer porušil simetrijo mešalnikov, rezultat pa bi bil 1.4kHz pisk v modulaciji. Ojačeni signal 648MHz napaja preko sofaznega delilnika oba mešalnika.



Slika 10 – Kvadraturni oddajni mešalnik za 1296MHz.



Slika 11 - Tiskanina oddajnega mešalnika.



Slika 12 - Razporeditev delov oddajnega mešalnika.

V kvadraturnem mešalniku sem uporabil harmonika mešalnika ravno zato, ker je v tem vezju zelo enostavno doseči dobro simetrijo oziroma dobro dušenje preostalega nosilca (30-35dB) brez vsakršnega ugleševanja in brez meritnih inštrumentov. Harmonika mešalnika uporabljava dva četverčka schottky diod BAT14-099R, ki so že v notranjosti SMD ohišja vezane v venec.

Iz izhodnih signalov mešalnikov končno sestavimo želeni SSB signal z 90-stopinjskim sklopnikom. Sklopniku sledi pasovno sito za 1296MHz (L21, L22, L23 in L24), ki odstranjuje ostanek signala na 648MHz in druge neželjene proizvode mešanja daleč proč od željene frekvence. Najmočnejša motnja na 648MHz je pri tem zadušena za več kot 40dB. Ker je izhodna moč mešalnika zelo nizka, okoli 0.1mW (-10dBm) ob upoštevanju izgub v sklopniku in pasovnem situ za 1296MHz, sledi ojačevalnik z integriranim vezjem INA-10386, ki

izhodni signal ojača na približno 30mW (+15dBm).

Enota oddajnega mešalnika je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 11, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4, ki ima na 1.3GHz že precejšnje visokofrekvenčne izgube. Razporeditev sestavljenih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 12.

Ceprav je večina mikrotrakastih vodov izdelanih na tiskanem vezju, moramo štiri četrvalovne dušilke L3, L13, L14 in L25 naviti kot male tuljavice z žico 0.25mm CuL. L3 naj bo četrvalovna dušilka na 648MHz (12cm žice), L25 naj bo četrvalovna dušilka na 1296MHz (7cm žice), L13 in L14 pa naj bosta nekje vmes (9cm žice), saj morata dušiti obe frekvenci. Oba konca žice pocinimo v dolžini približno 5mm, lakirani ostanek pa

navijemo kot samonosečo tuljavo na notranji premer 1mm.

Pri gradnji oddajnega mešalnika moramo paziti predvsem na pravilno ozemljitev mikrotrakastih vodov, uporov 56ohm, obeh emitorjev BFP183 ter obeh izvodov mase ojačevalnika INA-10386. Mikrotrakaste rezonatorje ozemljimo s posrebreno bakreno žico premera 0.6mm (notranji vodnik kabla RG-214), ki jo vtaknemo v izvrtine premera 1mm na označenih mestih ter dobro zacinimo na obeh straneh tiskanine. Upora 56ohm in oba aktivna sestavna dela so ozemljeni preko izvrtnin premera 3.2mm, ki jih najprej zapremo na strani ravnine mase s koščkom bakrene folije, nato pa napolnilo s cinkom vse do priključka SMD upora ali polprevodnika.

Opisani oddajni mešalnik naj ne bi potreboval nobenega uglasjevanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polprevodniki pravilno ozemljeni. Na izhodu moramo doseči predpisano moč 30mW pri krmiljenju vezja z ustreznim signalom lokalnega oscilatorja ter primernim modulacijskim signalom. Namesto modulacijskega signala za preizkus zadošča že enosmerni tok 2-10mA v enega od obeh mešalnikov.

5. Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 1296MHz

Načrt visokofrekvenčne glave SSB/CW postaje za 1296MHz je prikazan na sliki 13. Visokofrekvenčna glava vsebuje izhodni, močnostni ojačevalnik oddajnika, predobjačevalnik in visokofrekvenčno sito sprejemnika ter antenski preklopnik s PIN diodama. Tudi visokofrekvenčna glava je izdelana kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm in je zelo podobna visokofrekvenčni glavi PSK postaje.

Načrt visokofrekvenčne glave znotrošno poenostavlja sodobni polprevodniki. V močnostnem ojačevalniku oddajnika je uporabljen en sam GaAs tranzistor CLY5, ki hkrati daje 14dB ojačanja in izhodno moč 0.8W (+29dBm). Za razliko od PSK postaje deluje CLY5 v linearinem režimu, zato je izhodna moč malo manjša. Negativno prednapetost si CLY5 ustvari sam ob viških modulacijih, kar potem zadrži kondenzator 1uF, ki se le počasi prazni preko upora 2.2Mohm. CLY5 je sicer nizkonepotostni tranzistor, ki deluje z napetostjo ponora komaj 5V, za ustrezni padec iz 12V napajanja pa poskrbijo upori v preklopni enoti.

Antenski preklopnik je izdelan z dvema različnima PIN diodama BAR63-03W in BAR80. Polprevodniška čipa teh dveh diod sta si sicer podobna, bistvena je razlika v ohišjih. BAR63-03W je vgrajena v ohišje z majhno parazitno kapacitivnostjo in se uporablja kot zaporeno visokofrekvenčno stikalo. Obratno je BAR80 vgrajena v ohišje z minimalno parazitno induktivnostjo in se uporablja kot vzporedno stikalo ("shunt" dioda). Antenski preklopnik je izdelan tako, da sta obe stikali sklenjeni na oddaji. Četrvalovni vod L9 tedaj poskrbi za to, da se kratek stik iz diode BAR80 preslika v odprte sponke za oddajnik.

Visokofrekvenčna glava vsebuje tudi predojačevalnik in pasovno sito za sprejemnik. Predojačevalnik uporablja tranzistor BFP181, ki naj bi omogočal ojačanje okoli 15dB. Za-

menjava BFP181 z INA-03184 se ni obnesla, ker ima slednji preveč ojačanja. Veljalo bi pa preizkusiti novejše bipolarne tranzistorje, naprimjer BFP405 ali BFP420, ki ob manjšem šumu dajejo nekoliko večje ojačanje. Pasovno sito (L10, L11, L12 in L13) mora izločiti predvsem oddaljene motnje zelo močnih oddajnikov, da ne pride do neposredne amplitudne detekcije oziroma neželenih mešanj v sprejemnem mešalniku. Pasovno sito vnaša približno 3dB izgub, ker je izdelano na navadnem laminatu FR4. Visokofrekvenčna glava SSB postaje je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 40mmX80mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 14, spodnja stran pa ni jednaka, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 15.

Razen tiskanih vodov vsebuje visokofrekvenčna glava tudi dve samonoseči četrvalovni dušilki L5 in L7 za 1296MHz, ki sta izdelani iz 7cm dolgih koščkov žice 0.25mm CuL, poinjenih za 5mm na obeh koncih, ostanek pa navit na notranji premer 1mm.

Pri gradnji visokofrekvenčne glave moramo paziti predvsem na pravilno ozemljitev mikrotrakastih rezonatorjev in polprevodnikov CLY5, BAR80 ter BFP181. Mikrotrakaste rezonatorje ozemljimo podobno kot v oddajnem mešalniku z žičkami premera 0.6mm, polprevodnike pa s

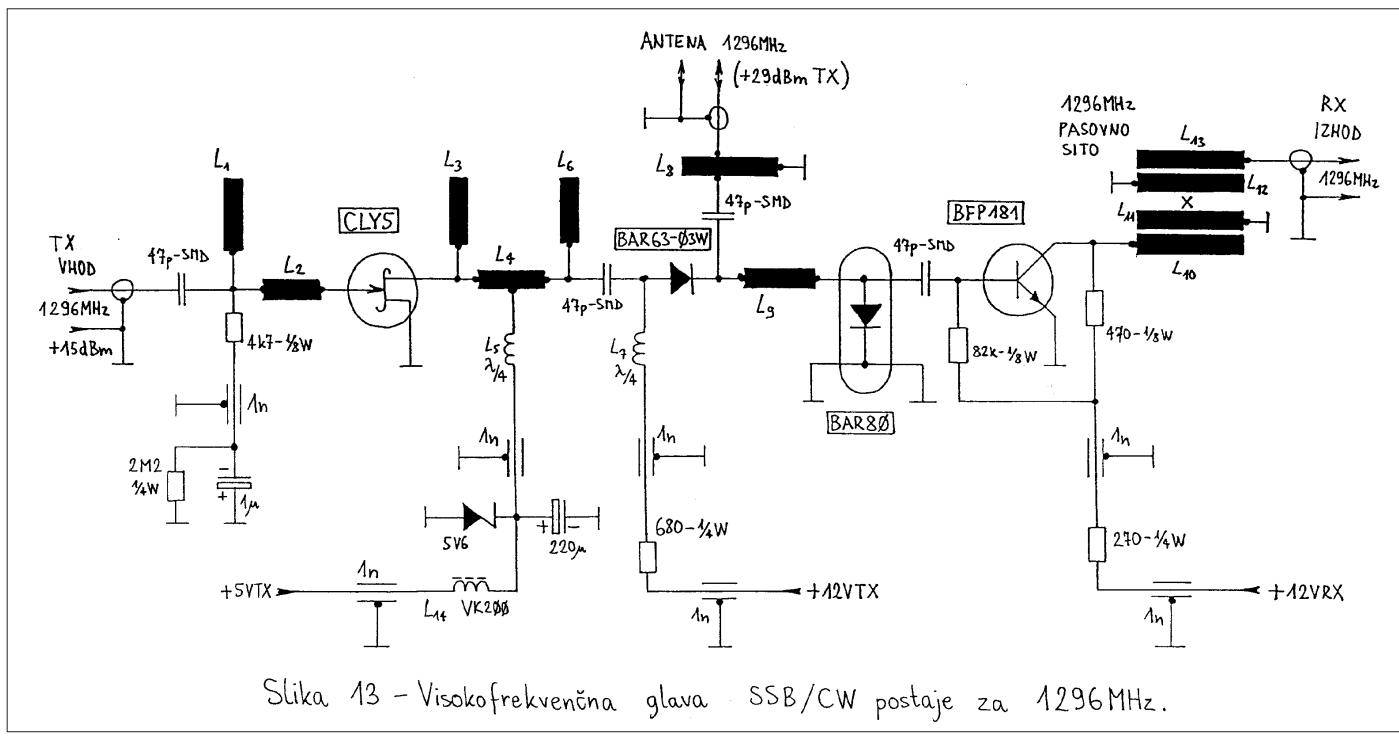
kapljicami cina v ustreznih izvratinah. Pri tranzistorju CLY5 moramo dobro ozemljiti oba priključka izvora, preko njiju se tranzistor tudi ohlaja. Na drugi strani tiskanega vezja zato pricinimo medeninasto ploščico z izmerami 15mmX15mmX0.5mm ter nato zapolnimo s cinom izvrtni premera 3.2mm in 5mm. Diodo BAR80 ozemljimo skozi izvrtni premera 2.5mm, tranzistor BFP181 pa skozi izvrtni premera 3.2mm.

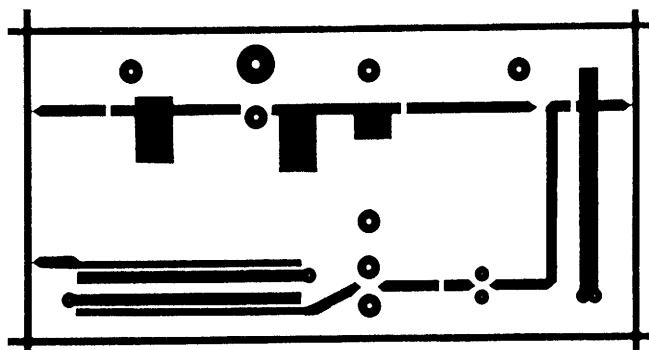
Pravilno sestavljeni visokofrekvenčna glava SSB postaje naj ne bi potrebovala nobenega ugaševanja.

6. Kvadraturni sprejemni mešalnik za 1296MHz

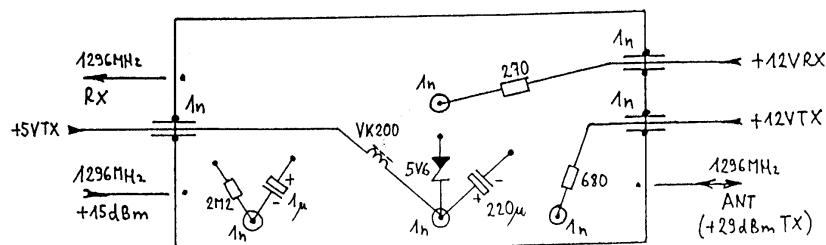
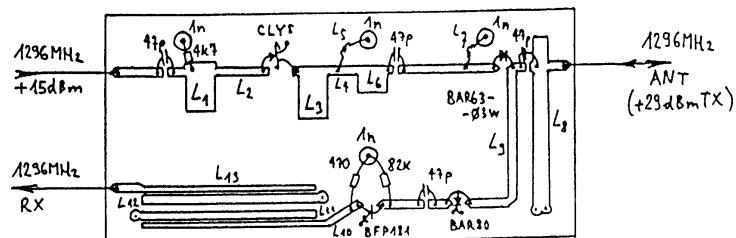
Kvadraturni sprejemni mešalnik SSB postaje za 1296MHz je po načrtih in načrtu skoraj povsem enak kvadraturnemu mešalniku v 23cm PSK postaji. Načrt je prikazan na sliki 16 in se od PSK postaje razlikuje le v vrednostih nekaterih sestavnih delov. Sprejemni mešalnik vsebuje dve pasovni siti za 1296MHz, visokofrekvenčni ojačevalnik z integriranim vezjem INA-03184, dva enaka harmonika mešalnika, ki delujeta s faznim zamikom 90 stopinj in dva enaka medfrekvenčna predojačevalnika s tranzistorjem BF199. Tudi sprejemni mešalnik je izdelan kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm.

Pasovni siti sta povsem enaki situ v visokofrekvenčni glavi, se pravi

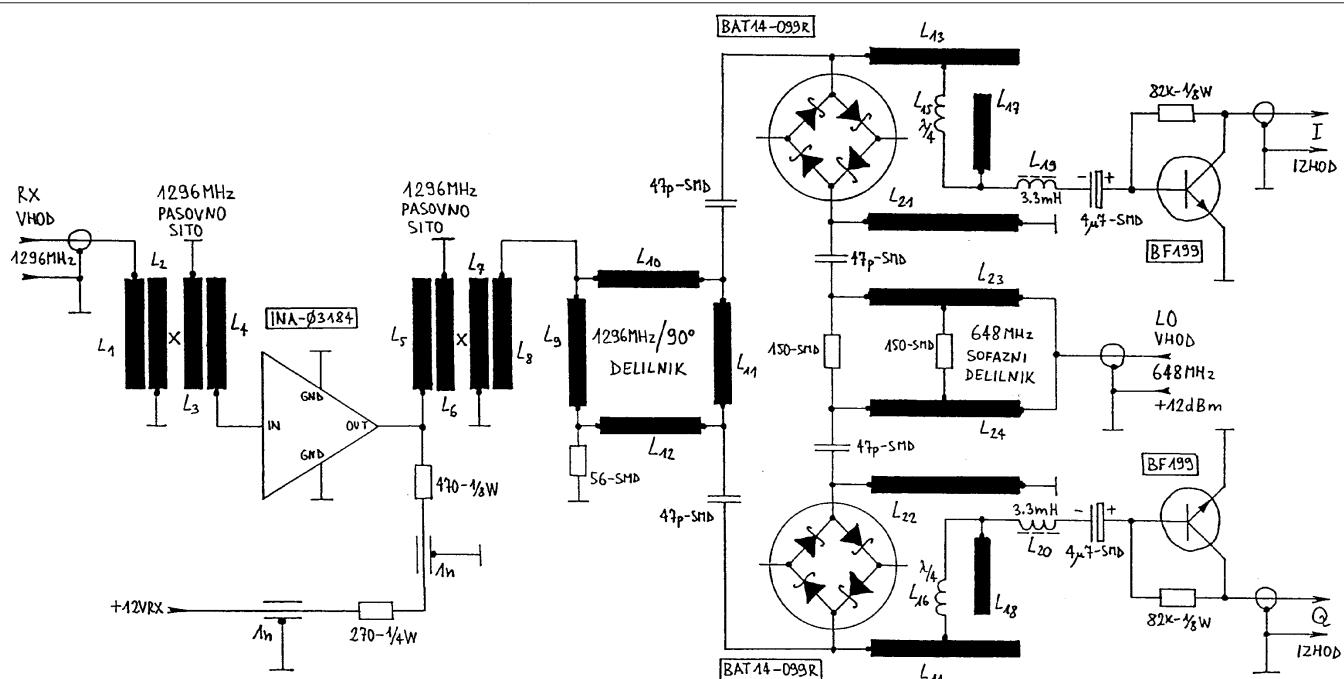




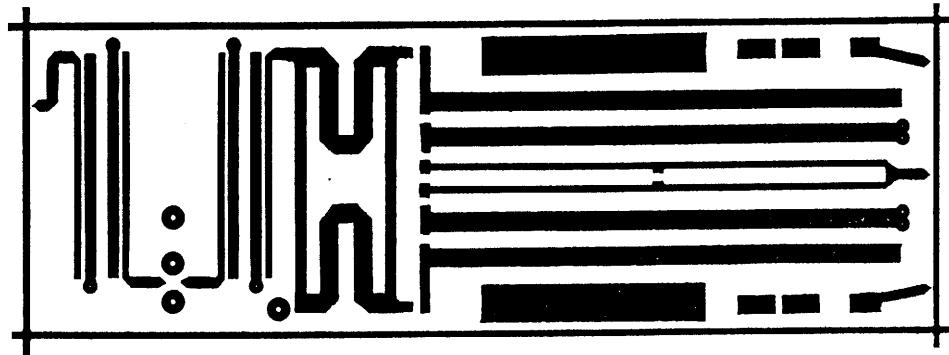
Slika 14 – Tiskanina visokofrekvenčne glave.



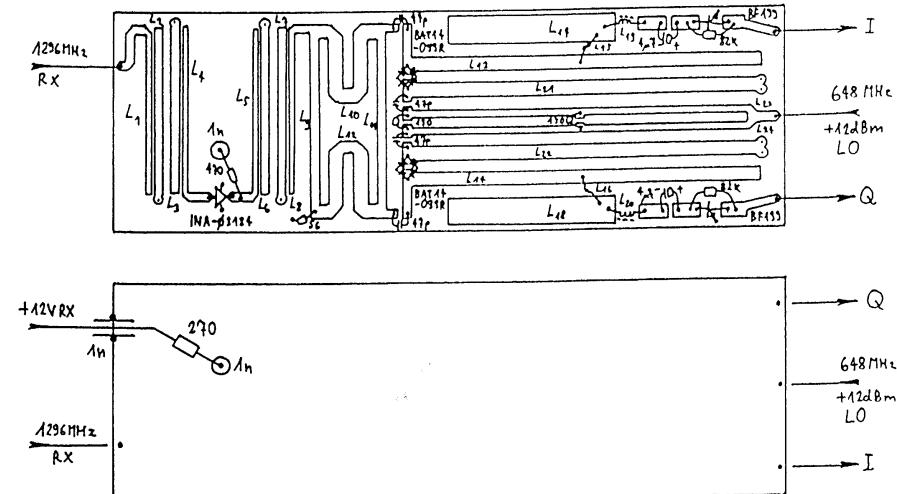
Slika 15 – Razporeditev delov visokofrekvenčne glave.



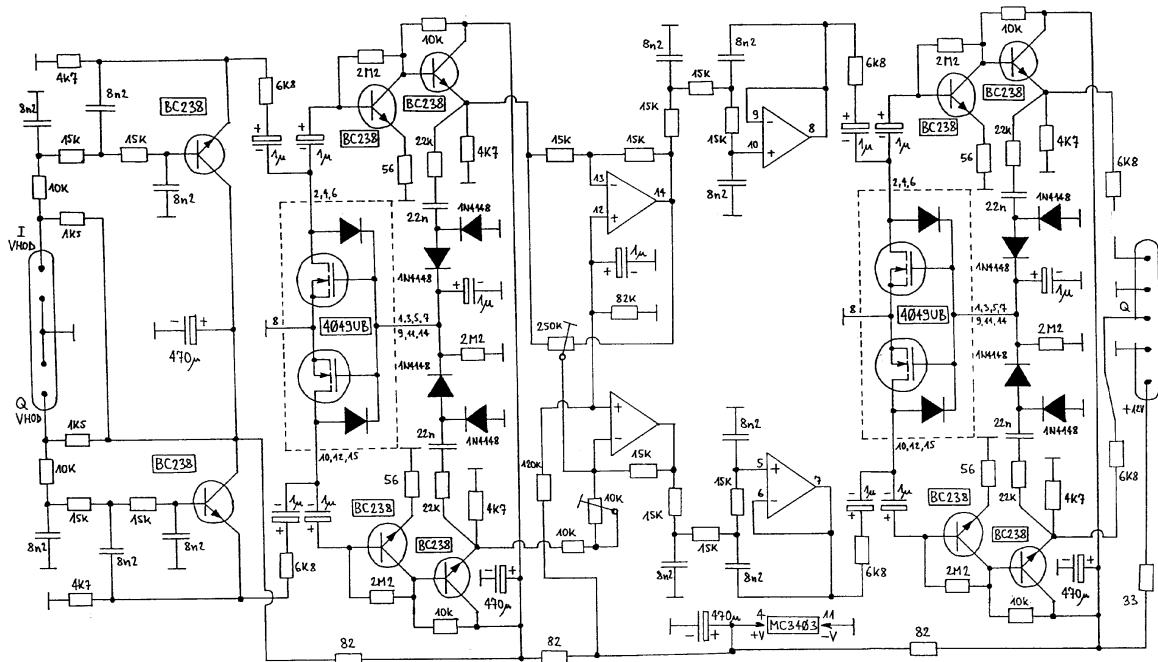
Slika 16 – Kvadraturni sprejemni mešalnik za 1296 MHz.



Slika 17 – Tiskanina sprejemnega mešalnika.



Slika 18 – Razporeditev delov sprejemnega mešalnika.



Slika 19 – SSB kvadraturni medfrekvenčni ojačevalnik.

prepustni pas 100MHz in 3dB izgub zaradi cenenega vitroplasta FR4. Za prekrivanje šumnega števila mešalnikov in izgub v sitih zadošča 25dB ojačenja v integriranem vezju INA-03184.

Kvadraturni sprejemni mešalnik vsebuje dva harmonika mešalnika, ki sta po izvedbi povsem enaka mešalnikom v oddajniku. Harmonika mešalnika sta se tu dobro obnesla iz več razlogov. Zaradi simetrične vezave diod takšna mešalnika zelo dobro dušita šum lokalnega oscilatorja in neposredno detekcijo močnih vhodnih VF signalov. Hkrati zahtevata signal lokalnega oscilatorja na polovični frekvenci, kar pomeni v postaji z ničelno medfrekvenco ali neposrednim mešanjem milejše zahiteve za oklapljanje posameznih stopenj.

Kvadraturni sprejemni mešalnik mora sicer vsebovati dva popolnoma enaka mešalnika, ki delujeta s faznim zamikom natančno četrт periode oziroma 90 stopinj. Ker se impedanca diod v mešalnikih močno spreminja z jakostjo signala lokalnega oscilatorja, morajo biti delilniki načrtovani tako, da ohranjajo predpisani fazni zamik 90 stopinj in simetrijo ne glede na impedanco diod.

V opisanem kvadraturnem I/Q mešalniku se oba mešalnika napajata so fazno s signalom lokalnega oscilatorja, fazni zamik 90 stopinj pa vnaša delilnik vhodnega visokofrekvenčnega signala (L9, L10, L11 in L12). Oba delilnika sicer vsebujejo več uporov, ki zagotavljajo simetrijo in fazni zamik tudi ob spreminjačoči se impedanci mešalnih diod.

Mešalnikoma takoj sledita dva enaka medfrekvenčna predajačevalnika s tranzistorjem BF199. Kljub razmeroma nizki ničelni medfrekvenci

se v tem vezju BF199 obnesejo bolje od raznih BC..., ker imajo manjše tokovno ojačenje in so zato bolje prilagojeni na impedanco mešalnikov. SSB sprejemni mešalnik se razlikuje od PSK vezja edino v dušilkah L19 in L20, ki sta prilagojeni nižji medfrekvenci. Po računu bi ti dve dušilki morali imeti celo 33mH v SSB postaji. V izdelano postajo sem zato vgradil največje dušilke, ki sem jih imel pri roki, to je (desetkrat manjše) 3.3mH.

Dušilki L19 in L20 sicer prečujeta, da pride do neposredne detekcije frekvenčno oddaljenih, toda močnih signalov kar v medfrekvenčnih ojačevalnikih BF199. Tudi PSK postajo se da na ta način izboljšati z vgradnjo dušilk 47uH namesto prvotnih četrtrvalovnih tuljavic L19 in L20.

Medfrekvenčna predajačevalnika sta nameščena v enoti sprejemnega mešalnika zato, da se izognemo motnjam in šumom. Iz istega razloga vsebuje SSB radijska postaja ločena sprejemna in oddajna mešalnika, čeprav bi en sam kvadraturni mešalnik lahko opravljal obe nalogi. Predajačevalnika sicer dobita napajalno napetost iz enote medfrekvenčnega ojačevalnika kar preko signalnih vodov.

Enota kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 1296MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 17, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 18.

Čeprav je večina mikrotrakastih

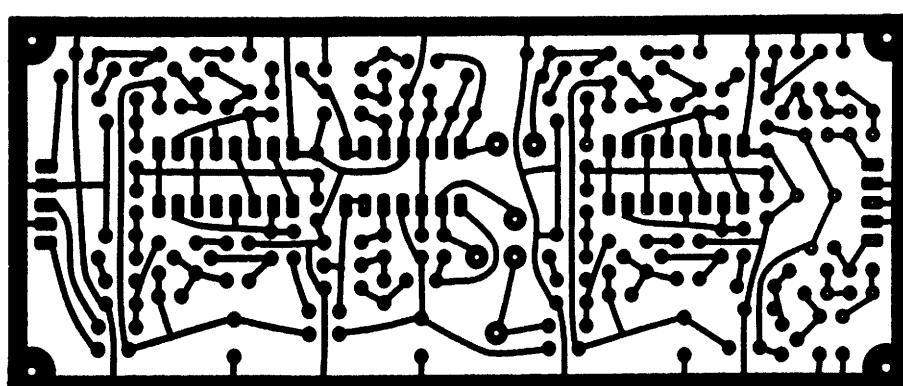
vodov izdelanih na na tiskanem vezju, moramo dve četrtrvalovni dušilki L15 in L16 naviti kot mali tuljavici z žico 0.25mm CuL. Za vsako tuljavico odrežemo 9cm žice, oba konca žice pocinimo v dolžini približno 5mm, lakirani ostanek pa navijemo kot samonosečo tulavo na notranji premer 1mm.

Pri gradnji kvadraturnega sprejemnega mešalnika moramo paziti predvsem na pravilno ozemljitev mikrotrakastih vodov, upora 56ohm v 90-stopinjskem delilniku ter ojačevalnika INA-03184. Mikrotrakaste rezonatorje ozemljimo s posrebreno bakreno žico premera 0.6mm (notranji vodnik kabla RG-214), ki jo vtaknemo v izvrtine premera 1mm na označenih mestih ter dobro zacinimo na obeh straneh tiskanine. Upor 56ohm in ojačevalnik INA-03184 sta ozemljena preko izvrtin premera 3.2mm, ki jih najprej zapremo na strani ravnine mase s koščkom bakrene folije, nato pa napolnimo s cinom vse do priključka SMD upora ali polprevodnika.

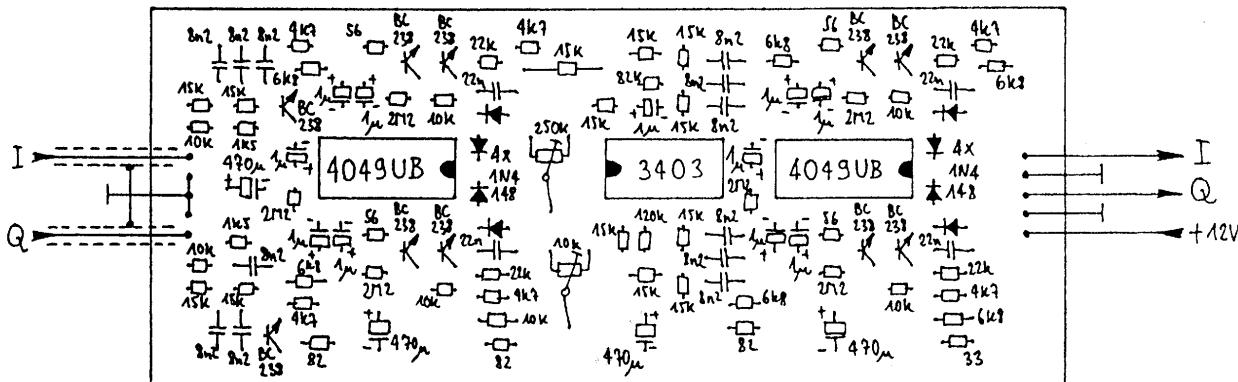
Opisani kvadraturni sprejemni mešalnik naj ne bi poteboval nobenega uglaševanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polprevodniki pravilno ozemljeni. Simetrijo in fazni zamik mešalnikov najlažje preverimo pri preizkusu celotnega sprejemnika in jo lahko do določene mere popravimo s trimerjem v medfrekvenčnem ojačevalniku.

7. SSB kvadraturni medfrekvenčni ojačevalnik

Osnovna zamisel sprejemnikov z neposrednim mešanjem ali z ničelno medfrekvenco je v tem, da dosežemo glavnino ojačenja v enostavnem in



Slika 20 - Tiskanina medfrekvenčnega ojačevalnika.



Slika 21 – Razporeditev delov med frekvenčnega ojačevalnika.

cenem nizkofrekvenčnem ojače-valniku, ki ne potrebuje uglaševanja. Tudi selektivnost takšnega spre-jemnika določajo preprosta nizko-prepustna sita, ki prav tako ne potrebujejo uglaševanja. Načrt tak-šnega ojačevalnika je zato precej drugačen od običajnih medfrek-venčnih ojačevalnikov.

Sprejemnik z ničelno medfrekvenco seveda potrebuje dvokanalni ojačevalnik, saj moramo neodvisno ojačevati oba kanala I in Q pred demodulacijo. Kanala morata biti čim bolj enaka, zato morata imeti skupno avtomatsko regulacijo ojačenja (ARO), ki zagotavlja, da ostane razmerje jakosti signalov I in Q nespremenjeno.

Načrt SSB kvadraturnega medfrekvenčnega ojačevalnika s skupno ARO je prikazan na sliki 19. Ojačevalnik vsebuje dve enaki nizkoprepustni siti na vhodu. Sitom sledi dvokanalna ojačevalna stopnja s svojo lastno regulacijo ojačenja (ARO), ki ji sledi stopnja za popravek jakosti in faze. Medfrekvenčno verigo zaključi še en par nizkoprepustnih sit in še ena enaka dvokanalna ojačevalna stopnja s svojo lastno ARO.

Nizkoprepustni siti na vhodu sta izdelani kot aktivni siti z emitorskima sledilnikoma s tranzistorjem BC238. Enostavno vezje z bipolarnimi tranzistorji zagotavlja predvsem znatno manjši šum od operacijskih ojačevalnikov. Vhodno vezje poskrbi tudi za dovod enosmerne napajalne napetosti preko uporov 1.5kohm do obeh predojačevalnikov.

Dvokanalne ojačevalne stopnje so zelo podobne tistim iz PSK postaje, čeprav so zahteve SSB postaje znatno milejše. Posamezne ojačevalne stopnje so izdelane s tranzistorji BC238. Vsaka ojačevalna stopnja vsebuje oja-

čevalni tranzistor, ki mu sledi emitorski sledilnik, da preprečimo neželjene medsebojne vplive, ko povežemo več takšnih stopenj v verigo.

ARO uporablja MOS tranzistorje kot spremenljive upore na vhodu ojačevalnih stopenj. Enakost med I in Q kanaloma dosežemo tako, da uporabimo MOS tranzistorje iz istega integriranega vezja 4049UB. Digitalno CMOS vezje 4049UB je v tem slučaju uporabljeno na nekoliko neobičajen način, sicer pa se preostali sestavnici deli iz vezja 4049UB obnašajo le kot diode, ki ne motijo delovanja ARO.

Prvi dvokanalni ojačevalni stopnji sledi še vezje za popravek razmerja jakosti in faze (trimerja 10kohm in 250kohm). Drugi par nizkoprepustnih sit je izведен z operacijskima ojačevalnikoma (MC3403), saj so tu signali že dovolj veliki, da šum integriranih vezij ne povzroča več težav. Na koncu sledi druga dvokanalna ojačevalna stopnja, ki je povsem enaka prvi takšni stopnji.

SSB kvadraturni medfrekvenčni ojačevalnik je zgrajen na enostranski tiskanini z izmerami 50mmX120mm, ki je prikazana na sliki 20. Pripadajoča razporeditev sestavnih delov je prikazana na sliki 21. Pri izbirji sestavnih delov moramo paziti na točnost in kvaliteto vgrajenih delov, saj je območje možnih popravkov jakosti in faze zelo omejeno. Načeloma sicer zadoščajo 5% upori, 10% folijski kondenzatorji (nikakor ne keramični!) in običajni tranzistorji BC238B, saj se tolerance posameznih sestavnih delov najpogosteje ugodno odštejejo med sabo. Večina uporov, kondenzatorjev in diod je tudi tu

Pri sestavlieni enoti najprej pos-

tavimo oba trimerja v srednji položaj. Nato priključmo napajanje, preverimo enosmerne napetosti ter preizkusimo delovanje obeh kanalov. Trimerje za jakost (10kohm) in fazo (250kohm) uporabimo šele takrat, ko preizkusimo celoten sprejemnik.

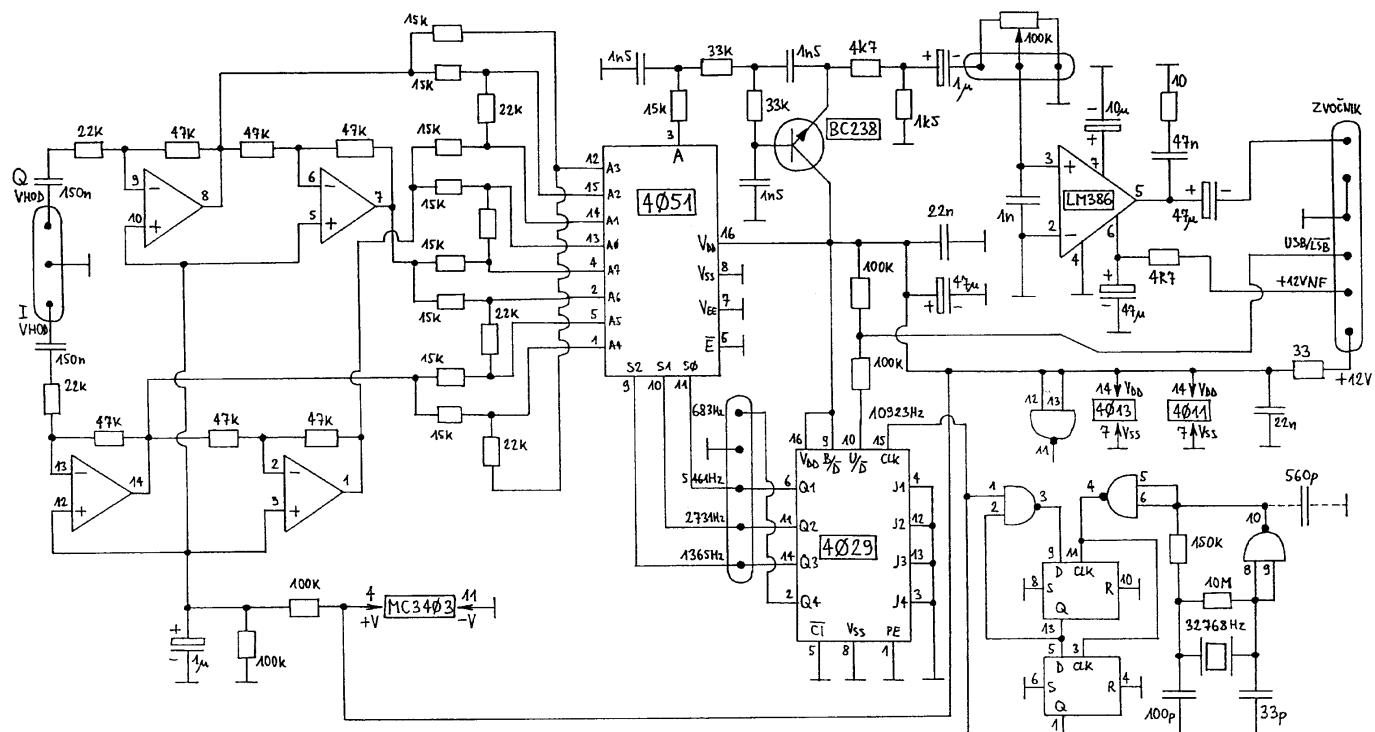
8. SSB kvadraturni demodulator in NF ojačevalnik

Osnovna naloga SSB kvadra-turnega demodulatorja je preslikava obeh I in Q signalov (pas 0Hz do 1200Hz) nazaj v izvorni frekvenčni pas govora od 200Hz do 2600Hz. Enota vsebuje še nizkofrekvenčni ojačevalnik in oscilator za takt, ki dovaja vse potrebne frekvence: 5461Hz, 2731Hz, 1365Hz in 683Hz. Električno vezje je prikazano na sliki 22.

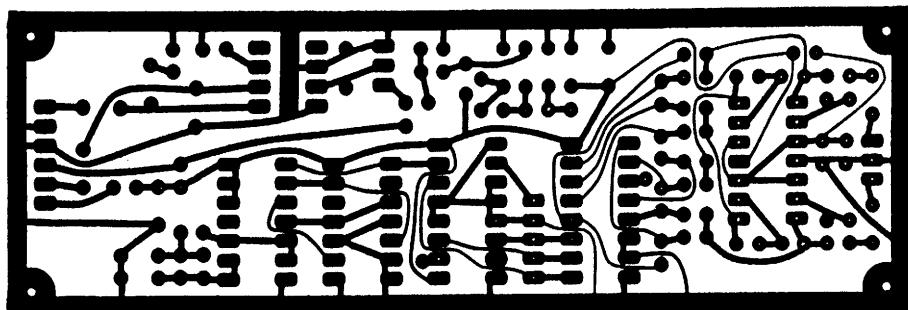
SSB kvadraturni demodulator vsebuje štiri operacijske ojačevalnike (MC3403), ki iz signalov I in Q naredijo 8-fazni sistem s pomočjo uporovne mreže, povsem enake tisti v modulatorju oddajnika. Demodulacijo signala opravi stikalo 4051, ki se vrти s frekvenco 1365Hz. Stikalo tako poskrbi za protivrtenje kazalca signala s frekvenco 1365Hz, z drugimi besedami natančno obratno operacijo od tiste, ki jo je opravil kvadraturni modulator v oddajniku.

Neželjene produkte protivrtenja kazalca (mešanja frekvenc) odstrani aktivno nizkoprepustno sito s tranzistorjem BC238. Demodulirani nizkofrekvenčni signal gre preko 100kohm potenciometra za glasnost na NF ojačevalnik. Integrirano vezje LM386 je zanimivo predvsem zaradi majhne porabe in majhnega števila zunanjih sestavnih delov.

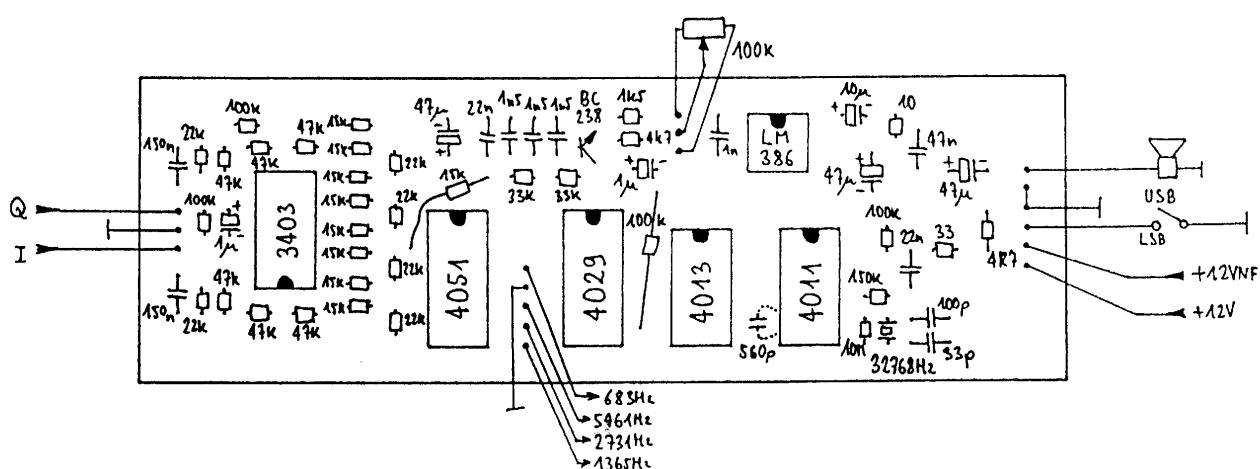
Takte za vrtenje stikal 4051 v modulatorju oddajnika in v demo-



Slika 22 – SSB kvadraturni demodulator in NF ojačevalnik.



Slika 23 – Tiskanina demodulatorja in NF ojačevalnika.



Slika 24 – Razporeditev delov demodulatorja in NF ojačevalnika.

dulatorju sprejemnika dobimo iz binarnega števca 4029. Števec 4029 razpolaga z vhodom štetje naprej/nazaj, kar v tem slučaju pomeni izbiro bočnega pasu, se pravi USB ali LSB. Vhod naprej/nazaj je že povezan preko upora 100kohm na logično enico (USB) in ga preko stikala lahko sklenemo na maso (LSB).

Preklopna USB/LSB sicer ne potrebujemo za običajno SSB delo na 1296MHz. Preklop USB/LSB je potreben le za delo preko satelitov, linearnih pretvornikov ali pri uporabi transverterjev za druga frekvenčna področja. Pri delu v telegrafiji se je včasih možno izogniti motnjam z zamenjavo bočnega pasu v sprejemniku. Bočni pas lahko sicer zamenjamo tudi tako, da zamenjamo med sabo I in Q kanala. Pri gradnji postaje moramo zato preveriti, da delata sprejemnik in oddajnik hkrati na istem bočnem pasu!

Števec 4029 potrebuje vhodni takt okoli 11kHz. Zahteve po stabilnosti tega takta sicer niso hude in bi zadoščal celo RC oscilator. Opisana radijska postaja uporablja kristalni oscilator predvsem zato, da se izognemo uglaševanju. Razen tega bojo v tem slučaju vse postaje imele natančno isto frekvenco, kar pomeni zmanjšanje motilnih pojavov.

Kristalni oscilator uporablja kristal za uro, ki dela na zelo nizki frekvenci komaj 32768Hz. Dvojni flip-flop 4013 deli frekvenco kristala s 3, kar daje takt 10923Hz za krmiljenje binarnega števca 4029. Frekvenca vrtenja stikal 4051 znaša tako 1365Hz, kar se dobro pokriva z "luknjo" v frekvenčnem spektru človeškega govora. Iz istega izvora (izhod Q4 vezja 4029) prihaja tudi CW ton 683Hz, ker so v tem slučaju neželeni produkti mešanja v oddajniku najmanjši.

SSB kvadraturni demodulator in NF ojačevalnik sta zgrajena na enostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm, ki je prikazana na sliki 23. Pripadajoča razporeditev sestavnih delov je prikazana na sliki 24. Zaradi varčevanja s prostorom je tudi tu večina uporov, kondenzatorjev, diod in kristal za 32768Hz vgrajenih pokončno.

Pri izbiri sestavnih delov moramo paziti na različne izvedbe vezij družine 40xx. Še posebno pridejo te razlike do izraza takrat, ko vezja uporabljamo v linearinem režimu, napример v kristalnem oscilatorju. Opisani kristalni oscilator zahteva vgradnjo vezja 4011UB. V slučaju vgradnje vezja 4011B je treba dodati

kondenzator 560pF, ki sicer ni predviden na tiskanem vezju.

Delovanje oscilatorja preverimo tako, da na izhod 683Hz priključimo slušalko. Če pisk ni povsem čist, frekvenca ni prava oziroma presakuje pri spremnjanju napajalne napetosti, bo treba dodati kondenzator 560pF. Vezje sicer deluje povsem pravilno tudi s 4001UB, kljub različni logični funkciji.

9. SSB/CW preklopi RX/TX

SSB/CW radijska postaja potrebuje več različnih preklopov. Na srečo zahteva sprejem SSB govora in telegrafije na sluh povsem enak sprejemnik, torej vsaj sprejemnika ni treba preklapljati v različne načine. Oddajnik seveda zahteva drugačna vezja za oddajo SSB govora in CW tipkanja.

Preklop sprejem/oddaja upravljam v SSB načinu preko PTT (push-to-talk) tipke na mikrofonu. V telegrafiji pa imamo pri večini postaj dva različna preklopa: preklop sprejem/oddaja in samo tipkanje oddajnika. Ta dva preklopa sta bila verjetno nujno potrebna v starih postajah s številnimi mehanskimi releji, ki so bili prepočasni, da bi lahko sledili tipkanju oddajnika.

V sodobni radijski postaji seveda ni prostora za mehanske releje. Relejev ni smiseln uporabljati tudi zato, ker so najpogosteji izvor napak v radijskih postajah. Sodobne radijske postaje vsebujejo antenski preklopniki s PIN diodami tudi za moči v razredu kilovatov in tranzistorske preklopnike napajanja. Preklop spre-

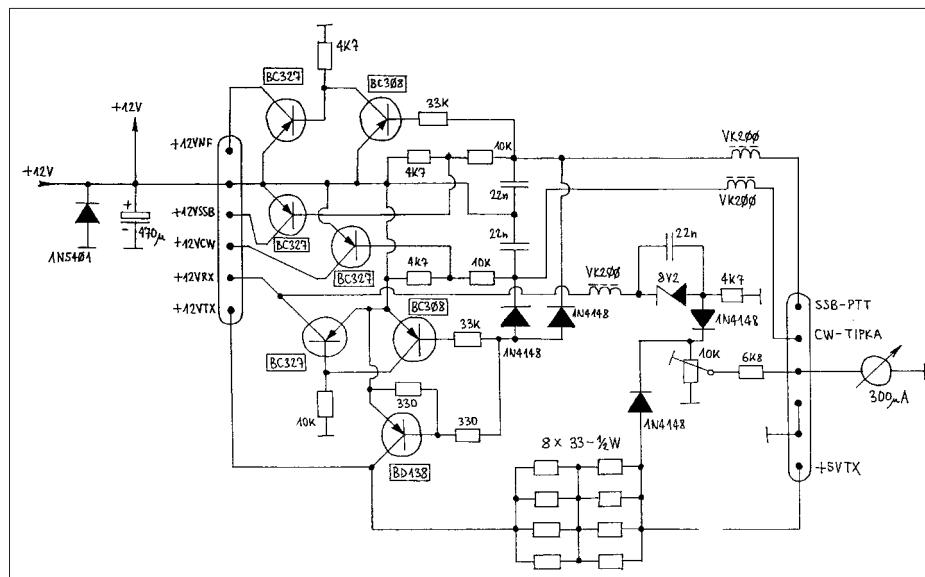
jem/oddaja in nazaj lahko traja manj kot milisekundo, kar pomeni, da s pritiskom telegrafske tipke hkrati vključimo oddajnik. Ko tipko odustimo, je radijska postaja že na sprejemu, se pravi "BK" način delovanja.

Električna vezava SSB/CW preklopov RX/TX je prikazana na sliki 25. V opisani radijski postaji dobiva večina enot stalno napajanje +12V: VCXO in množilne stopnje, mešalnik, medfrekvenca in demodulator sprejemnika ter modulator oddajnika. Pri preklopu na oddajo, to je pritisku PTT ali CW tipke ali obeh se izključijo visokofrekvenčne stopnje sprejemnika (+12VRX) ter se vključijo visokofrekvenčne stopnje oddajnika (+12VTX in +5VTX).

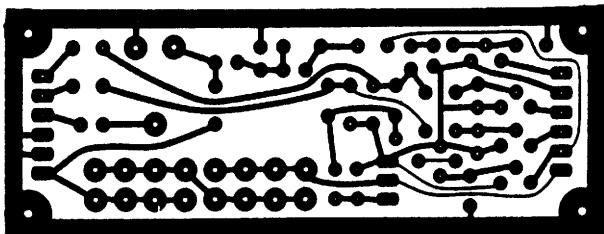
Pri SSB oddaji se izključi tudi nizkofrekvenčni ojačevalnik (+12VNF), da ne moti mikrofonskega ojačevalnika (+12VSSB). Pri telegrafski oddaji pa ostane nizkofrekvenčni ojačevalnik vključen, da v zvočniku poslušamo lastno tipkanje. Napajanje +12VCW poskrbi le zato, da privede signal 683Hz na vhod modulatorja oddajnika.

Preklopi napajanj +12VNF, +12V SSB, +12VCW in +12VRX so izvedeni s PNP tranzistorji BC327. Le preklop +12VTX zahteva močnejši tranzistor BD138. Izhodna stopnja oddajnika se napaja preko zaščitnega upora s spremenljivo napetostjo do +5.6V. Ker se na zaščitnem uporu troši precejšnja moč, je sestavljen iz 8 uporov 33ohm 1/2W. Zaščitni upori so vgrajeni na tiskanino preklopov, da ne segrevajo izhodne stopnje oddajnika.

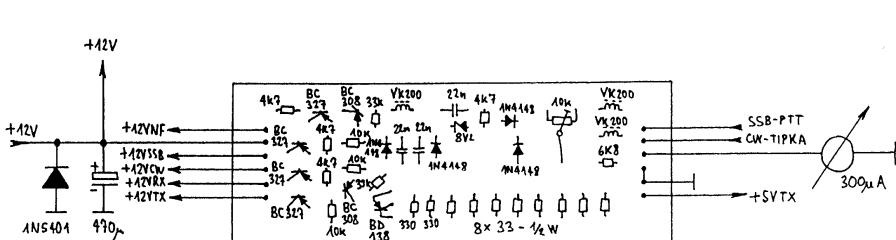
Preklopna enota vsebuje tudi vezje za krmiljenje merilnega inštrumenta



Slika 25 – SSB/CW preklopi RX/TX.



Slika 26 - Tiskanina preklopov RX/TX



Slika 27 – Razporeditev delov preklopov RX/TX.

na prednji plošči postaje. V radijsko postajo je smiselno vgraditi merilni inštrument z vrtljivo tuljavico občutljivosti okoli 300uA, saj so ledike pri močni sončni svetlobi povsem nevidne. Tudi S-meter smatram za nepotreben okrasek v tekmovalni postaji. Pri delu na prostem je dosti bolj pomembna napetost baterije,

zato inštrument na sprejemu meri napajalno napetost. Zener dioda 8V2 raztegne skalo voltmetra v območju od 9V do 15V.

Na oddaji meri inštrument napa-jalno napetost izhodne stopnje. Brez krmiljenja znaša padec napetosti preko izhodnega tranzistorja CLY5 komaj 0.5V do 1V. Napetost naraste

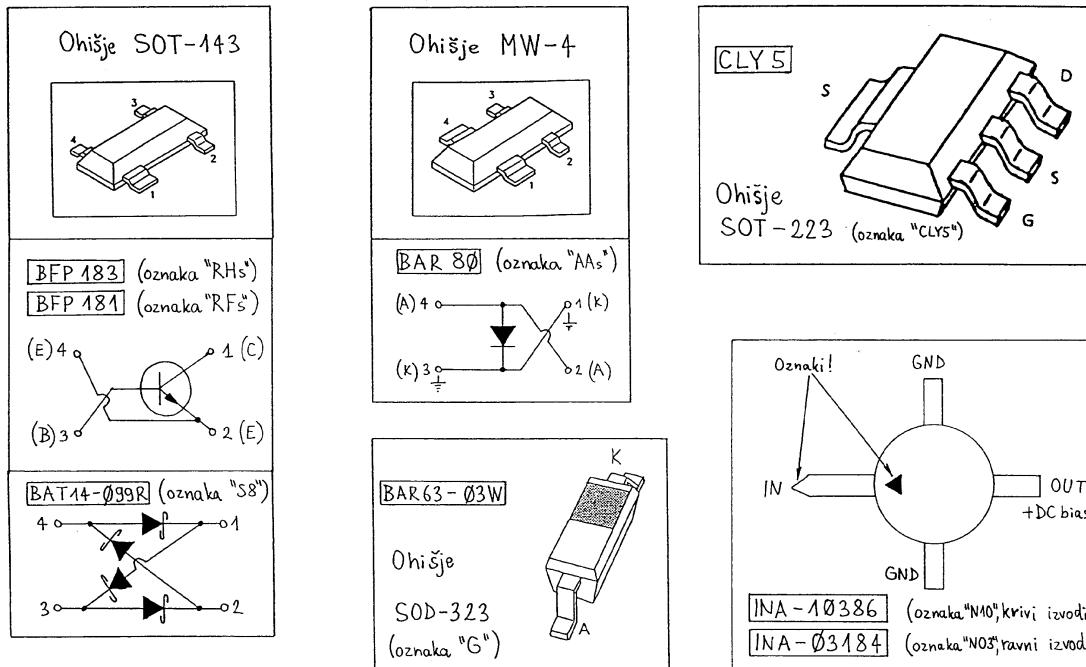
na polno vrednost 5.6V, omejeno z zener diodo, šele pri polnem visokofrekvenčnem krmiljenju. Preko merjenja napajalne napetosti izhodne stopnje tako preverimo jakost naše modulacije oziroma ocenimo izhodno moč oddajnika.

Večina sestavnih delov SSB/CW preklopov RX/TX je nameščenih na tiskanini z izmerami 30mmX80mm, ki je prikazana na sliki 26. Le zaščitna dioda 1N5401 in elektrolit 470uF sta vgrajena neposredno na vtičnico za napajalno napetost 12V. Razporeditev sestavnih delov na tiskanini je prikazana na sliki 27. Tudi tu so upori in diode vgrajeni pokončno zaradi varčevanja s prostorom.

V preklopni enoti je treba nastaviti le trimer za občutljivost merilnika na prednji plošči radijske postaje. Trimer nastavimo tako, da dobimo polni odklon inštrumenta pri popolnoma izkrmiljenem oddajniku.

10. Sestavljanje in preizkus SSB postaje za 1296MHz

Opisana SSB postaja za 1296MHz uporablja več različnih SMD sestavnih delov. Najmanj težav je z upori, saj so vsi SMD upori običajno uporabni na zelo visokih frekvencah preko 10GHz. Povsem obraten slučaj so kondenzatorji: večlojni SMD



Slika 28 – Ohišja SMD polprevodnikov.

kondenzatorji so običajno neprimerni za visoke frekvence. V opisani postaji sem se zato omejil na eno samo razmeroma nizko vrednost: 47pF. Namesto 4.7uF SMD tantalov lahko brez težav vgradimo tudi bolj običajne "kapljice".

SSB postaja za 1296MHz uporablja iste visokofrekvenčne SMD polprevodnike kot PSK postaja za 23cm. Ker marsikdo teh novih sestavnih delov ne pozna, najprej ponavljam dopoljen opis ohišij teh sestavnih delov na sliki 28. Pozor na točne oznake sestavnih delov in na oznake na ohišjih, ki so v večini slučajev povsem različne.

Ker so ohišja SMD polprevodnikov zelo majhna, je nanje nemogoče natiskati celotno tipsko oznako. Zato proizvajalci teh sestavnih delov označujejo svoje izdelke z dvočrkovnimi ali tročrkovnimi kodami. Edina izjema je tranzistor CLY5, ki je zadost velik, da na njegovem ohišju stoji celotna oznaka "CLY5". Pri nakupu SMD sestavnih delov torej nujno potrebujemo sliko 28, da preverimo, kaj nam sploh trgovec ponuja!

Resen trgovec nam bo SMD sestavne dele ponudil v originalnem pakiranju, se pravi na črnem anti-statičnem filmskem traku s predalčki, v katerih so shranjene drobcene diodice in tranzistorji. Predalčki v traku so prekriti s prozorno folijo, skozi katero lahko z lupo opazujemo vsebino, prečitamo napis in primerjamo s tistim, kar je napisano na sliki 28.

Štiri visokofrekvenčne enote SSB/CW postaje za 1296MHz so vgrajene v oklopljena ohišja iz medeninaste pločevine debeline 0.4mm. Posamezna tiskana vezja so zacinjena v okvir iz medeninaste pločevine, na katerega se nataknene medeninast pokrov, kot je to prikazano na sliki 29. Ohišje posamične enote se potem pritrdi s štirimi samoreznnimi vijaki za pločevino na nosilno ploščo celotne postaje.

Enota VCXO in množilne stopnje je izdelana na enostranski tiskanini in zato potrebuje dodaten, spodnji pokrov, da ne seva drugega harmonika 648MHz in ne poruši simetrije mešalnikov. Uho integriranega vezja 7808 je zaradi boljšega hlajenja prispevano kar na steno škatlice.

Ostale tri enote, sprejemni in oddajni mešalnik ter visokofrekvenčna glava, so izdelane na dvostranski tiskanini. Spodnja stran tiskanine je hkrati masa mikrotraktastih vodov in

spodnji oklop škatlice. Seveda lahko dosežemo učinkovito oklapljanje posamičnih enot le s primerno izvedbo vseh električnih povezav. Napajanje in modulacijska signala oddajnika so napeljani skozi kondenzatorje skoznikne (okoli 1nF) v krajevih stranicah medeninastih škatlic.

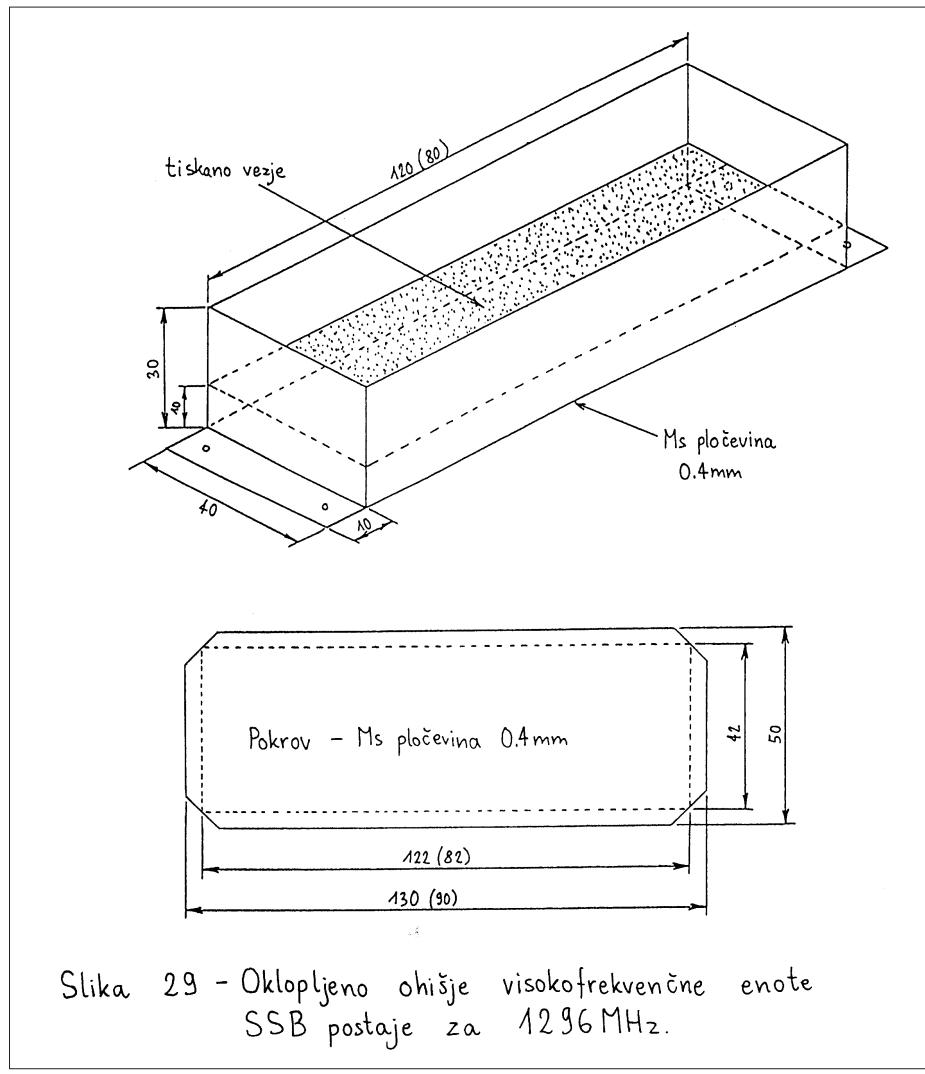
Signalne povezave so izvedene s tankimi teflonskimi koaksialnimi kabelčki (RG-188 ipd), katerih oklop mora biti dobro zacinjen na medeninasto pločevino pri vstopu v škatlico. Dolžine kabelčkov niso predpisane z izjemo povezave med izhodom oddajnega mešalnika in vhodom izhodne stopnje oddajnika, ki mora biti dolga natančno 12.5cm, merjeno od ene do druge medeninaste stene.

Celotna radijska postaja je vgrajena v aluminijasto ohišje z notranjimi izmerami 60mm (višina) X 180mm (širina) X 180mm (globina). Ohišje je po višini razdeljeno z osrednjo nosilno ploščo iz aluminijeve pločevine debeline 1mm na dva prekata. Ohišje se zapre z dvema "U" pokrovoma zgoraj in spodaj, ki ju pritrdimo s samoreznnimi vijaki za pločevino.

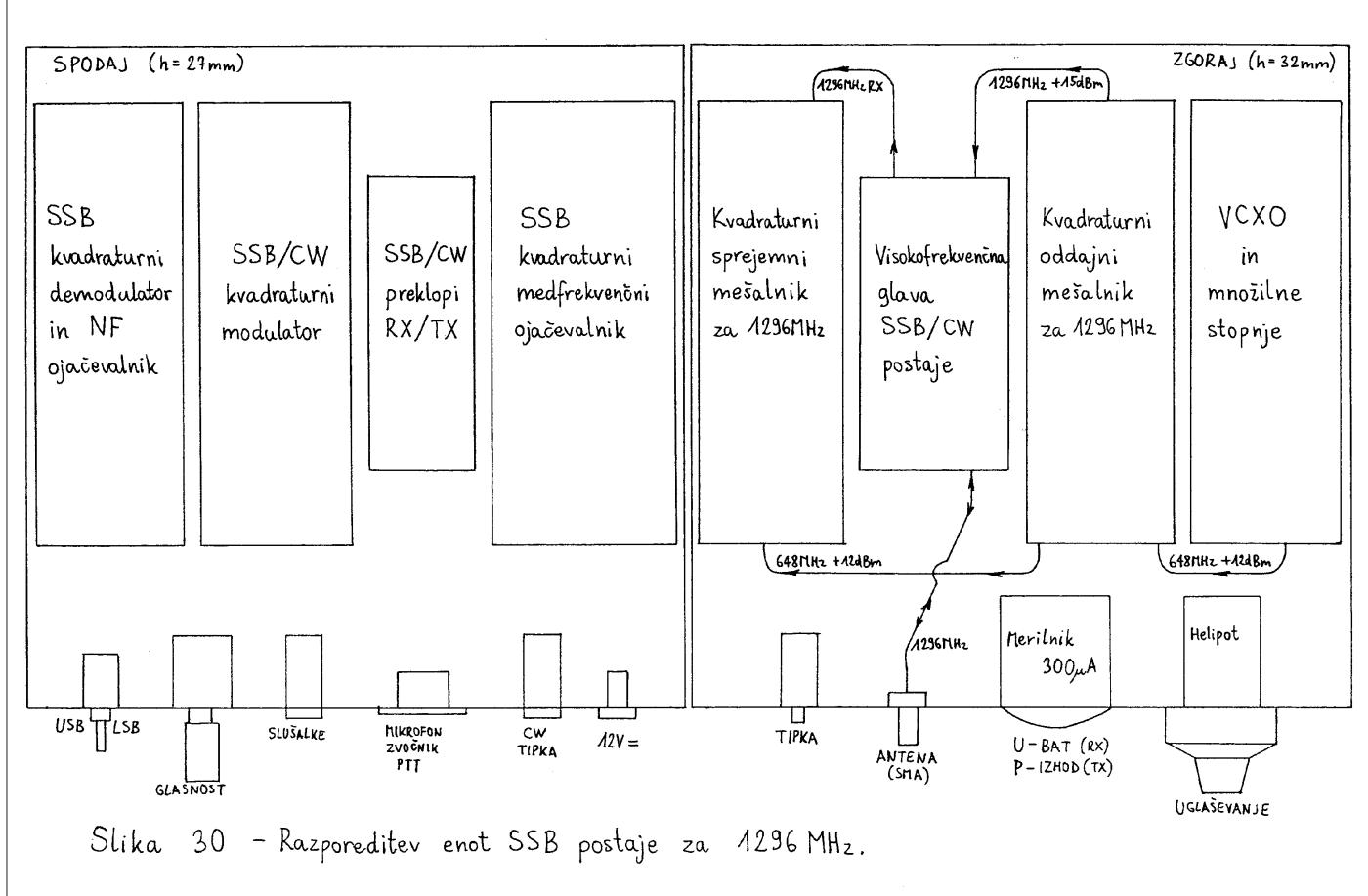
V gornjem prekatu višine 32mm so nameščene štiri visokofrekvenčne enote v medeninastih škatlicah. V spodnjem prekatu višine 27mm so nameščene štiri nizkofrekvenčne tiskanine, ki ne potrebujejo posebnega oklapljanja. Vsi električni priključki, potenciometri, stikala in merilni instrumenti so nameščeni na prednji plošči, kot je to prikazano na sliki 30.

Vgradnja zvočnika v ohišje postaje ni smiselna, ker so visokofrekvenčne enote precej občutljive na mikrofonijo. Vezja so sicer načrtovana tako, da lahko mikrofonski vhod preprosto vežemo vzporedno z izhodom za zvočnik in uporabimo zvočnik v ročni mikrotelefonski kombinaciji tudi kot mikrofon. PTT tipka kot tudi CW tipka sta preprosti stikali, ki se skleneta na maso.

Preizkus postaje začnemo z uglasovanjem VCXOja in množilnih stopenj. VCXO nastavimo tako, da pokrijemo željeno področje. Množilne stopnje nastavimo za največji signal tako, da merimo napetosti na bazah množilnih tranzistorjev preko primerne VF dušilke. Maksimum na končni frekvenci 648MHz poiščemo



Slika 29 - Oklopljeno ohišje visokofrekvenčne enote SSB postaje za 1296 MHz.



tako, da na izhod enega od sprejemnih mešalnikov priključimo ohmmeter ("Unimer" na področju ohmX10) in uglasimo trimerja v zadnji množilni stopnji za najmanjšo upornost.

Ker ostale stopnje sprejemnika ne potrebujejo uglasovanja, bi moral sprejemnik za silo delati. Pri sprejemniku preverimo najprej ojačenje: izhodni šum mora jasno upasti, ko odklopimo napajanje prvi VF ojačevalni stopnji (BFP181 v visokofrekvenčni glavi). Če odklopimo sprejemni mešalnik in medfrekvenčna predajačevelnika, šum popolnoma izgine.

Nato postajo uglasimo na primerno šibek nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ali še en enak VCXO z množilci v sosednji sobi) in natančno poslušamo demodulirani zvok. Razen običajnega piska bo dober operater slišal v ozadju še zrcalni pisk, ki se mu z uglasovanjem spreminja frekvenca v obratni smeri. Ta pisk v

ozadju poskusimo čim bolj zadušiti s trimerjema v medfrekvenčnem ojačevalniku.

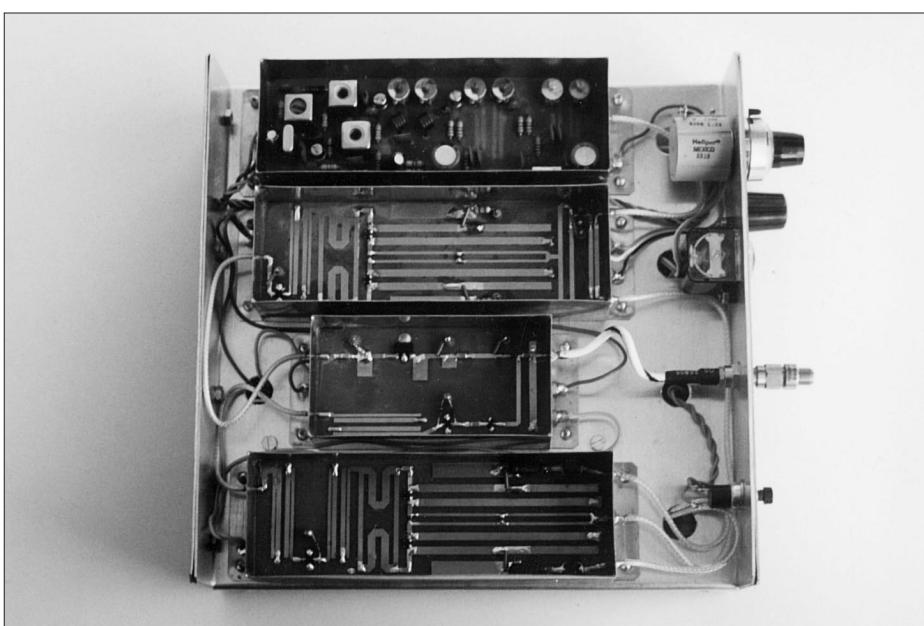
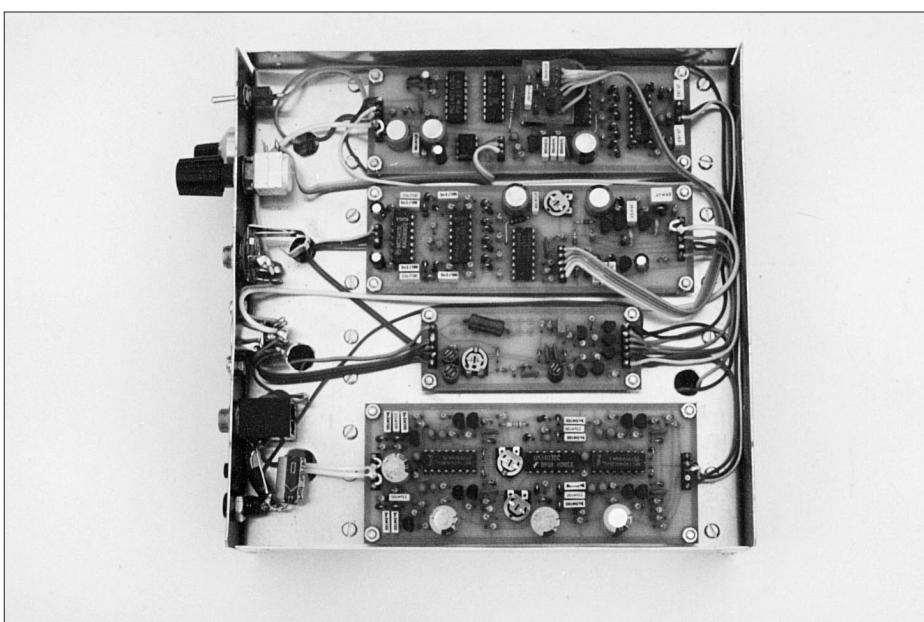
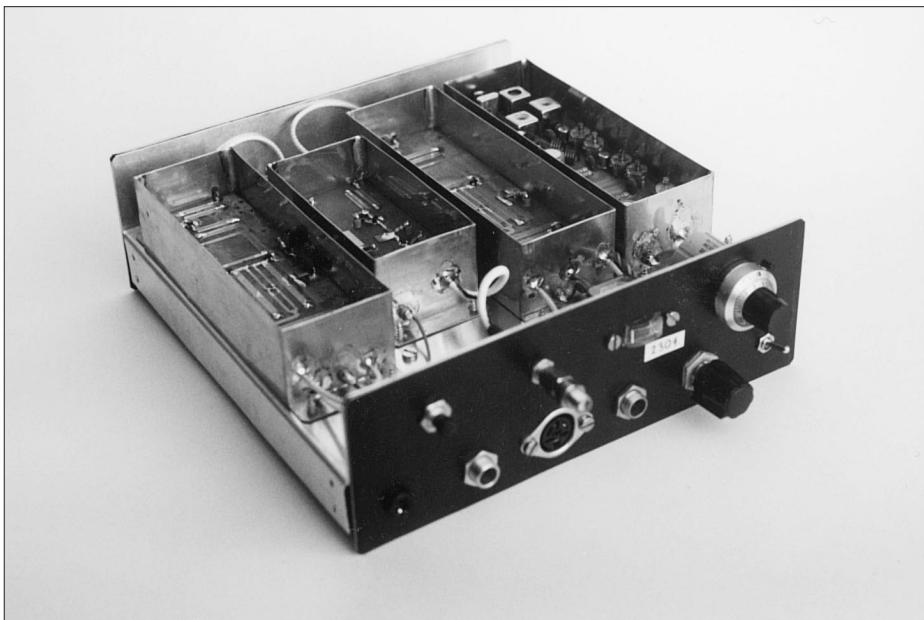
Pri oddajniku opazujemo potek izhodne moči pri vrtenju trimerja v modulatorju. Pri pritisnjeni CW tipki bi morali doseči polno izhodno moč z drsnikom na približno 2/3 upornosti. Delovna napetost izhodne stopnje oddajnika mora tedaj narasti na polno vrednost, ki jo dovoljuje zener dioda 5V6. Izhodna moč oddajnika mora upasti za popolnoma enako vrednost, če priključimo samo I oziroma samo Q modulacijo.

Končno preverimo SSB modulacijo v radijski zvezi z neko drugo postajo na 1296MHz. Na ta način ugotovimo, ali smo zadeli pravi bočni pas (USB ali LSB), saj je I in Q signale kaj lahko zamešati med sabo v ozičenju postaje. Bočni pas sprejemnika lahko preverimo sami, ko sprejemnik uglasujemo na nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ipd).

Poraba opisane SSB/CW radijske

postaje znaša pri nazivni napajalni napetosti 12.6V okoli 105mA pri razmeroma tihem sprejemu. Pri CW oddaji naraste poraba na 650mA pri izhodni moči 860mW. Pri SSB oddaji je poraba še večja in doseže maksimum 870mA v pavzah modulacije, v viških pa je enaka CW porabi 650mA. Poraba opisanega oddajnika je torej obratno sorazmerna izhodni moči zaradi načina napajanja izhodnega tranzistorja preko zaščitnega upora.

Sprejemnik se je izkazal približno enako občutljiv kot stari transverter, tako na koristne signale kot tudi na motnje radarjev in močnih signalov bližnjih tekmovalcev v istem frekvenčnem področju. Šumno število sprejemnika bi sicer lahko izboljšali z vgradjo polprevodnika z večjim ojačenjem od BFP181, a na ta način se poveča tudi občutljivost na motnje radarjev. Še najprimernejši bi bil zunanji predajačevelnik, ki ga glede na pogoje vključimo ali izključimo.



SSB/CW RTX za 2304 MHz z ničelno medfrekvenco

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Razvoj radijskih postaj z ničelno medfrekvenco

Vsaka novotarija zahteva določen čas, da se jo naučimo uporabljati ter spoznamo njene dobre in slabe strani. SSB radijska postaja za 1296MHz z ničelno medfrekvenco, ki sem jo opisal v CQ ZRS 2/97, se je izgleda kar obnesla: v majskem VHF/UHF/SHF tekmovanju so jo uporabljali že trije udeleženci. Čeprav opisana SSB radijska postaja za 1296MHz ni povsem brez napak, je sama po sebi umevna želja izdelati podobno radijsko postajo tudi za druga frekvenčna področja.

V tem članku bom zato opisal izvedbo podobne SSB/CW radijske postaje z ničelno medfrekvenco za področje 2304MHz (oziora 2320 MHz). Ker sta frekvenčni področji 1296MHz in 2304MHz razmeroma blizu, je tehnika gradnje obeh postaj podobna. Tudi visokofrekvenčni del radijske postaje za 2304MHz je izdelan v obliki mikrotraktastih vezij na dvostranskem vitroplastu debeline 0.8mm in uporablja podobna vezja ter večinoma iste polprevodnike kot postaja za 1296MHz.

V tem članku bom opisal tudi izboljšave ničelne medfrekvence in nizkofrekvenčnega dela postaje, ki se nanašajo na obe inačici postaje: za

1296MHz in za 2304MHz, saj je ta del povsem enak v obeh postajah. V ničelni medfrekvenci oddajnika in sprejemnika je predvsem smiselno izboljšati nizkoprepustna sita s preprosto zamenjavo vrednosti kondenzatorjev. Na koncu bom natančno opisal še gradnjo primernega ohišja za radijsko postajo, saj ravno tu večina graditeljev počne hude napake.

2. Predelani VCXO in množilne stopnje

Zasnova SSB/CW radijske postaje za 2304MHz je skoraj povsem enaka postaji za 1296MHz. Različna frekvenca delovanja seveda zahteva drugačen lokalni oscilator. Tudi postaja za 2304MHz uporablja VCXO kot izvor signala, ki krmili verigo množilnih stopenj do končne frekvence 1152MHz, kar zahtevajo harmonski mešalniki v sprejemniku in oddajniku.

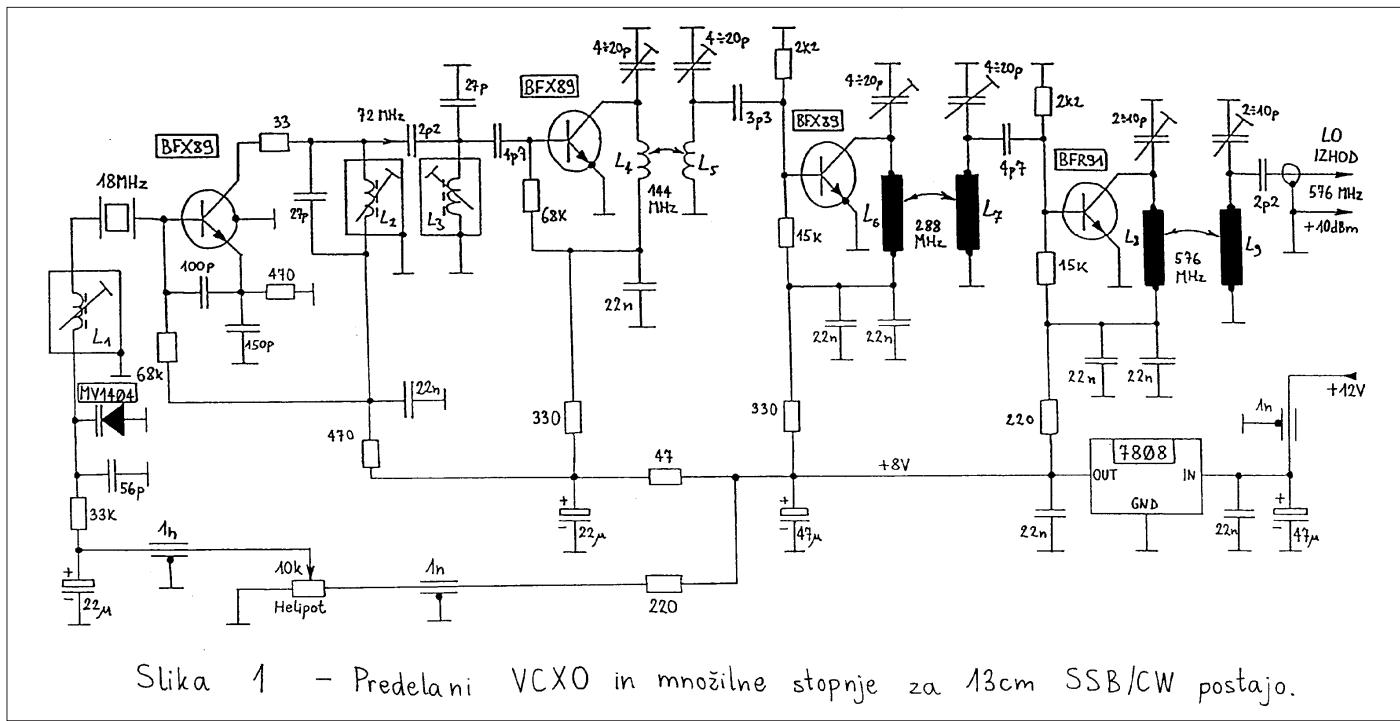
Frekvenco 1152MHz dobimo v dveh korakih. V postaji za 2304MHz je uporabljen povsem enako vezje VCXOja in množilnih stopenj, ki pa je uglašeno nekoliko nižje na 576 MHz (namesto 648MHz.) Zadnja podvojevalna stopnja 576MHz>1152MHz je vgrajena, zaradi drugačne tehnike gradnje (mikrotrakasto vezje), kar v

oddajni oziroma sprejemni mešalnik.

Predelani VCXO in množilne stopnje za 13cm SSB/CW postajo so prikazani na sliki 1. Tudi postaja za 2304MHz uporablja VCXO s kristalom za 18.000MHz, ki mu s pomočjo tuljave L1 in varikap diode MV1404 malenkostno premikamo frekvenco. Ker potrebujemo na 2304MHz relativno ožje področje pokrivanja, je kondenzator vzporedno varikap diodi MV1404 povečan na 56pF.

Nihajna kroga za VCXOjem s tuljavama L2 in L3 sta uglašena na četrti harmonik kristala 72MHz. Pri nespremenjenih vrednostih tuljav L2 in L3 je treba zato zmanjšati vzporedna kondenzatorja na 27pF. Preostale tri množilne stopnje delujejo kot podvojevalne stopnje na 144MHz, 288MHz in 576MHz, kar lahko brez predelav dosežemo z uglaševanjem vzporednih trimer kondenzatorjev.

V radijski postaji za 2304MHz sledi še ena množilna stopnja na 1152MHz, zato je potrebna jakost signala na 576MHz nekoliko nižja. Na 576MHz zadošča 10mW (+10dBm), zato so vrednosti uporov v napajanju množilnih stopenj povečane na 330ohm, še enkrat 330ohm in 220ohm. Predelani VCXO in množilne stopnje so sicer izdelani na



povsem enakem tiskanem vezju kot v postaji za 1296MHz, zato tu ne bom še enkrat objavljal tiskanine in razporeditve sestavnih delov.

V frekvenčnem pasu 2300-2450 MHz predstavlja dodatno težavo izbira področja za ozkopasovne načine dela. Prvi radioamaterski poskusi so potekali na 2304MHz zaradi ugodnih razmerij množenja frekvenc z nižjih področij. Tudi danes večina radioamaterjev še vedno uporablja pas okoli 2304MHz za SSB/CW delo.

Žal so nemškim radioamaterjem že pred leti odvzeli prvi 20MHz. Nemški SSB transverterji za 13cm so danes vsi ugašeni na 2320MHz, kar pomeni, da bomo verjetno morali vzpostaviti zvezo z Avstrijo, Madžari, Čehi in Hrvati na 2320MHz, čeprav je v teh državah radioamaterjem dovoljeno delo tudi na 2304MHz. Po drugi strani v nekaterih državah (ZDA, Italija) radioamaterjem ni dovoljena uporaba 2320MHz, zato so ostali v okolici 2304MHz.

Končno je na Japonskem radioamaterjem dodeljen le ISM pas 2400-2450MHz, zato Japonci uporabljajo odsek okoli 2424MHz za ozkopasovno SSB/CW delo na 13cm. Japonski transverterji in radijske postaje za 13cm so zato pri nas skoraj neuporabni. Izjema je delo preko radioamaterskih satelitov, ki po prenehanju delovanja AO-13 in v dolgem čakanju na naslednika AMSAT-P3D ni ravno najbolj zanimivo.

Pri nas kot tudi v večini civiliziranih evropskih držav je radioamaterjem še vedno na voljo celoten frekvenčni pas 2300-2450MHz in moramo radioamaterji paziti le na to, da ne motimo primarnih uporabnikov, pri nas mobilnih RTV zvez (TV prenos s prireditvijo in podobno). Za resnejše delo v tekmovanjih se moramo seveda opremiti z obemi podpodročji: 2304MHz in 2320MHz.

Za menjavo področja 2304/2320 ne moremo preprosto zamenjati kristala v oscilatorju. Veriga množilnih stopenj je precej ozko ugašena, kristala za 2304MHz (18.000MHz) in za 2320MHz (18.125MHz) pa zahtevata tudi drugačno nastavitev L1 oziroma drugačen kondenzator vzporedno z varikap diodo MV1404. Zato je edino smiselno izdelati dva ločena modula z VCXOjem in množilni stopnjami.

Mikrotrakasta visokofrekvenčna vezja sicer omogoča delovanje na 2304MHz in na 2320MHz brez ugaševanja. Najboljša rešitev sta seveda dve ločeni radijski postaji

posebej za 2304MHz in posebej za 2320MHz. Za delo v satelitskem pasu nad 2400MHz so potrebne tudi manjše spremembe (krajšanje) mikrotraktastih rezonatorjev v visokofrekvenčnem delu postaje.

Za pas 2304MHz potrebujemo kristal za 18.000MHz. Kristal za to frekvenco dobimo kot cenjen "računalniški" kristal, zato se splača kupiti več kosov in izbrati tistega, ki se mu frekvenca s temperaturo najmanj spreminja. 2304MHz dosežemo z manjšo predelavo množilnih stopenj (X3, X3, X2 in X2) tudi s cenjenim "računalniškim" kristalom za 16.000 MHz.

Težje je najti kristal za 18.125MHz ali 16.111MHz, da bi dosegli 2320MHz. Na tržišču lahko sicer kupimo kristal za 90.667MHz, ki se uporablja v nemških transverterjih 144/2320MHz. Kristal za 90.667MHz dela na petem overtonu, zato naj bi bila njegova osnovna frekvenca okoli 18.133MHz. V mojem prototipu postaje za 2320MHz se je osnovna frekvenca takšnega kristala izkazala celo nižja od 18.125MHz, zato sem moral v postaji za 2320MHz tuljavo L1 zamenjati s trimer kondenzatorjem.

2320MHz lahko sicer dosežemo z "računalniškim" kristalom za 14.500 MHz, vendar je prvo množenje X5 na 72.5MHz že nerodno visoko in nihajna kroga L2 in L3 povsem ne zadušita neželenih signalov na četrtem (58MHz) in šestem (87MHz) harmoniku. Končno lahko uporabimo za delo v satelitskem pasu okoli 2400MHz "računalniški" kristal za 12.500MHz (25.000MHz) z množenji X4 (X2), X3, X2 in X2 do frekvence 600MHz.

3. Izboljšani SSB/CW kvadraturni modulator

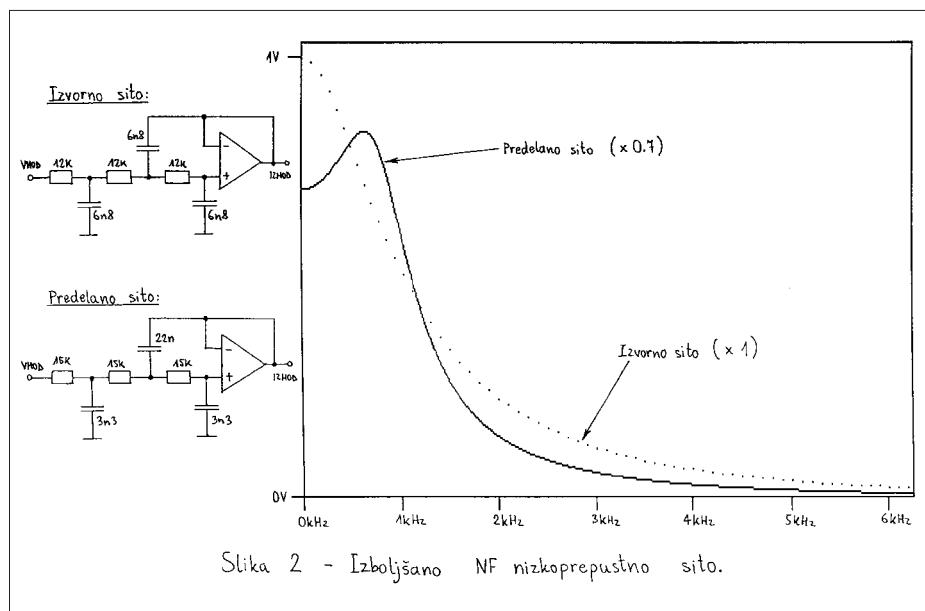
V SSB/CW kvadraturnem modulatorju je predvsem smiselno izboljšati nizkoprepustna sita, saj v izvornem načrtu niso bila najbolje načrtovana. Enostaven program za simulacijo Sallen-Key sita na računalniku je pokazal rezultat na sliki 2. Frekvenčni odziv izvornega sita s tremi enakimi kondenzatorji 6.8nF strmo pada s frekvenco v željenem prepustnem pasu do 1.2kHz, na višjih frekvencah pa se upadanje upočasni.

Sallen-Key sito sicer omogoča načrtovalcu več stopenj svobode, zato lahko s primerno izbiro vrednosti kondenzatorjev in uporov dosežemo veliko ugodnejši odziv sita. Predelano sito s tremi enakimi upori 15kohm in kondenzatorji 3.3nF, 22nF in 3.3nF ima skoraj "ploščat" odziv v pasu do 1kHz in povečano slabljenje neželenih frekvenca nad 1.2kHz.

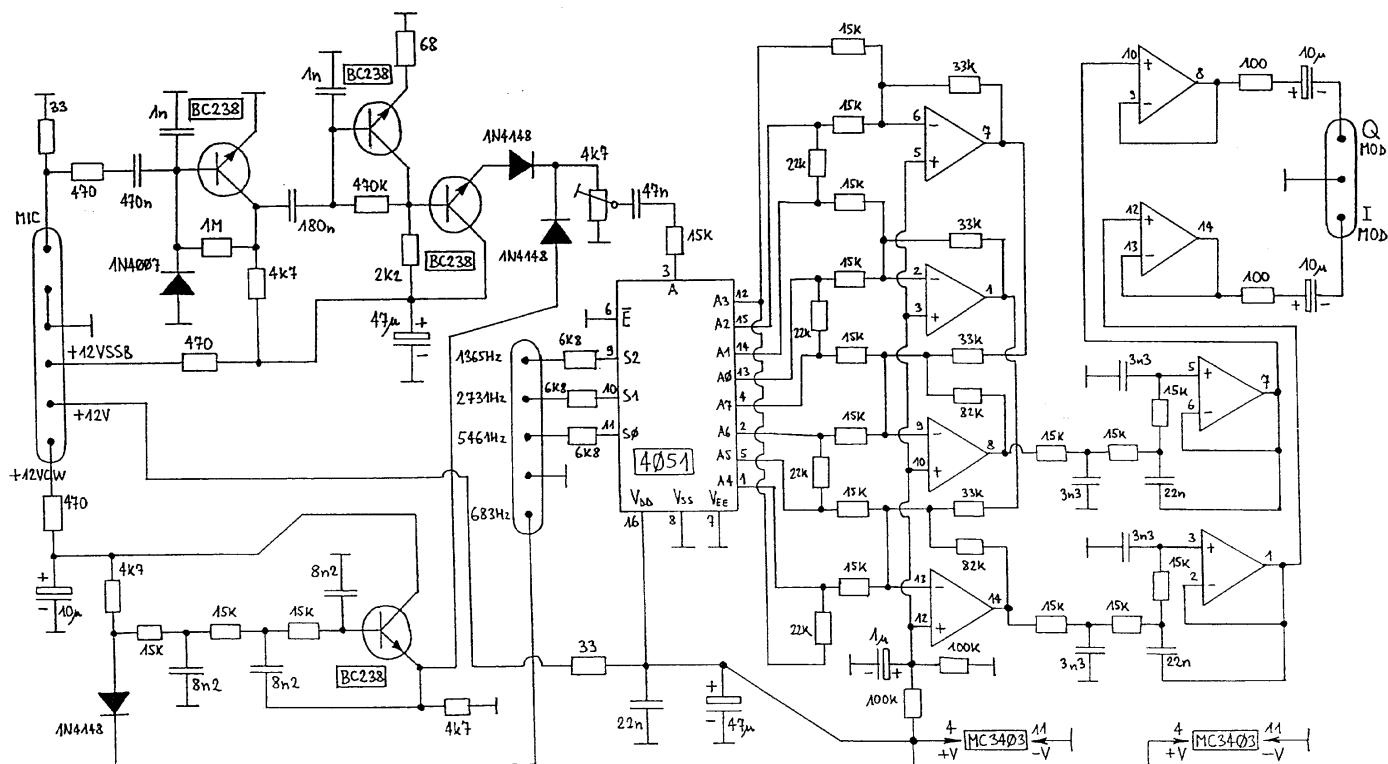
Načrt izboljšanega SSB/CW kvadraturnega modulatorja je prikazan na sliki 3. Spremembe se nanašajo v glavnem na obe nizkoprepustni siti na izhodu. Nova sita omogočajo manj popačeno modulacijo in manjše motnje drugim postajam izven SSB prenosnega pasu. Izboljšava sit omogoča tudi boljše izkrmiljenje izhodne stopnje oddajnika: v SSB postaji za 1296MHz se je moč oddajnika povečala iz 0.86W na 1.1W po predelavi sit v modulatorju!

Pozor! Nizkoprepustno sito za CW ton ostane takšno, kot je bilo v izvorniku, se pravi trije upori 15kohm in trije kondenzatorji 8.2nF, saj so tu zahteve vezja drugačne.

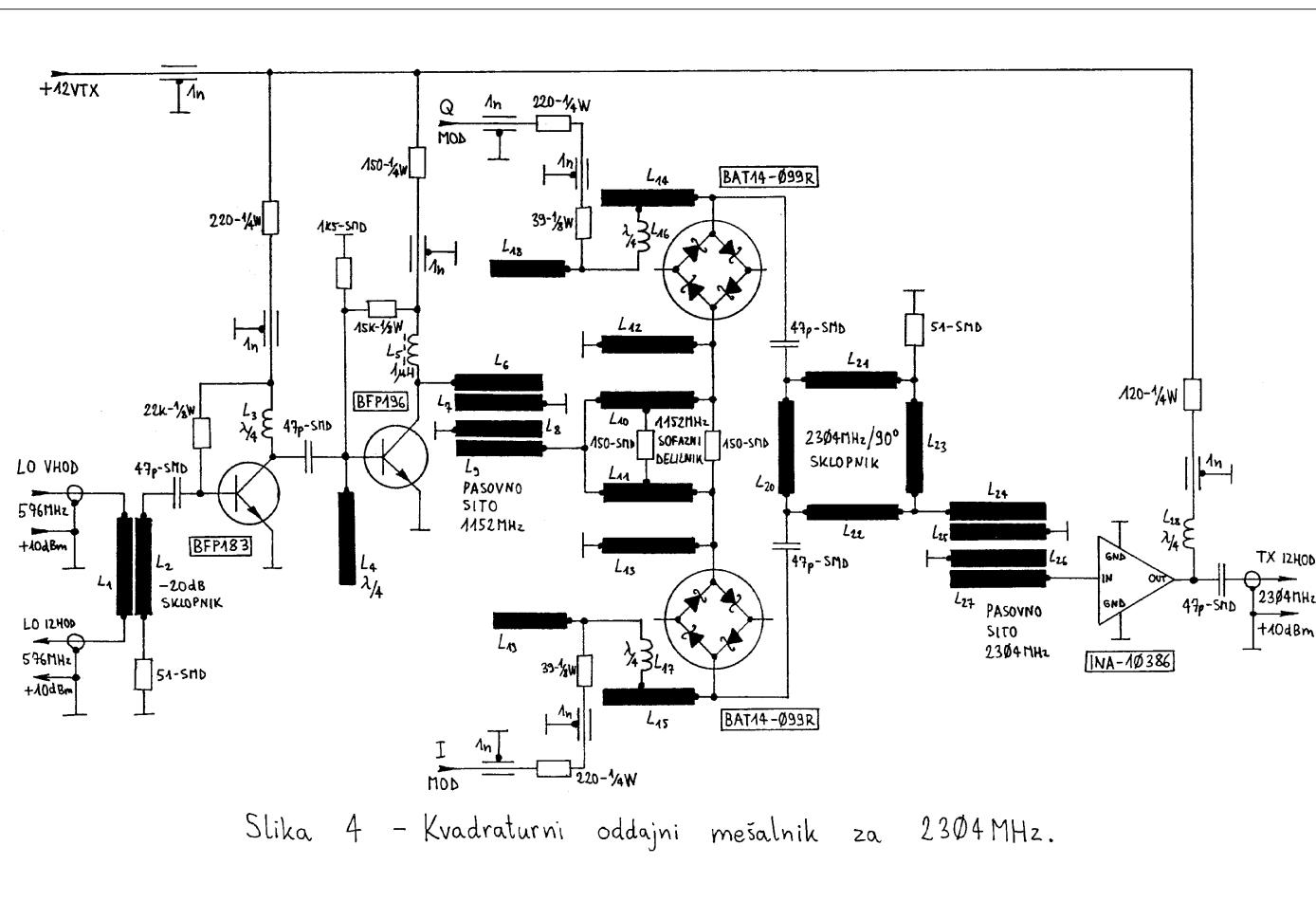
Izboljšani SSB/CW kvadraturni modulator vsebuje še eno majhno, a po-



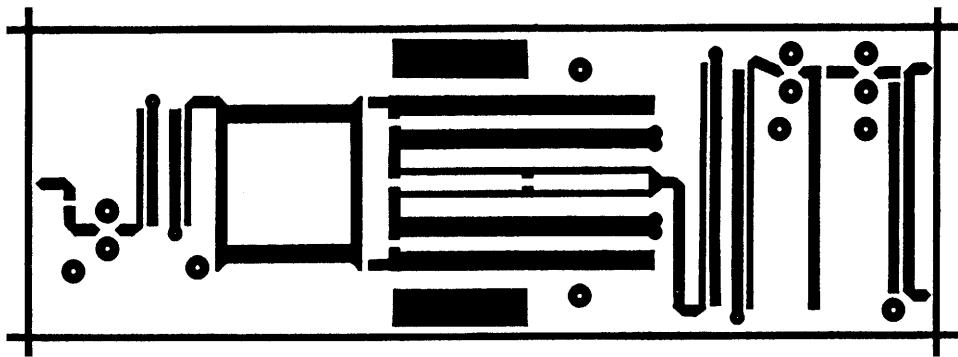
Slika 2 - Izboljšano NF nizkoprepustno sito.



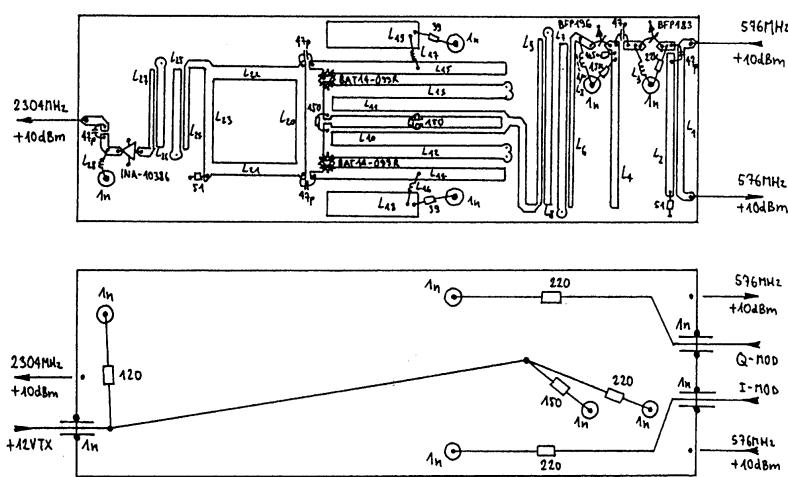
Slika 3 – Izboljšani SSB/CW kvadraturni modulator.



Slika 4 – Kvadraturni oddajni mešalnik za 2304 MHz.



Slika 5 - Tiskanina oddajnega mešalnika.



Slika 6 - Razporeditev delov oddajnega mešalnika.

membno spremembo. Zaščitna dioda na bazi prvega mikrofonskega ojačevalnika se je izkazala odličen izvor visokofrekvenčnih motenj, ko je na mikrofonskem vhodu prisoten signal iz zvočnika. V prototipu sem resda uporabil diode 1N4151, ki so še hitrejše od 1N4148. Rešitev je v zamenjavi te diode s počasno usmerniško diodo 1N4007, ki prav gotovo ne more proizvajati motenj na frekvencah nad 1GHz.

Ker spremembe vrednosti uporov in kondenzatorjev ter zamenjava diode ne zahtevajo sprememb tiskanega vezja, ostaneta tiskanina in razporeditev sestavnih delov modulatorja povsem enaka kot v objavljenem opisu SSB postaje za 1296MHz.

4. Kvadraturni oddajni mešalnik za 2304MHz

Načrt kvadraturnega oddajnega mešalnika za 2304MHz je prikazan na sliki 4. Razen dveh mešalnikov, sofaznega delilnika in kvadraturnega sklopnika vsebuje enota še sklopnik

in ojačevalnik za signal oscilatorja na 576MHz, podvojevalno stopnjo oddajnika na 1152MHz ter ojačevalno stopnjo, ki dvigne moč izhodnega SSB/CW signala na približno 10mW (+10dBm). Vsa sita in ostali frekvenco selektivni sestavnici deli so izvedeni kot mikrotrakasti rezonatorji na dvostranskem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4.

Sprejemnik in oddajnik SSB postaje za 2304MHz potrebuje isti signal lokalnega oscilatorja na 1152MHz, vendar vsebuje vsak svojo ločeno podvojevalno stopnjo 576/1152MHz. Preklop signala lokalnega oscilatorja je izведен na 576MHz s smernim sklopnikom podobno kot v SSB postaji za 1296MHz. Enota oddajnega mešalnika zato vsebuje -20dB sklopnik za 576MHz, ojačevalnik za 576MHz s tranzistorjem BFP183 in podvojevalno stopnjo na 1152MHz s tranzistorjem BFP196. Signal na 1152MHz očisti pasovno sito (L6, L7, L8 in L9) za napajanje obeh mešalnikov preko sofaznega delilnika L10/L11.

V kvadraturnem mešalniku sem

uporabil harmonika mešalnika ravno zato, ker je v tem vezju zelo enostavno doseči dobro simetrijo oziroma dobro dušenje preostalega nosilca na 2304MHz (25-30dB) brez vsakršnega uglaševanja in brez merilnih instrumentov. Harmonika mešalnika uporablja dva četverčka schottky diod BAT14-099R, ki so že v notranjosti SMD ohišja vezane v venec.

Iz izhodnih signalov mešalnikov končno sestavimo želeni SSB signal z 90-stopinjskim sklopnikom. Sklopniku sledi pasovno sito za 2304MHz (L24, L25, L26 in L27), ki odstranjuje ostanek signala na 1152MHz in druge neželjene proizvode mešanja daleč proč od željene frekvence. Najmočnejša motnja na 1152MHz je pri tem zadušena za več kot 30dB. Ker je izhodna moč mešalnika zelo nizka, okoli 0.1mW (-10dBm) ob upoštevanju izgub v sklopniku in pasovnem situ za 2304MHz, sledi ojačevalnik z integriranim vezjem INA-10386, ki izhodni signal ojača na približno 10mW (+10dBm).

Enota oddajnega mešalnika je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 5, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4, ki ima na 2.3GHz že precejšnje visokofrekvenčne izgube. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 6.

Čeprav je večina mikrotrakastih vodov izdelanih na na tiskanem vezju, moramo štiri četrtrvalovne dušilke L3, L16, L17 in L28 naviti kot male tuljavice z žico 0.25mm CuL. L3 naj bo četrtrvalovna dušilka na 1152MHz (7cm žice), L28 naj bo četrtrvalovna dušilka na 2304MHz (4cm žice), L16 in L17 pa naj bosta nekje vmes (5.5cm žice), saj morata dušiti obe

frekvenci. Oba konca žice pocinimo v dolžini približno 5mm, lakirani ostanek pa navijemo kot samonosečo tuljavo na notranji premer 1mm.

Tuljava L5 je tovarniško izdelana izdelana dušilka za 1uH na feritnem jedru v obliki upora 1/4W. Feritno jedro je potrebno za dušenje samooscilacij množilne stopnje. V skrajnem slučajo lahko to dušilko zamenjamo z VK200.

Pri gradnji oddajnega mešalnika moramo paziti predvsem na pravilno ozemljitev mikrotrakastih vodov, SMD uporov, obeh emitorjev BFP183 in BFP196 ter obeh izvodov mase ojačevalnika INA-10386. Mikrotraka ste rezonatorje ozemljimo s posre-breno bakreno žico premera 0.6mm (notranji vodnik kabla RG-214), ki jo vtaknemo v izvrtine premera 1mm na označenih mestih ter dobro zacinimo na obeh straneh tiskanine. SMD upori in aktivni sestavnici deli so ozemljeni preko izvrtin premera 3.2mm, ki jih najprej zapremo na strani ravnine mase s koščkom bakrene folije, nato pa napolnimo s cinom vse do priključka SMD upora ali polprevodnika.

Opisani oddajni mešalnik naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polprevodniki pravilno ozemljeni. Na izhodu moramo doseči predpisano moč 10mW pri krmiljenju vezja z ustreznim signalom lokalnega oscilatorja ter primernim modulacijskim signalom. Namesto modulacijskega signala za preizkus zadošča že enosmerni tok 2-10mA v enega od

obeh mešalnikov.

Pri predelavi radijske postaje za frekvence nad 2350MHz je potrebno uglasiti (skrajšati) rezonatorja L7 in L8, po potrebi pa tudi L25 in L26. Pri uglasovanju zadnje množilne stopnje v enoti VCXOja lahko izkoristimo usmerniški pojav v tranzistorju BFP196 in nihajne kroge na 576MHz uglasimo za najnižjo enosmerno napetost na kolektorju BFP196.

5. Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 2304MHz

Načrt visokofrekvenčne glave SSB/CW postaje za 2304MHz je prikazan na sliki 7. Visokofrekvenčna glava vsebuje izhodni, močnostni ojačevalnik oddajnika, predajačevalnik in visokofrekvenčno sito sprejemnika ter antenski preklopnik s PIN diodama. Tudi visokofrekvenčna glava je izdelana kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm in bi bila uporabna tudi v PSK radijski postaji.

Ker je izhodna moč ojačevalnika INA-10386 nekoliko prenizka za popolno izkrmiljenje izhodnega tranzistorja CLY2, vsebuje visokofrekvenčna glava še dodatno krmilno stopnjo oddajnika s tranzistorjem BFP183. INA-10386 v oddajnem mešalniku lahko zato deluje z znižanim tokom napajanja, dodatno ojačenje BFP183 pa pokrije tudi izgube v pasovnem situ (L1, L2, L3 in L4).

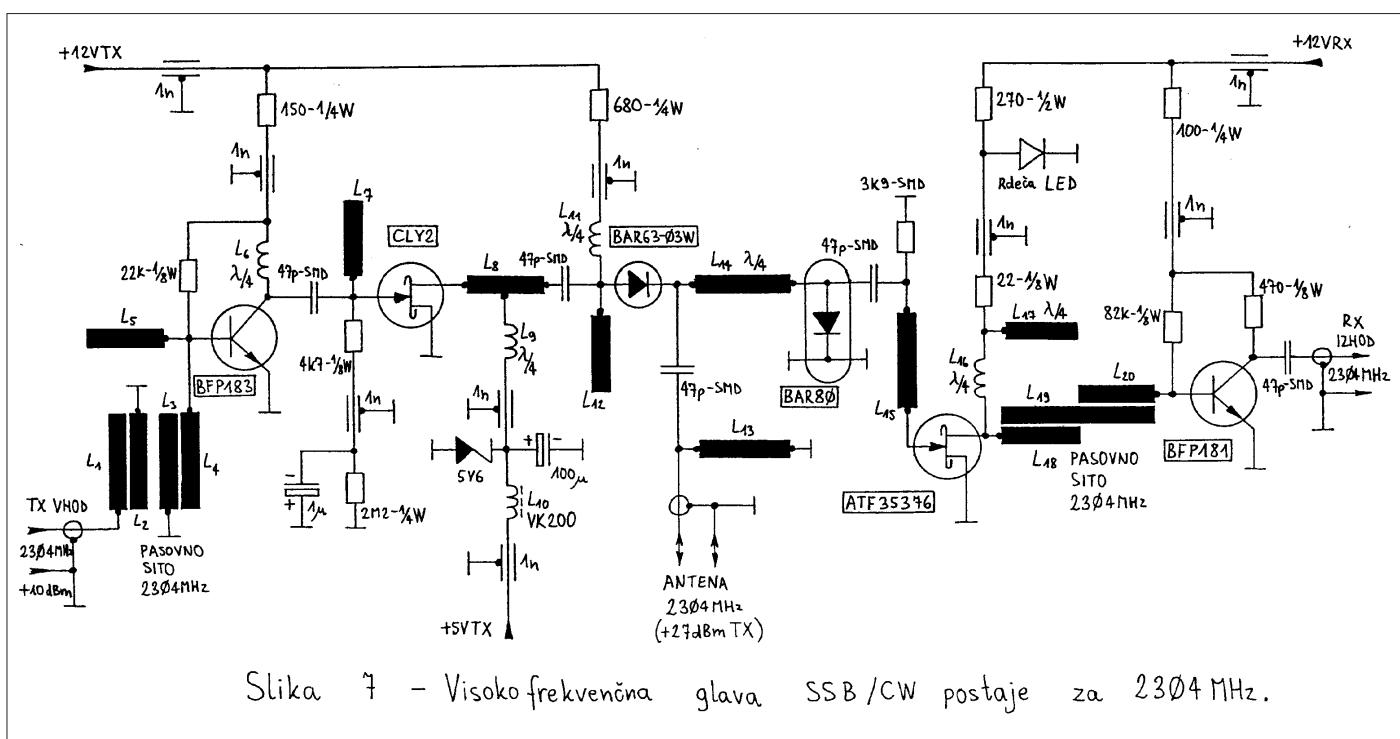
Negativno prednapetost na vratih si CLY2 ustvari sam ob viških mo-

dulacije, kar potem zadrži kondenzator 1uF, ki se le počasi prazni preko upora 2.2Mohm. CLY2 je sicer nizkonapetostni tranzistor, ki deluje z napetostjo ponora komaj 5V, za ustrezni padec iz 12V napajanja pa poskrbijo upori v preklopni enoti. CLY2 daje v tem vezju 450-550mW izhodne moči na 2304MHz.

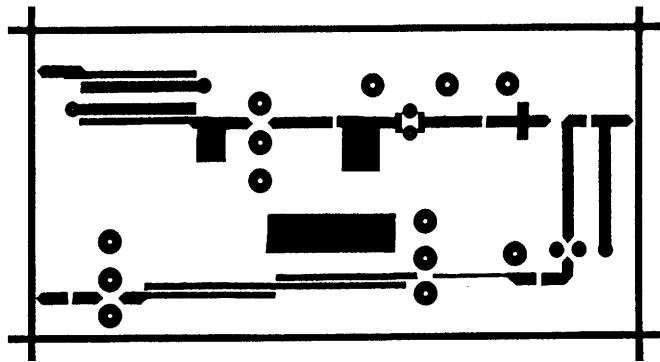
Antenski preklopnik je izdelan z dvema različnima PIN diodama BAR63-03W in BAR80. Antenski preklopnik je izdelan tako, da sta obe stikali sklenjeni na oddaji. Četrvalovni vod L14 tedaj poskrbi za to, da se kratek stik iz diode BAR80 preslikava v odprte sponke za oddajnik.

Visokofrekvenčna glava vsebuje tudi dvostopenjski predajačevalnik in pasovno sito za sprejemnik. Predajačevalnik vsebuje HEMT ATF-35376 v prvi stopnji in bipolarni tranzistor BFP181, kar daje skupaj z izgubami v situ ojačenje okoli 23dB. V področju 2304MHz so zahteve za dinamiko sprejemnika manj ostre kot na 1296MHz, saj tu ni močnih motilcev (radarjev) in tudi moči radioamaterskih oddajnikov so nižje kot na 1296MHz. Ojačenje predajačevalnika je zato lahko ustrezno višje, da celoten sprejemnik doseže ugodno šumno število.

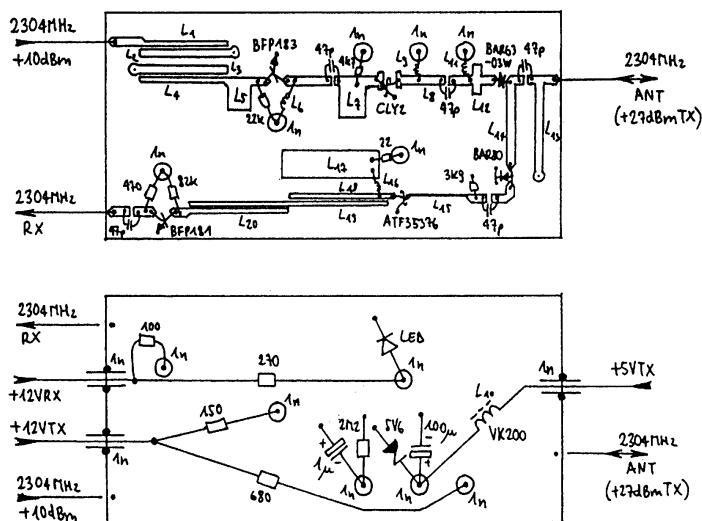
ATF-35376 dela pri nizki napajalni napetosti komaj 1.2V. Napajalno napetost omejuje rdeča LED, ki je v tem vezju uporabljena kot zener dioda za 2V. Prednost ledike je v tem, da za razliko od prave zener diode ne proizvaja šuma. Glede na odstopanja Idss tranzistorja ATF-35376



Slika 7 - Visoko frekvenčna glava SSB/CW postaje za 2304 MHz.



Slika 8 – Tiskanina visokofrekvenčne glave.



Slika 9 – Razporeditev delov visokofrekvenčne glave.

je včasih potrebno zmanjšati upore v napajanju.

Visokofrekvenčna glava SSB postaje za 2304MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 40mmX80mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 8, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 9.

Razen tiskanih vodov vsebuje visokofrekvenčna glava tudi štiri samonoseče četrtrvalovne dušilke L6, L9, L11 in L16 za 2304MHz, ki so izdelane iz 4cm dolgih koščkov žice 0.25mm CuL, pocinjenih za 5mm na obeh koncih, ostanek pa navit na notranji premer 1mm.

Pri gradnji visokofrekvenčne glave moramo paziti predvsem na pravilno ozemljitev mikrotrakastih rezonatorjev in polprevodnikov BFP183, CLY2, BAR80, ATF-35376 ter BFP181. Mikrotrakaste rezonatorje ozemljimo

podobno kot v oddajnem mešalniku žičkami premera 0.6mm, polprevodnike pa s kapljicami cina v ustreznih izvrtinah. Pri vseh polprevodnikih moramo dobro ozemljiti oba priključka mase, izhodni tranzistor CLY2 se preko njiju tudi ohlaja. Izhodni tranzistor CLY2 in diodo BAR80 ozemljimo skozi izvrtine premera 2mm, tranzistorje BFP183, ATF-35376, BFP181 in SMD upor 3.9kohm pa skozi izvrtine premera 3.2mm.

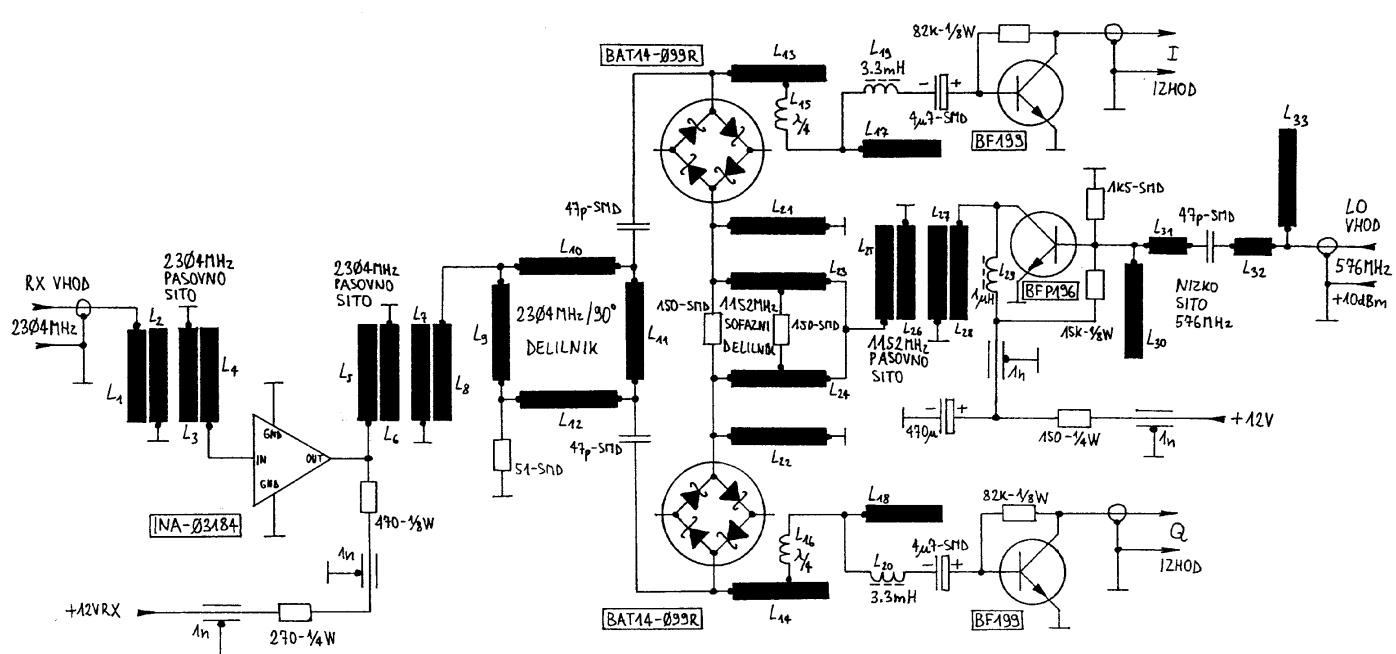
Pravilno sestavljena visokofrekvenčna glava SSB postaje naj ne bi potrebovala nobenega uglaševanja. Postaja za 2304MHz je seveda še bolj občutljiva na pravilno povezavo antenskega kabla in vgradnjo primerne antenske vtičnice, zato lahko iz oddajnika izvlečemo zadnji milivat (je to potrebno?) z dodajanjem koščkov barkene folije na izhodne mikrotrakaste vode.

6. Kvadraturni sprejemni mešalnik za 2304MHz

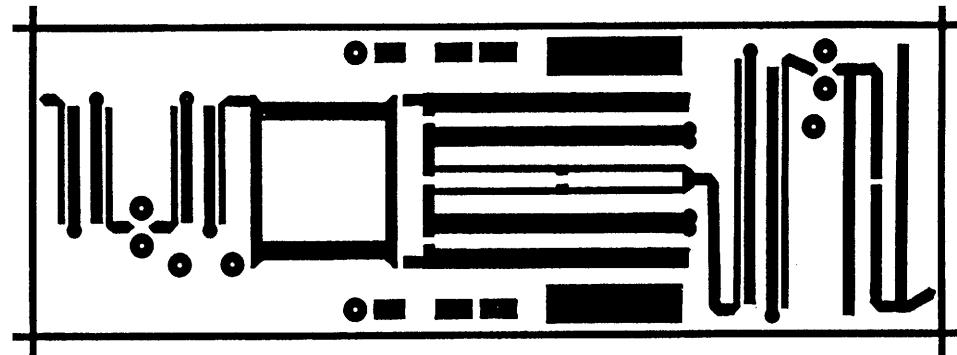
Kvadraturni sprejemni mešalnik SSB postaje za 2304MHz je po nalogah in načrtu skoraj povsem enak kvadraturnemu mešalniku v SSB postoji za 1296MHz. Načrt je prikazan na sliki 10 in se od postaje za 1296MHz razlikuje le v dodatni množilni stopnji 576/1152MHz. Sprejemni mešalnik vsebuje dve pasovni siti za 2304MHz, visokofrekvenčni ojačevalnik z integriranim vezjem INA-03184, dva enaka harmonika mešalnika, ki delujeta s faznim zamikom 90 stopinj, podvojevalno stopnjo za 1152MHz in dva enaka medfrekvenčna predajačevalnika s tranzistorjem BF199. Tudi sprejemni mešalnik za 2304MHz je izdelan kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm.

Pasovni siti imata prepustni pas okoli 200MHz ter vnašata slabljenje 3.5dB za vsako sito. Skupno torej 7dB, kar pokrije integrirano vezje INA-03184, ki ima na frekvenci 2.3 GHz okoli 25dB ojačenja, kar pokrije tudi šum harmonskih mešalnikov. Harmonika mešalnika zahteva signal lokalnega oscilatorja na 1152 MHz. Signal 576MHz iz enote VCOXja krmili podvojevalno stopnjo sprejemnika s tranzistorjem BFP196. Izhodni signal 1152MHz očisti pasovno sito (L25, L26, L27 in L28). Nizko sito na vhodu (L30, L31, L32 in L33) pa preprečuje neželjene povratne vplive.

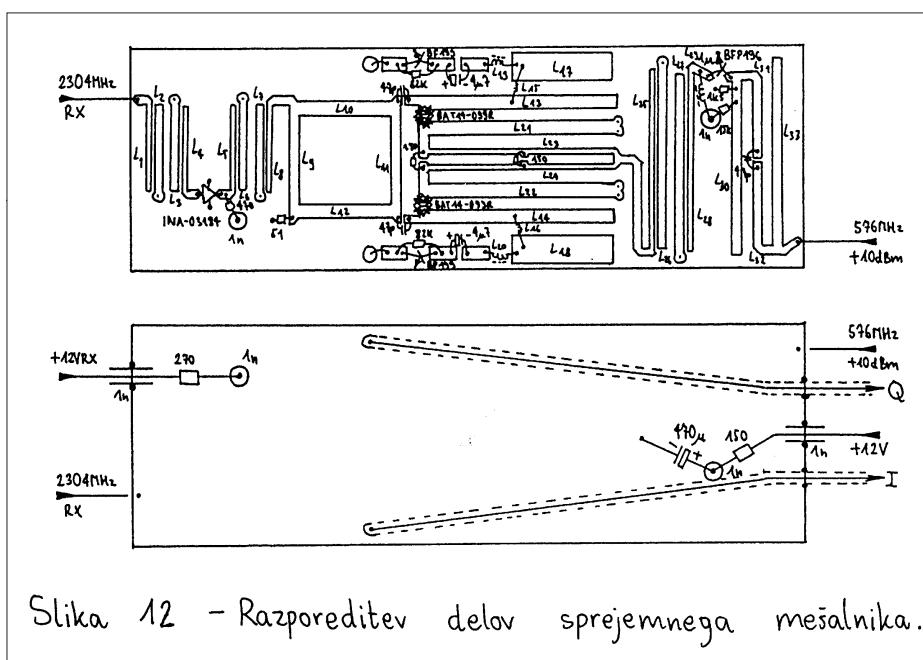
Harmonika mešalnika sta enaka kot v oddajniku in vsebujeta dva diodna četverčka BAT14-099R. Tudi v sprejemnem kvadraturnem mešalniku se oba mešalnika napajata so fazno (L23 in L24) s signalom lokalnega oscilatorja 1152MHz. Fazni zamik 90 stopinj vnaša delilnik



Slika 10 – Kvadraturni sprejemni mešalnik za 2304 MHz.



Slika 11 – Tiskanina sprejemnega mešalnika.



Slika 12 – Razporeditev delov sprejemnega mešalnika.

vhodnega visokofrekvenčnega signala (L_9 , L_{10} , L_{11} in L_{12}). Oba delilnika sicer vsebujejo več uporov, ki zagotavljajo simetrijo in fazni zamik tudi ob spreminjačoči se impedanci mešalnih diod.

Mešalnikoma takoj sledita dva enaka medfrekvenčna predajačevalnika s tranzistorjem BF199, ki sta povsem enaka tistim v postaji za 1296MHz. Tudi tu imata dušilki L_{19} in L_{20} 3.3mH, torej desetkrat manj od računske vrednosti 33mH. Medfrekvenčna predajačevalnika sta nameščena v enoti sprejemnega mešalnika zato, da se izognemo motnjam in šumom. Iz istega razloga vsebuje SSB radijska postaja ločena sprejemna in oddajna mešalnika, čeprav bi en sam kvadraturni mešalnik lahko opravljal obe nalogi. Predajačevalnika sicer dobita napajalno napetost iz enote

medfrekvenčnega ojačevalnika kar preko signalnih vodov.

Enota kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 2304MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 40mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 11, spodnja stran pa ni jekana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 12.

Čeprav je večina mikrotrakastih vodov izdelanih na na tiskanem vezju, moramo dve četrvalovni dušilki L15 in L16 naviti kot mali tuljavici z žico 0.25mm CuL. Za vsako tuljavico odrežemo 5.5cm žice, oba konca žice pocinimo v dolžini približno 5mm, lakirani ostanek pa navijemo kot samonoseč tuljavo na notranji premer 1mm.

Tuljava L29 je tovarniško izdelana izdelana dušilka za 1uH na feritnem jedru v obliki upora 1/4W. Feritno jedro je potrebno za dušenje samooscilacij množilne stopnje. V skrajnem slučaju lahko to dušilko zamenjamo z VK200.

Pri gradnji kvadraturnega sprejemnega mešalnika moramo paziti predvsem na pravilno ozemljitev mikrotrakastih vodov, uporov 51ohm in 1.5kohm, ojačevalnika INA-03184 ter

tranzistorja BFP196. Mikrotrakaste rezonatorje ozemljimo s posrebreno bakreno žico premere 0.6mm (notranji vodnik kabla RG-214), ki jo vtaknemo v izvrtilne premera 1mm na označenih mestih ter dobro zacinimo na obeh straneh tiskanine. SMD upora, ojačevalnik INA-03184 in tranzistor BFP196 so ozemljeni skozi izvrtilne premera 3.2mm, ki jih najprej zapremo na strani ravnine mase s koščkom bakrene folije, nato pa napolnimo s cinom vse do priključka SMD upora ali polprevodnika.

Opisani kvadraturni sprejemni mešalnik naj ne bi poteboval nobenega uglaševanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polprevodniki pravilno ozemljjeni. Za delovanje nad 2350MHz je treba uglasiti (skrajšati) rezonatorja L26 in L27. Simetrijo in fazni zamik mešalnikov najlaže preverimo pri preizkusu celotnega sprejemnika in jo lahko do določene mere popravimo s trimerjema v medfrekvenčnem ojačevalniku.

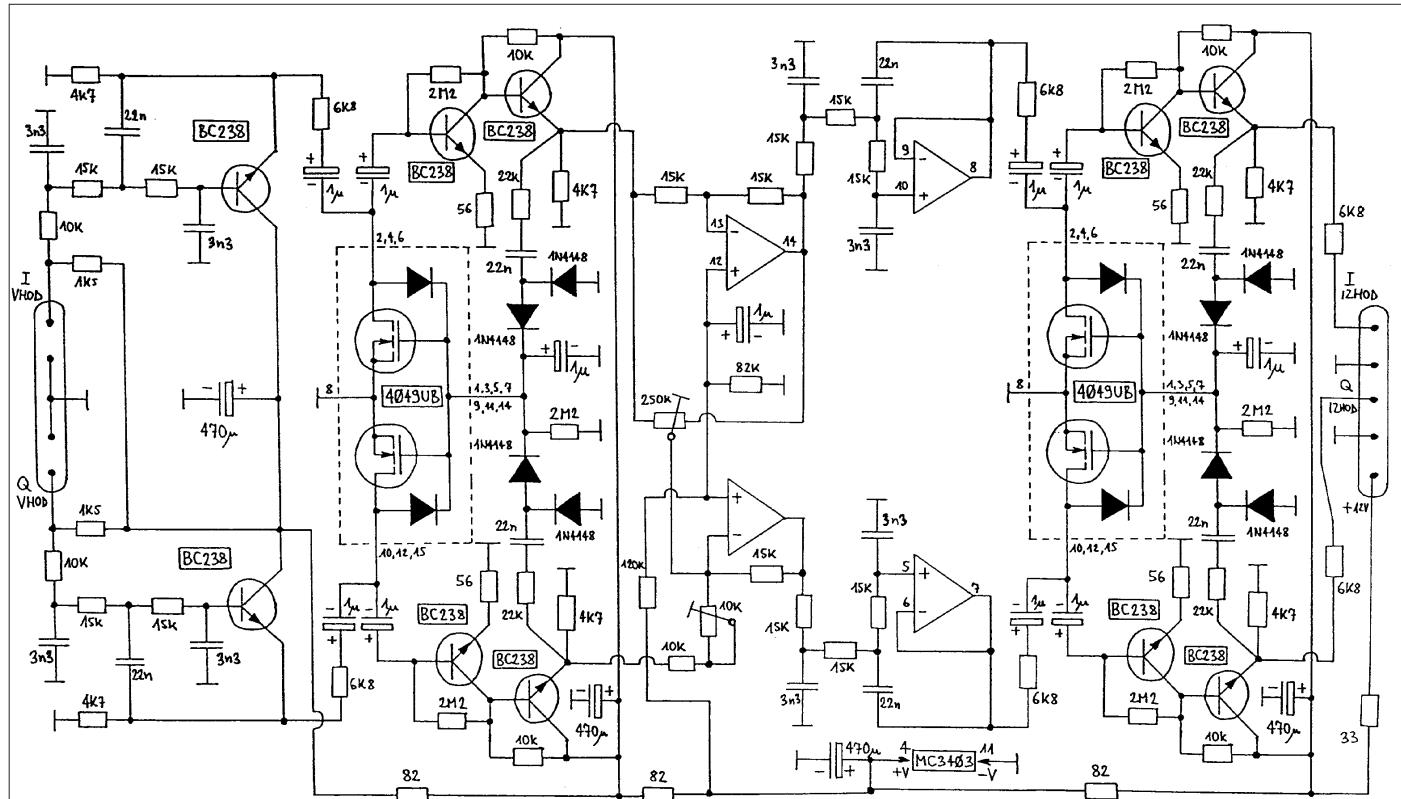
7. Izboljšave in predelave ostalih stopenj

SSB radijska postaja z ničelno medfrekvenco uporablja podobna nizkoprepustna sita v oddajniku in v sprejemniku. Tudi sita v sprejemniku

je zato smiselno predelati na enak način kot v oddajniku, se pravi z zamenjavo vrednosti kondenzatorjev. Načrt izboljšanega SSB kvadraturnega medfrekvenčnega ojačevalnika, ki vsebuje nizkoprepustna sita sprejemnika, je prikazan na sliki 13. Tiskanina in razporeditev delov medfrekvenčnega ojačevalnika ostanejo seveda nespremenjeni.

Enota SSB kvadraturnega demodulatorja in NF ojačevalnika ne potrebuje nobene predelave. Žal ta enota vsebuje neroden sestavni del, integrirano vezje 4011UB ali 4001UB, ki ga je skoraj nemogoče kupiti v običajnih trgovinah z elektroniskimi sestavnimi deli, čeprav ga imajo vsi proizvajalci v katalogu. Oscilator s kristalom 32.768kHz namreč ne dela najbolj zanesljivo z vezji 4011B ali 4001B, kljub dodatnemu kondenzatorju 560pF.

Da si tudi veliki proizvajalci integriranih vezij niso povsem na jasnem, kakšne so razlike med posameznimi izvedbami CMOS vezij družine 40xx, nazorno prikazuje slika 14. CMOS vezja proizvajalca Motorola so se sicer izkazala kot najbolj zanesljiva v tem vezju. Kristalni oscilator sicer dela povsem pravilno s starimi vezji družin 40xx (brez črke) in 40xxA večine proizvajalcev.



Delovanje 32kHz oscilatorja najlaže preverimo tako, da pritisnemo telegrafsko tipko in poslušamo ton v zvočniku. Če oscilator slučajo ni štartal (vezje 4011B) si lahko pomagamo tako, da postajo izključimo in čez kakšno sekundo spet nazaj vključimo. Boljša rešitev je seveda zamenjava vezja 4011 ali 4001 z ustreznejšo izvedbo.

Končno potrebuje pomembno predelavo tudi enota SSB/CW preklopov RX/TX. V tej enoti so nameščeni zaščitni upori za izhodni tranzistor oddajnika. Ker deluje tranzistor CLY2 s polovičnim tokom glede na svojega večjega brata CLY5, je treba v postaji za 2304MHz ustrezno povečati vrednost zaščitnega upora! Bolj točno, namesto osem uporov 33ohm jih v postaji za 2304MHz vgradimo samo štiri, povezane tako, da znaša skupna upornost spet 33ohm.

8. Sestavljanje in preizkus SSB postaje za 2304MHz

Pri gradnji radijske postaje moramo najprej posvetiti pozornost izbiri ustreznih sestavnih delov. V enoti VCXOja in množilnih stopenj so uporabljeni folijski kapacitivni trimerji proizvajalca Philips. Ker večina graditeljev teh sestavnih delov ne pozna oziroma uporablja neustrezne nadomestke, objavljam podatke o teh trimerjih na sliki 15. Pri teh trimerjih je vrednost kapacitivnosti označena z

barvo telesa (podstavka) trimerja.

Prednost folijskih trimerjev so dobre električne lastnosti (majhne visokofrekvenčne izgube in stabilnost kapacitivnosti). Za radioamaterje brez merilnih inštrumentov je pomembno tudi dejstvo, da lahko vstavljeni kapacitivnosti enostavno ocenimo iz položaja rotorja trimerja. V opisanih PSK in SSB radijskih postajah uporabljam pokončno izvedbo premera 7.5mm s tremi nožicami, ki se mi zdi mehansko najbolj stabilna.

Keramični trimerji drugih proizvajalcev imajo višje dielektrične izgube, z njimi daje veriga množilnih stopenj tudi 3dB manj izhodnega signala! Razen tega so keramični trimerji zelo nestabilni, včasih se naprava razglasí sama od sebe. Končno je pri keramičnih trimerjih zelo težko ugotoviti nastavljeni kapacitivnosti iz položaja rotorja.

O izbiri SMD sestavnih delov sem veliko napisal že v opisu SSB radijske postaje za 1296MHz. Na sliki 16 so zato predstavljena le ohišja in oznake SMD polprevodnikov, ki so vgrajeni v SSB radijsko postajo za 2304MHz. Pozor na oznake na ohišjih, ki so zaradi pomanjkanja prostora nujno različne od imen polprevodnikov.

Večina radioamaterjev žal noče razumeti, da je tudi ohišje sestavni del električnega vezja. To je še posebno res v slučaju radijske postaje, ki vsebuje vezja z velikim ojačenjem. Zato skušam, dobronomerno, na koncu vsakega članka opisati ohišje

mojega delujočega prototipa in način vgradnje sestavnih enot.

Žal ti moji opisi v glavnem naletijo na gluha ušesa, vsaj če pomislim na radijske postaje za packet-radio. Ohišje iz slabega prevodnika (žezele), ki je povrhu vsega še pobarvano, je popolnoma neučinkovit oklop tako za visokofrekvenčna sevana polja kot za nizkofrekvenčna magnetna polja. Pri PSK ali SSB radijskih postajah z ničelno medfrekvenco moramo namreč upoštevati, da imamo razmeroma visoko ojačenje tudi na zelo nizkih frekvencah, to je na ničelni medfrekvenci!

Nekateri graditelji so šli celo tako daleč, da so za 23cm PSK packet-radio postajo z ničelno medfrekvenco izdelali ohišje z dvojnim dnom. Kako gluh oziroma občutljiv na vsakovrstne motnje je sprejemnik v takšnem neustreznem ohišju izgleda nikogar ne zanima. Zmanjšanje dometa radijske zveze brontoavari pač nadomestijo z gromozanskimi antenami in QRO oddajnimi ojačevalniki. Motnje in samooskulacije sprejemnika jih izgleda ne motijo, saj te motnje posluša samo modem računalnika...

V slučaju SSB radijske postaje bo motnje in samooskulacije poslušal operater na radijski postaji in to bo (upam) končno strenilo graditelje nemogočih ohišij. Obe opisani SSB/CW radijski postaji, za 1296MHz in za 2304MHz, bosta zagotovo samooskulirali v neustreznem ohišju iz hitroravečne pločevine. Nizkofrekvenčne samooskulacije sprejemnika takoj slišimo kot "zvončklanje" ali piskanje namesto šuma v zvočniku.

Štiri visokofrekvenčne enote SSB/CW postaje za 2304MHz so vgrajene v oklopljena ohišja iz medeninaste pločevine debeline 0.4mm, povsem enako kot v SSB/CW postaji za 1296MHz. Ohišja posamičnih enot so pritrjena s štirimi samoreznnimi vijaki za pločevino na osnovno ogrodje postaje, da preprečimo mikrofonijo. Tudi v postaji za 2304MHz potrebuje enota VCXOja in množilnih stopenj dodaten, spodnji pokrov. Ostale tri enote imajo samo zgornji pokrov, prav tako iz 0.4mm medenine.

Napajanje in nezahtevne nizkofrekvenčne povezave so izvedene preko 1nF skoznikov, zahtevnejše NF povezave in vse VF povezave pa s tankimi teflonskimi kabelčki. V SSB postaji za 2304MHz nisem opazil kabelčkov "kritičnih" dolžin, vendar Murphy nikoli ne počiva in tudi tu se

Cross-Reference Guide

This cross-reference is intended to serve as a guide for replacement of competitive devices with Motorola devices. The left hand column is arranged in alphanumeric sequence by various manufacturers' prefixes. The right column contains what is believed to be the Motorola functional equivalent.

Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product listed and suggests that data sheets be consulted to assure compatibility.

Part Number	Motorola Replacement	Part Number	Motorola Replacement	Part Number	Motorola Replacement
CD4xxxAD*	MC14xxxBCL	CD4xxxUBE	MC14xxxUBCP	HEF4xxxUB	MC14xxxUBCP
CD4xxxAE	MC14xxxBCP	CD4xxxUBF	MC14xxxUBCL	HEF4xxxUBTD	MC14xxxUBD
CD4xxxAF	MC14xxxBCL	CD4xxxUBM**	MC14xxxUBD	MN4xxxBB	MC14xxxBCP
CD4xxxBCJ	MC14xxxBCL	F4xxxBDC	MC14xxxBCL	MN4xxxBS**	MC14xxxBCP
CD4xxxBCN	MC14xxxBCP	F4xxxBDM	MC14xxxBCL	MN4xxxUB	MC14xxxUBD
CD4xxxBD*					
CD4xxxBE	MC14xxxBCL	F4xxxBPC	MC14xxxUBS**	MN4xxxUBS**	MC14xxxUBCP
CD4xxxBF	MC14xxxBCP	F4xxxUBDC	MC14xxxUBCL	SLC4xxxABC	MC14xxxBCL
CD4xxxBM**	MC14xxxBCL	F4xxxUBDM	MC14xxxUBCL	SLC4xxxABD*	MC14xxxBCL
CD4xxxBD*	MC14xxxBD	F4xxxUBPC	MC14xxxUBCP	SLC4xxxABE	MC14xxxBCP
	MC14xxxBCL	HCF4xxxBD*	MC14xxxUBCL	SLC4xxxBEC	MC14xxxBCL
CD4xxxBMJ	MC14xxxBCL	HCF4xxxBE	MC14xxxBCP	SCL4xxxBD*	MC14xxxBCL
CD4xxxCJ	MC14xxxBCL	HCF4xxxBF	MC14xxxBCL	SCL4xxxBE	MC14xxxBCP
CD45xxCJ	MC145xxBCL	HCF4xxxBM**	MC14xxxBD	SCL4xxxBC	MC14xxxUBCL
CD4xxxCM**	MC14xxxBCL	HCF4xxxBD*	MC14xxxUBCL	SCL4xxxBD*	MC14xxxUBCL
CD45xxCM**	MC14xxxBD	HCF4xxxBE	MC14xxxUBCP	SCL4xxxUBE	MC14xxxUBCP
CD4xxxCN					
CD45xxCN	MC14xxxUBCP	HCF4xxxUBF	MC14xxxUBCL	TC4xxxBF**	MC14xxxBD
CD4xxxMD*	MC145xxBCP	HCF4xxxUBM**	MC14xxxUBD	TC4xxxBP	MC14xxxBCP
CD45xxMD*	MC14xxxUBCL	HD145xxB	MC14xxxBCP	TC4xxxUBF**	MC14xxxUBD
CD4xxxMJ	MC145xxBCL	HD145xxBF**	MC14xxxBD	TC4xxxUBP	MC14xxxUBCP
CD4xxxMJ	MC14xxxUBCL	HEF4xxxB	MC14xxxBCP	μPD4xxx**	MC14xxxBD
CD45xxMJ	MC145xxBCL	HEF4xxxBD	MC14xxxBCP	μPD4xxxC	MC14xxxBCP
CD4xxxUBD*	MC14xxxUBCL	HEF4xxxBD*	MC14xxxBD		

*Wafer-level (slide-brazed) package converted to a chip-scale ceramic package.

**SO package dimensions may not be the same. Consult manufacturers' data sheet.

Slika 14 - Oznake CMOS vezij družine 40xx.

reference C _{min} /C _{max}	guaranteed max. C _{min} min. C _{max}	tan δ at C _{max} x 10 ⁻⁴		temperature coefficient	min. f _{res} at C _{max} MHz	colour of base	Fig.	catalogue number
pF	pF	1 MHz	100 MHz	10 ⁴ /K				
1.26	1.45,5	<10	<25	- 400 ± 300	850	grey	1	2222 808 11558
1.49	2/9	<10	<15	- 500 ± 450	480	yellow	1	2222 808 00018
1.4/10	2/10	<10	<25	- 200 ± 400	480	yellow	1	2222 808 11109
							2	2222 808 51109
1.6/15	2/15	<10	<25	- 200 ± 350	450	blue	1	2222 808 11159
1.8/18	2/18	<10	<15	- 400 ± 200	350	green	1	2222 808 00016
1.8/22	2/22	<10	<25	- 250 ± 350	350	green	1	2222 808 11229
							2	2222 808 51229
1.8/27	2/27	<50		- 250 ± 300	350	red	1	2222 808 11279
							2	2222 808 51279
2/33	3/33	<10		- 250 ± 300	300	tan	1	2222 808 11339
2/40	3/40	<50		- 250 ± 300	300	violet	1	2222 808 11409

Rated voltage (d.c.) 250 V
Test voltage (d.c.) for 1 minute 500 V
Contact resistance max. 10 mΩ
Insulation resistance min. 10 000 MΩ
Category temperature range
C_{max} = 10, 15, 22, 33 pF -40 to +70°C
C_{max} = 5,5, 9, 18, 27, 40 pF -40 to +85°C
Climatic category (IEC 68)
C_{max} = 10, 15, 22, 33 pF 40/070/21
C_{max} = 5,5, 9, 18, 27, 40 pF 40/085/21

Dimensions (mm)

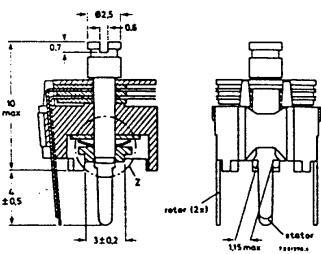


Fig. 1 Version with vertical spindle.

variable capacitors
film dielectric trimmers

2222 808 - 7,5 mm dia.

High stability trimmers for consumer or professional use, vertical or horizontal on PCB mounting.

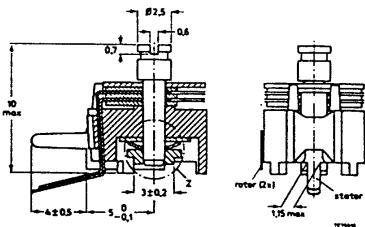


Fig. 2 Version with horizontal spindle.

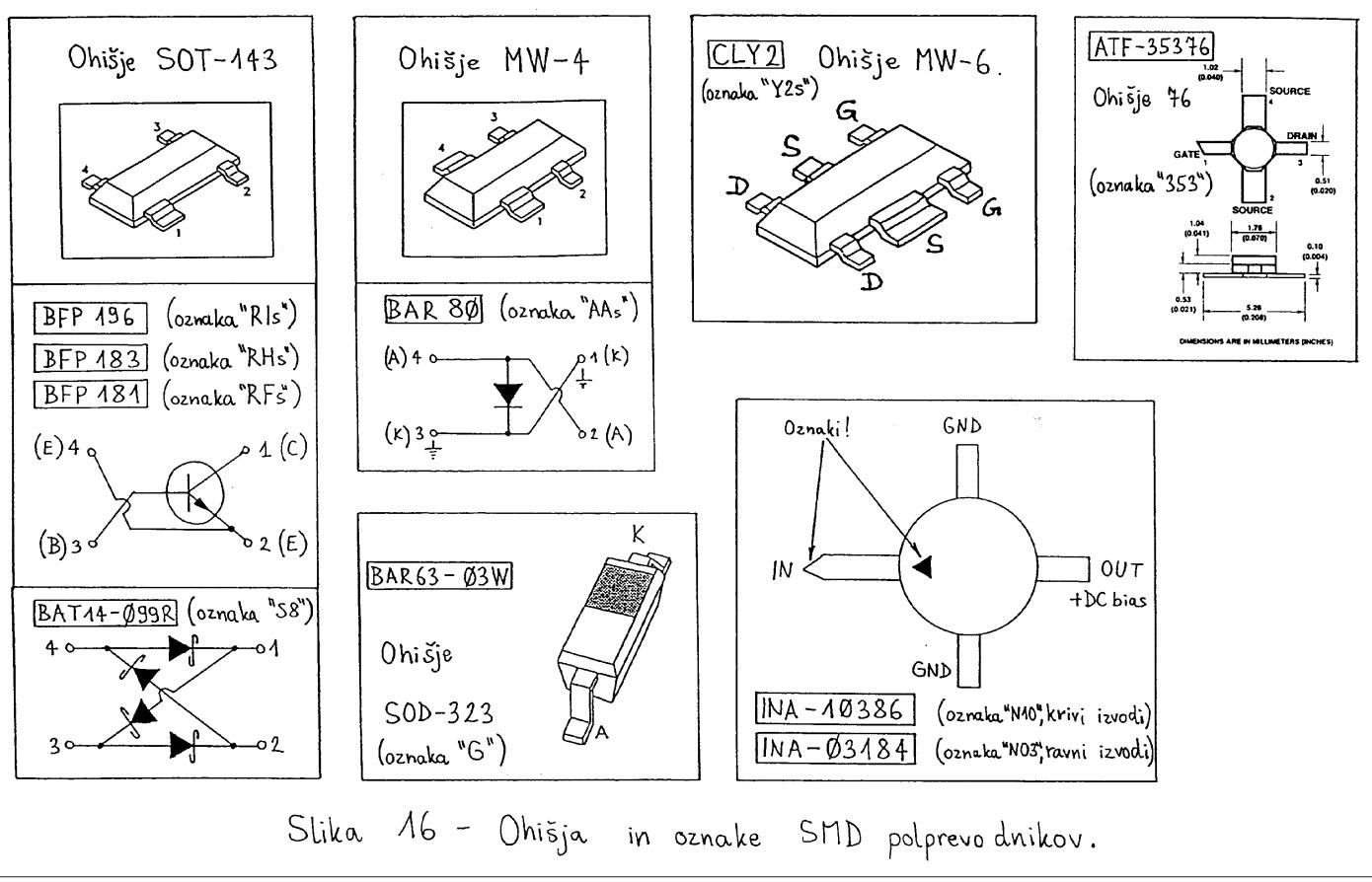
Slika 15 - Folijski trimer kondenzatorji tovarne Philips.

lahko zgodi, da obstaja posebno "nesrečna" dolžina za kakšen kabelček.

Celotna radijska postaja je vgrajena v aluminijasto ohišje z notranjimi izmerami 60mm (višina) X 180mm (širina) X 180mm (globina). Ohišje je prikazano na sliki 17. Najpomembnejši sestavni del ohišja je osrednje ogrodje iz 1mm debele aluminijeve pločevine. Osrednje ogrodje mora biti nujno izdelano iz enega samega kosa dobrega električnega prevodnika, sicer bo sprejemnik "zvončkljal" zaradi nizkofrekvenčnih samooskulacij.

Zadnja plošča je pritrjena s štirimi vijaki, prednjo ploščo pa nosijo kar helipot potenciometer, merilni instrument, antenska vtičnica in telegrafska tipka, ki jo s svojimi vijaki spajajo na osrednje ogrodje. Oba U pokrova sta izdelana iz 0.5mm debele aluminijeve pločevine zaradi varčevanja pri celotni teži radijske postaje.

V gornjem prekatu višine 32mm so nameščene štiri visokofrekvenčne enote v medeninastih škatlicah. V spodnjem prekatu višine 27mm so nameščene štiri nizkofrekvenčne tiskanine, ki ne potrebujejo posebnega oklavljanja. Razporeditev sestavnih enot kot tudi električnih priključkov, potenciometrov, stikal in merilnega



inšumenta je povsem enaka kot v SSB/CW postaji za 1296MHz.

Vgradnja zvočnika v ohišje postaje ni smiselna, ker so visokofrekvenčne enote precej občutljive na mikrofonijo. Vezja so sicer načrtovana tako, da lahko mikrofonski vhod preprosto vežemo vzporedno z izhodom za zvočnik in uporabimo zvočnik v ročni mikrotelefonski kombinaciji tudi kot mikrofon. PTT tipka kot tudi CW tipka sta preprosti stikali, ki se skleneta na maso.

Preizkus postaje začnemo z ugaševanjem VCXOja in množilnih stopenj. VCXO nastavimo tako, da pokrijemo željeno področje. Množilne stopnje nastavimo za največji signal tako, da merimo napetosti na bazah množilnih tranzistorjev preko primerne VF dušilke. Maksimum na končni frekvenči 576MHz poiščemo tako, da merimo napetost na bazi ali kolektorju enega od obeh BFP196 v sprejemnem ali oddajnem mešalniku.

Ker ostale stopnje sprejemnika ne potrebujejo ugaševanja, bi moral sprejemnik za silo delati. Pri sprejemniku preverimo najprej ojačenje: izhodni šum mora jasno upasti, ko odklopimo napajanje prvi VF ojačevalni stopnji (ATF-35376 v visokofrekvenčni glavi). Če odklopimo sprejemni mešalnik in medfrekvenčna predajačevalnika, šum popolnoma izgine.

Nato postajo uglasimo na primerno šibek nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ali še en enak VCXO z množilci v sosednji sobi) in natančno poslušamo demodulirani zvok. Razen običajnega piska bo dober operater slišal v ozadju še zrcalni pisk, ki se mu z ugaševanjem spreminja frekvenca v obratni smeri. Ta pisk v ozadju poskusimo čim bolj zadušiti s trimerjem v medfrekvenčnem ojačevalniku.

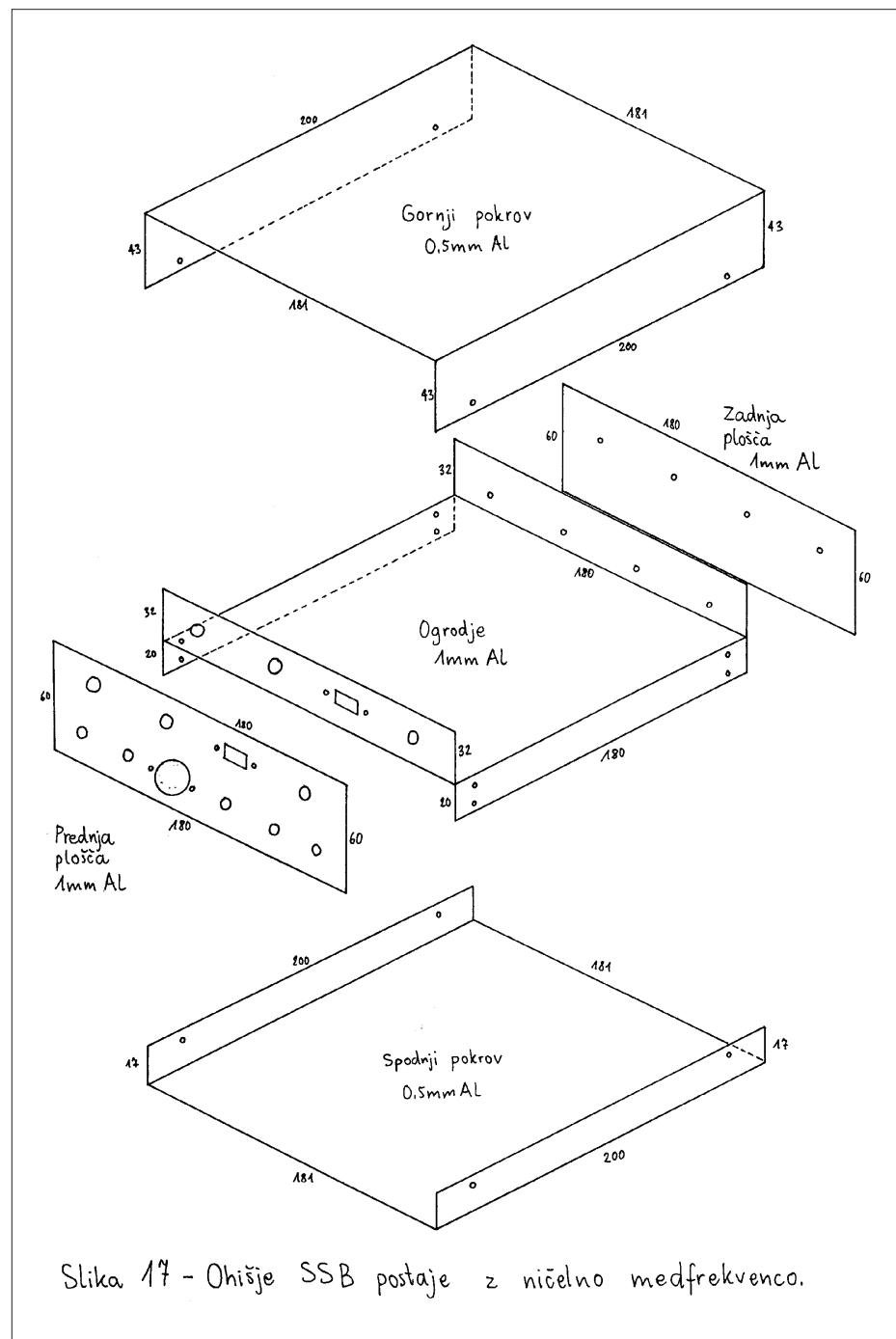
Pri oddajniku opazujemo potek izhodne moči pri vrtenju trimerja v modulatorju. Pri pritisnjeni CW tipki bi morali doseči polno izhodno moč z drsnikom na približno 1/2 upornosti. Delovna napetost izhodne stopnje oddajnika mora tedaj narasti na polno vrednost, ki jo dovoljuje zener dioda 5V6. Izhodna moč oddajnika mora upasti za popolnoma enako vrednost, če priključimo samo I oziroma samo Q modulacijo.

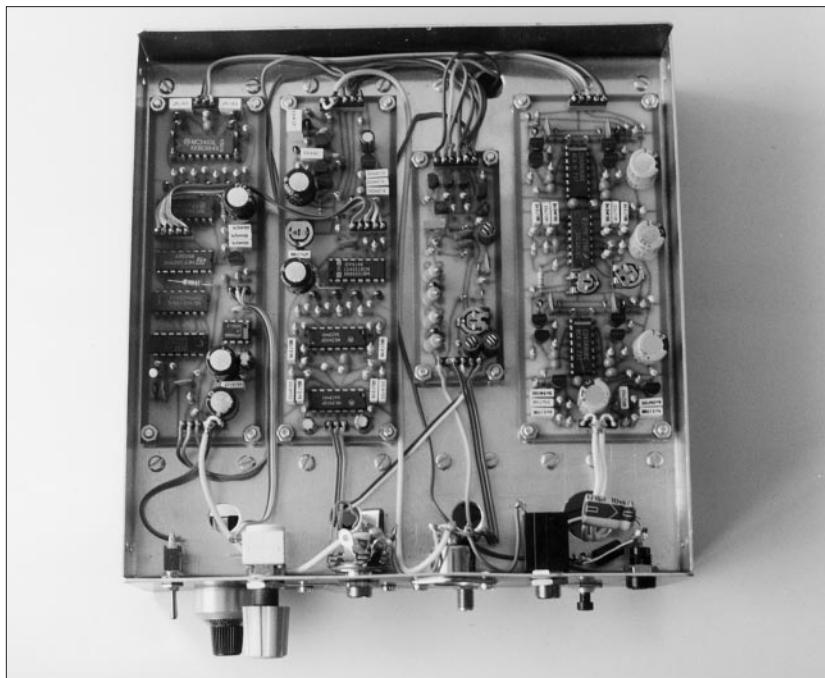
Končno preverimo SSB modulacijo v radijski zvezi z neko drugo postajo na 2304MHz. Na ta način ugotovimo, ali smo zadeli pravi bočni pas (USB ali LSB), saj je I in Q signale kaj lahko zamešati med sabo v ozičenju

postaje. Bočni pas sprejemnika lahko preverimo sami, ko sprejemnik ugašujemo na nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ipd).

Poraba opisane SSB/CW radijske postaje za 2304MHz znaša pri nazivni napajalni napetosti 12.6V okoli 175mA pri razmeroma tihem sprejemu. Pri CW oddaji naraste

poraba na 490mA pri izhodni moči 0.5W. Pri SSB oddaji je poraba še večja in doseže maksimum 640mA v pavzah modulacije, v viških pa je enaka CW porabi 490mA. Poraba opisanega oddajnika je torej obratno sorazmerna izhodni moči zaradi načina napajanja izhodnega tranzistorja preko zaščitnega upora.





SSB/CW RTX za 3400 MHz z ničelno medfrekvenco

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Novo frekvenčno področje 3400MHz

Z novim pravilnikom smo dobili radioamaterji v Sloveniji tudi nekaj novih frekvenčnih področij. Od vseh novih področij je bilo verjetno najteže dobiti prav pas okoli 3.4GHz, saj profesionalcev frekvenče pod 100MHz ne zanimajo več. Tudi absorpcijska črta molekule kisika (O_2) v pasu okoli 120GHz ni preveč zanimiva, saj dodatno slabljenje v zemeljskem ozračju dosega kar 5dB/km v frekvenčnem pasu okoli 120GHz.

Radioamaterska dejavnost v frekvenčnem pasu 3.4GHz ni kdove kako velika. V Ameriki imajo radioamaterji sicer dodeljen celoten pas 3300-3500MHz, v Evropi pa so do pred nekaj leti razpolagali s pasom 3400-3475MHz le angleški, nizozemski in nemški radioamaterji. Tako v Evropi kot v Ameriki je bila večina dejavnosti osredotočena na ozek pas okoli 3456MHz, ki je celo številski mnogokratnik marsikatere "znane" frekvenče: 144MHz (x24), 432MHz (x8) in 1152MHz (x3) (lokalni oscilator v transverterjih).

V skladu z novim evropskim predlogom o delitvi mikrovalovnih frekvenč (ki še ni sprejet), so v marsikateri državi dodelili radioama-

terjem frekvenčni pas 3400-3410 MHz: Danska, Finska itn. Nazadnje smo ta pas dobili tudi mi. Zato je prav, da ga čimprej začnemo tudi uporabljati. V državah, kjer radioamaterji razpolagamo samo s pasom 3400-3410MHz, je ozkopasovna dejavnost (SSB/CW zveze na velike razdalje) osredotočena na začetek področja okoli 3400MHz. Tudi Nemci in Angleži se počasi selijo iz 3456MHz navzdol na 3400MHz in na 3456MHz vztrajajo le še Američani.

Ko smo končno dočakali nova frekvenčna področja, je treba seveda čimprej izdelati ustrezne transverterje ali radijske postaje. Za frekvenčni pas 3400MHz sem se odločil za enostavno izvedbo SSB radijske postaje z ničelno medfrekvenco, ki je pravzaprav križanec med SSB postajo za 2304MHz (CQ ZRS 3/97) in SSB postajo za 5760MHz (CQ ZRS 5/97). Vsi mešalniki so tudi v SSB postaji za 3400MHz izvedeni z diodnimi četverčki BAT14-099R. Kot ojačevalniki so se razen GaAs HEMTov in INA integriranih vezij odlično obnesli tudi novi, cenenii in lahko dobavljeni silicijevi tranzistorji BFP420.

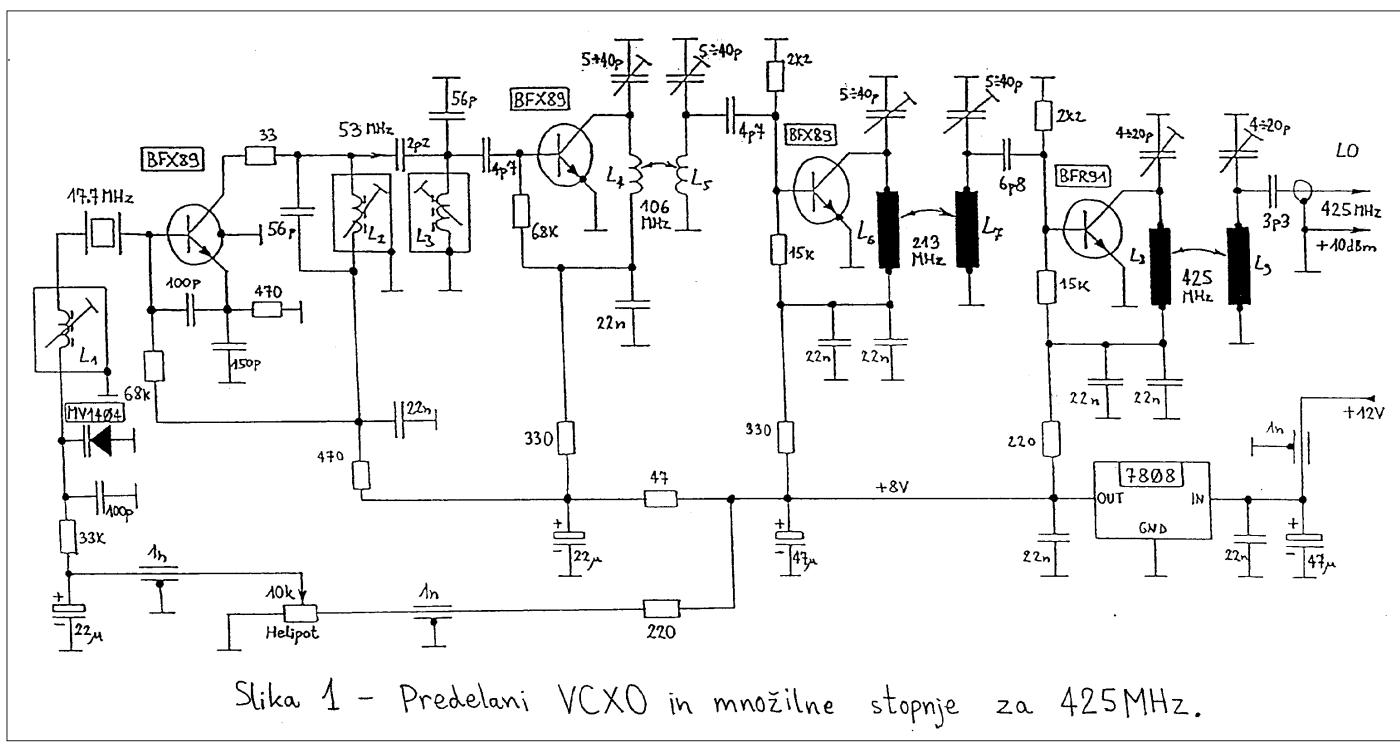
Tudi SSB radijska postaja za 3400MHz ima izведен antenski preklop z eno samo PIN diodo. V izhod oddajnika je vgrajen cenen

tranzistor CLY2, ki ob nekoliko manjšem ojačenju (8-9dB) še vedno daje 0.5W izhodne moći na 3400 MHz. Vsa mikrovalovna vezja vključno z vsemi pasovnimi siti so izdelana v mikrotraka tehniki na navadnem, 0.8mm debelem dvostranskem vitroplastu FR4. Medfrekvenčni in nizkofrekvenčni del je seveda enak tistemu v opisanih postajah z ničelno medfrekvenco za 1296MHz, 2304MHz, 5760MHz ali 10368MHz.

2. Predelani VCXO in množilne stopnje

Kot lokalni oscilator bi v postaji za 3456MHz lahko uporabili isti VCXO in verigo množilnih stopenj do 576MHz kot v postaji za 2304MHz, saj sta si frekvenci 3456 in 2304 v točnem razmerju 3:2. Frekvenco 576MHz množimo z dva in dobimo 1152MHz za krmiljenje harmonskih mešalnikov v postaji za 2304MHz. V postaji za 3456MHz bi isto frekvenco 576MHz množili s tri in dobili 1728MHz za krmiljenje harmonskih mešalnikov.

Ker imamo pri nas dodeljen pas 3400MHz, moramo seveda vgraditi drugačen kristal v VCXO od tistega v postaji za 2304MHz. Načelnii načrt



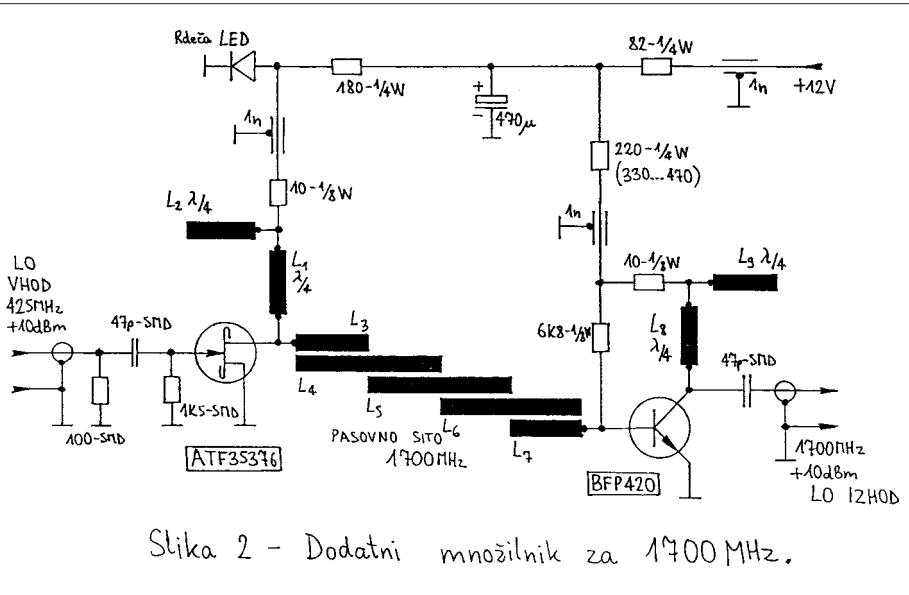
Slika 1 - Predelani VCXO in množilne stopnje za 425MHz.

množenj bi sicer lahko ostal isti, vendar to ni nabolj učinkovita rešitev. Na frekvencah nad 1GHz so silicijevi bipolarni tranzistorji zelo neučinkoviti množilci, GaAs FETi in HEMTi pa zaradi svojega kvadratičnega odziva proizvajajo predvsem sode harmonike.

Radijska postaja za 3400MHz zato vsebuje nekoliko spremenjeno verigo množilnih stopenj. V VCXO je vgrajen kristal za 17.7MHz, ki se v isti enoti množi s tri na 53MHz, z dva na 106MHz, z dva na 213MHz in še enkrat z dva na 425MHz. Enoti VCXOja sledi dodatni množilnik s HEMTom, izdelan v mikrotrakasti tehniki, ki frekvenco 425MHz pomoži s štiri na končni signal lokalnega oscilatorja 1700MHz za krmiljenje harmonskih mešalnikov.

Predelani VCXO in množilne stopnje do 425MHz so prikazani na sliki 1. Postaja za 3400MHz potrebuje kristal za 17.708MHz (osnovna rezonanca), ki ga seveda ni lahko najti na tržišču oziroma ga je treba posebej naročiti pri izdelovalcu. Njiblžji standardni kristal je za 17.734MHz (mnogokratnik barvnega podnosilca, ki se uporablja v televizorjih), kar z upoštevanjem opisanih množenj daje frekvenco okoli 3405MHz.

Na 3405MHz so sicer tudi pri nas dovoljeni ozkopasovni načini dela (SSB ali CW), vendar bomo tam zaman iskali sogovornika. Frekvenco 3405MHz bo zato bolj pametno uporabiti za packet-radio ali druge širokopasovne zveze, saj se z malo truda in nekaj sreče da "povleči" večino televizijskih kristalov za celih 26kHz navzdol na 17.708MHz z zaporedno tuljavo L1. Frekvenčna stabilnost takšnega "povlečenega" kristala ni najboljša in radijska postaja se na 3400MHz lahko preseli tudi za celih 50kHz samo zaradi lastnega segrevanja, kar pa je še vedno primerljivo z italijanskimi transverterji za mikrovalovna frekvenčna območja.



Slika 2 - Dodatni množilnik za 1700 MHz.

Potrebna induktivnost tuljave L1 je precej velika, nekje med 5uH in 8uH, odvisno od vrste kristala in ostalih parazitnih kapacitivnosti v vezju. Stabilnost frekvence se da malo izboljšati, če ohišje kristala ozemljimo. S predalganimi sestavnimi deli (varikap MV1404 in vzporedno 100pF) znaša pokrivanje VCXOja okoli 600kHz na končni frekvenčni 3400 MHz, kar naj bi zadoščalo za ozkopasovno delo in za popravljanje odstopanja lastnega kristala.

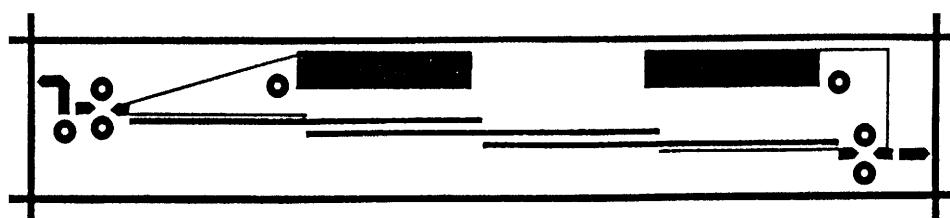
Veriga množilnih stopenj je predelana za nižje frekvence tako, da so v nihajne kroge vgrajeni kondenzatorji večjih kapacitivnosti, tuljave pa so enake kot v ostalih izvedbah radijske postaje za druga frekvenčna področja. Kapacitivni trimerji (folijski Philips) v nihajnih krogih na 106MHz in 213MHz so zato povečani na 5-40pF (vijolični), trimerji v izhodni stopnji na 425MHz pa na 4-20pF (zeleni). Tudi vrednosti sklopnih kondenzatorjev na bazo naslednje stopnje so povečane.

Tiskanina VCXOja in množilnih je seveda enaka kot v ostalih izvedbah SSB radijskih postaj z ničelno med-frekvenco, zato ne objavljam risbe tiskanine niti razporeditve sestavnih

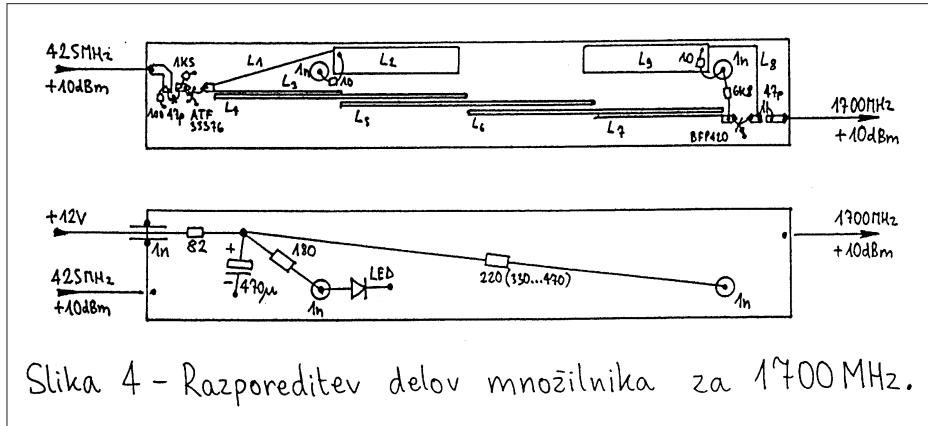
delov na njej. Pri uglaševanju moramo posebej paziti na pravilno delovanje kristalnega oscilatorja, saj pri tako močno "povlečenem" kristalu oscilator kaj rad preskoči na drug način nihanja kristala oziroma niha nestabilno. Vse te težave seveda odpadejo pri uporabi pravega kristala za 17.708MHz.

Načrt dodatnega množilnika za 1700MHz je prikazan na sliki 2. Množilnik je izdelan s HEMTom ATF35376, ki je močno prekrmiljen s +10dBm signala na 425MHz, da proizvaja kopico harmonikov. Sledi pasovno sito, ki izseje želeni četrti harmonik okoli 1700MHz. Situ sledi ojačevalnik s tranzistorjem BFP420, ki signal lokalnega oscilatorja na 1700MHz ojači na približno 10mW (+10dBm).

Množilnik za 1700MHz je izdelan na dvostranski tiskanini z izmerami 20mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 3, spodnja stran tiskanine pa ni jednaka, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 4.



Slika 3 - Tiskanina množilnika za 1700 MHz.



Slika 4 - Razporeditev delov množilnika za 1700 MHz.

Množilnik za 1700MHz naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi sestavni deli pravilno ozemljjeni skozi izvrtine premera 3.2mm. Pri HEMTu ATF35376 seveda velja preveriti Idss. Pri preizkusu celotne radijske postaje za 3400MHz pogosto opazimo, da je moč lokalnega oscilatorja nekoliko prevelika, kar povečuje šum sprejemnih mešalnikov in poslabša simetrijo oddajnih mešalnikov. V tem slučaju povečamo vrednost upora v napajanju BFP420 iz 220ohm na 330ohm ali celo 470ohm.

3. Kvadraturni oddajni mešalnik za 3400MHz

Načrt kvadraturnega oddajnega mešalnika za 3400MHz je prikazan

na sliki 5. Razen dveh mešalnikov, sofaznega delilnika in kvadraturnega sklopnika vsebuje enota še sklopnik in ojačevalnik za signal oscilatorja na 1700MHz ter dve ojačevalni stopnji, ki dvigneta moč izhodnega SSB/CW signala na 3400MHz na približno 10mW (+10dBm). Vsa sita in ostali frekvenčno selektivni sestavni deli so izvedeni kot mikrotrakasti rezonatorji na dvostranskem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4.

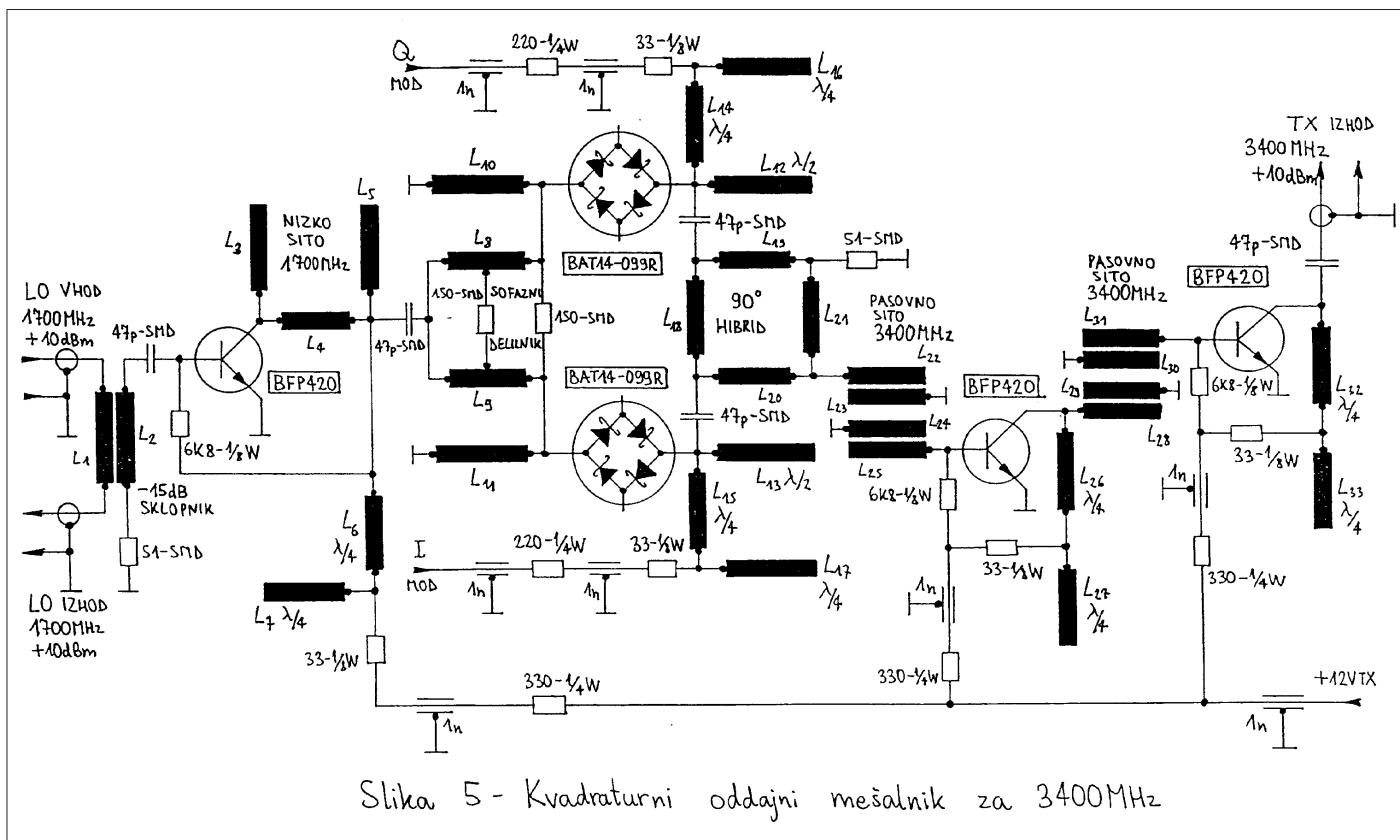
Sprejemnik in oddajnik SSB postaja za 3400MHz potrebuje isti signal lokalnega oscilatorja na 1700MHz. Preklop signala lokalnega oscilatorja je izведен na 1700MHz s smernim sklopnikom podobno kot v SSB postajah za 1.3, 5.7 in 10GHz. Enota oddajnega mešalnika zato vsebuje -15dB sklopnik in ojačevalnik za 1700MHz s tranzistorjem BFP420.

Signal na 1700MHz očisti nizkoprepustno sito (L3, L4 in L5) za napajanje obeh mešalnikov preko sofaznega delilnika L8/L9.

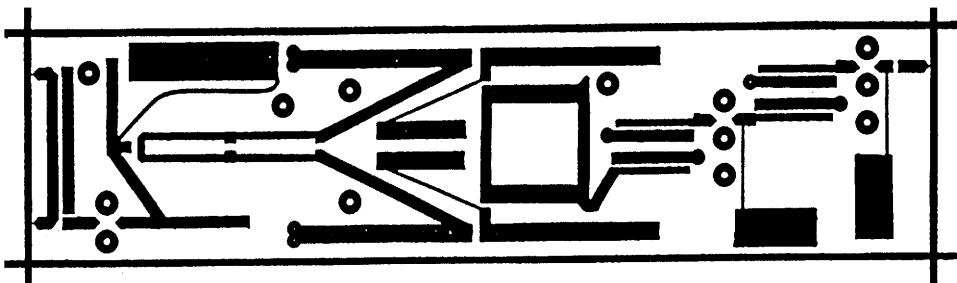
Uporabljene diode BAT14-099R omogočajo v harmoniskih mešalnikih za 3400MHz dovolj veliko slabljenje neželenega nosilca, da posebni ukrepi za simetrisiranje mešalnikov niso potrebni. Pri vgradnji diod BAT14-099R vseeno pazimo, da sta obe diodi enako orientirani, kar pomeni, da eno diodo vgradimo "s trebuhom v zrak". Pravilna vgradnja diod še dodatno zmanjša neželeni nosilec.

Iz izhodnih signalov mešalnikov končno sestavimo željeni SSB signal z 90-stopinjskim hibridnim sklopnikom. Hibridnemu sklopniku sledi pasovno sito za 3400MHz (L22, L23, L24 in L25), ki odstranjuje ostanek signala na 1700MHz in druge neželjene proizvode mešanja daleč proč od željene frekvence. Ker je izhodna moč mešalnikov zelo nizka (okoli -12dBm), sledita dve ojačevalni stopnji s tranzistorjem BFP420, ki ojačata izhodni signal na približno 10mW (+10dBm). Med obe ojačevalni stopnji je vgrajeno še eno enako pasovno sito za 3400MHz (L28, L29, L30 in L31).

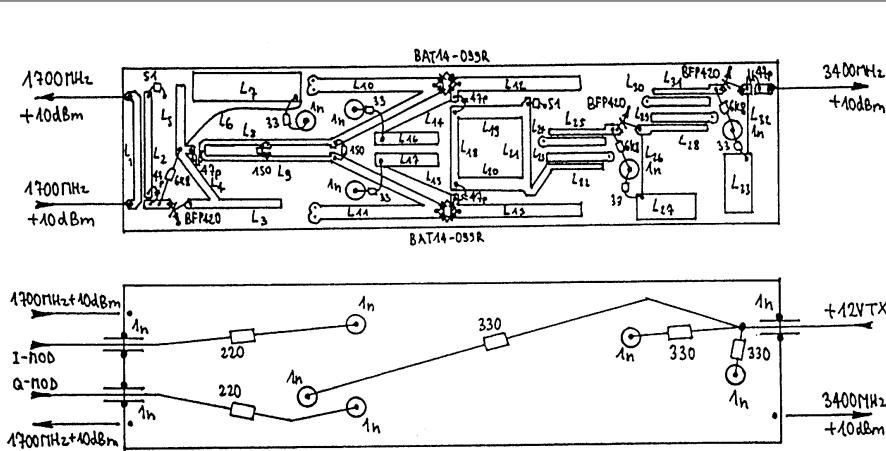
Enota oddajnega mešalnika je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 6.



Slika 5 - Kvadraturni oddajni mešalnik za 3400 MHz



Slika 6 - Tiskanina oddajnega mešalnika.



Slika 7 - Razporeditev delov oddajnega mešalnika.

spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 7. Pri vgradnji sestavnih delov moramo biti posebno pozorni na simetrijo mešalnikov ter točno vgradnjo diodnih četverčkov BAT14-099R. Enega od obeh četverčkov moramo vgraditi obratno od običajne vgradnje SMD polprevodnikov.

Opisani oddajni mešalnik naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi sestavnici deli pravilno vgrajeni in ozemljeni skozi izvrtine premera 3.2mm. Kljub temu je pa metno preveriti, da na izhodu dobimo predpisano visokofrekvenčno moč +10dBm na 3400MHz.

4. Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 3400MHz

Načrt visokofrekvenčne glave SSB/CW postaje za 3400MHz je prikazan na sliki 8. Visokofrekvenčna glava vsebuje izhodni, močnostni ojačevalnik oddajnika, predoja-

čevalnik in visokofrekvenčno sito sprejemnika ter antenski preklopnik s PIN diodo. Visokofrekvenčna glava je izdelana kot mikrotrakasto vezje na navadnem dvostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm, podobno kot v postajah za 1296, 2304 in 5760MHz.

Izhodna stopnja oddajnika za 3400MHz je načrtovana s cenenim GaAs tranzistorjem CLY2 v plastičnem ohišju. CLY2 lahko proizvede več kot 0.5W izhodne VF moči tudi na 3400MHz, vendar je ojačenje izhodne stopnje precej nižje kot v postaji za 2304MHz. Ojačenje CLY2 znaša komaj 8-9dB na 3400MHz, kar zahteva krmilno moč 60-80mW. V krmilno stopnjo je zato vgrajen HEMT ATF35076 s čim višjim Idss, da izkrmili izhodno stopnjo. Kljub uporu 100ohm med vrati in izvorom je ojačenje ATF35076 še vedno nekoliko previsoko, kar daje dodatnih par dB rezerve ojačenju celotne oddajne verige.

Antenski preklopnik je izdelan z novo Siemens-ovo PIN diodo BAR81, ki ima le polovično parazitno kapacitivnost stare BAR80. Na 3400MHz dioda BAR81 ne potrebuje negativne zaporne napetosti na sprejemu, kar

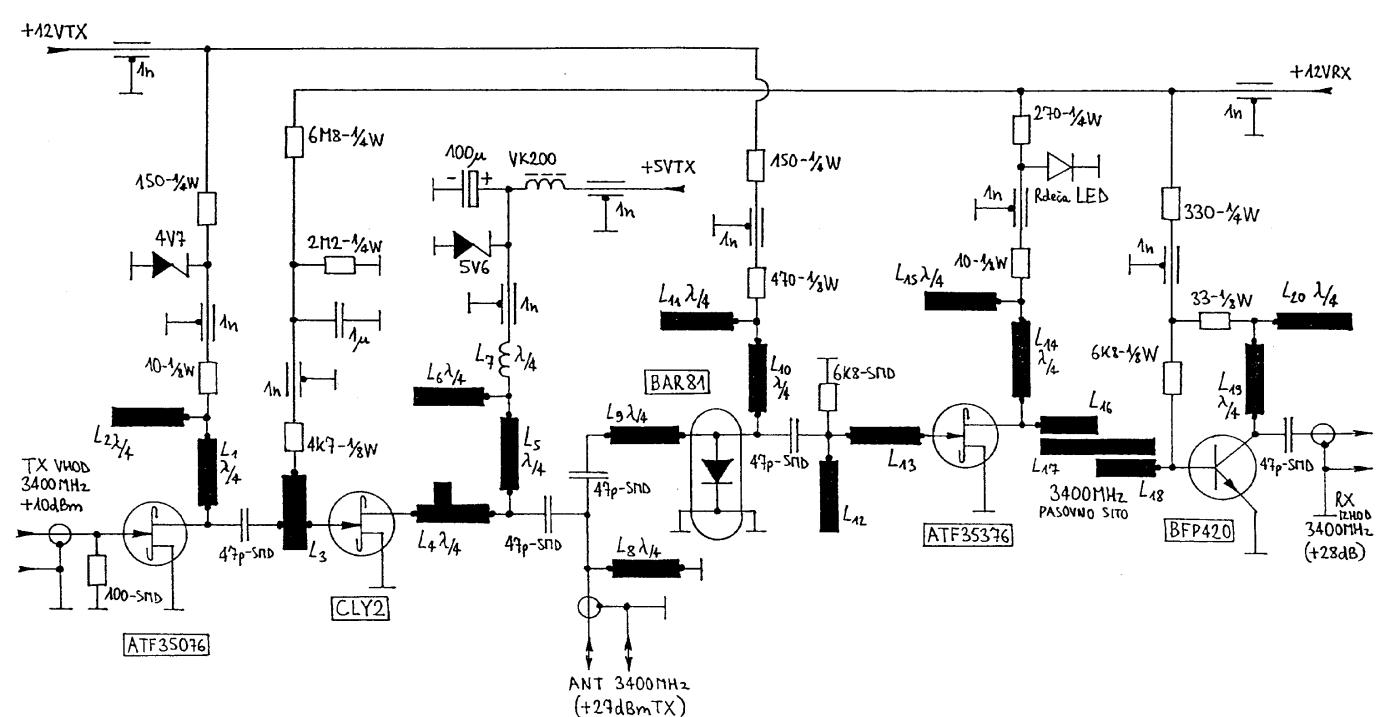
poenostavlja napajalno vezje ter poseben krmilnik PIN diode ni potreben.

Na oddaji se kratek stik iz BAR81 preslika preko L9 v odprte sponke, dušenje BAR81 pa tedaj znaša več kot 20dB, kar zadošča za zaščito sprejemnika. Obratno ostane izhodna stopnja oddajnika sicer vedno priključena na anteno, vendar dobi izhodni tranzistor CLY2 pozitivno prednapetost na vrata, napetost na ponoru pa se izključi. Na ta način se izhodni tranzistor obnaša na sprejemu kot kratek stik, ki ga vod L4 preslika v odprte sponke za sprejemnik.

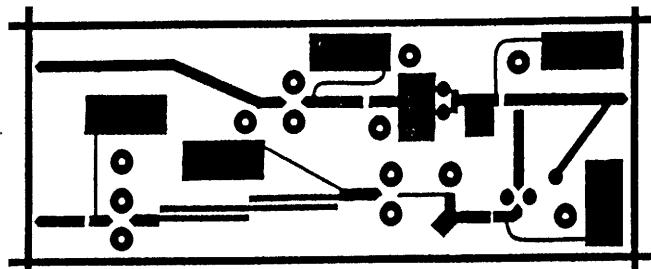
Visokofrekvenčna glava vsebuje tudi dvostopenjski predojačevalnik in pasovno sito za sprejemnik. Predojačevalnik vsebuje HEMT ATF35376 in silicijev tranzistor BFP420, ki dajeta vključno z izgubami v antenskem preklopniku in pasovnem siti ojačenje okoli 28dB. Področje 3400MHz je verjetno od vseh mikrovalovnih amaterskih področij najčistejše, motenj skorajda ni in zahteve za dinamiko sprejemnika so veliko manj ostre kot naprimer na 1296MHz. Ojačenje predojačevalnika je zato lahko ustrezno višje, da celoten sprejemnik doseže ugodno šumno število.

Visokofrekvenčna glava SSB postaje za 3400MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX80mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 9, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 10. L7 je edina četrtrivalovna dušilka v radijski postaji, ki ni natiskana na vitroplastu, pač pa je izdelana iz zice 0.15 mm CuL, navite v samonosečo tuljavico.

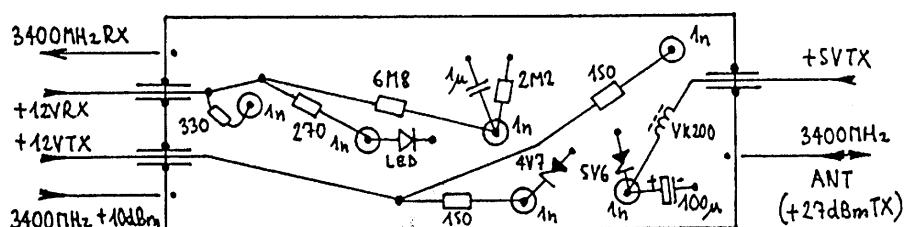
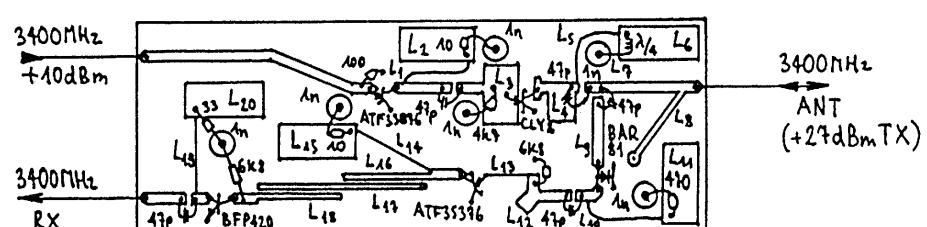
Pravilno sestavljena visokofrekvenčna glava SSB postaje za 3400MHz naj ne bi potrebovala nas-



Sliko 8 - Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 3400 MHz.



Sliko 9 - Tiskanina visokofrekvenčne glave.



Sliko 10 - Razporeditev delov visokofrekvenčne glave.

tavitev. Pred vgradnjo tiskanine v medeninast okvir je seveda smiselno preveriti Idss vgrajenih tranzistorjev. Manjši popravki dolžin uglaševalnih štrcljev okoli izhodnega tranzistorja lahko prinesejo še kakšen milivat več izhodne moči.

5. Kvadraturni sprejemni mešalnik za 3400MHz

Načrt kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 3400MHz je prikazan na sliki 11. Vezje kvadraturnega mešalnika za 3400MHz je še najbolj podobno ustreznemu mešalniku v radijski postaji za 1296MHz, le da so vsa sita, delilniki in dušilke pripredjeni višji frekvenci delovanja. Ojačenje vezja INA03184 sicer hitro upada na frekvencah nad 2.5GHz, vendar daje INA03184 pri nekoliko višjem enosmernem toku še vedno precej večje ojačenje od drugih razpoložljivih polprevodnikov v pasu 3.4GHz.

Razen ojačevalnika INA03184 vsebuje enota sprejemnega mešalnika tudi dve pasovni siti za 3400MHz. Ojačan in očiščen visokofrekvenčni signal potuje preko 90-stopinskega hibrida do obeh harmonskih mešalnikov z diodnima četverčkoma

BAT14-099R. Tudi v postaji za 3400 MHz sta v enoto sprejemnega mešalnika vgrajena medfrekvenčna predajačevalnika s tranzistorjem BF199.

Enota kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 3400MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 12, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrake vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 13.

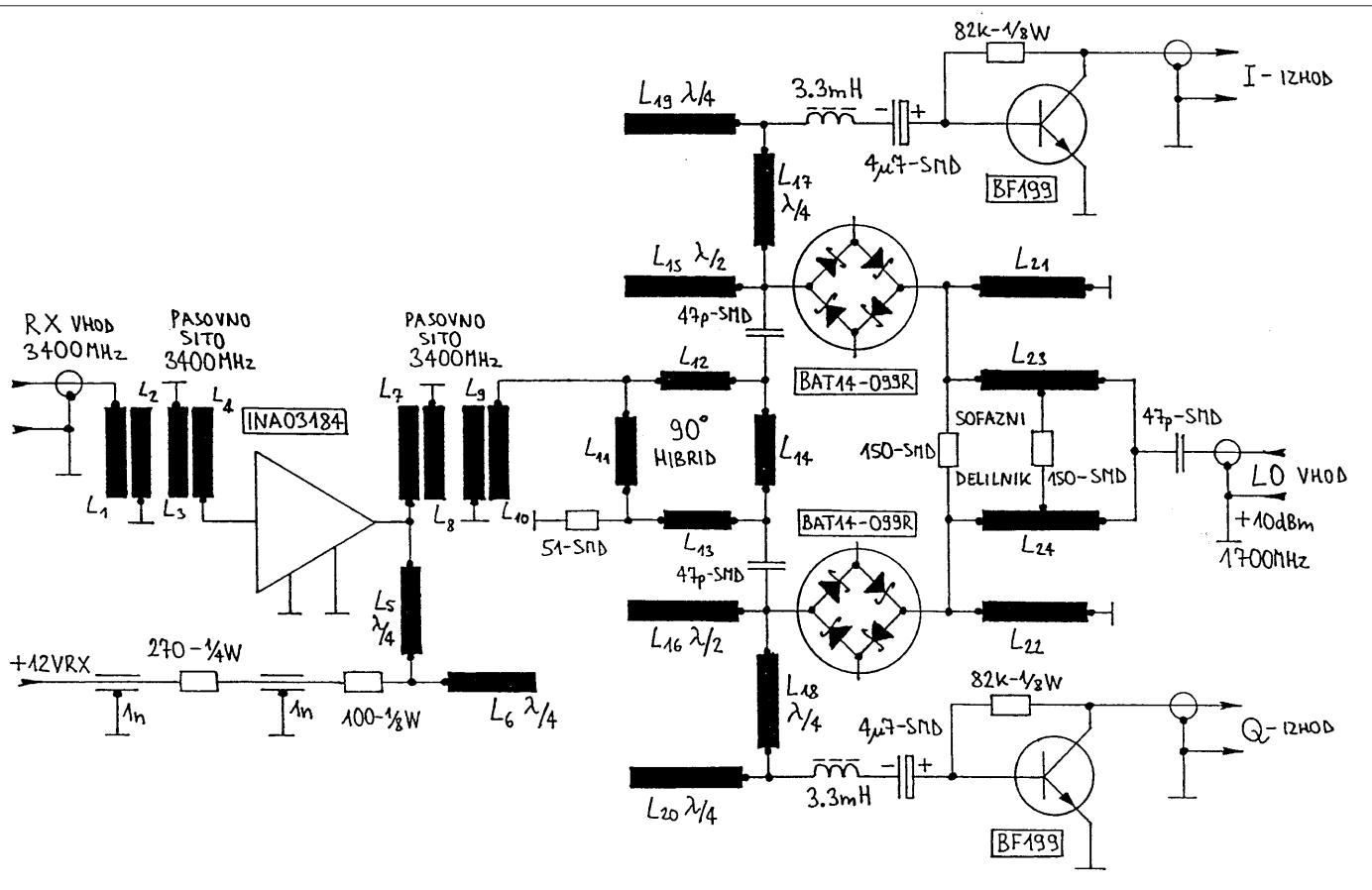
Opisani kvadraturni sprejemni mešalnik za 3400MHz naj ne bi poteboval nobenega uglaševanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polprevodniki pravilno ozemljeni. V medfrekvenčna ojačevalnika moramo seveda vgraditi dobre BF199, ki čimmanj šumijo. Vzrok prevelikega šuma sprejemnega mešalnika je lahko tudi premočen signal lokalnega oscilatorja na 1700MHz (isto velja tudi za ostale postaje z ničelno medfrekvenco za druga frekvenčna področja), kar enostavno popravimo s povečanjem upora v napajanju zadnje stopnje lokalnega oscilatorja.

6. Predelave in prireditve ostalih stopenj

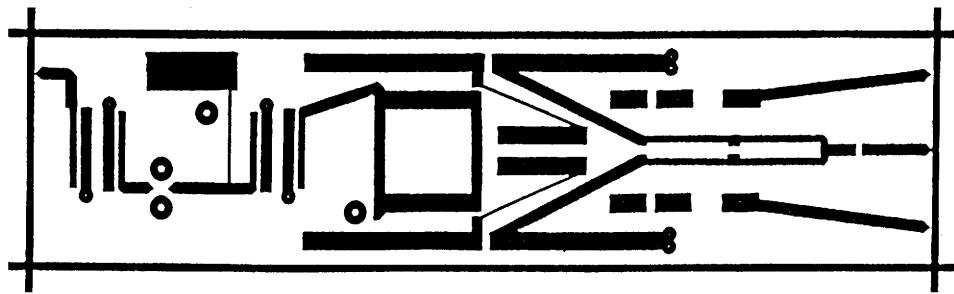
SSB/CW radijska postaja za 3400 MHz uporablja enak kvadraturni modulator, medfrekvenco in demodulator kot postaje za 1296, 2304, 5760 ali 10368MHz. Ustrezni načrti so bili objavljeni v CQ ZRS 2/97, popravki in izboljšave pa v CQ ZRS 3/97. Vse predelave opisanih stopenj seveda veljajo za vseh pet izvedb radijske postaje: 23cm, 13cm, 9cm, 5cm ali 3cm.

Enota SSB/CW preklopov RX/TX moramo prirediti za delovanje v postaji za 3400MHz. V tej enoti je nameščen zaščitni upor za izhodna tranzistorja oddajnika. Ker uporablja postajo za 3400MHz močnostni GaAsFET CLY2 pri nekoliko večjih tokovih od postaje za 2304MHz, moramo nastaviti celotno vrednost zaščitnega upora na okoli 25-27ohm. Pri preizkušu postaje enostavno izberemo najvišjo vrednost zaščitnega upora, ki še dopušča, da napetost ponora CLY2 doseže polno vrednost 5.6V, ki jo potem omejuje zener dioda.

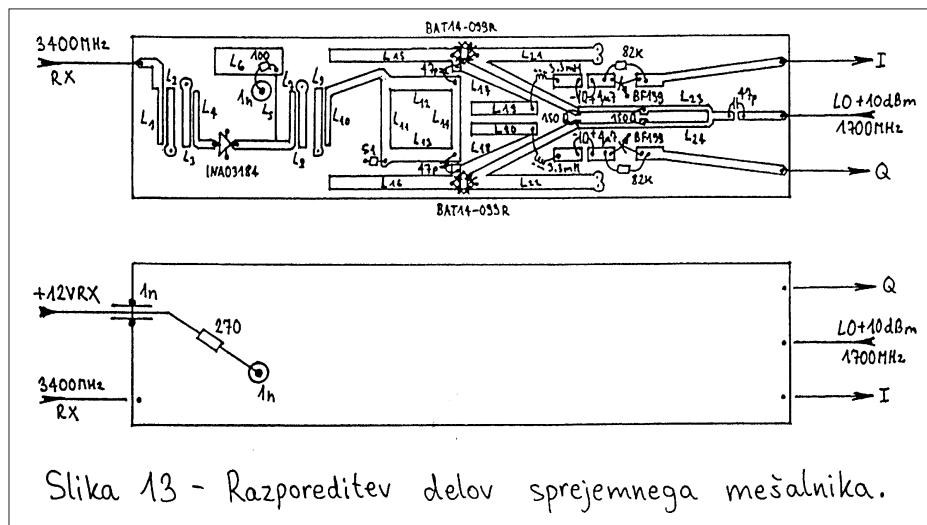
Postaja za 3400MHz ne potrebuje krmilnika za PIN diodo, ki je bil opisan pri postaji za 5760MHz v CQ



Slika 11 – Kvadraturni sprejemni mešalnik za 3400MHz.



Slika 12 – Tiskanina sprejemnega mešalnika.

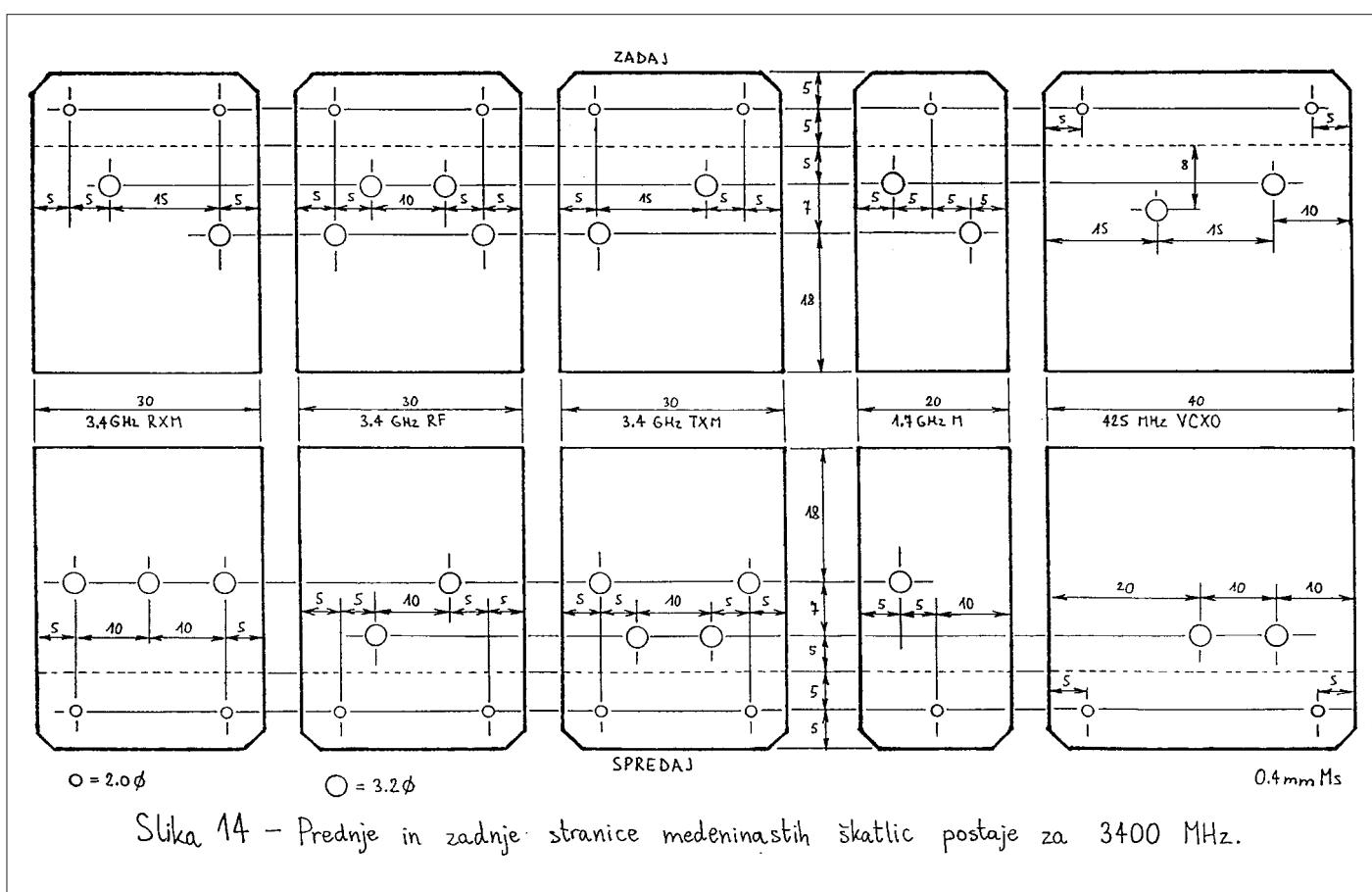


Slika 13 – Razporeditev delov sprejemnega mešalnika.

ZRS 5/97, saj nova PIN dioda BAR81 na frekvenci komaj 3400MHz ne potrebuje negativne prednapetosti. Krmilnik z negativno prednapetostjo na sprejemu zmanjšuje vstavitevno slabljenje le pri diodah z višjo kapacitivnostjo, naprimer BAR80.

7. Sestavljanje in preizkus SSB postaje za 3400MHz

Čeprav SSB/CW radijska postaja za 3400MHz še zdaleč ni tako zahtevna kot naprimer podobna SSB/CW postaja za 10GHz, priporočam vgradnjo kvalitetnih sestavnih delih. Pri SMD uporih in kondenzatorjih to pomeni



Slika 14 – Prednje in zadnje stranice medeninastih škatlic postaje za 3400 MHz.

uporabo delov velikosti 0805 ali manjših, saj so bili stari SMDji velikosti 1206 pogosto izdelani iz nekvalitetnih surovin. Pri SMD kondenzatorjih se izogibamo kondenzatorjem iz rjave keramike, ki ima visok temperaturni koeficient in večne izgube za visoke frekvence.

O izbiri in vgradnji polprevodnikov sem se na veliko razpisal že v prejšnjih člankih o postajah za 1296, 2304, 5760 in 10368MHz. Novost predstavljajo le silicijevi tranzistorji BFP420 (SMD oznaka "AMs"), ki so vgrajeni v majceno ohišje SOT-343. Pri tem ohišju je široka nožica eden od emitorjev (drugi je diagonalno nasproti), baza je poleg široke nožice, kolektor pa na drugi strani. Tranzistorji BFP420 delujejo pri nizkih napetostih 2-3V podobno kot HEMTi, le da manj radi samooscilirajo na mikrovalovnih frekvencah.

Visokofrekvenčne enote SSB postaje za 3400MHz imajo povsem enake izmere kot enote postaj za 5760 ali 10368MHz, le razporeditev priključkov je nekoliko drugačna. Prednje in zadnje stranice medeninastih škatlic postaje za 3400MHz so prikazane na sliki 14, vsi ostali deli pa so povsem enaki tistim v postajah za 5760 ali 10368MHz (glej CQ ZRS 2/98). Vezja in tiskanine postaje za 3400MHz so sicer načrtovani tako, da okopljena ohišja iz medeninaste pločevine ne potrebujejo mikrovalovnega absorberja v notranjosti. Tudi enota VCXOja ne potrebuje spodnjega pokrova.

Izdelane enote SSB radijske postaje za 3400MHz lahko vgradimo v povsem enako aluminijasto ohišje z notranjimi izmerami 60mm (višina) X 180mm (širina) X 180mm (globina) (glej natančen opis v CQ ZRS 2/98). Razporeditev enot SSB postaje za 3400MHz in vrtalni načrt ogrodja sta enaka kot v postajah za 5760 ali 10368MHz. Tudi pri postaji za 3400MHz ni smiselna vgradnja zvoč-

nika v ohišje zaradi mikrofonije.

Preizkus postaje začnemo z uglasovanjem enote VCXOja in množilnih stopenj. VCXO nastavimo tako, da pokrijemo željeno področje. Množilne stopnje nastavimo za največji signal tako, da merimo napetosti na bazah množilnih tranzistorjev preko primerne VF dušilke. Maksimum na končni frekvenci 425MHz poiščemo tako, da merimo tok (napetost) ponora ATF35376 v množilniku za 1700MHz. Enota dodatnega množilnika sicer ne potrebuje uglasovanja, kvečjemu nastavitev izhodne moči (okoli +10dBm na 1700MHz) z uporom v napajanju BFP420.

Ker ostale stopnje sprejemnika ne potrebujejo uglasovanja, bi moral sprejemnik za silo delati. Pri sprejemniku preverimo najprej ojačenje: izhodni šum mora jasno upasti, ko odklopimo napajanje obema VF ojačevalnima stopnjama v visokofrekvenčni glavi. Če šum še dosti bolj upade pri nižjih napajalnih napetostih (10V in manj), je verjetno signal lokalnega oscilatorja premočen.

Nato postajo uglasimo na prizerno šibek nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ali še en enak VCXO z množilci v sosednji sobi) in natančno poslušamo demodulirani zvok. Razen običajnega piska bo dober operator slišal v ozadju še zrcalni pisk, ki se mu z uglasovanjem spreminja frekvence v obratni smeri. Ta pisk v ozadju poskusimo čim bolj zadušiti s trimerjem v medfrekfrenčnem ojačevalniku. Nestabilen pisk (žvrgolenje) pomeni težave z VCXOjem, kjer je frekvanca kristala verjetno preveč "povlečena" in oscilator ne niha več stabilno.

Pri oddajniku opazujemo potek izhodne moči pri vrtenju trimerja v modulatorju. Pri pritisnjeni CW tipki bi morali doseči polno izhodno moč z drsnikom na približno 1/3 upornosti. Delovna napetost izhodne stopnje oddajnika mora tedaj narasti na

polno vrednost, ki jo dovoljuje zener dioda 5V6. V SSB načinu morata brez modulacije izhodna moč in napetost na CLY2 upasti skoraj na nič. Slabljenje preostalega nosilca mora biti vsaj 25dB. Tudi nezadostno slabljenje preostalega nosilca najpogosteje pomeni premočen signal lokalnega oscilatorja na 1700MHz.

SSB modulacijo oddajnika preverimo v radijski zvezi z neko drugo postajo na 3400MHz. Na ta način ugotovimo, ali smo zadeli pravi bočni pas (USB ali LSB), saj je I in Q signale kaj lahko zamešati med sabo v ozičenju postaje. Bočni pas sprejemnika lahko preverimo sami, ko sprejemnik uglasujemo na nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ipd). Pri preverjanju modulacije ne pozabimo na dušenje neželenega nosilca, ki ga bo sogovornik slišal kot 1.4kHz pisk v svoji radijski postaji.

Končno preverimo še učinkovitost oklapljanja postaje. Radijsko postajo priključimo na anteno. Ko pomahamo z roko, v zvočniku postaje slišimo bolj ali manj glasen pisk 1.4kHz. Vzrok piska je slabo oklapljen lokalni oscilator in Doppler-jev pojav, ki je na visokih frekvencah še bolj izrazit. Neželeno sevanje lokalnega oscilatorja se odbija od roke in zaradi razlike v hitrosti nekoliko spremeni frekvenco ter zaide v anteno sprejemnika.

Poraba opisane SSB/CW radijske postaje za 3400MHz znaša pri nazivni napajalni napetosti 12.6V okoli 240mA pri razmeroma tihem sprejemu. Pri CW oddaji naraste poraba na 590mA pri izhodni moči 500mW. Pri SSB oddaji je poraba še večja in doseže maksimum 750mA v pavzah modulacije, v viških pa je enaka CW porabi 590mA. Poraba opisanega oddajnika je torej obratno sorazmerna izhodni moči zaradi načina napajanja izhodnega tranzistorja preko zaščitnega upora.

SSB/CW RTX za 5760 MHz z ničelno medfrekvenco

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Tehnika za frekvenčno področje 5760MHz

Radioamaterska dejavnost na mikrovalovnih frekvencah je v veliki meri odvisna od sestavnih delov in druge tehnike, ki nam je na razpolago. Razvoj je običajno šel v smeri iz nižjih frekvenc na višje z eno samo izjemo, frekvenčnim pasom 10GHz (3cm). Radioamaterska dejavnost na 10GHz je najprej zaživila s pojavom cenenih modulov z gunn diodami, ki so bili namenjeni enostavnim Doppler-jevim radarjem za merjenje hitrosti vozil oziroma za detekcijo premikanja (samodejno odpiranje vrat, alarmne naprave) v frekvenčnem pasu 9-10GHz. Pojav cenenih sprejemnih konverterjev za satelitsko TV v pasu 11-12GHz je dodatno pospešil razvoj amaterskega 10GHz področja.

Žal smo radioamaterji povsem zanemarili ostala mikrovalovna področja, kjer smo zato samo sekundarni uporabniki oziroma razpolagamo s pasovi, ki so namenjeni ISM uporabi. Izgovor o pomanjkanju ustreznih sestavnih delov in zahtevni gradnji naprav danes mogoče še velja za 24GHz in višje frekvence, za ne-dejavnost v pasovih med 1GHz in 10GHz pa smo si krivi sami.

V frekvenčnih pasovih 1.3GHz (23cm) in 2.3GHz (13cm) lahko gradimo naprave s cenenimi silicijevimi tranzistorji družine BFR..., ki so prišli na tržišče že pred več kot dvemi desetletji. Zato za omenjeni področji dobimo različne konstrukcije transverterjev, SSB radijskih postaj ter oddajnikov in sprejemnikov za ATV in packet-radio.

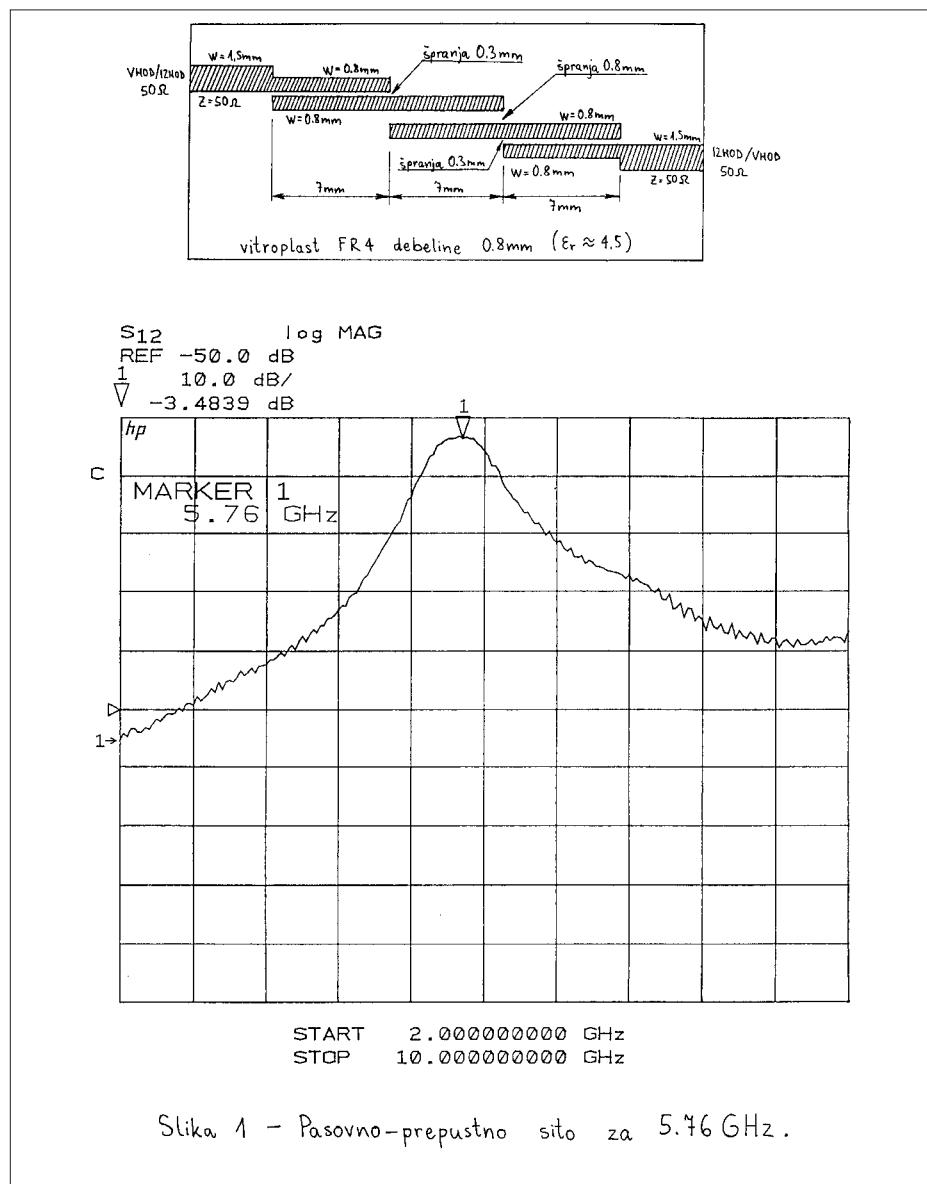
Od vseh razpoložljivih mikrovalovnih radioamaterskih frekvenčnih področij je verjetno najbolj zaposavljen prav pas 5.7GHz (5cm). Pas 5.7GHz je sicer namenjen tudi ISM uporabi (avtomatsko pobiranje cestnine). Nekaj trditev o pasu 5.7GHz je sicer upravičenih: (1) stari silicijevi tranzistorji tu več ne delajo, uporabljati moramo GaAsFETe, (2) elektronke s krmilnimi mrežicami so neuporabne, primerni so le še klisitroni in TWTji, (3) običajni FR4 vitroplast ima visoke izgube, teflonski laminat je drag, (4) tanki koaksialni kabli (RG...) imajo visoke izgube,

debeli koaksialni kabli (heliax, celflex) so neuporabni zaradi pojava višjih valovodnih rodov, pravi valovodi so nerodno veliki...

Pojav cenenih mikrovalovnih polprevodnikov je bistveno spremenil načrtovanje radijskih naprav za pas 5.7GHz. Sodobni mikrovalovni bipolarni tranzistorji, GaAsFETi, HEMTi in integrirana vezja so ceni in hkrati omogočajo visoko ojačenje signalov tudi na 5.7GHz. Visoko in poceni ojačenje dopušča večje izgube drugje v vezju: v sitih, v mešalnikih in v samem tiskanem vezju. V izhodni stopnji oddajnika lahko uporabimo močnostne tranzistorje ali TWT elektronke, ki so bili načrtovani za profesionalne usmerjene zveze v pasu 5.9-6.4GHz.

V tem članku bom zato opisal izvedbo SSB radijske postaje z ničelno medfrekvenco za 5760MHz, ki je po svoji zasnovi podobna postajama za 1296MHz in 2304MHz. Medfrekvenčni in nizkofrekvenčni del je seveda enak v vseh treh postajah. SSB radijska postaja za 5760MHz seveda zahteva precej drugačen visokofrekvenčni del.

Kot osnovni gradnik postaje za 5760MHz sem izbral HEMTe (High Electron Mobility Transistor), to je izboljšana izvedba GaAsFETA, ki dosega višje frekvence in večja ojačanja s pomočjo polprevodnika iz več različnih plasti. HEMTi se danes proizvajajo v milionskih količinah, saj se uporablja v vseh konverterjih za satelitsko TV. Cena večine



Slika 1 - Pasovno-prepustno sito za 5.76 GHz.

HEMTov je zato nizka in še vedno upada, radioamaterji pa jih lahko naberemo tudi iz starih, odsluženih konverterjev za satelitsko TV.

Nizkošumni HEMTi delajo pri nizkih napetostih komaj 1.5-2V in tokovi 10-40mA. Izhodna impedanca takšnih HEMTov je zelo blizu 50ohmov v frekvenčnem pasu od 0 do 15GHz, vhodna impedanca pa začne naraščati na frekvencah pod 5GHz. V frekvenčnem pasu 5.76GHz nam daje takšen HEMT okoli 12-13dB vstavitevnega ojačenja v 50-ohmskem okolju, par dodatnih dB pa pridobimo s prilagoditvijo vhodne impedance.

Skoraj vse profesionalne in amaterske naprave za pas 5.7GHz so izdelane bodisi v valovodni tehniki ali pa kot mikrotrakasto vezje na teflonskem laminatu. FR4 vitroplast se običajno ne uporablja zaradi večjih izgub. Sodobni sestavni deli: HEMTi, diode, kondenzatorji in upori, so vsi vgrajeni v SMD ohišja za vgradnjo na mikrotrakasta tiskana vezja, zato valovodna tehnika ne pride več v poštev v amaterski radijski postaji.

Teflonski laminat ni samo drag, pač pa je tudi zelo mehek material, ki ga je težko vrtati (se rad razcefra), vgrajeni SMD deli pa pri zvijanju hitro počijo. Po drugi strani so meritve pokazale, da so izgube v navadnem FR4 vitroplastu sicer večje, vendar ne tako velike, da bi onemogočale delovanje mikrotrakastih vezij. Meritve so pokazale, da

znašajo izgube v 50-ohmskem mikrotrakastem vodu (širine 1.5mm na tiskanini debeline 0.8mm) na frekvenči 5.76GHz približno 0.2dB/cm, kar je približno trikrat več kot na teflonskem laminatu oziroma desetkrat več kot v poltrdem teflonskem koaksialnem kabelčku.

Na navadnem vitroplastu FR4 se dajo celo izdelati uporabna psovno-prepustna sita, kot je to prikazano na sliki 1. Vstavitevno slabljenje sita sicer znaša skoraj 3.5dB sredi prepustnega pasu, vendar lahko to izgubo hitro nadomestimo z visokim ojačenjem sodobnih polprevodnikov. Pri oceni vstavitevnega slabljenja ne smemo pozabiti, da vnaša enako dolg kos 50-ohmskega voda slabljenje več kot 0.5dB. V istem velikostnem razredu (0.5dB) je tudi slabljenje keramičnega SMD sklopnega kondenzatorja.

Sodobni polprevodniki, predvsem HEMTi, omogočajo visoko ojačenje na zelo visokih frekvencah in lahko samooscilirajo na frekvencah nad 50GHz. V tem slučaju so povečane izgube v podlagi (tiskanem vezju) koristne, saj dušijo neželjene samo-oscilacije na zelo visokih frekvencah. S stališča načrtovanja celotne naprave je torej ugodnejše imeti možnost upravljanja z izgubami kot pa imeti najmanjše možne izgube.

Visokofrekvenčni del SSB radijske postaje za 5760MHz sem zato izdelal v obliki mikrotrakastih vezij na navadnem FR4 vitroplastu debeline 0.8mm, se pravi v enaki tehniki, kot

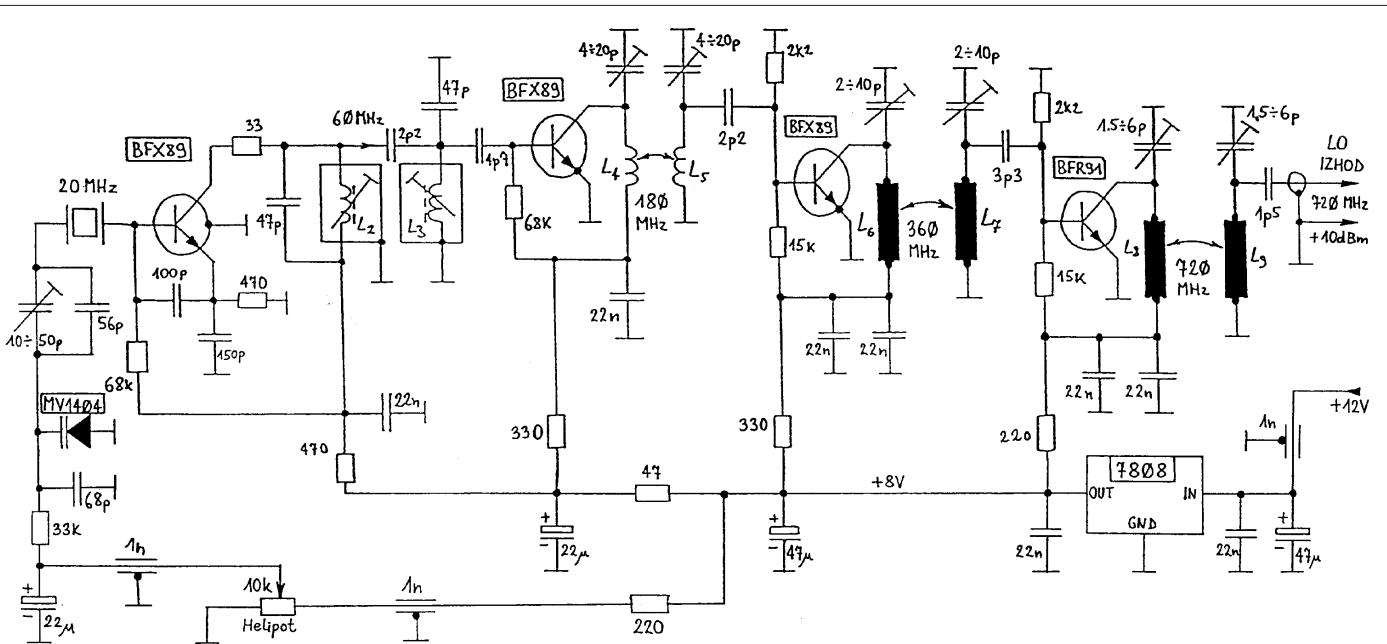
sta izdelani podobni radijski postaji za 1296MHz in 2304MHz. Razen novih visokofrekvenčnih enot za 5.7GHz bom v tem članku opisal tudi vse potrebne predelave ostalih sestavnih enot za delovanje postaje v pasu 5.7GHz.

2. Predelani VCXO in množilne stopnje

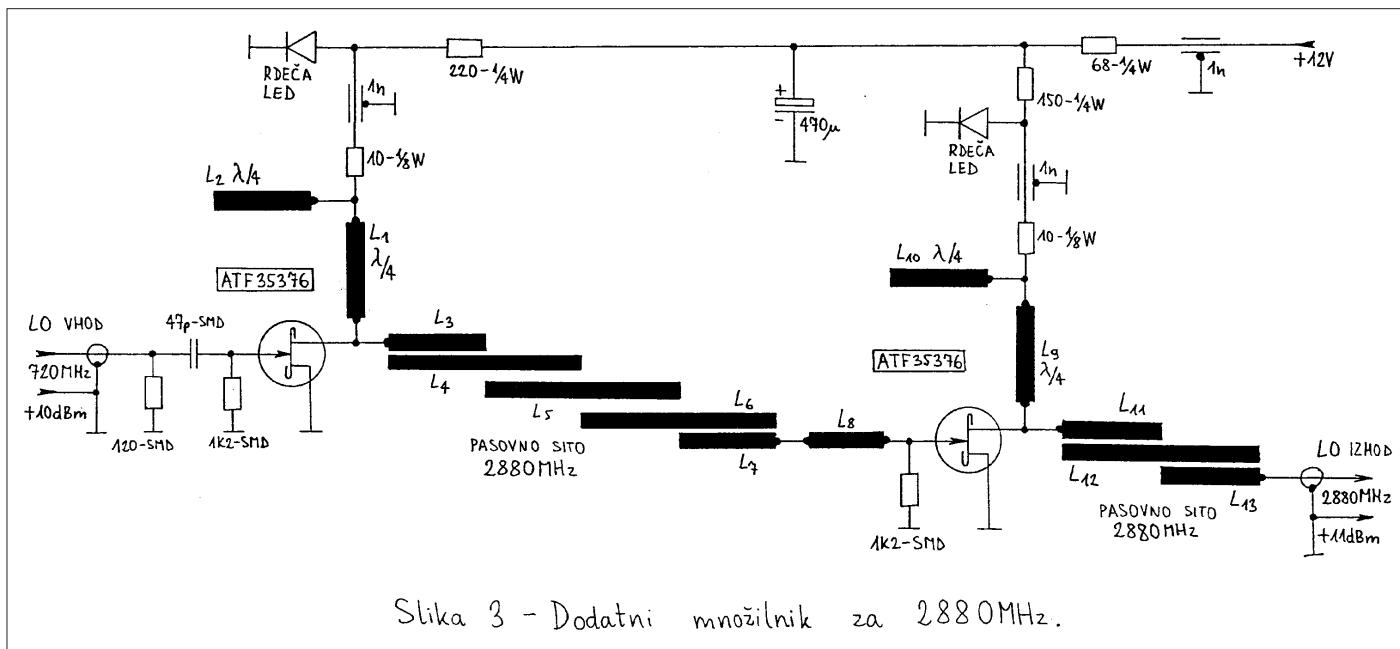
Zasnova SSB/CW radijske postaje za 5760MHz je skoraj povsem enaka postajama za 1296MHz in za 2304 MHz. Različna frekvenca delovanja seveda zahteva drugačen lokalni oscilator. Tudi postaja za 5760MHz uporablja VCXO kot izvor signala, ki krmili verigo množilnih stopenj do končne frekvence 2880MHz, kar zahtevajo harmonski mešalniki v sprejemniku in oddajniku.

Frekenco 2880MHz dobimo v dveh korakih. V postaji za 5760MHz je uporabljen povsem enako vezje VCXOja in množilnih stopenj, ki pa je uglaseno nekoliko višje na 720 MHz (namesto 648MHz ali 576MHz). Zadnji množilnik 720MHz>2880MHz je izdelan kot posebna enota, zaradi drugačne tehnike gradnje (mikrotrakasto vezje).

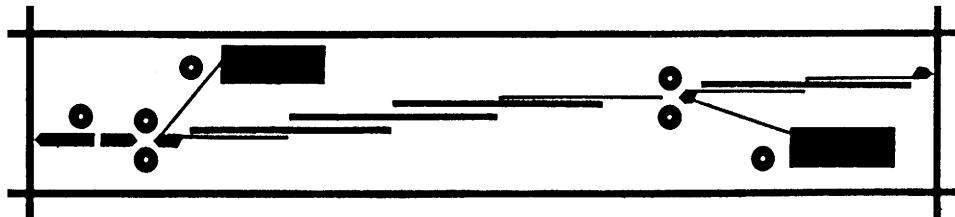
Predelani VCXO in množilne stopnje za 5cm SSB/CW postajo so prikazani na sliki 2. Postaja za 5760MHz uporablja VCXO s kristalom za 20.000MHz, ki mu s pomočjo varikap diode MV1404 malenkostno premikamo frekvenco. Ker



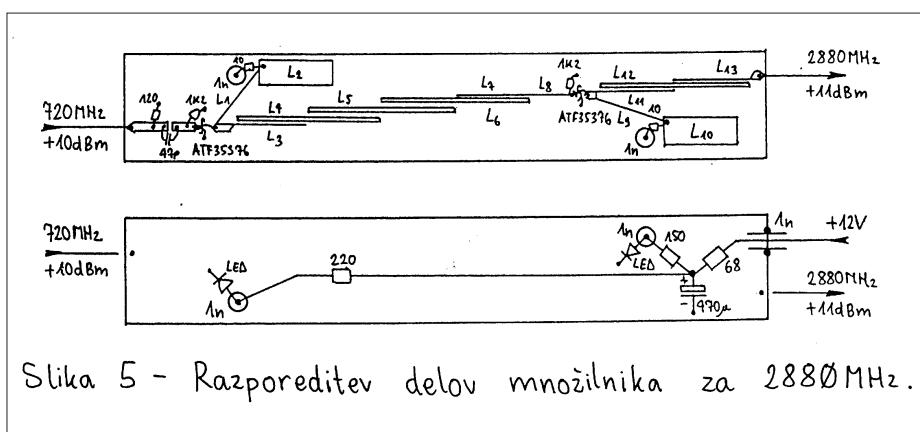
Slika 2 - Predelani VCXO in množilne stopnje za 5cm SSB/CW postajo.



Slika 3 - Dodatni množilnik za 2880 MHz.



Slika 4 - Tiskanina množilnika za 2880 MHz.



Slika 5 - Razporeditev delov množilnika za 2880 MHz.

so kristali za 20.000MHz običajno izdelani za vzporedno rezonanco, tuljavo L1 nadomešča trimer kondenzator. Področje pokrivanja naj bo vsaj 400kHz na končni frekvenci 5760MHz, da lahko popravimo odstopanje lastne frekvence oziroma frekvence sogovornikov.

Nihajna kroga za VCXOjem s tuljavama L2 in L3 sta uglasene na tretji harmonik kristala 60MHz. Pri nespremenjenih vrednostih tuljav L2 in L3 je treba zato zmanjšati vzporedna kondenzatorja na 47pF. Preostale tri množilne stopnje so

uglašene na 180MHz (X3), 360MHz (X2) in 720MHz (X2). Zaradi višje frekvence so zmanjšane vrednosti trimarjev in sklopnih kondenzatorjev.

V radijski postaji za 5760MHz sledi še množilnik za 2880MHz, zato na 720MHz zadošča +10dBm (10mW).

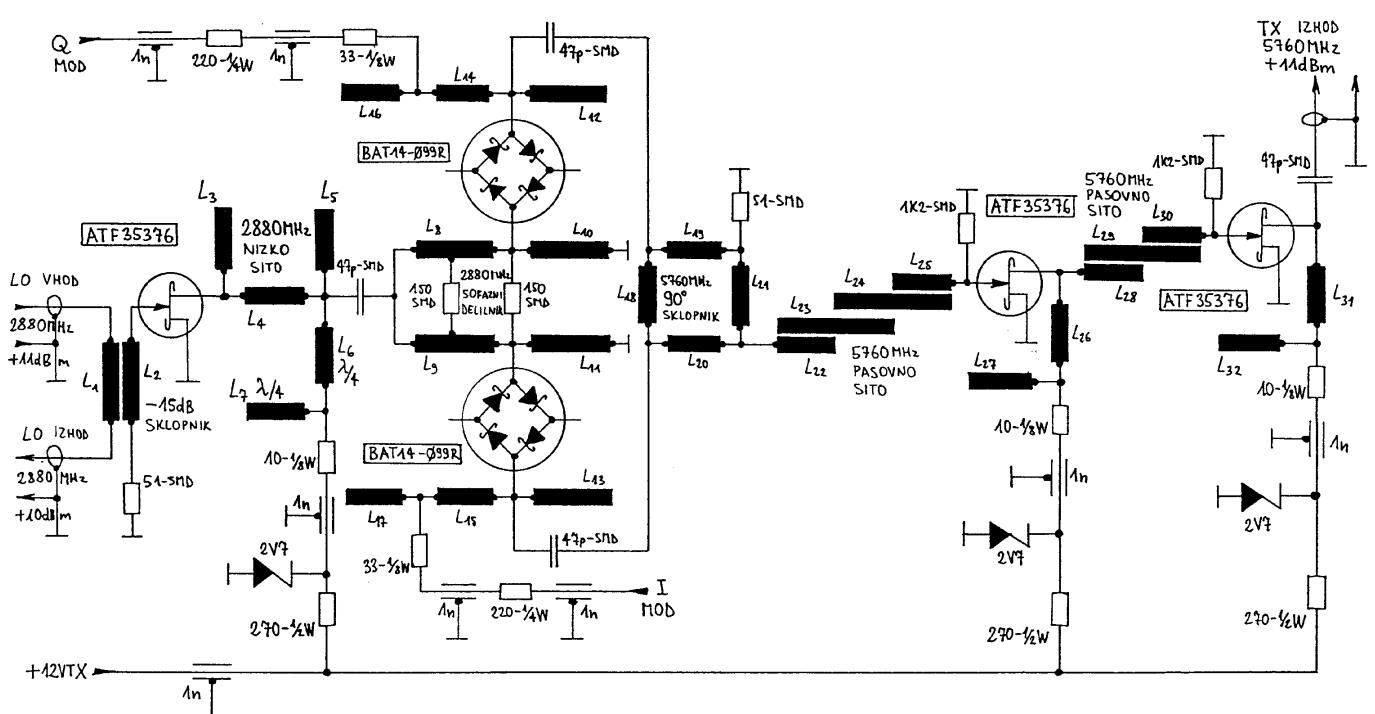
Vrednosti uporov v napajanju množilnih stopenj so zato povečane na 330ohm, še enkrat 330ohm in 220ohm. Predelani VCXO in množilne stopnje so sicer izdelani na povsem enakem tiskanem vezju kot v postaji za 1296MHz, zato tu ne bom še enkrat objavljal tiskanine in

razporeditve sestavnih delov.

Načrt množilnika za 2880MHz je prikazan na sliki 3. Množilnik uporablja dva HEMTa ATF35376. Kljub dušilnim uporom je prvi HEMT močno prekrmiljen s +10dBm signala na 720MHz, da proizvaja kopico harmonikov. Sledi pasovno sito, ki izseje željeni četrti harmonik okoli 2880MHz, potem ojačevalna stopnja s še enim HEMTom in končno še eno pasovno sito za 2880MHz.

Množilnik za 2880MHz je izdelan na dvostranski tiskanini z izmerami 20mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 4, spodnja stran tiskanine pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrake vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 5.

Množilnik za 2880MHz naj ne bi potreboval nobenega uglasovanja, če so le vsi sestavnici deli pravilno ozemljeni skozi izvrtilne premere 3.2mm. Pri vgrajenih HEMTih velja preveriti Idss. Tranzistorje z večjim Idss zamenjamo in uporabimo v izhodni stopnji oddajnika.



Slika 6 - Kvadraturni oddajni mešalnik za 5760 MHz.

3. Kvadraturni oddajni mešalnik za 5760MHz

Načrt kvadraturnega oddajnega mešalnika za 5760MHz je prikazan na sliki 6. Razen dveh mešalnikov, sofaznega delilnika in kvadraturnega sklopnika vsebuje enota še sklopnik in ojačevalnik za signal oscilatorja na 2880MHz ter ojačevalno stopnjo, ki dvigne moč izhodnega SSB/CW signala na približno 12mW (+11dBm). Vsa sita in ostali frekvenčno selektivni sestavni deli so izvedeni kot mikrotrakasti rezonatorji na dvostranskem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4.

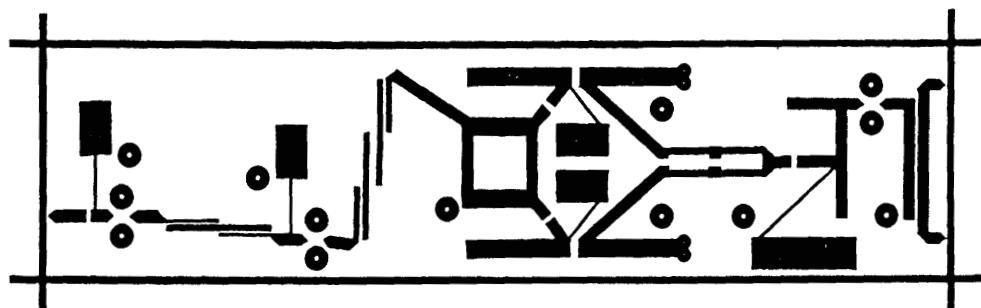
Sprejemnik in oddajnik SSB postaje za 5760MHz potrebujeta isti signal lokalnega oscilatorja na 2880 MHz. Preklop signala lokalnega os-

cilatorja je izведен na 2880MHz s smernim sklopnikom podobno kot v SSB postaji za 1296MHz. Enota oddajnega mešalnika zato vsebuje -15dB sklopnik za 2880MHz in ojačevalnik za 2880MHz s HEMTOM ATF35376. Signal na 2880MHz očisti nizkoprepustno sito (L3, L4 in L5) za napajanje obeh mešalnikov preko so-faznega delilnika L8/L9.

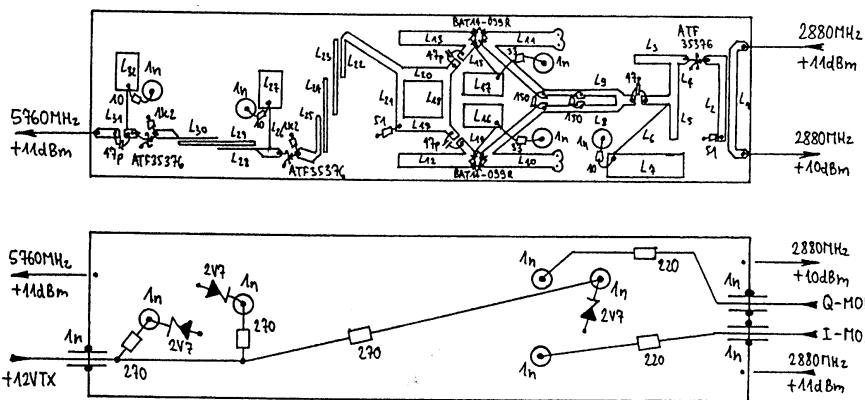
V kvadraturnem mešalniku sem uporabil harmonska mešalnika ravno zato, ker je v tem vezju zelo enostavno dosegči dobro simetrijo oziroma dobro dušenje preostalega nosilca na 5760MHz (20-25dB) brez vsakršnega uglaševanja in brez merilnih instrumentov. Harmonika mešalnika uporabljata dva četverčka schottky diod BAT14-099R, ki so že v notranjosti SMD ohišja vezane v venec.

Iz izhodnih signalov mešalnikov končno sestavimo željeni SSB signal z 90-stopinjskim sklopnikom. Sklopniku sledi pasovno sito za 5760MHz (L22, L23, L24 in L25), ki odstranjuje ostanek signala na 2880MHz in druge neželjene proizvode mešanja daleč proč od željene frekvence. Ker je izhodna moč mešalnika zelo nizka, okoli 40uW (-14dBm) ob upoštevanju izgub v sklopniku in pasovnem situ za 5760MHz, sledita dve ojačevalni stopnji s HEMToma ATF35376, ki ojačata izhodni signal na približno 12mW (+11dBm).

Enota oddajnega mešalnika je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 7, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mik-



Slika 7 - Tiskanina oddajnega mešalnika.



Slika 8 – Razporeditev delov oddajnega mešalnika.

rotakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 8.

Opisani oddajni mešalnik naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi sestavni deli pravilno vgrajeni in ozemljeni skozi izvrtine premera 3.2mm. Predpisano izhodno moč moramo dobiti že s povprečnimi HEMTi (Idss okoli 30mA), HEMTe z višjim Idss zato prihranimo za izhodno stopnjo oddajnika.

4. Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 5760MHz

Načrt visokofrekvenčne glave SSB/CW postaje za 5760MHz je

prikazan na sliki 9. Visokofrekvenčna glava vsebuje izhodni, močnostni ojačevalnik, predojačevalnik in visokofrekvenčno sito sprejemnika ter antenski preklopnik s PIN diodo. Tudi visokofrekvenčna glava je izdelana kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm in bi bila uporabna tudi v PSK radijski postaji.

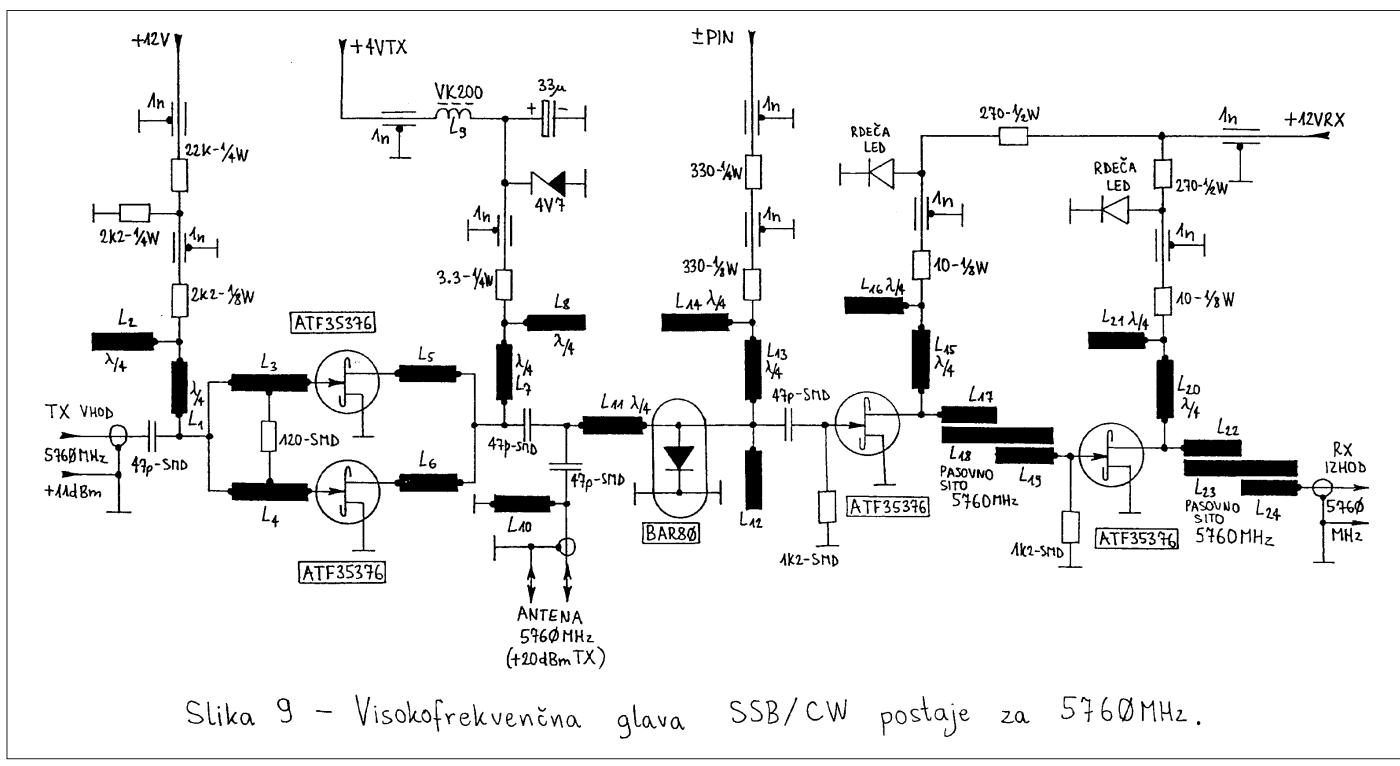
Izhodna stopnja oddajnika za 5760MHz je načrtovana s cenenimi sestavnimi deli, zato je izhodna moč omejena na komaj 100mW (+20dBm) na antenskem priključku. V izhodni stopnji oddajnika sta uporabljeni dva HEMTa ATF35376, vezana vzporedno in izbrana za čim višji Idss (kar pomeni večjo izhodno moč). Izhodna tranzistorja si tudi sama ustvarita primerno prednapetost na

vratih z usmerjanjem vhodnega signala, izvor +4VTX je zato tokovno omejen. Upor 120ohm med L3 in L4 poskrbi za enakomerno obremenitev obeh tranzistorjev in preprečuje protifazne samooskulacije izhodne stopnje.

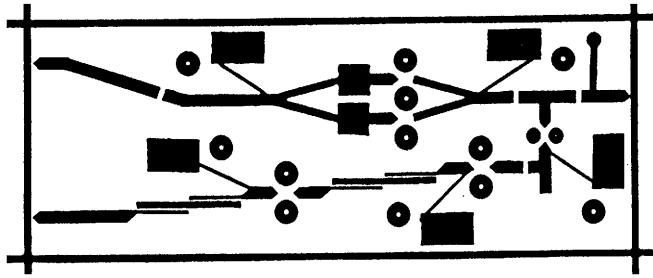
Vse razpoložljive (cenene) PIN diode so se izkazale neuporabne kot zaporedna stikala na 5.76GHz. Antenski preklopnik je izdelan z eno samo PIN diodo BAR80, ki se uporablja kot vzporedno stikalo. Ker tudi dioda BAR80 ni bila načrtovana za delovanje na frekvencah nad 3GHz, njena razmeroma visoko kapacitivnost vnaša dodatno vstavitveno slabljenje na sprejemu. Vstavitveno slabljenje na sprejemu zmanjša negativna prednapetost (vod +PIN), ki zmanjšuje kapacitivnost diode.

Na oddaji se kratek stik iz BAR80 preslikata preko L11 v odprte sponke, dušenje BAR80 pa tedaj znaša 15-20dB, kar zadošča za zaščito sprejemnika. Obratno ostane izhodna stopnja oddajnika sicer vedno priključena na anteno, vendar dobita oba oddajna tranzistorja pozitivno prednapetost na vrata, napetost na ponoru pa se izključi. Na ta način se oddajna tranzistorja obnašata na sprejemu kot kratek stik, ki ga voda L5 in L6 (skupna električna dolžina 3/4 lambda) preslikata v odprte sponke za sprejemnik.

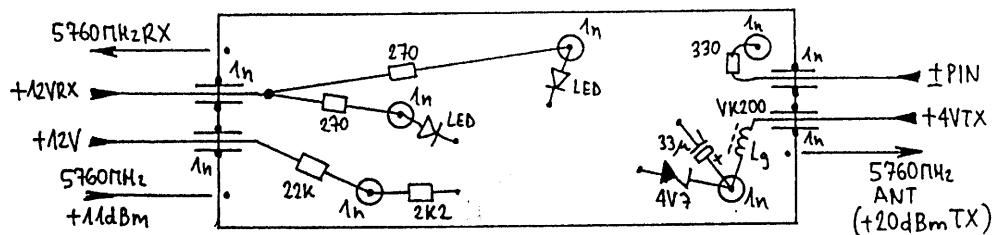
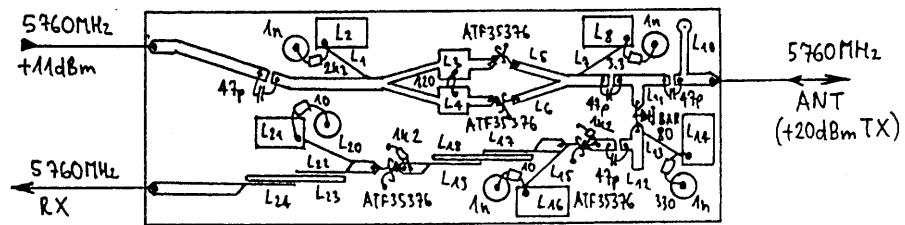
Visokofrekvenčna glava vsebuje tudi dvostopenjski predojačevalnik in pasovno sito za sprejemnik. Predojačevalnik vsebuje dva HEMTa



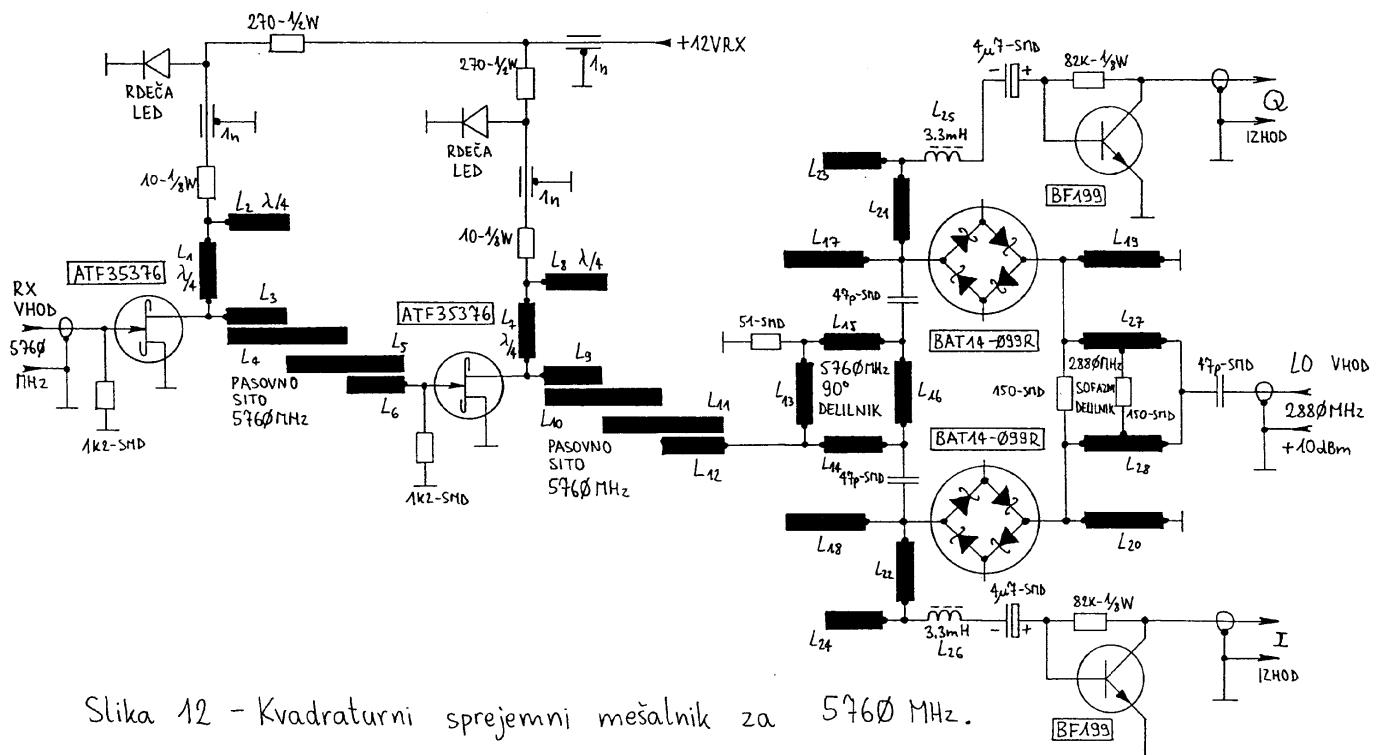
Slika 9 – Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 5760MHz.



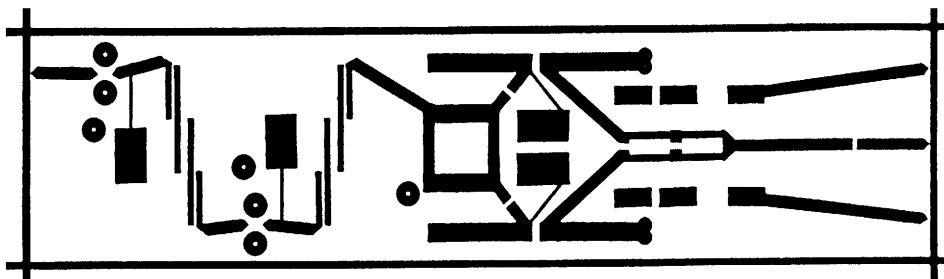
Slika 10 - Tiskanina visokofrekvenčne glave.



Slika 11 - Razporeditev delov visokofrekvenčne glave.



Slika 12 - Kvadraturni sprejemni mešalnik za 5760 MHz.



Slika 13 – Tiskanina sprejemnega mešalnika.

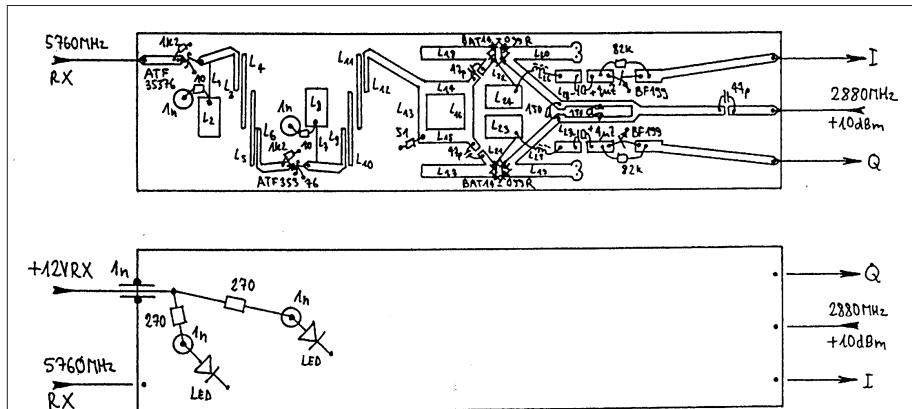
ATF-35376, kar daje skupaj z izgubami v antenskem preklopniku in pasovnih sitih ojačenje okoli 23dB. V področju 5760MHz so zahteve za dinamiko sprejemnika manj ostre kot na 1296MHz: motnje radarjev so razmeroma redke in tudi moči radioamaterskih oddajnikov so nižje kot na 1296MHz. Ojačenje predočevalnika je zato lahko ustreznovše, da celoten sprejemnik doseže ugodno šumno število.

Visokofrekvenčna glava SSB postaja za 5760MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX80mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 10, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debela vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 11.

Pravilno sestavljeni visokofrekvenčni glava SSB postaja za 5760 MHz naj ne bi potrebovala nobenega uglaševanja. Opisana postaja je seveda še bolj občutljiva na pravilno povezavo kabla in vgradnjo primerne antenske vtičnice. Kot antensko vtičnico zato skoraj obvezno vgradimo SMA vtičnico za poltrdi teflonski kabel. Ostale povezave lahko izvedemo tudi z mehkim teflonskim kablom, ki pa mora imeti gosto pleten oklop.

5. Kvadraturni sprejemni mešalnik za 5760MHz

Načrt kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 5760MHz je prikazan na sliki 12. Od podobnih mešalnikov za 1296MHz in 2304MHz se razlikuje v izvedbi VF ojačevalnika, saj v pasu 5.7GHz (še) nimamo na razpolago sestavnega dela z visokim ojačenjem, kot je to INA-03184 na frekvencah pod 3GHz. Sprejemni mešalnik za 5760MHz zato vsebuje dve VF ojačevalni stopnji s HEMToma



Slika 14 – Razporeditev delov sprejemnega mešalnika.

ATF35376 in dve pasovni siti za 5760MHz, potem dva enaka harmonska mešalnika, ki delujeta s faznim zamikom 90 stopinj in še dva enaka medfrekvenčna predočevalnika s tranzistorjemem BF199. Tudi sprejemni mešalnik za 5760MHz je izdelan kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debele 0.8mm.

Sprejemna veriga vsebuje skupno štiri ojačevalne stopnje s HEMTi ATF35376, kar v vsakem slučaju zadošča za pokrivanje šuma kvadraturnega mešalnika. Harmonika mešalnika sta enaka kot v oddajniku in vsebuje dva diodna četverčka BAT14-099R. Tudi v sprejemnem kvadraturnem mešalniku se oba mešalnika napajata sofazno (L27 in L28) s signalom lokalnega oscilatorja 2880MHz. Fazni zamik 90 stopinj vnaša delilnik vhodnega visokofrekvenčnega signala (L13, L14, L15 in L16). Oba delilnika sicer vsebujejo več uporov, ki zagotavljajo simetrijo in fazni zamik tudi ob spreminjanju impedanci mešalnih diod.

Mešalnikoma takoj sledita dva enaka medfrekvenčna predočevalnika s tranzistorjemem BF199, ki sta povsem enaka tistim v postajah za 1296MHz ali 2304MHz. Tudi tu imata dušilki

L25 in L26 le 3.3mH, torej desetkrat manj od računske vrednosti 33mH. Tudi v postaji za 5760MHz sta medfrekvenčna predočevalnika nameščena v enoti sprejemnega mešalnika, da se izognemo motnjam in šumom, ter se napajata iz enote medfrekvenčnega ojačevalnika kar preko signalnih vodov.

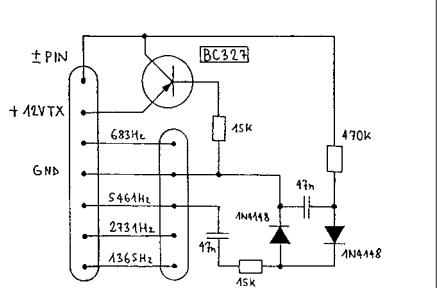
Enota kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 5760MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 13, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debela vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 14.

Opisani kvadraturni sprejemni mešalnik za 5760MHz naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polprevodniki pravilno ozemljeni. Obe dušilki 3.3mH vgradimo vsaj 1mm nad površino tiskanega vezja, saj premoščata "vroče" mikrotrakaste vode s signalom lokalnega oscilatorja. Tudi tu izločimo HEMTe s prevelikim Idss in jih prihranimo za izhod oddajnika.

6. Predelave in prireditve ostalih stopenj

SSB/CW radijska postaja za 5760MHz uporablja enak kvadraturni modulator, medfrekvenco in demodulator kot postaji za 1296MHz in 2304MHz. Ustrezni načrti so bili objavljeni v CQ ZRS 2/97, popravki in izboljšave pa v CQ ZRS 3/97. Vse predelave opisanih stopenj seveda veljajo za vse tri izvedbe radijske postaje: 23cm, 13cm ali 5cm.

Enoto SSB/CW preklopov RX/TX moramo prirediti za delovanje v postaji za 5760MHz. V tej enoti je nameščen zaščitni upor za izhodna tranzistorja oddajnika. Ker uporablja postajo za 5760MHz dva HEMTa ATF35376 v izhodni stopnji oddajnika, je enosmerni tok napajanja precej manjši. Namesto osmih uporov 330ohm-1/2W vgradimo v postajo za 5760MHz en sam upor 82ohm-1W.



Slika 15 - Krmilnik PIN diode.

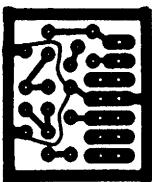
Končno potrebuje postaja za 5760MHz tudi zahtevnejše krmiljenje PIN diode v antenskem preklopniku. PIN dioda BAR80 zahteva na sprejemu negativno prednapetost, da zmanjšamo vstavitveno slabljenje. Na oddaji seveda zahteva PIN dioda tok v prevodni smeri, da kratkosklene in tako zaščiti vhod sprejemnika.

Ustrezno krmilno vezje za PIN diodo je prikazano na sliki 15. Negativno napetost dobimo z usmerjanjem taktne frekvence 5641Hz, ki je že na razpolago v SSB demodulatorju. Poraba PIN diode na sprejemu, se pravi v zaporni smeri, je zanesljivo majhna. Na oddaji se vključi PNP tranzistor BC327 in vsili napetost na izhod +PIN, tok izvora negativne prednapetosti pa tedaj omejuje upor 470kohm.

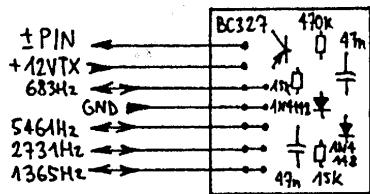
Krmilnik PIN diode je izdelan na majhni, enostranski tiskanini iz 0.8 mm debelega vitroplasta z izmerami 20mmX23mm, ki je prikazana na sliki 16. Ustrezna razporeditev sesavnih delov je prikazana na sliki 17. Razporeditev priključkov je izbrana tako, da tiskanino krmilnika PIN diode enostavno vgradimo na tiskanino demodulatorja, bolj točno na vtičnico s takti za vrtenje stikal 4051.

7. Sestavljanje in preizkus SSB postaje za 5760MHz

O sestavljanju mikrovalovnih SSB



Slika 16 - Tiskanina krmilnika PIN diode.



Slika 17 - Razporeditev delov krmilnika PIN diode.

radijskih postaj je bilo že veliko napisano, zato se bom tu omejil le na posebnosti postaje za 5760MHz. Vsi uporabljeni SMD polprevodniki so bili že opisani v omenjenih člankih, prav tako tudi oklapljanje posameznih enot in vgradnja celotne radijske postaje v primerno ohišje.

Visokofrekvenčni del radijske postaje za 5760MHz je načrtovan s HEMTi ATF35376, ki se uporablja za najrazličnejše naloge: od množilnih stopenj, izhodne stopnje oddajnika in vhodnih stopenj sprejemnika. Namesto ATF35376 (ali boljši ATF35176 ali ATF35076, ki naj bi imela manjši šum) lahko seveda uporabimo HEMTe drugih proizvajalcev (naprimjer Siemens CFY65), ki naj bi imeli podobne lastnosti. Na splošno bi v postaji za 5760MHz morali delati katerikoli tranzistorji iz vhodnega ojačevalnika konverterja za satelitsko TV.

Tudi HEMTi (ali katerikoli FETi) istega proizvajalca z isto oznako se med sabo še najbolj razlikujejo po Idss (tok ponora pri napetosti na vratih Ugs=0). Za ATF35376 dopušča proizvajalec zelo široka odstopanja Idss. V vezjih opisane radijske postaje so zahteve za Idss zelo različne. V sprejemniku bi naprimer želeli čim manjši Idss okoli 20mA, ker to daje manjši šum. V izhodni stopnji oddajnika bi obratno želeli čim večji Idss, po možnosti več kot 40mA, ker to daje večjo izhodno moč.

V praksi se je pokazalo, da ima večina HEMTov ATF35376 Idss okoli 30mA. Z ustrezno izbiro lahko torej izboljšamo delovanje vezij radijske postaje. HEMTi sicer zahtevajo nizko napajalno napetost, 1.5-3.5V, kar dosegemo z upori in zener diodami. V množilnih stopnjah in v sprejemniku so namesto pravih zener diod uporabljeni rdeče LEDike, ker za razliko od pravih zener diod LEDike ne proizvajajo kaj dosti šuma.

V postaji za 5760MHz moramo tudi paziti pri vgradnji mešalnih diod BAT14-099R. Majhen premik SMD ohišja lahko prineše več dB razlike v slabljenju neželenega nosilca. V vseh zgrajenih postajah se je izkazalo, da dosežemo najboljše dušenje neželenega nosilca takrat, ko sta oba četverčka BAT14-099R enako obrnjena (ko naprimer na oba četverčka privedemo signal lokalnega oscilatorja na široko nožico številka "1" SMD ohišja SOT-143).

Visokofrekvenčne enote SSB postaje za 5760MHz vgradimo v podobna medeninasta ohišja kot pri

postajah za 1296MHz in 2304MHz. Kljub temu, da so tiskanine visokofrekvenčnih enot postaje za 5760 MHz nekoliko ožje (20mm ali 30mm), se v postaji za 5760MHz ne moremo več izogniti notranjim rezonancam ohišij. Ohišja oddajnega mešalnika, visokofrekvenčne glave in sprejemnega mešalnika zato potrebujejo mikrovalovni absorber, to je črno "antistatično" peno debeline približno 1cm, ki jo namestimo pod celotno površino pokrova ohišja.

V postaji za 5760MHz enota VCXOja ne potrebuje spodnjega pokrova, saj je delovna frekvenca postaje komaj osmi harmonik 720MHz. Po drugi strani pa se moramo bolj potruditi pri oklapljjanju množilnika za 2880MHz in visokofrekvenčnih enot. Na 5760MHz so lahko vzrok slabega oklapljanja tudi neprimerni kondenzatorji skozniki. Skozniki so neučinkoviti na tistih frekvencah, kjer se pojavijo notranje rezonance v keramiki kondenzatorja.

O vrsti skoznika sicer precej izvemo iz barve keramike. Povsem bela keramika ima majhne izgube za mikrovalove, zato pri skoznikih iz bele keramike obstaja nevarnost rezonanc v mikrovalovnem področju. Obarvana keramika ima večje izgube, največje izgube ima keramika rjave barve. Skozniki iz rjave keramike so se zato izkazali najučinkovitejši za

oklapljanje mikrovalovnih visokofrekvenčnih enot.

Izdelane enote SSB radijske postaje za 5760MHz lahko vgradimo v povsem enako aluminijasto ohišje z notranjimi izmerami 60mm (višina) X 180mm (širina) X 180mm (globina) kot radijski postaji za 1296MHz ali 2304MHz (glej natančen opis v CQ ZRS 3/97). Razporeditev enot SSB postaje za 5760MHz je nekoliko drugačna in je prikazana na sliki 18. Pri izdelavi ohišja moramo seveda paziti na položaje nosilnih vijakov na obeh straneh osrednje nosilne plošče.

Vgradnja zvočnika v ohišje postaje ni smiselna, ker so visokofrekvenčne enote precej občutljive na mikrofonijo. Vezja so sicer načrtovana tako, da lahko mikrofonski vhod preprosto vežemo vzporedno z izhodom za zvočnik in uporabimo zvočnik v ročni mikrotelefonski kombinaciji tudi kot mikrofon. PTT tipka kot tudi CW tipka sta preprosti stikali, ki se skleneta na maso.

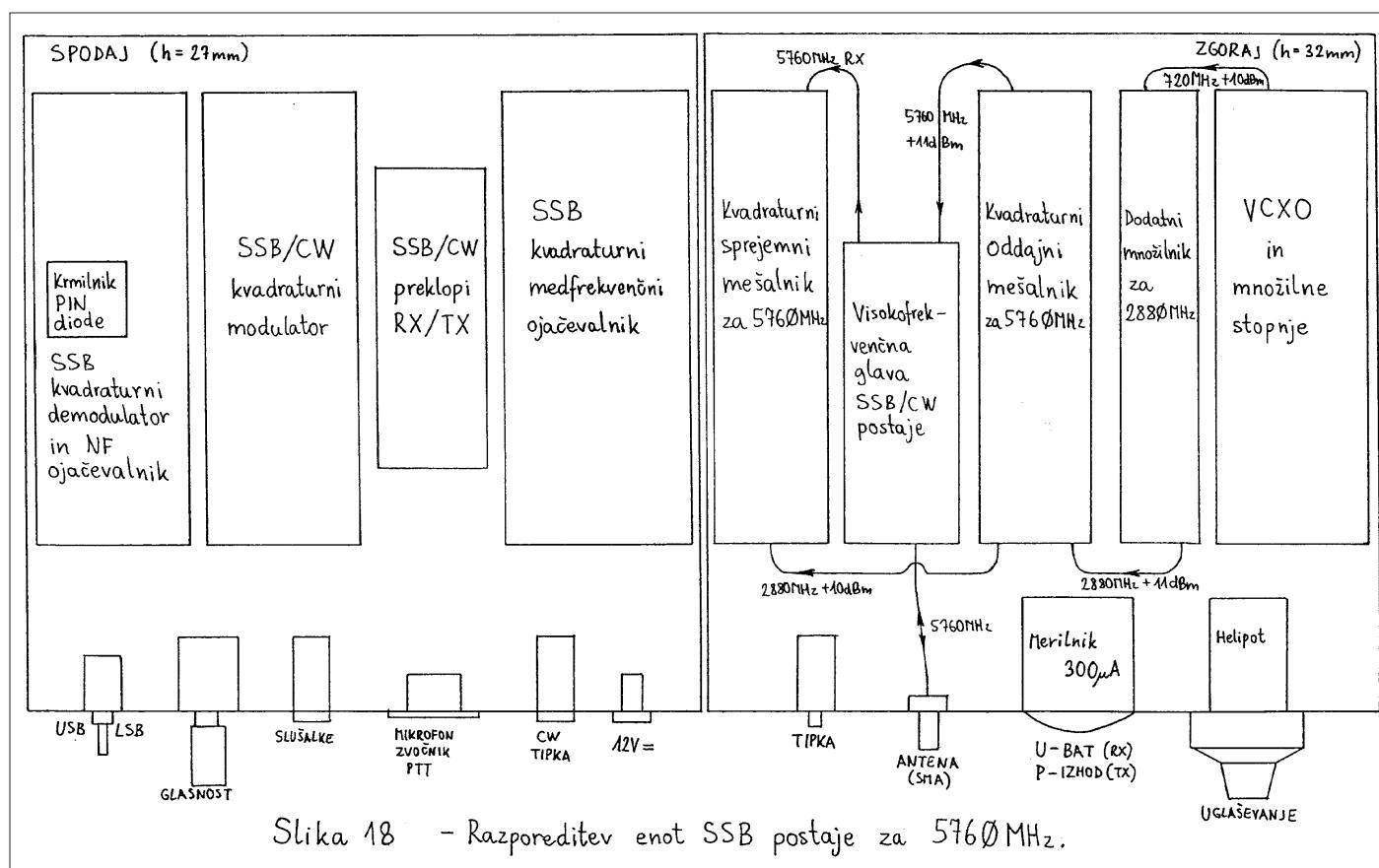
Preizkus postaje začnemo z uglasovanjem enote VCXOja in množilnih stopenj. VCXO nastavimo tako, da pokrijemo željeno področje. Množilne stopnje nastavimo za največji signal tako, da merimo napetosti na bazah množilnih tranzistorjev preko primerne VF dušilke. Maksimum na končni frekvenci 720MHz poiščemo tako, da merimo tok (napetost) po-

nora ATF35376 v enoti množilnika za 2880MHz. Slednja sicer ne potrebuje uglasovanja, kljub temu pa je nujno preveriti jakost izhodnega signala (+11dBm).

Ker ostale stopnje sprejemnika ne potrebujejo uglasovanja, bi moral sprejemnik za silo delati. Pri sprejemniku preverimo najprej ojačenje: izhodni šum mora jasno upasti, ko odklopimo napajanje obema VF ojačevalnima stopnjama v visokofrekvenčni glavi. Če odklopimo sprejemni mešalnik in medfrekvenčna predobjavnika, šum popolnoma izgine.

Nato postajo uglasimo na prizerno šibek nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ali še en enak VCXO z množilci v sosednji sobi) in natančno poslušamo demodulirani zvok. Razen običajnega piska bo dober operater slišal v ozadju še zrcalni pisk, ki se mu z uglasovanjem spreminja frekvenca v obratni smeri. Ta pisk v ozadju poskusimo čim bolj zadušiti s trimerjem v medfrekvenčnem ojačevalniku.

Pri oddajniku opazujemo potek izhodne moči pri vrtenju trimerja v modulatorju. Pri pritisnjeni CW tipki bi morali doseči polno izhodno moč z drsnikom na približno 1/2 upornosti. Delovna napetost izhodne stopnje oddajnika mora tedaj narasti na polno vrednost, ki jo dovoljuje zener dioda 4V7. Izhodna moč oddajnika



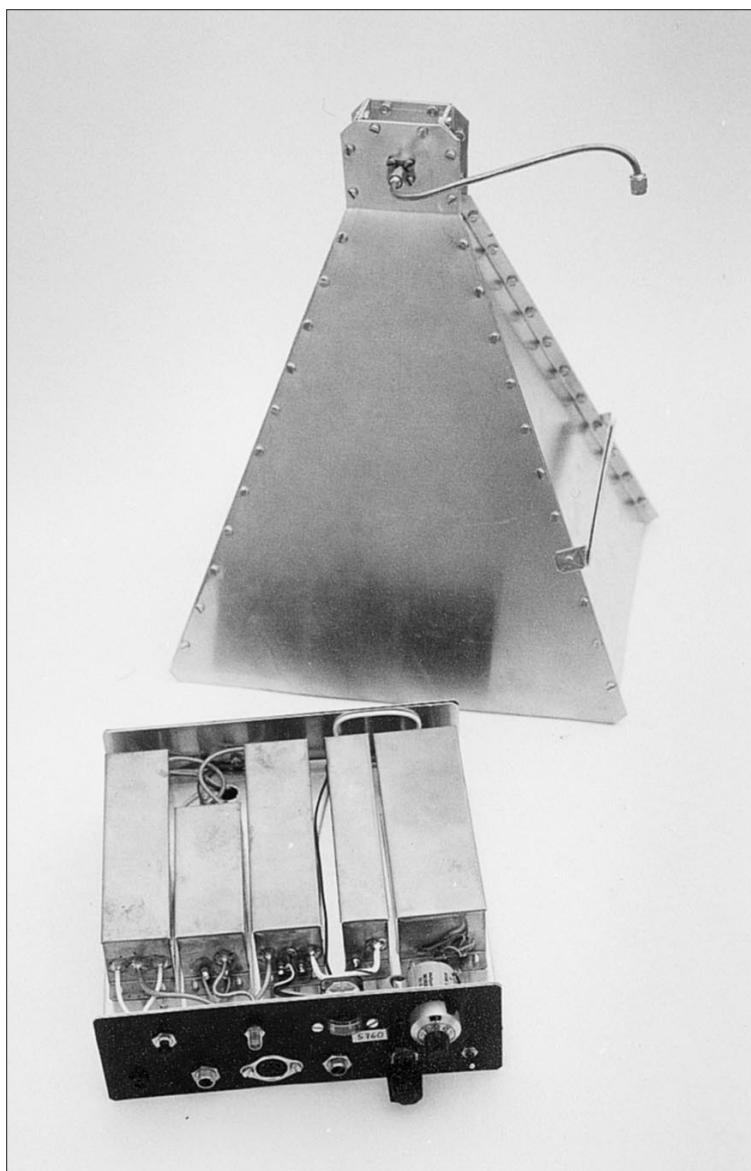
Slika 18 – Razporeditev enot SSB postaje za 5760MHz.

mora upasti za popolnoma enako vrednost, če priključimo samo I oz. romo samo Q modulacijo.

Nato preverimo SSB modulacijo v radijski zvezi z neko drugo postajo na 5760MHz. Na ta način ugotovimo, ali smo zadele pravi bočni pas (USB ali LSB), saj je I in Q signale kaj lahko zamešati med sabo v ožičenju postaje. Bočni pas sprejemnika lahko preverimo sami, ko sprejemnik uglašujemo na nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ipd). Pri preverjanju modulacije ne pozabimo na dušenje neželenjenega nosilca, ki ga bo sogovernik slišal kot 1.4kHz pisk v svoji radijski postaji.

Končno preverimo še učinkovitost oklapljanja postaje. Na antensko vtičnico priključimo majhno anteno (15dBi) preko krajšega kosa koaksialnega kabla in jo usmerimo v radijsko postajo. Če se pri tem spremeni šum v zvočniku, je oklapljanje postaje nezadostno. Nato v sobi vključimo fluorescentno svetilko (20W ali 40W). Če je oklapljanje postaje zadostno, bomo v zvočniku slišali šibek omrežni brum v šumu samo takrat, ko anteno usmerimo v svetilko. Če je brum povsem čist, brez šuma, in ne izgine, ko anteno obrnemo proč od svetilke, je oklapljanje postaje nezadostno.

Poraba opisane SSB/CW radijske postaje za 5760MHz znaša pri nazivni napajalni napetosti 12.6V okoli 300mA pri razmeroma tihem sprejemu. Pri CW oddaji naraste poraba na 410mA pri izhodni moči 0.1W. Pri SSB oddaji je poraba še večja in doseže maksimum 440mA v pavzah modulacije, v viških pa je enaka CW porabi 410mA. Poraba opisanega oddajnika je torej obratno sorazmerna izhodni moči zaradi načina napajanja izhodnih tranzistorjev preko zaščitnega upora.



SSB/CW RTX za 10 GHz z ničelno medfrekvenco

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Omejitve radijskih postaj z ničelno medfrekvenco

Radijske postaje z ničelno medfrekvenco imajo kot vse stvari na tem svetu svoje dobre in slabe lastnosti. Na nižjih radioamaterskih mikrovalovnih frekvenčnih področjih (1296 MHz, 2304/2320MHz in 5760MHz) je glede na današnje stanje razvoja radijske tehnike in zasedenost mikrovalovnih frekvenčnih področij SSB radijska postaja z ničelno medfrekvenco verjetno najugodnejša rešitev.

Radijske postaje z ničelno medfrekvenco, objavljene v CQ ZRS 2/97 (izvedba za 1296MHz), CQ ZRS 3/97 (izvedba za 2304/2320MHz) in CQ ZRS 5/97 (izvedba za 5760MHz) seveda predstavljajo komaj prvi poskus uporabe takšnih radijskih postaj na mikrovalovnih frekvencah. Objavljeni načrti gotovo dopuščajo še marsikatero izboljšavo. Praktične izkušnje pri uporabi opisanih radijskih postaj bojo narekoval tudi marsikatero predelavo. Končno, na tržišču sestavnih delov pričakujemo tudi nove, zmogljivejše polprevodnike in integrirana vezja.

Marsikdo me je že vprašal, zakaj ne izdelam podobnih SSB radijskih postaj tudi za nižje frekvence, se pravi VHF (144MHz) ali UHF (432 MHz) izvedbo. Na nižjih frekvencah, predvsem na 144MHz, smo si večine težav krivi radioamaterji sami z nepremišljeno uporabo oddajnikov nesmiselno velikih moči. SSB sprejemnik za 144MHz mora zato zdržati zelo močne signale na vhodu. Ker hkrati zahtevamo od VHF sprejemnika tudi dobro šumno število, so zahteve za dinamiko mešalnika v VHF sprejemniku celo večje od tistih na kratkih valovih.

Kakršnakoli radijska postaja za 144MHz zato zahteva kvalitetne mešalnice z majhnim popačenjem signalov, če naj bo takšna radijska postaja sploh uporabna v današnjih VHF tekmovanjih. Neposredna predelava postaje z ničelno medfrekvenco za 1296MHz na 432MHz ali celo na 144MHz verjetno ni smiselna. Na nižjih frekvencah bi morali zamenjati vsaj enostavne harmoniske mešalnice (četverčki schottky diod) z boljšimi mešalniki.

Nekaj omejitev je seveda tudi na

višjih frekvencah. Na tržišču dobimo le še sestavne dele za 10GHz, ki jih z nemajhnimi težavami prisilimo, da nekako delajo na 24GHz. Za 47GHz in še višje frekvence sestavnih delov skoraj ni! Radijske postaje z ničelno medfrekvenco (ali z neposrednim mешanjem) imajo na zelo visokih frekvencah še dodatne težave: potreba po dobrem oklapljanju, mehanska stabilnost oklopov, točnost izdelave vezij, da dosežemo predpisani fazni zamik mešalnikov in težave s simetrijo (uravnoteženjem) mešalnikov, da dosežemo zadovoljivo dušenje neželenih nosilcev.

V tem članku bom zato opisal izvedbo SSB radijske postaje z ničelno medfrekvenco za 10368MHz, ki je po svoji zasnovi skoraj enaka postaji za 5760MHz in uporablja iste polprevodnike v visokofrekvenčnem delu: HEMTi kot ojačevalniki in diodni četverčki BAT14-099R kot mešalniki. Frekvenca 10GHz sicer ne predstavlja težav za HEMTe, je pa to skrajna gornja meja za četverčke BAT14-099R, ki zaradi neprimerno velikega in nesimetričnega SMD ohišja narekujejo dodatne ukrepe za simetriranje mešalnikov.

Tudi SSB radijska postaja za 10GHz ima izveden antenski preklop s PIN diodo. Visokofrekvenčna glava 10GHz postaje je izdelana na teflonskem laminatu zaradi čimmanjših izgub, vsa ostala visokofrekvenčna vezja, vključno z nekaterimi pasovnimi siti za 10GHz, pa na navadnem vitroplastu FR4. Medfrekvenčni in nizkofrekvenčni del je seveda enak tistemu v opisanih postajah z ničelno medfrekvenco za 1296MHz, 2304 MHz in 5760MHz.

2. Predelani VCXO in množilne stopnje

Radioamaterski frekvenčni pas 10GHz zavzema zelo široko področje, celih 500MHz od 10000MHz do 10500MHz. Z enostavnimi širokopasovnimi FM radijskimi postajami z gunn diodami smo si zato lahko privoščili pravi dupleks z razmakom 30MHz ali celo 100MHz. Končno, frekvenčni pas 10450-10500MHz je dodeljen tudi amaterskim satelitskim zvezam v obeh smereh.

Z uvedbo ozkopasovnih modulacij (SSB oziroma CW) se je bilo treba dogovoriti tudi o približni frekvenci za takšno delo. Da bi z isto opremo dosegli čimveč mikrovalovnih frekvenčnih področij, so vsi odseki za ozkopasovno delo izbrani kot mnogokratniki nekaj "čudežnih" števil. Najbolj znano je vsekakor število 1152MHz, ki sicer ni radioamaterska frekvenca, vendar da njegov drugi harmonik 2304MHz, tretji harmonik 3456MHz (9cm pas v ZDA, Nemčiji itd), peti harmonik 5760MHz, deveti harmonik 10368MHz in enaindvajseti harmonik 24192MHz. Iz vseh teh številk je potem lažje razumeti jezo nemških radioamaterjev, ko so jim pred leti odvzeli 2304MHz in jih prisilili, da se premaknejo na 2320MHz.

10368MHz je sicer tudi osmi harmonik 1296MHz, torej je možnosti za različne verige množilnih stopenj kar nekaj. Čeprav radioamaterji vsaj uradno ponekod ne bi smeli delati na 10368MHz (v sosednji Italiji je naprimer dovoljeno delo samo v satelitskem pasu 10450-10500MHz), je danes praktično vsa radioamaterska dejavnost na 10GHz z izjemo ATV zgoščena v par sto kHz okoli 10368MHz, vključno z velikim številom italijanskih postaj.

Ker je 10368MHz lep mnogokratnik 1296MHz, bi lahko v radijski postaji za 10GHz uporabili kar isti VCXO iz 23cm postaje, z dodatkom ustreznih množilnih stopenj. Bolj točno rečeno, VCXO in množilci 23cm postaje proizvajajo na izhodu frekvenco 648MHz, kar v 10GHz postaji dodatno množimo z 8 in dobimo signal lokalnega oscilatorja na 5184MHz za krmiljenje harmonskih mešalnikov.

Načrt samega VCXOja je sicer smiselno predelati oziroma prilagoditi nekoliko drugačni nalogi v radijski postaji za 10GHz. Zaradi osemkrat večjega faktorja množenja frekvence je relativno pokrivanje VCXOja (vlečenje frekvence kristala) osemkrat manjše. Hkrati pa višji faktor množenja zahteva precej višjo stabilnost oscilatorja.

Obema zahtevama ugodimo z uporabo drugačnega kristala v VCXOju. V postajo za 23cm je vgrajen kristal z osnovno rezonanco na 18MHz, v postajo za 10GHz pa kristal, ki niha

na tretjem overtonu na 27MHz. Overtonski kristal ima višjo kvaliteto (Q-faktor) od kristala na osnovni rezonanci, kar zagotavlja boljšo stabilnost frekvence. Po drugi strani pa frekvence overtonskega kristala ne moremo kaj dosti spremenljati, pokrivanje overtonskega VCXOja komaj zadošča za 10GHz postajo.

Vezji obeh VCXOjev sta si sicer zelo podobni, zato lahko uporabimo isto tiskanino za VCXO in množilne stopnje do 648MHz kot v postaji za 1296MHz. Dodatni množilnik je izdelan na svoji mikrotrakasti tiskanini podobno kot v postaji za 5760MHz in

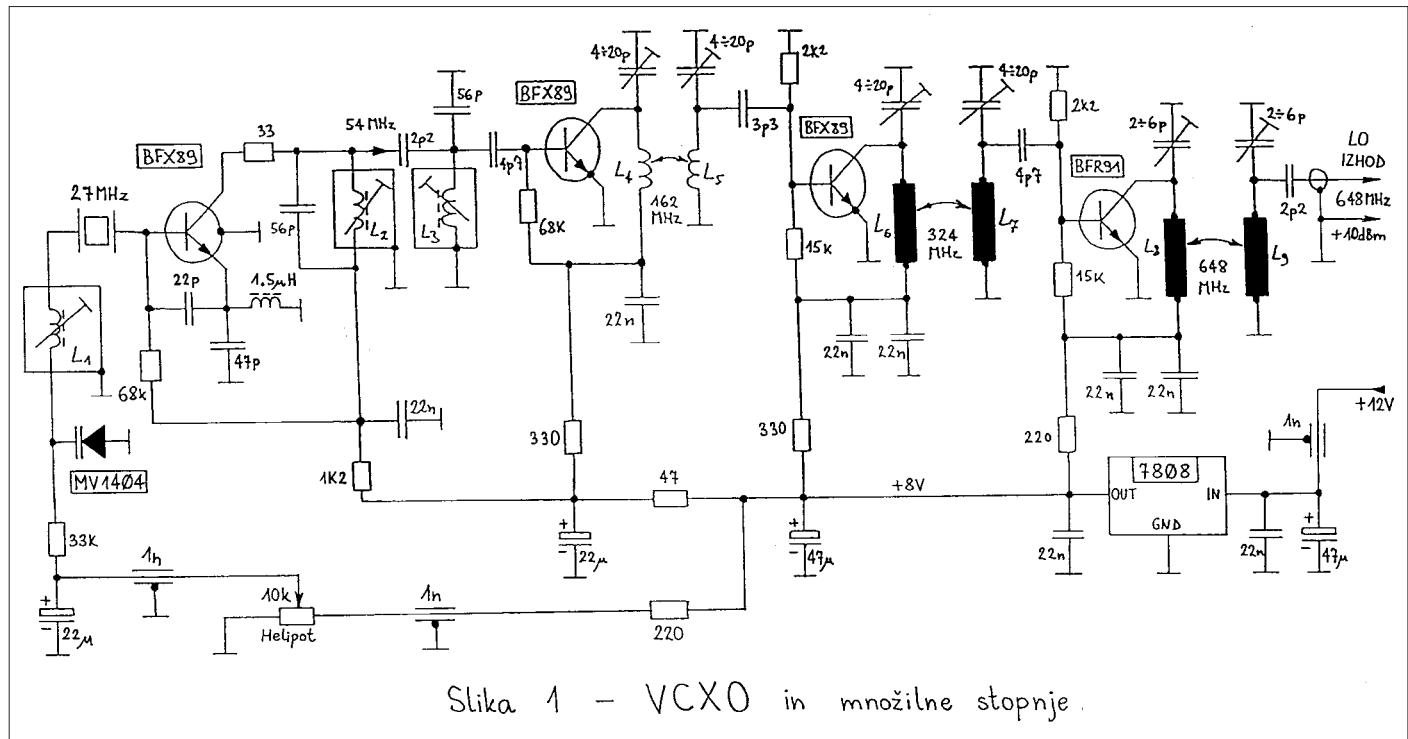
pomnoži vhodni signal najprej s štiri do 2592MHz in potem podvoji to frekvenco na 5184MHz.

Predelani VCXO in množilne stopnje za 10GHz SSB/CW postajo so prikazani na sliki 1. Postaja za 10368 MHz uporablja VCXO z overtonskim kristalom za 27.000MHz, ki mu s pomočjo varikap diode MV1404 le malenkostno premikamo frekvenco. Kljub velikemu razponu kapacitivnosti diode MV1404 znaša pokrivanje na 10GHz komaj 150-200kHz zaradi uporabe overtonskega kristala.

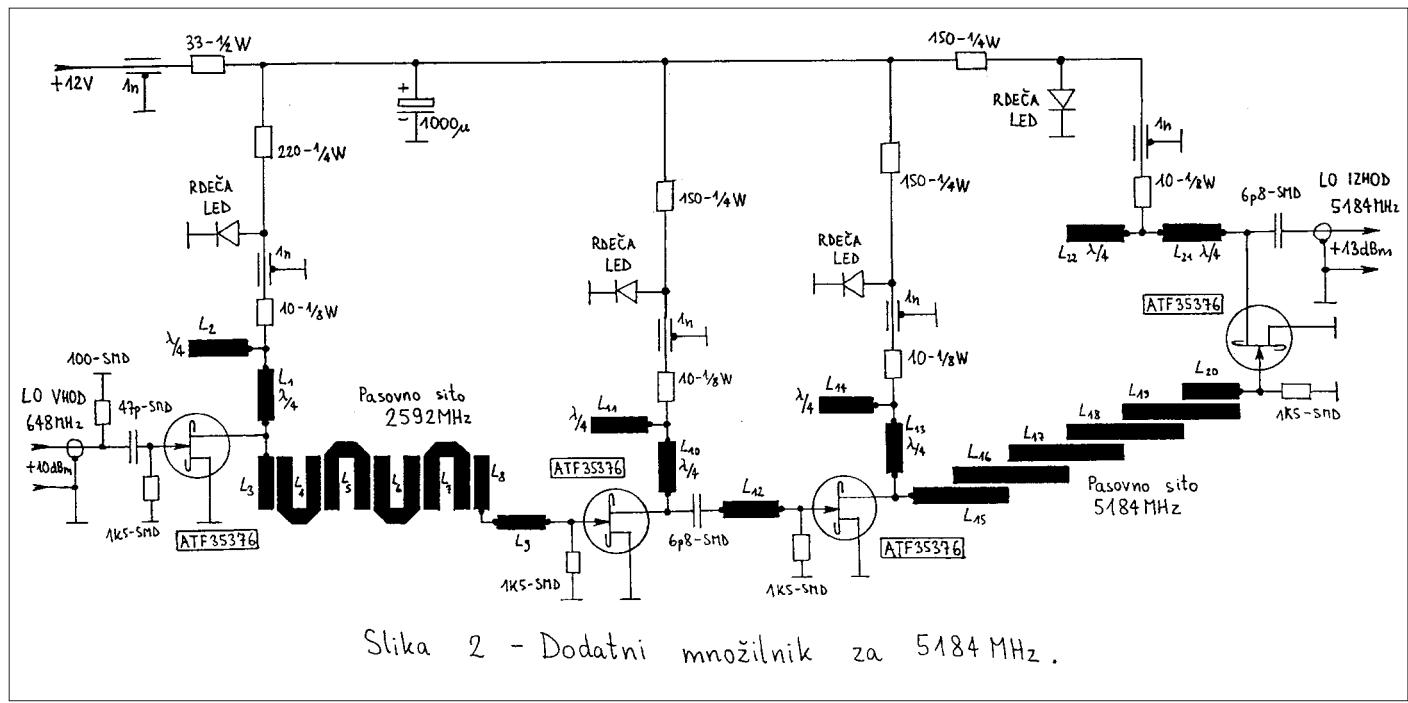
Pokrivanje 150kHz sicer zadošča za običajne zveze v tekmovanjih na

10GHz, kjer je večina dejavnosti osredotočena na frekvenčni pas okoli 10368.100MHz, če je le stabilnost frekvence oscilatorja dovolj dobra. Na srečo dobimo na tržišču zelo kvalitetne kristale za 27.000MHz, ki se uporabljajo v televizorjih v dekoderju za teletekst. Zaradi veliko-serijske proizvodnje so ti kristali res kvalitetni in hkrati ceni.

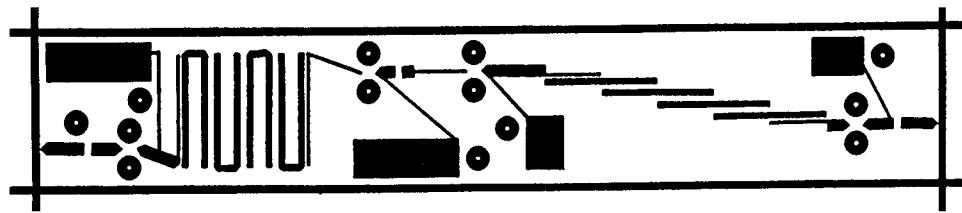
Sam overtonski oscilator s transistorjem BFX89 je sicer načrtovan tako, da je obremenitev in s tem segrevanje kristala čim manjše, kar dodatno prispeva k stabilnosti oscilatorja. Nihajna kroga za VCXOjem s



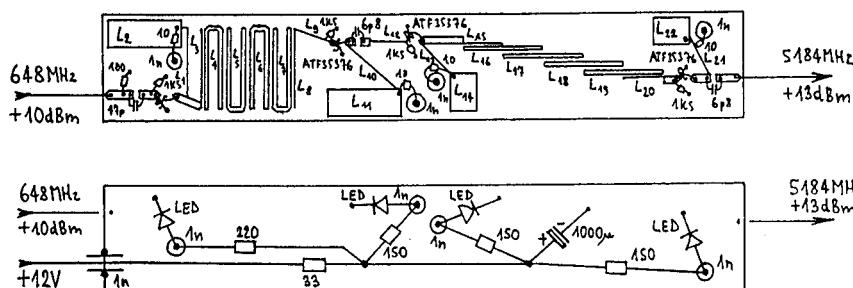
Slika 1 – VCXO in množilne stopnje.



Slika 2 – Dodatni množilnik za 5184MHz.



Slika 3 - Tiskanina množilnika za 5184 MHz.



Slika 4 - Razporeditev delov množilnika za 5184 MHz.

tuljavama L2 in L3 sta ugašena na drugi harmonik kristala 54MHz. Od tu naprej so faktorji množenja in frekvence enaki kot v postaji za 1296MHz. Preostale tri množilne stopnje so ugašene na 162MHz (X3), 324MHz (X2) in 648MHz (X2).

V radijski postaji za 10368MHz sledi še množilnik za 5184MHz, zato na 648MHz zadošča $+10\text{dBm}$ (10mW). Vrednosti uporov v napajjanju množilnih stopenj so zato povečane na 330ohm, še enkrat 330ohm in 220ohm. Predelani VCXO in množilne stopnje so sicer izdelani na povsem enakem tiskanem vezju kot v postaji za 1296MHz, zato tu ne bom še enkrat objavljal tiskanine in razporeditve sestavnih delov.

Načrt množilnika za 5184MHz je prikazan na sliki 3. Množilnik uporablja štiri HEMTe ATF35376. Kljub dušilnim uporom je prvi HEMT močno prekrmljen s $+10\text{dBm}$ signala na 648MHz, da proizvaja kopico harmonikov. Sledi pasovno sito, ki izseže željeni četrti harmonik okoli 2592MHz. Drugi HEMT ojačuje signal na 2592MHz, tretji HEMT je spet generator harmonikov, ki mu sledi pasovno sito za 5184MHz in končno zadnji HEMT kot ojačevalnik signala na 5184MHz z izhodno močjo 20mW ($+13\text{dBm}$).

Množilnik za 5184MHz je izdelan na dvostranski tiskanini z izmerami 20mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 3, spodnja stran tiskanine pa ni jedkana, saj

deluje kot ravnina mase za mikrotrake vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplastu FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 4.

Množilnik za 5184MHz naj ne bi potreboval nobenega ugaševanja, če so le vsi sestavni deli pravilno ozemljeni skozi izvrtine premera 3.2mm. Pri vgrajenih HEMTih velja preveriti Idss. Tranzistorje z večjim Idss zamenjam in uporabimo v izhodni stopnji oddajnika. Idss HEMTov v množilniku mora biti dovolj majhen, da rdeče ledike delujejo kot malosumnii stabilizatorji napetosti, to se pravi, da ne ugasnejo tudi znižanju napajalne napetosti do 10V. Če nimaamo tranzistorjev z dovolj majhnim Idss, je treba zmanjšati vrednosti 220 ohm in 150ohm uporov v napajanju.

3. Kvadraturni oddajni mešalnik za 10368MHz

Načrt kvadraturnega oddajnega mešalnika za 10368MHz je prikazan na sliki 5. Razen dveh mešalnikov, sofaznega delilnika in kvadraturnega sklopnika vsebuje enota še sklopnik in ojačevalnik za signal oscilatorja na 5184MHz ter ojačevalno stopnjo, ki dvigne moč izhodnega SSB/CW signala na približno 2.5mW ($+4\text{dBm}$). Vsa sita in ostali frekvenčno selektivni sestavni deli so izvedeni kot mikrotrakasti rezonatorji na dvos-

transkem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4.

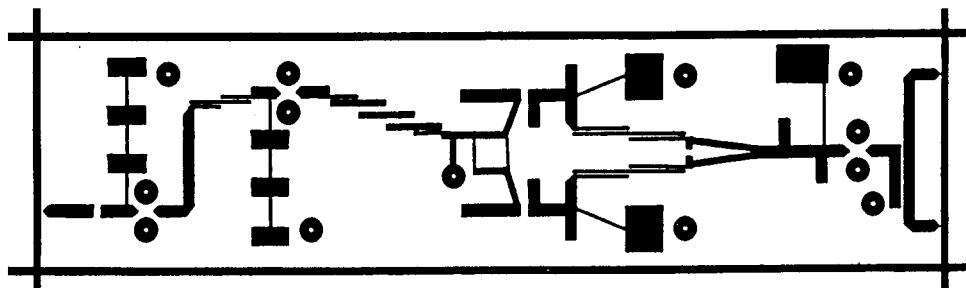
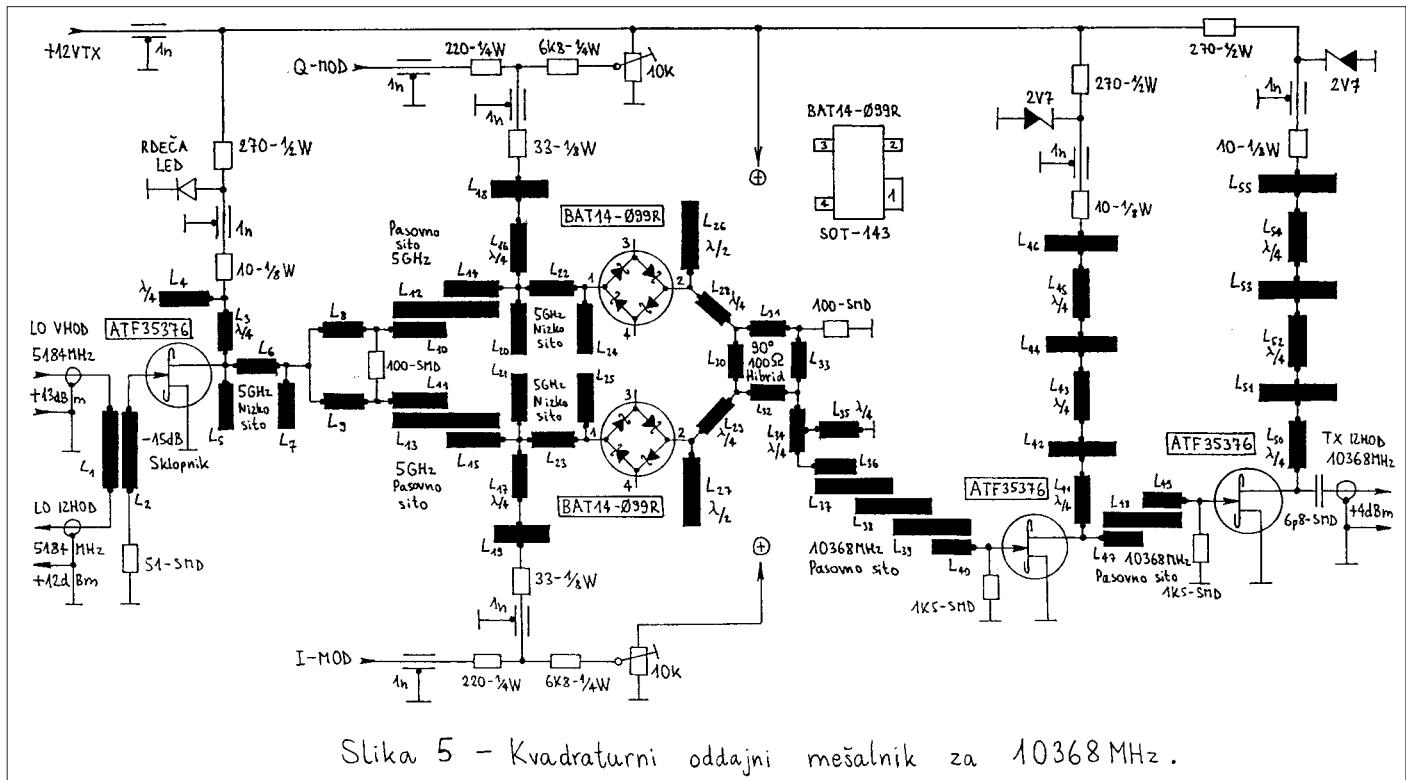
Sprejemnik in oddajnik SSB postaje za 10GHz potrebujeta isti signal lokalnega oscilatorja na 5184MHz. Preklop signala lokalnega oscilatorja je izveden na 5184MHz s smernim sklopnikom podobno kot v SSB postajah za 1296 in 5760MHz. Enota oddajnega mešalnika zato vsebuje -15dB sklopnik za 5184MHz in ojačevalnik za 5184MHz s HEMTom ATF35376. Signal na 5184MHz očisti nizkoprepustno sito (L5, L6 in L7) za napajanje obeh mešalnikov preko sofaznega delilnika L8/L9.

Uporabljene diode BAT14-099R omogočajo v harmonskih mešalnikih za 10368MHz slabljenje neželenega nosilca komaj 10-15dB. Glavni vzrok za razmeroma slabo simetrijo je preveliko in nesimetrično SMD ohišje SOT-143, ki ima nožico številka 1 precej širšo od ostalih treh nožic. Simetrijo mešalnikov oziroma dušenje nosilca bi lahko izboljšali z uporabo diod v primernejših mikrovlnovih ohišijih, ki pa so vsaj desetkrat dražje in še dosti težje dobavljive od BAT14-099R.

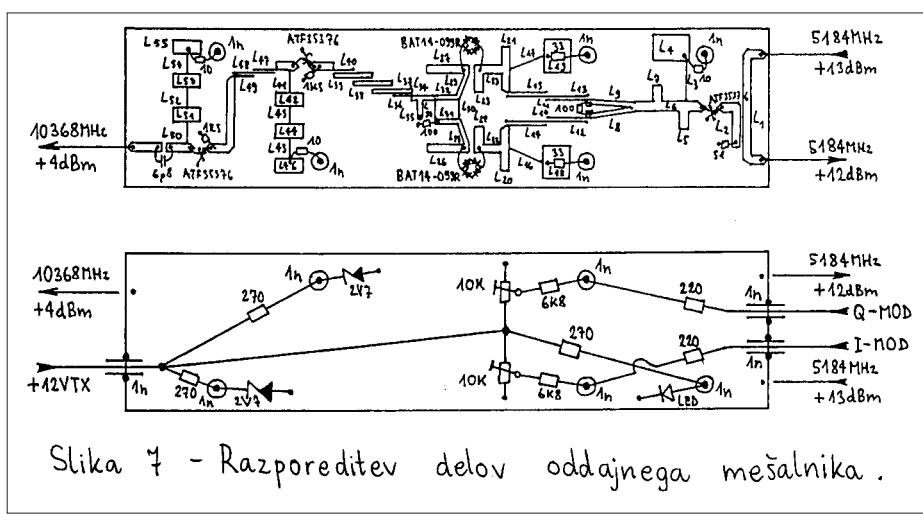
Simetrijo mešalnika lahko popravimo tudi z enosmerno prednapetostjo, ki jo privedemo na vhod mešalnika. V kvadraturni oddajni mešalnik za 10368MHz sem zato vgradil dva trimerja 10kohm, s katerima lahko povsem popravimo nesimetrijo mešalnikov. Ker imamo na razpolago le pozitivno napajalno napetost, morajo biti ohišja diod BAT14-099R pravilno orientirana. Eno od obeh diod bo zato treba vgraditi "s trebuhom v zrak".

Iz izhodnih signalov mešalnikov končno sestavimo željeni SSB signal z 90-stopinjskim hibridnim sklopnikom. Hibrid je izdelan za impedanco 100ohm zaradi varčevanja s prostorom na tiskanem vezju. Iz istega razloga je tudi načrt obeh harmonskih mešalnikov nekoliko spremenjen glede na inačice za 1296, 2304 ali 5760MHz.

Hibridnemu sklopniku sledi pa



Slika 6 – Tiskanina oddajnega mešalnika.



soveno sito za 10368MHz (L36, L37, L38, L39 in L40), ki odstranjuje ostanek signala na 5184MHz in druge neželjene proizvode mešanja daleč proč od željene frekvence. Ker je

izhodna moč mešalnika zelo nizka, okoli 30uW (-15dBm) ob upoštevanju izgub v hibridu in pasovnem situ za 10368MHz, sledita dve ojačevalni stopnji s HEMToma ATF35376, ki

ojačata izhodni signal na približno 2.5mW (+4dBm).

Enota oddajnega mešalnika je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 6, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrake vode. Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 7. Pri vgradnji sestavnih delov moramo biti posebno pozorni na simetrijo mešalnikov ter točno vgradnjo diodnih četverčkov BAT14-099R. Enega od obeh četverčkov moramo vgraditi obratno od običajne vgradnje SMD polprevodnikov.

Opisani oddajni mešalnik naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi sestavni deli pravilno

vgrajeni in ozemljeni skozi izvrtine premera 3.2mm. Predpisano izhodno moč moramo dobiti že s povprečnimi HEMTi (Idss okoli 30mA), HEMTe z višjim Idss zato prihranimo za izhodno stopnjo oddajnika. V dokončani enoti oddajnega mešalnika obvezno preverimo delovanje stabilizatorjev napetosti (rdeča ledika in zener diodi 2V7) ter v primeru prevelikega Idss ustrezno zmanjšamo upore 270ohm.

4. Visokofrekvenčna glava SSB/CW postaje za 10368MHz

Načrt visokofrekvenčne glave SSB/CW postaje za 10368MHz je prikazan na sliki 8. Visokofrekvenčna glava vsebuje izhodni, močnostni ojačevalnik oddajnika, predajačevalnik in visokofrekvenčno sito sprejemnika ter antenski preklopnik s PIN diodo. Visokofrekvenčna glava je izdelana kot mikrotrakasto vezje na teflonskem laminatu, za razliko od postaj za 1296, 2304 in 5760MHz, ki so izdelane na navadnem vitroplastu FR4.

Uporaba teflonskega laminata debeline 0.5mm z relativno dielektričnostjo Er=2.55 omogoča 1-2dB višjo izhodno moč oddajnika in prav tako 1-2dB boljšo občutljivost sprejemnika s sicer istimi polprevodniki. Izhodna moč oddajnika za 10368 MHz je zato celo nekoliko večja od oddajnika za 5760MHz, ki ima sicer

enake tranzistorje v izhodni stopnji, a je izdelan na izgubnem laminatu FR4.

Izhodna stopnja oddajnika za 10368MHz je načrtovana s cenenimi sestavnimi deli, zato je izhodna moč omejena na komaj 100mW (+20dBm) na antenskem priključku. V krmilni stopnji je uporabljen HEMT ATF35376, še dva enaka HEMTa pa sta vezana vzporedno v izhodni stopnji oddajnika. Izhodna tranzistorja si sama ustvarita primerno prednapetost na vratih z usmerjanjem vhodnega signala, izvor +4VTX je zato tokovno omejen. Upor 100ohm med L5 in L6 poskrbi za enakomerno obremenitev obeh tranzistorjev in preprečuje protifazne samooscilacije izhodne stopnje.

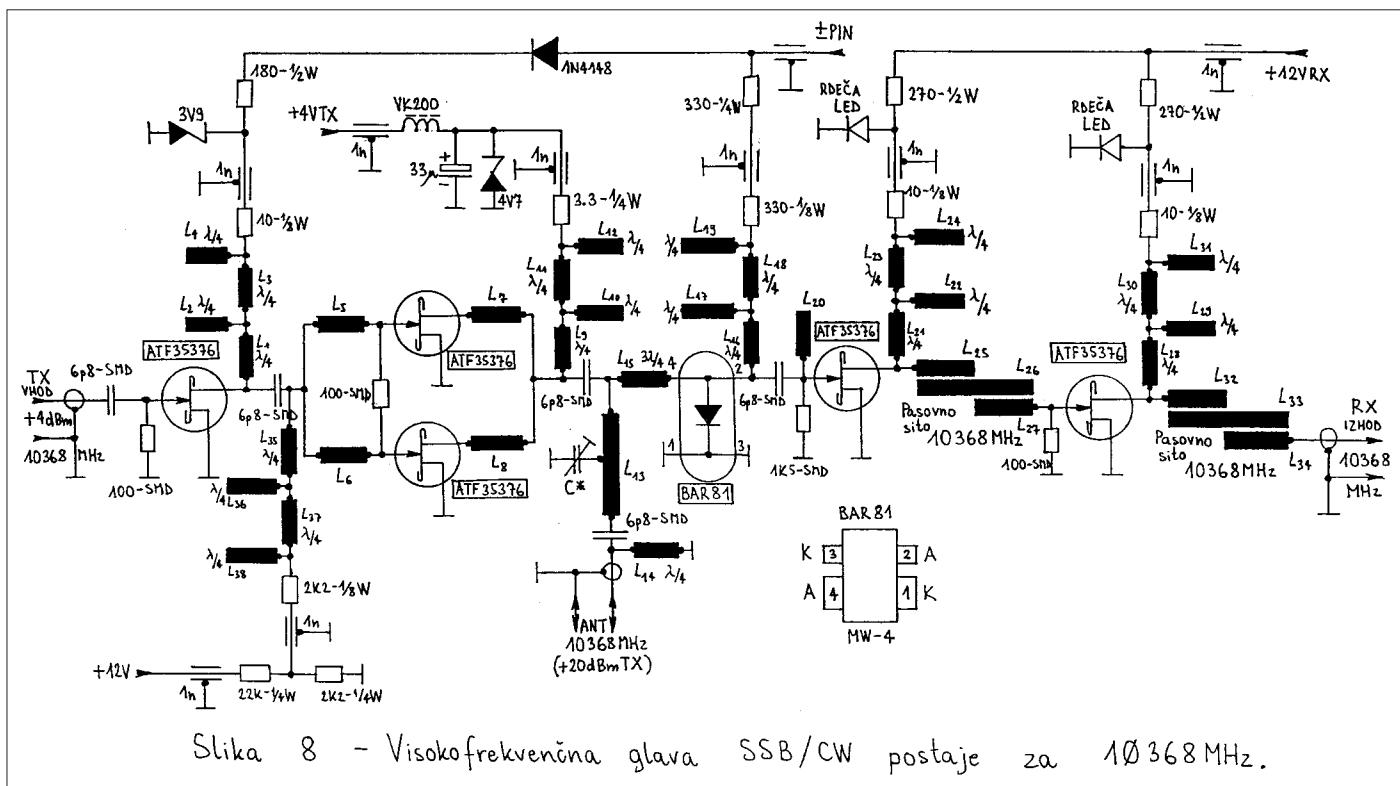
Antenski preklopnik je izdelan z novo Siemensovo PIN diodo BAR81 (SMD oznaka "ABs" ali "BBs", natiskana na ohišju), ki je precej izboljšana glede na staro BAR80 (oznaka "AA"). Tudi BAR81 se uporablja kot vzporedno (shunt) stikalo. Dioda BAR81 je vgrajena v enako ohišje kot stara BAR80, vendar ima pol manjšo parazitno kapacitivnost, kar omogoča majhno vstavitevno slabljenje tudi na frekvencah nad 10GHz. Vstavitevno slabljenje zmanjša negativna prednapetost (vod +PIN), ki na sprejemu dodatno zmanjšuje kapacitivnost diode.

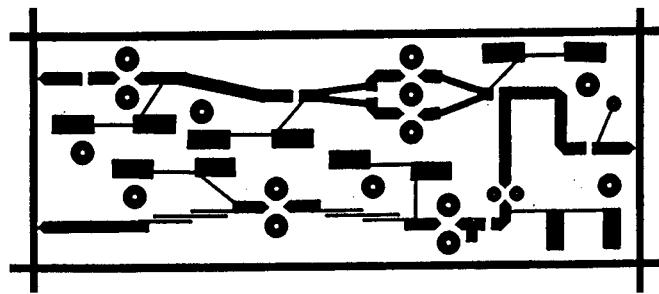
Na oddaji se kratek stik iz BAR81 preslika preko L15 v odprte sponke, dušenje BAR81 pa tedaj znaša več

kot 20dB, kar zadošča za zaščito sprejemnika. Obratno ostane izhodna stopnja oddajnika sicer vedno priključena na anteno, vendar dobita oba oddajna tranzistorja pozitivno prednapetost na vrata, napetost na ponoru pa se izključi. Na ta način se oddajna tranzistorja obnašata na sprejemu kot kratek stik, ki ga voda L7 in L8 (skupna električna dolžina 3/4 lambda) preslikata v odprte sponke za sprejemnik.

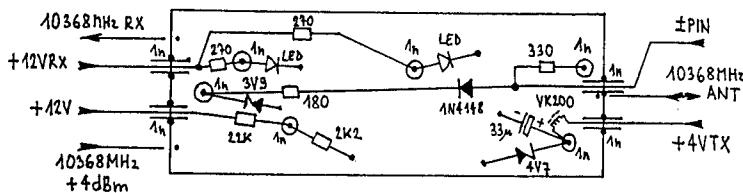
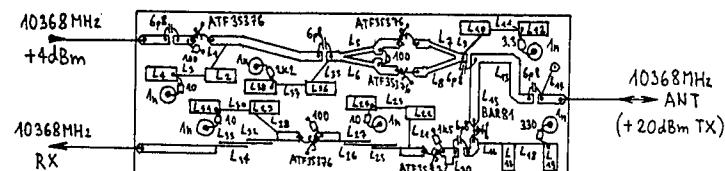
Visokofrekvenčna glava vsebuje tudi dvostopenjski predajačevalnik in pasovno sito za sprejemnik. Predajačevalnik vsebuje dva HEMTa ATF35376, kar daje skupaj z izgubami v antenskem preklopniku in pasovnih sitih ojačenje okoli 23dB. V področju 10368MHz so zahteve za dinamiko sprejemnika manj ostre kot na 1296MHz: radarskih motenj ni in tudi moči radioamaterskih oddajnikov so nižje kot na 1296MHz. Ojačenje predajačevalnika je zato lahko ustrezno višje, da celoten sprejemnik doseže ugodno šumno število.

Visokofrekvenčna glava SSB postaje za 10368MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerimi 30mmX80mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 9, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode. Tiskanina je izdelana iz 0.5mm (20 mils ali tisočink cole) debelega teflonskega laminata s tkanino iz steklenih vlaken, s povprečno dielektrično konstanto Er=2.55. Razporeditev ses-





Slika 9 - Tiskanina visokofrekvenčne glave.



Slika 10 - Razporeditev delov visokofrekvenčne glave.

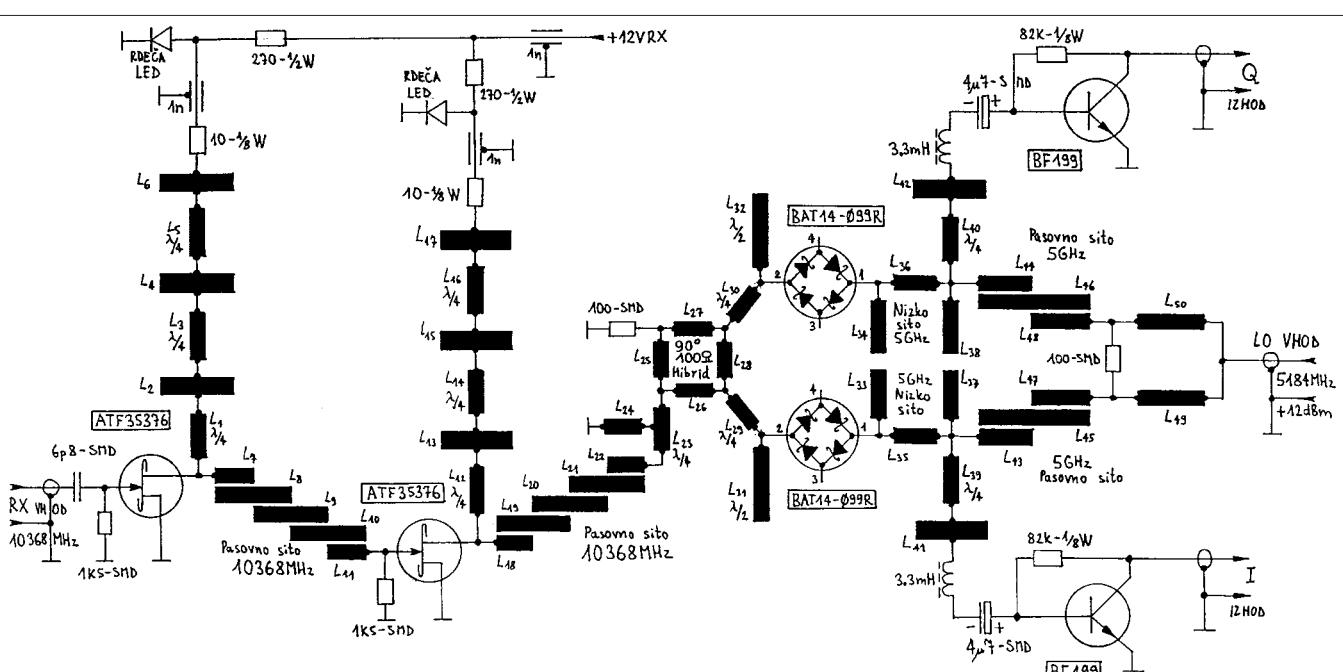
tavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 10.

Teflonska tiskanina sicer omogoča manjše izgube in s tem večjo moč

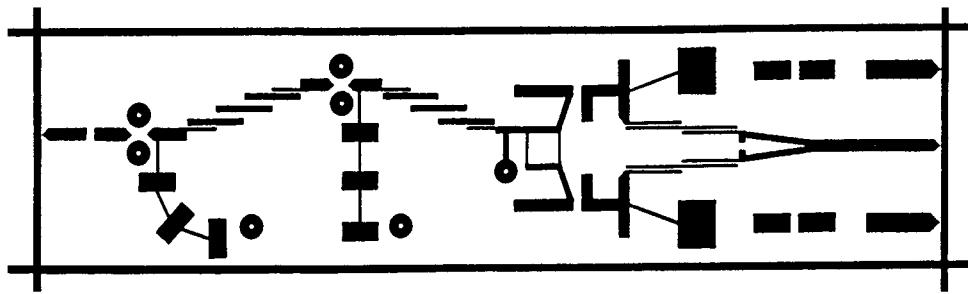
oddajnika in boljšo občutljivost sprejemnika, hkrati pa se povečuje nevarnost samooskulacij HEMTov na zelo visokih frekvencah, ki jih teflon

ne duši tako dobro kot epoksidna smola v navadnem vitroplastu FR4. Proti samooskuliranju na visokih frekvencah se borimo z dušilnimi SMD upori 100ohm, ki jih vgradimo neposredno med priključka za vrata in izvor HEMTa.

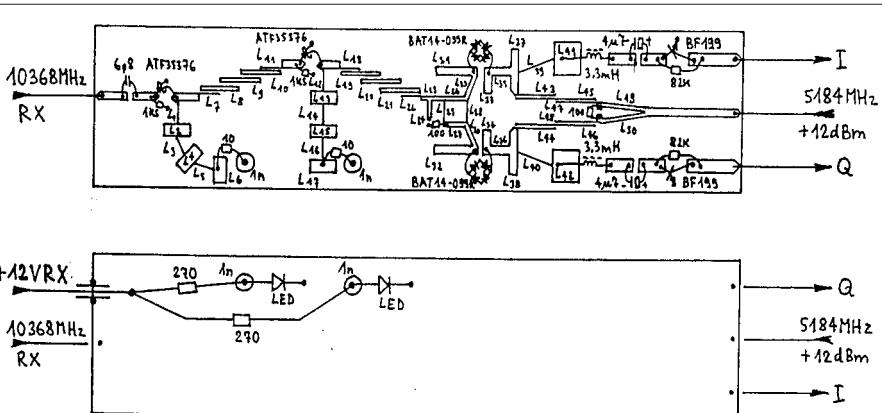
Pravilno sestavljeni visokofrekvenčni glavi SSBB postaje za 10368 MHz potrebuje le eno nastavitev: kapacitivni štrcelj na L13, s katerim popravimo prilagoditev na poltrdi kabelček do antenske SMA vtičnice. Položaj in velikost štrclja (košček tanke bakrene pločevine, približno 2x3mm) seveda zavisa od tega, kako natančno smo vgradili antensko vtičnico. Brez tega uglaševanja znaša izhodna moč oddajnika okoli 80mW ali 1dB manj. V visokofrekvenčni glavi seveda preverimo tudi Idss vgrajenih HEMTov podobno kot v ostalih enotah.



Slika 11 - Kvadraturni sprejemni mešalnik za 10368 MHz.



Slika 12 - Tiskanina sprejemnega mešalnika.



Slika 13 - Razporeditev delov sprejemnega mešalnika.

5. Kvadraturni sprejemni mešalnik za 10368MHz

Načrt kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 10368MHz je prikazan na sliki 11. Od podobnega mešalnika za 5760MHz se razlikuje le v izvedbi 90-stopnjskoga hibrida in harmonskih mešalnikov z diodama BAT14-099R. Sprejemni mešalnik za 10368MHz zato vsebuje dve VF ojačevalni stopnji s HEMToma ATF35376 in dve pasovni siti za 10368MHz, potem dva enaka harmonska mešalnika, ki delujeta s faznim zamikom 90 stopinj in še dva enaka medfrekvenčna predojačevalnika s tranzistorjem BF199. Tudi sprejemni mešalnik za 10368MHz je izdelan kot mikrotrakasto vezje na dvostranskem vitroplastu FR4 debele 0.8mm.

Sprejemna veriga vsebuje skupno štiri ojačevalne stopnje s HEMTi ATF35376, kar v vsakem slučaju zadušča za pokrivanje šuma kvadraturnega mešalnika. Harmonika mešalnika sta enaka kot v oddajniku in vsebujejo dva diodna četverčka BAT14-099R. Tudi v sprejemnem

kvadraturnem mešalniku se oba mešalnika napajata sofazno (L49 in L50) s signalom lokalnega oscilatorja 5184MHz. Fazni zamik 90 stopinj vnaša delilnik vhodnega visokofrekvenčnega signala (L25, L26, L27 in L28), ki je prav tako kot v oddajniku izdelan kot 100-ohmski hibrid zaradi varčevanja s prostorom. Za prilagoditev hibrida na 50-ohmske vode poskrbijo četrvalovni transformatorji L23, L29 in L30.

Mešalnikoma takoj sledita dva enaka medfrekvenčna predojačevalnika s tranzistorjem BF199, ki sta povsem enaka tistim v postajah za 1296, 2304 ali 5760MHz. Dušilke 3.3mH lahko v postaji za 10368MHz zamenjamo z nižjimi vrednostmi, saj na 10GHz ni niti močnih amaterskih postaj niti motenj radarjev. Nižja vrednost dušilk pomeni manjšo občutljivost na motilna nizkofrekvenčna magnetna polja vključno z motnjami, ki jih proizvaja postaja sama.

Enota kvadraturnega sprejemnega mešalnika za 10368MHz je izdelana na dvostranski tiskanini z izmerami 30mmX120mm. Gornja stran tiskanine je prikazana na sliki 12, spodnja stran pa ni jedkana, saj deluje kot ravnina mase za mikrotrakaste vode.

Tiskanina je izdelana iz 0.8mm debelega vitroplasta FR4. Razporeditev sestavnih delov na obeh straneh tiskanine je prikazana na sliki 13.

V frekvenčnem pasu 10GHz znaša četr valovne dolžine komaj 4mm na vitroplastu oziroma 5mm na teflonu, zato si tu lahko privoščimo bolj komplikirana vezja. Dušilke za napajalno napetost so zato izdelane kot nizkoprepustna sita z dvema (VF glava) ali tremi stopnjami (oddajni in sprejemni mešalnik). Izpopolnjene dušilke omogočajo nekoliko večja ojačenja in manjše presluhe.

Opisani kvadraturni sprejemni mešalnik za 10368MHz naj ne bi potreboval nobenega uglaševanja, če so le vsi mikrotrakasti vodi in polpredvodniki pravilno ozemljjeni. Tudi tu izločimo HEMTe s prevelikim Idss in jih prihranimo za izhod oddajnika. V več zgrajenih postajah za 1296, 2304, 5760 in 10368MHz sem opazil tudi velike razlike v šumu, ki ga proizvajata MF predojačevalnika s tranzistorjem BF199 v enoti sprejemnega mešalnika. Vzrok je izgleda v nizkofrekvenčnem šumu vrste 1/f, ki naraste samo na nizkih frekvencah. Od preizkušenih BF199 se izgleda najbolje obnesejo izdelki proizvajalca Philips, ki najmanj šumijo.

6. Predelave in prireditve ostalih stopenj

SSB/CW radijska postaja za 10368MHz uporablja enak kvadraturni modulator, medfrekvenco in demodulator kot postaje za 1296, 2304 ali 5760MHz. Ustrezni načrti so bili že objavljeni vključno s popravki in izboljšavami. Vse predelave opisanih stopenj seveda veljajo za vse štiri izvedbe radijske postaje: 23cm, 13cm, 5cm ali 3cm.

Enoto SSB/CW preklopov RX/TX moramo prirediti za delovanje v postaji za 10368MHz. V tej enoti je

nameščen zaščitni upor za izhodna tranzistorja oddajnika. Ker uporablja postaja za 10368MHz dva HEMTa ATF35376 v izhodni stopnji oddajnika, je enosmerni tok napajanja precej manjši. Namesto osmih uporov 33ohm-1/2W vgradimo v postajo za 10368MHz en sam upor 82ohm-1W, podobno kot v postaji za 5760MHz, ki uporablja iste polprevodnike v izhodni stopnji oddajnika.

Postaja za 10368MHz potrebuje tudi krmilnik za PIN diodo, ki je bil opisan pri postaji za 5760MHz. Nova PIN dioda BAR81 sicer nujno ne potrebuje negativne prednapetosti. Izguba občutljivosti 10GHz sprejemnika znaša komaj kakšen dB, če na vod +PIN preprosto pripeljemo napetost +12VTX. Novo PIN diodo BAR81 bi bilo seveda smiselno vgraditi tudi v radijsko postajo za 5760MHz, na nižjih frekvencah pa je stara dioda BAR80 povsem zadostna dobra.

7. Sestavljanje in preizkus SSB postaje za 10368MHz

V radijski postaji za 10368MHz so tudi majhni SMD sestavni deli veliki oziroma celo preveliki v primerjavi z valovno dolžino komaj 29mm. Izmere SMD uporov in kondenzatorjev se običajno podajajo v stotinkah cole (korak 0.254mm). Prvi SMD upori in kondenzatorji so bili velikosti 1206, se pravi približno 3mmX1.5mm. Danes dobimo večino uporov in kondenzatorjev velikosti 0805 ali 0603, v najnovejše naprave pa se vgrajujo sestavni deli velikosti 0402 z izmerami 1mmX0.5mm.

Kondenzatorji velikosti 1206 so neuporabni v postaji za 10368MHz, saj imajo parazitne rezonance ravno v pasu okoli 10GHz. Rezonančno frekvenco kondenzatorja dodatno znižuje visoka dielektrična konstanta keramike, iz katere je izdelano ohišje kondenzatorja. V postaji za 10368MHz moramo zato uporabiti kondenzatorje velikosti 0805 ali manjše.

Smiselno je vgraditi kondenzatorje majhnih vrednosti (večinoma 6.8pF v načrtih), ker so izdelani iz BELE keramike z razmeroma majhno dielektrično konstanto in nizkimi izgubami, kar pomeni rezonance nad 18GHz. Kondenzatorji iz obarvane keramike imajo nižje rezonančne frekvence in večje visokofrekvenčne izgube. Končno, najnovejši kondenzatorji in upori velikosti 0402 so uporabni celo na 24GHz.

O izbiri polprevodnikov sem se na veliko razpisal že v prejšnjih člankih o postajah za 1296, 2304 in predvsem 5760MHz. Tudi v radijski postaji za 10368MHz bi moral delati katerikoli HEMT iz konverterja za satelitsko TV. Enosmerni tokovi in napetosti kot tudi visokofrekvenčne lastnosti (S parametri) tranzistorjev različnih proizvajalcev so si precej podobni.

Tudi postaja za 10368MHz je izdelana s HEMTi ATF35376 (oziroma boljšimi ATF35176 ali ATF35076) predvsem zato, ker so ti polprevodniki najcenejši. Na načrtih sem povsod označil ATF35376, ker imata ATF35176 in ATF35076 pogosto večji Idss in ju zaradi prevelike porabe toka ne želimo uporabljati v enostavnih vezjih opisane postaje, kjer večina tranzistorjev dela brez prednapetosti na vratih.

ATF35376 lahko kupimo na znanih radioamaterskih sejmih v Friedrichshafnu ali Weinheimu po semešni ceni 3dem/kos oziroma še dosti manj v večjih količinah, torej petkrat do desetkrat manj od tistega, kar plačamo za zastarele MGF1302 z dosti slabšimi visokofrekvenčnimi lastnostmi. Razvoj tehnike gre naprej in temu se moramo radioamaterji prilagoditi ter uporabljati nove, cenene izdelke iz velikoserijske proizvodnje ter opustiti zastarele izdelke, ki postajajo iz dneva v dan dražji.

Pri izbiri polprevodnikov moramo paziti tudi v medfrekvenčnem oziroma nizkofrekvenčnem delu postaje. Nekvalitetni nizkofrekvenčni polprevodniki imajo razmeroma velik 1/f šum, to je šum, ki naraste na nizkih frekvencah, oziroma kot ga američani slikovito imenujejo "popcorn noise". Največ pozornosti velja nameniti izbiri obeh MF predajačevalnikov BF199. Tu so najmanj šumeli izdelki proizvajalca Philips, vendar to može velja samo za primerke, ki sem jih imel pri roki.

Kar pogosto se zgodi, da daleč premočno šumi tudi kakšen BC238 v medfrekvenčni verigi. Tak tranzistor moramo seveda izločiti in zamenjati z brezhibnim polprevodnikom. Žal defektni polprevodniki, ki jih industrija zavrže na vhodni kontroli zaradi prevelikega 1/f šuma, pogosto končajo v trgovinah z deli za popravljalce in radioamaterje. Tudi nizkofrekvenčne tranzistorje je zato pametnejše kupiti na sejmu v večji količini kot industrijski ostanek, saj dobimo tako v roke zagotovo prvakvaliteten material, ki je šel skozi vse vhodne kontrole kvalitete.

Visokofrekvenčne enote SSB postaje za 10368MHz imajo povsem enake izmere kot enote postaje za 5760MHz, le razporeditev priključkov je nekoliko drugačna. Oklopljena ohišja iz medeninaste pločevine naj bo izdelana čim bolj natančno, saj je 10GHz še težje zaustaviti kot 5.7GHz, ker mikrovalovi "puščajo" prav skozi vsako luknjo ali spranje v oklupu. Ohišja oddajnega mešalnika, visokofrekvenčne glave in sprejemnega mešalnika potrebujejo mikrovalovni absorber, to je črno "antistatično" peno debeline približno 1cm, ki jo namestimo pod celotno površino pokrova ohišja.

V postaji za 10368MHz enota VCXOja ne potrebuje spodnjega pokrova, saj je delovna frekvenca postaje komaj šestnajsti harmonik 648MHz. Po drugi strani pa se moramo bolj potruditi pri oklapljanju mikrovalovnih enot in izbiri ustreznih skoznikov. Notranje visokofrekvenčne povezave moramo izdelati s teflonskim kebelčkom z dvojno pletenim oklopom oziroma uporabiti poltrdi kabel UT085.

Izdelane enote SSB radijske postaje za 10368MHz lahko vgradimo v povsem enako aluminijasto ohišje z notranjimi izmerami 60mm (višina) X 180mm (širina) X 180mm (globina) kot radijske postaje za 1296, 2304 ali 5760MHz (glej natančen opis v CQ ZRS 3/97). Razporeditev enot SSB postaje za 10368MHz je povsem enaka postaji za 5760MHz.

Vgradnja zvočnika v ohišje postaje ni možna, ker so visokofrekvenčne enote postaje za 10368MHz še bolj občutljive na mikrofonijo od postaje za 5760MHz. Mikrofonijo bi lahko zmanjšali z uporabo masivnih rezkanih ohišij za visokofrekvenčne enote. Mehanske vibracije bi lahko omejili tudi z vgradnjo kosov plastične pene med zunanjim stenom ohišij, torej z vgradnjo mehanskih (zvočnih) absorberjev.

Preizkus postaje začnemo z uglasovanjem enote VCXOja in množilnih stopenj. VCXO nastavimo tako, da pokrijemo željeno področje. Množilne stopnje nastavimo za največji signal tako, da merimo napetosti na bazah množilnih tranzistorjev preko primerne VF dušilke. Maksimum na končni frekvenci 648MHz poiščemo tako, da merimo tok (napetost) ponora ATF35376 v množilniku za 2592MHz. Enota množilnika sicer ne potrebuje uglasovanja, kljub temu pa je nujno preveriti jakost izhodnega signala (+13dBm na 5184MHz).

Ker ostale stopnje sprejemnika ne potrebujejo uglaševanja, bi moral sprejemnik za silo delati. Pri sprejemniku preverimo najprej ojačenje: izhodni šum mora jasno upasti, ko odklopimo napajanje obema VF ojačevalnima stopnjama v visokofrekvenčni glavi. Če odklopimo sprejemni mešalnik in medfrekvenčna predobjačevalnika, šum popolnoma izgine.

Nato postajo uglasimo na primerno šibek nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ali še en enak VCXO z množilci v sosednji sobi) in natančno poslušamo demodulirani zvok. Razen običajnega piska bo dober operater slišal v ozadju še zrcalni pisk, ki se mu z uglaševanjem spreminja frekvenca v obratni smeri. Ta pisk v ozadju poskusimo čim bolj zadušiti s trimerjem v medfrekvenčnem ojačevalniku.

Pri oddajniku opazujemo potek izhodne moči pri vrtenju trimerja v modulatorju. Pri pritisnjeni CW tipki bi morali doseči polno izhodno moč z drsnikom na približno 1/3 upornosti. Delovna napetost izhodne stopnje oddajnika mora tedaj narasti na polno vrednost, ki jo dovoljuje zener dioda 4V7. Izhodno moč oddajnika

skošamo povečati še z nastavljivo uglaševalnega štrclja v visokofrekvenčni glavi postaje.

Nato preizkusimo SSB oddajnik brez modulacije, da nastavimo simetrijo obeh oddajnih mešalnikov. Trimerja nastavimo preprosto za minimalno izhodno moč. Žal je ta nastavitev trimerjev močno odvisna od temperature mešalnih diod in od krmilne moči lokalnega oscilatorja na 5184MHz, zato med praktično uporabo postaje dušenje nosilca ne bo več tako dobro kot pri uglaševanju.

SSB modulacijo oddajnika preverimo v radijski zvezi z neko drugo postajo na 10368MHz. Na ta način ugotovimo, ali smo zadeli pravi bočni pas (USB ali LSB), saj je I in Q signale kaj lahko zamešati med sabo v ozičenju postaje. Bočni pas sprejemnika lahko preverimo sami, ko sprejemnik uglašujemo na nemoduliran nosilec (radijski svetilnik ipd). Pri preverjanju modulacije ne pozabimo na dušenje neželenega nosilca, ki ga bo sogovornik slišal kot 1.4kHz pisk v svoji radijski postaji.

Končno preverimo še učinkovitost oklapljanja postaje. Radijsko postajo priključimo na anteno. Ko po-

mahamo z roko, v zvočniku postaje slišimo bolj ali manj glasen pisk 1.4 kHz. Vzrok piska je slabo oklopljen lokalni oscilator in Doppler-jev pojav, ki je na visokih frekvencah še bolj izrazit. Neželjeno sevanje lokalnega oscilatorja se odbija od roke in zaradi razlike v hitrosti nekoliko spremeni frekvenco ter zaide v anteno sprejemnika.

Občutljivost sprejemnika za 10368MHz lahko seveda preverimo z običajno fluorescentno svetilko, ki je širokopasoven izvor moduliranega šuma.

Poraba opisane SSB/CW radijske postaje za 10368MHz znaša pri nazivni napajalni napetosti 12.6V okoli 390mA pri razmeroma tihem sprejemu. Pri CW oddaji naraste poraba na 550mA pri izhodni moči 100mW. Pri SSB oddaji je poraba še večja in doseže maksimum 580mA v pavzah modulacije, v viških pa je enaka CW porabi 550mA. Poraba opisanega oddajnika je torej obratno sorazmerna izhodni moči zaradi načina napajanja izhodnih tranzistorjev preko zaščitnega upora.

Ohišja SSB/CW mikrovalovnih postaj z ničelno medfrekvenco

Matjaž Vidmar - S53MV

Gradnja mikrovalovnih radijskih postaj vsebuje precej pomembnih podrobnosti, ki so sicer same po sebi umevne izkušenemu graditelju mikrovalovnih vezij, so pa izgleda slabo poznane večini naših graditeljev teh radijskih postaj. V ta namen smo v soboto 10. januarja 1998 organizirali tudi seminar o gradnji takšnih radijskih postaj in mikrovalovnih naprav nasploh.

V tem članku zato nimam namena ponavljati vsebine seminarja, pač pa objaviti natančne skice vseh mehanskih podrobnosti ohišij za vse različne izvedbe opisanih radijskih postaj z ničelno medfrekvenco. Take skice bi morale biti dobrodoše vsem

graditeljem, vključno s tistimi, ki so se odločili za nakup vnaprej pripravljenih kompletov vseh mehanskih sestavnih delov ohišij radijskih postaj.

Vse izvedbe opisanih mikrovalovnih postaj vsebujejo podobne sestavne dele. Posamezne visokofrekvenčne enote so vgrajene v manjše medeninaste škatlice, celotna radijska postaja pa je vgrajena v aluminijasto ohišje. Medenina omogoča enostavno spajkanje ohišij, kondenzatorjev skoznikov in oklopov koaksialnih kablov, aluminij pa omogoča enostavno obdelavo (ne potrebuje barvanja!) in majhno težo (kako na vrh hriba?) celotne radijske postaje.

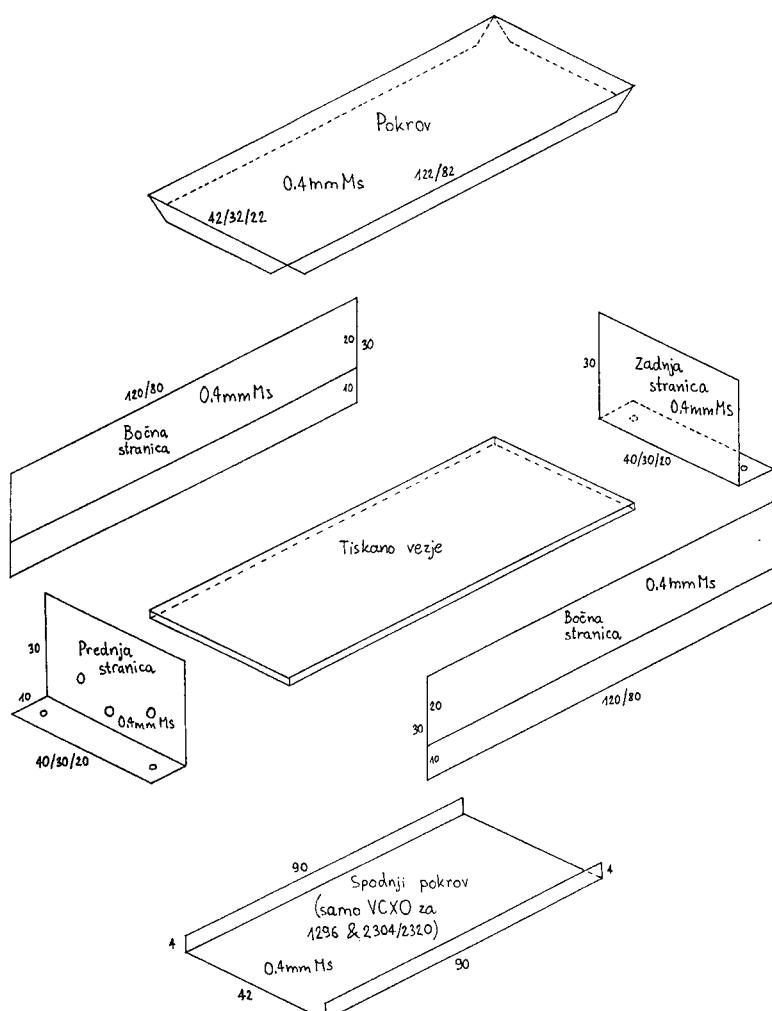
Sestava medeninaste škatlice visokofrekvenčne enote je prikazana na sliki 1. Tiskano vezje je zacinjeno v medeninast okvir, ki je sestavljen iz štirih med sabo neodvisnih stranic. Neodvisne stranice omogočajo nekoliko večja odstopanja izmer tiskanih vezij in jih lažje izdelamo s priročnimi orodji kot pa okvir iz enega samega kosa medenine.

Za škatlice priporočam medenino debeline 0.4mm. V skrajnem slučaju lahko uporabimo tudi medenino debeline 0.5mm za stranice oziroma 0.3mm za pokrove. Takšno medeninasto pločevino dobimo v obliki listov širine 60cm in dolžine do 2m. List medenine najprej razrezemo počez na trakove širine 120mm za stranice škatlic in 130mm za pokrove. Na ta način lahko izrezemo vse potrebne sestavne dele škatlic brez izmeta pločevine.

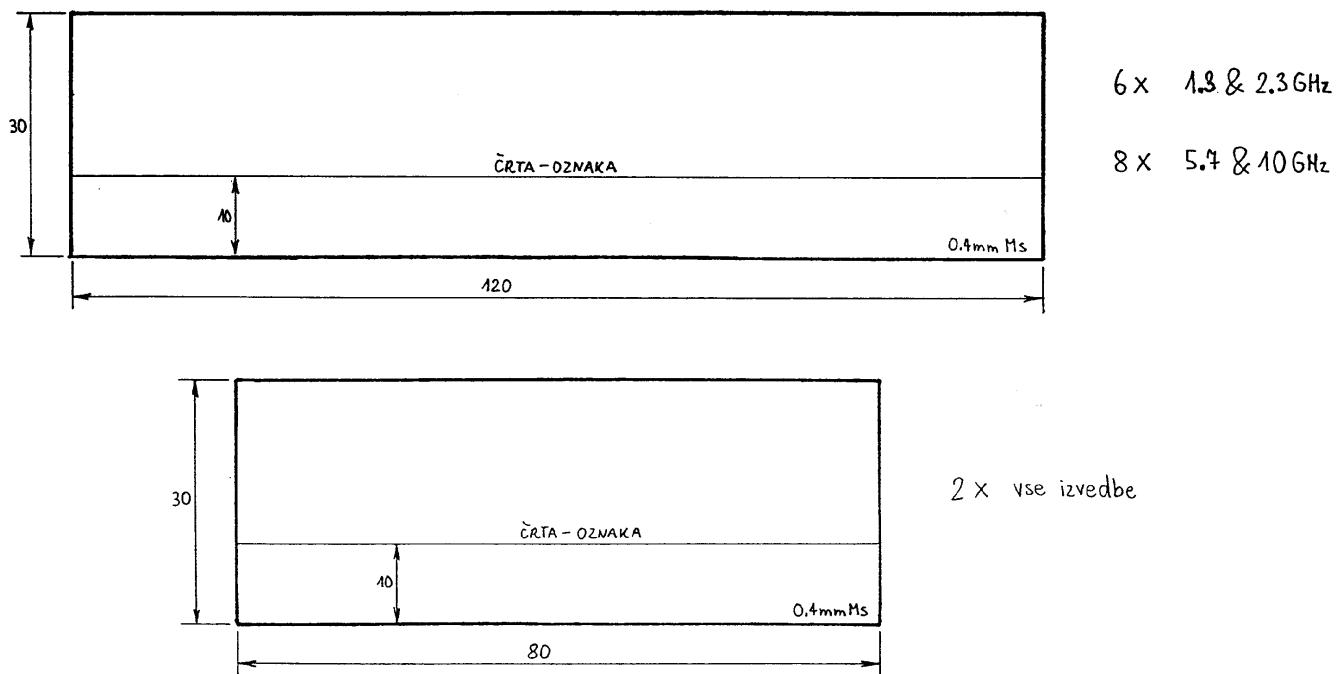
Če pločevino režemo s ročnimi škarjami, moramo posamezne sestavne dele pred gradnjo škatlice najprej poravnati v primežu in zavijati nosilna ušesa prednjih in zadnjih stranic. Pri ravnanju in zvijanju pločevine nam bojo v veliko pomoč različno dolgi kosi kovinskih L profилov (nekje od 3cm do 20cm), s katerimi razširimo ali zožamo čeljusti primeža. Bočne stranice škatlic so prikazane na sliki 2, vključno s potrebnimi količinami za različne izvedbe radijskih postaj.

Prednje in zadnje stranice zahtevajo veliko izvrtin, ki se razlikujejo za vsako izvedbo posebej, kot je to prikazano na slikah 3 (izvedba za 1296MHz), 4 (izvedba za 2304/2320 MHz), 5 (izvedba za 5760MHz) in 6 (izvedba za 10368MHz). Izvrtine premera 2mm so namenjene samoreznim vijakom za pločevino 2.9x6.5, s katerimi pritrdimo škatlice na ogrodje postaje. Izvrtine premera 3.2 mm pa so namenjene kondenzatorjem skoznikom (z nazivnim premerom 3mm) in teflonskim koaksialnim kabelčkom.

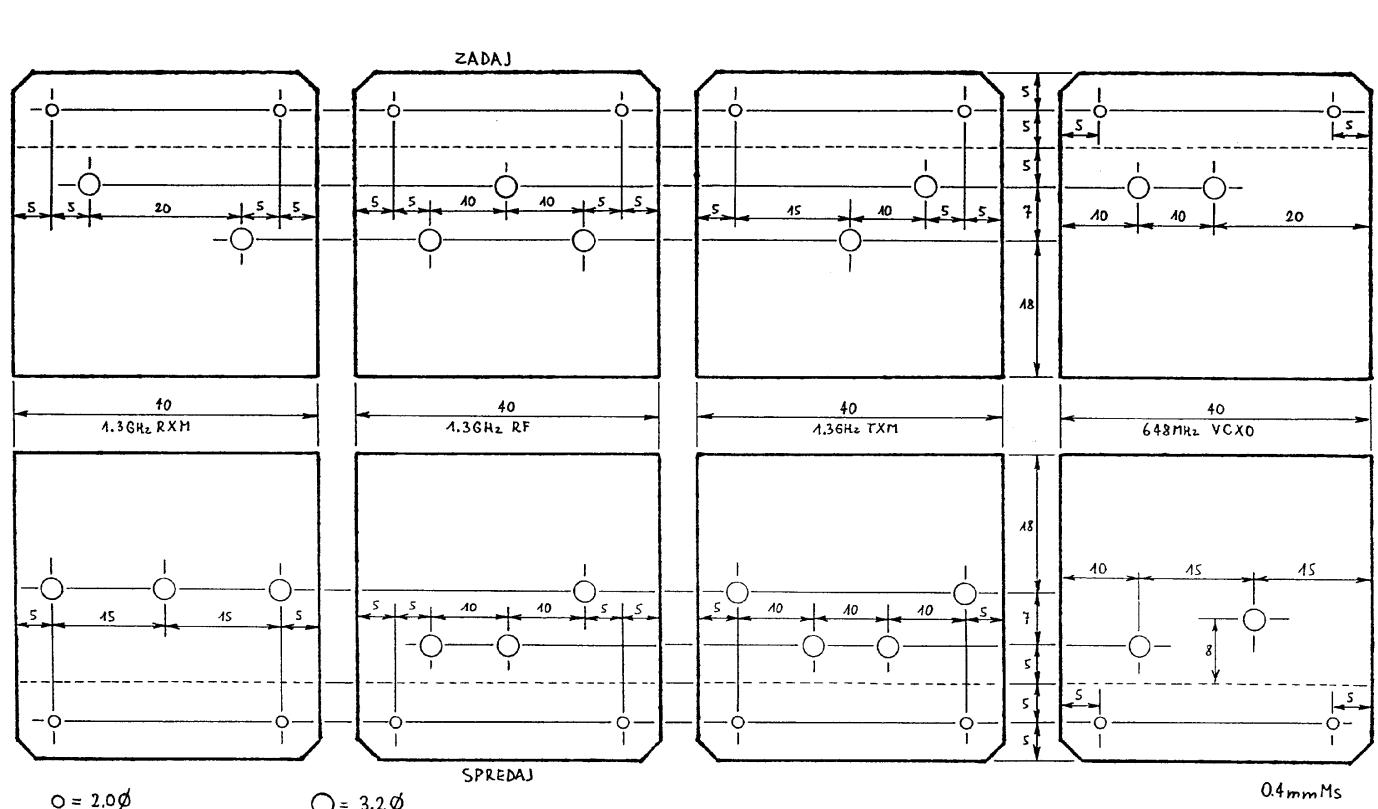
Pokrovi so prikazani na sliki 7. Večina škatlic ima le gornji pokrov. Gornji pokrov ima vse štiri stranice zavijane, tako da se drži na okvirju z lastno prožnostjo. V ta namen jih pri izdelavi zavijamo nekoliko navznoter, saj so narisane izmere pokrova namenoma nekoliko večje. Pri



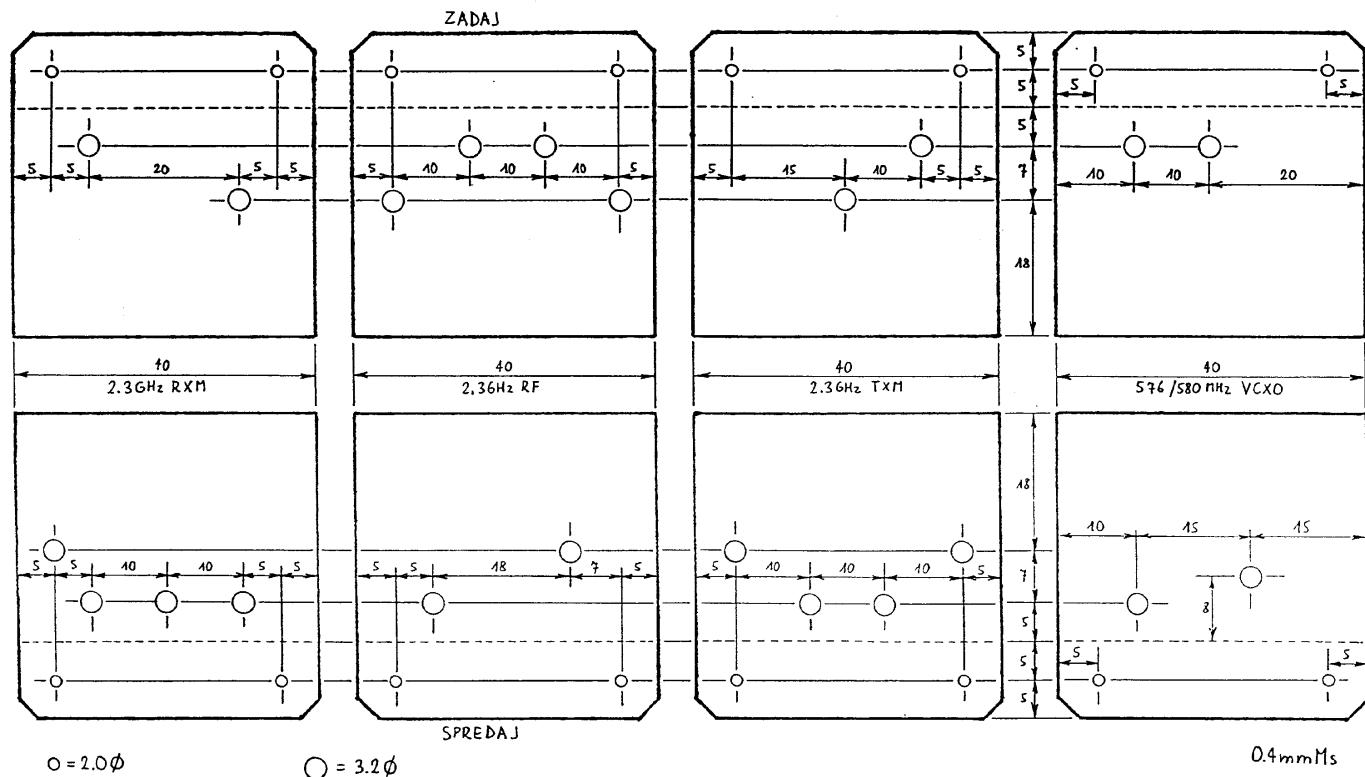
Slika 1 – Medeninasta škatlica visokofrekvenčne enote mikrovalovne postaje z ničelno medfrekvenco.



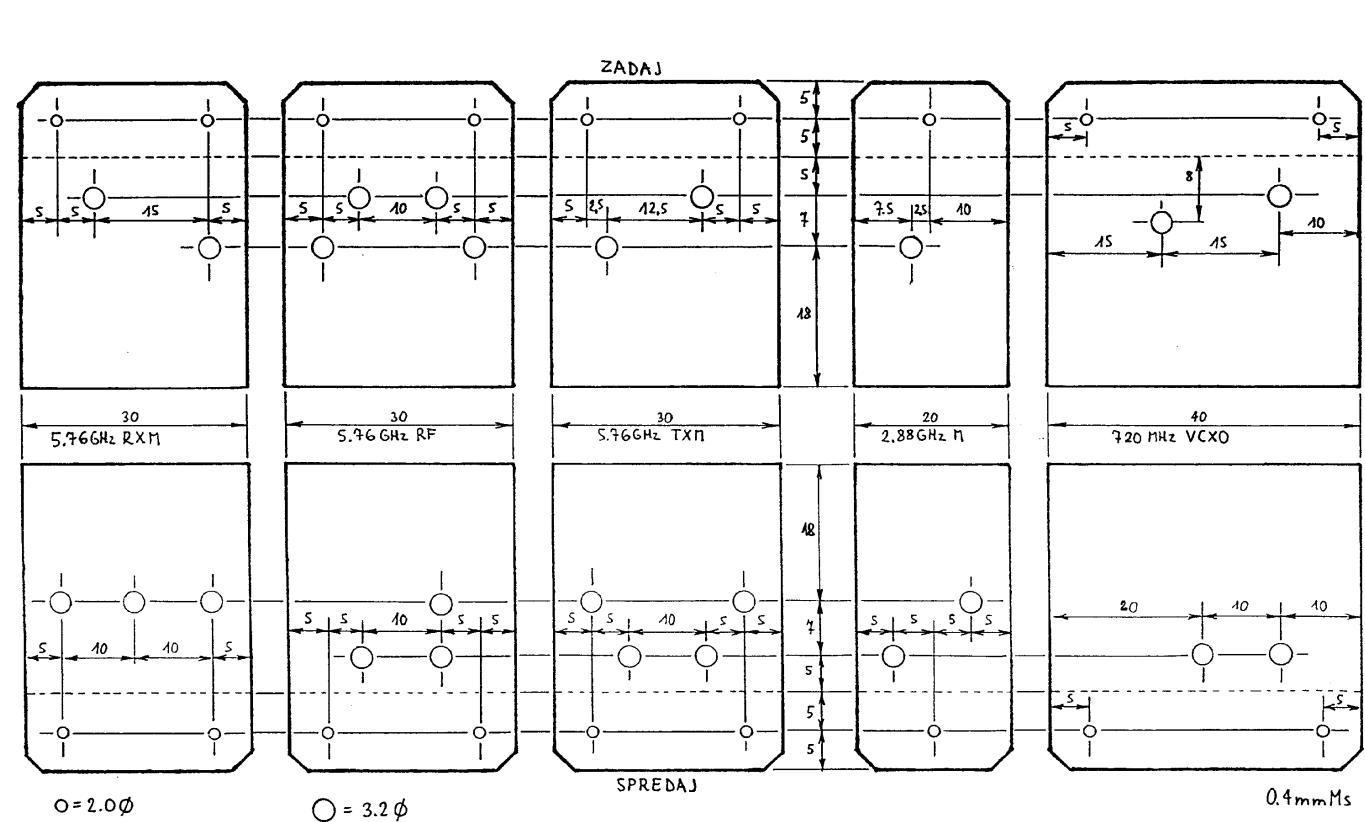
Slika 2 - Bočne stranice medeninastih škatlic mikrovalovnih postaj z ničelno medfrekvenco.



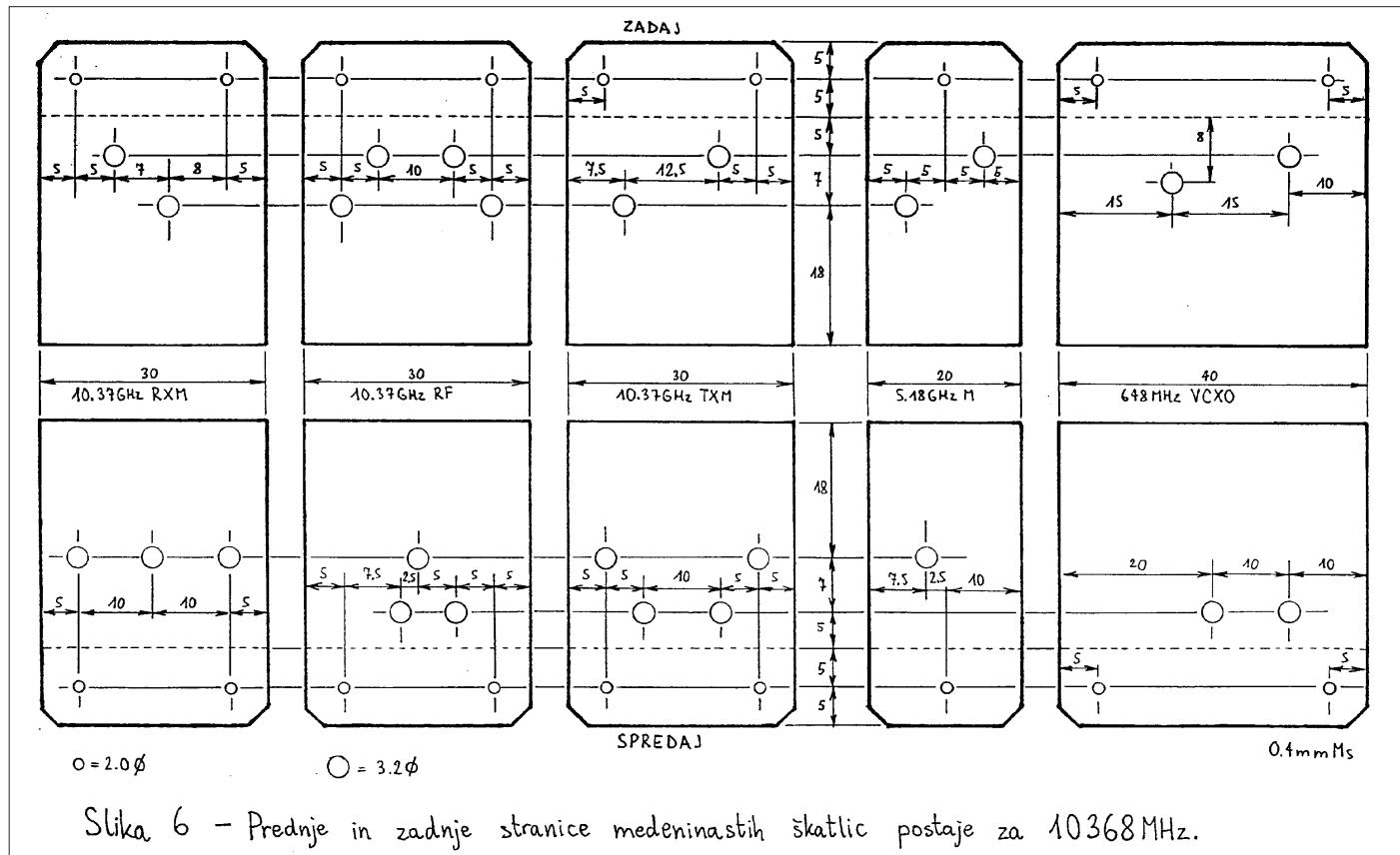
Slika 3 - Prednje in zadnje stranice medeninastih škatlic postaje za 1296 MHz.



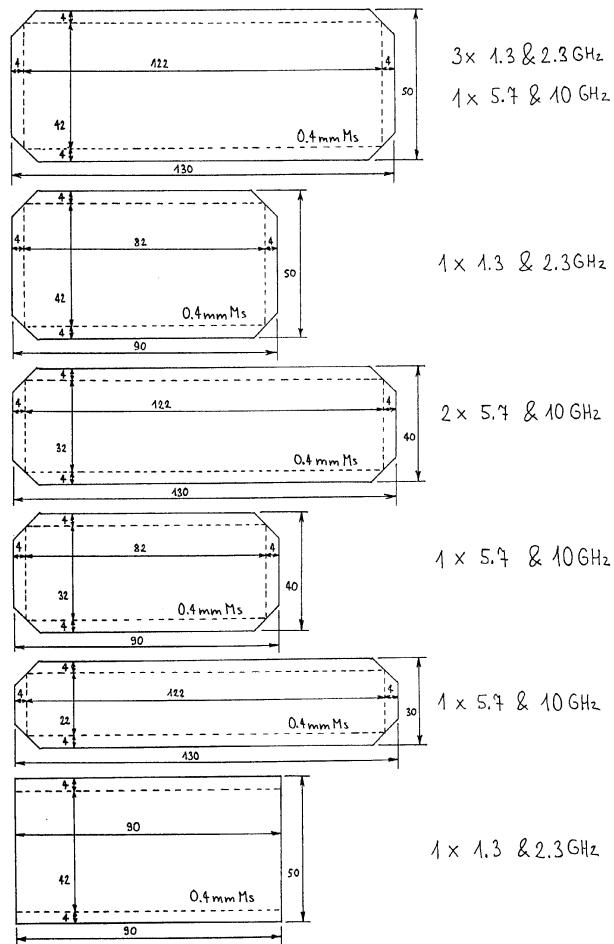
Slika 4 – Prednje in zadnje stranice medeninastih škatlic postaje za 2304 / 2320 MHz.



Slika 5 – Prednje in zadnje stranice medeninastih škatlic postaje za 5760 MHz.



Slika 6 – Prednje in zadnje stranice medeninastih škatlic postaje za 10368 MHz.



Slika 7 - Pokrovi medeninastih škatlic mikrovalovnih postaj z ničelno medfrekvenco.

pokrovih tudi ne smemo pozabiti, da izvedbi postaj za 5760MHz in 10368MHz potrebujejo tudi mikrovalovni absorber, to je črno "anti-statično" peno debeline približno 1cm pod celotno površino pokrova.

Obratno izvedbi za 1296MHz in 2304/2320MHz ne potrebujeta absorberja, pač pa dodaten spodnji pokrov za ohišje VCXOja. Ta pokrov je nekoliko krajši od škatlice (samo 90mm), saj preostale špranje ne prispevajo kaj dosti sevanja na teh razmeroma nizkih frekvencah. Krajši spodnji pokrov lahko potem namestimo tako, da ne pokriva glav vijakov, ki nosijo nizkofrekvenčne enote na drugi strani ogrodja.

Sestava ohišja celotne radijske postaje je ponovno prikazana na sliki 8. Ogrodje, prednja in zadnja plošča so izdelani iz 1mm Al pločevine. Če jo le dobimo, uporabimo za prednjo in zadnjo ploščo nekoliko tršo Al pločevino. Tršo pločevino oziroma de-belejšo pločevino lahko uporabimo tudi za oba pokrova.

Ogrodje radijske postaje zahteva veliko število izvrtin, ki jih moramo kar se da točno izvrtnati preden kri-vimo pločevino. Predlagana razpo-reditev izvrtin na sliki 9 za 1296MHz in 2304/2320MHz ter na sliki 10 za 5760MHz in 10368MHz naj bi omo-gočala vgradnjo enot z obeh strani ogrodja tako, da glave vijakov z ene strani ne motijo enot na drugi strani

osrednje nosilne plošče ogrodja.

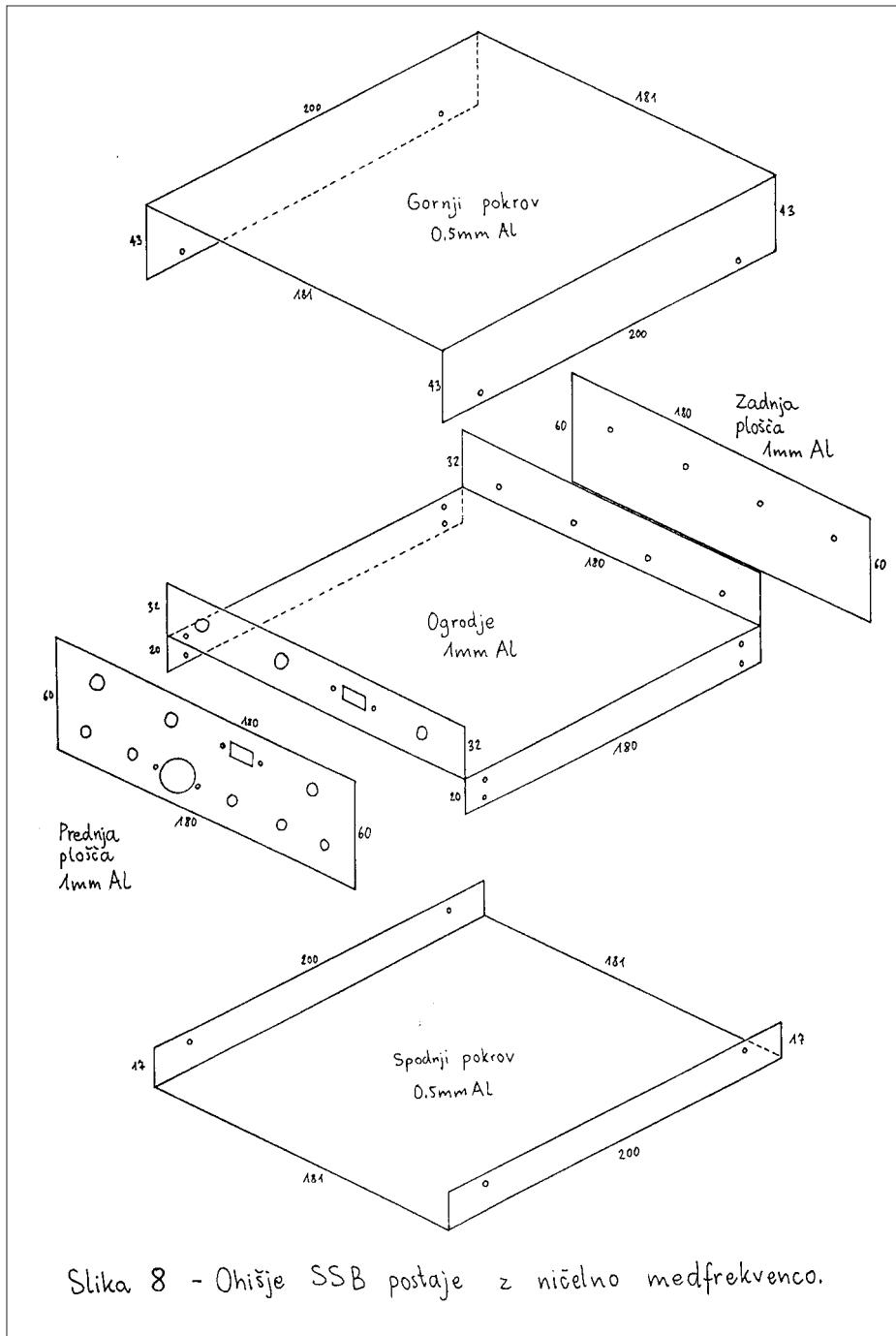
Izvtrine na prednji plošči radijske postaje so prikazane na sliki 11. CW tipka in SMA vtičnica zahtevata izvrtini premera 7mm. Vtičnica za napajanje zahteva 8mm. 6.3mm jacka za tipko in slušalke zahtevata izvrtino 9mm, DIN vtičnica za mikrofon pa 15mm. Helipot zahteva izvrtino 9.6mm (3/8") in dodatno luknjico premera 2.5mm za zobček podložke, ki zadržuje vrtenje ohišja gumba s števcem obratov. Običajni evropski potenciometer za glasnost seveda zahteva 10mm in preklopnik USB/LSB le 5mm. Izrez za merilni inštrument moramo seveda prilagoditi tistemu, kar imamo na razpolago!

Prednja plošča nima nobenih nosilnih vijakov, saj jo CW tipka, SMA vtičnica, merilni inštrument in Helipot trdno spajajo z ogrodjem. Obratno potrebuje zadnja plošča le štiri izvrtine za nosilne vijke, kot je to prikazano na sliki 12. Na zadnji plošči ni nobene vtičnice niti stikala preprosto zato, ker bi to bilo v običajnih razmerah uporabe radijske postaje na vrhu hriba silno nerodno!

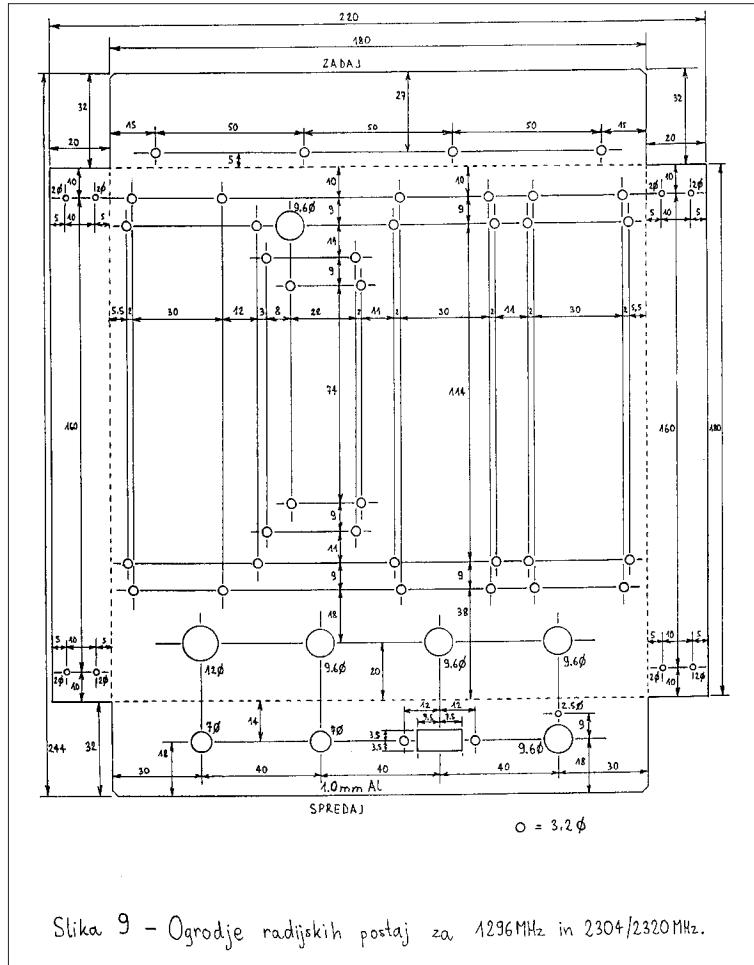
Gornji pokrov ohišja je prikazan na sliki 13 in spodnji pokrov na sliki 14. Oba pokrova sta dolžine 200mm, kar pomeni, da segata na obeh straneh približno za 10mm čez rob postaje. Na ta način pokrova ščitita gumbe in vtičnice na prednji plošči ter omogočata enostavno vgradnjo antene na

samo ohišje radijske postaje. V izmerah pokrovov je tudi upoštevano krivljenje pločevine, zato je nazivna širina povečana za 1mm na 181mm. Pri uporabi debelejše pločevine je treba seveda vzeti še večjo širino.

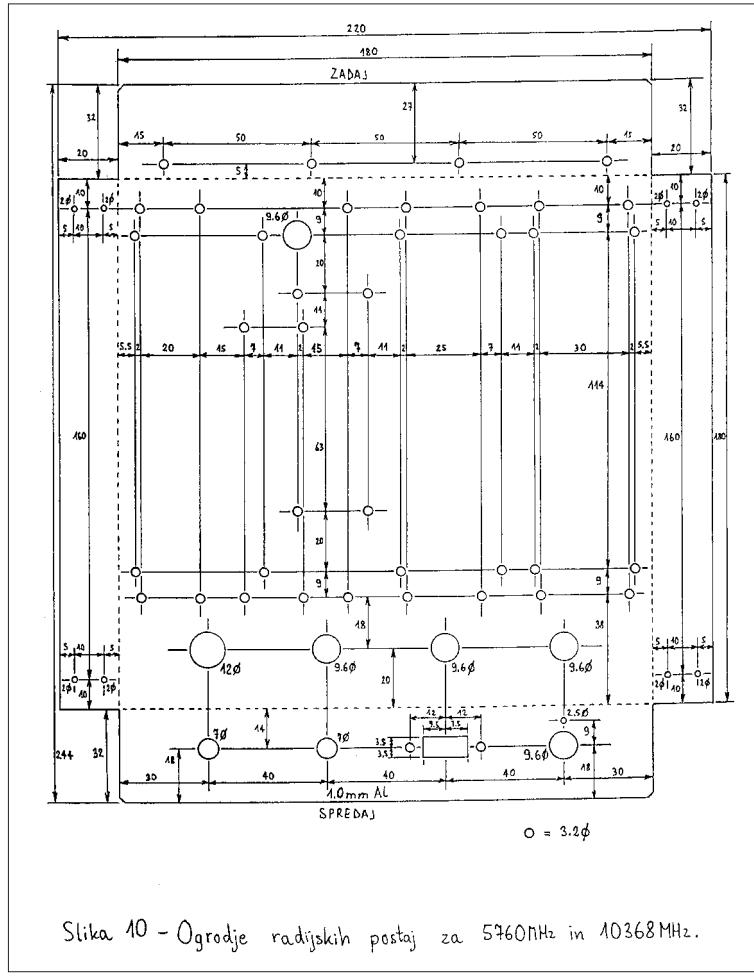
Končno, vsi sestavni deli ohišja morajo ravno tako imeti dober električni stik brez rež ali špranj, še posebno na visokih frekvencah (5760 MHz ali 10368MHz). Zaradi tega ohišja ne barvamo, pač pa izdelamo iz aluminijaste pločevine in oba pokrova pred zapiranjem škatle nekoliko upognemo, da dosežemo dober električni stik tudi na celotni prednji in zadnji stranici ohišja.



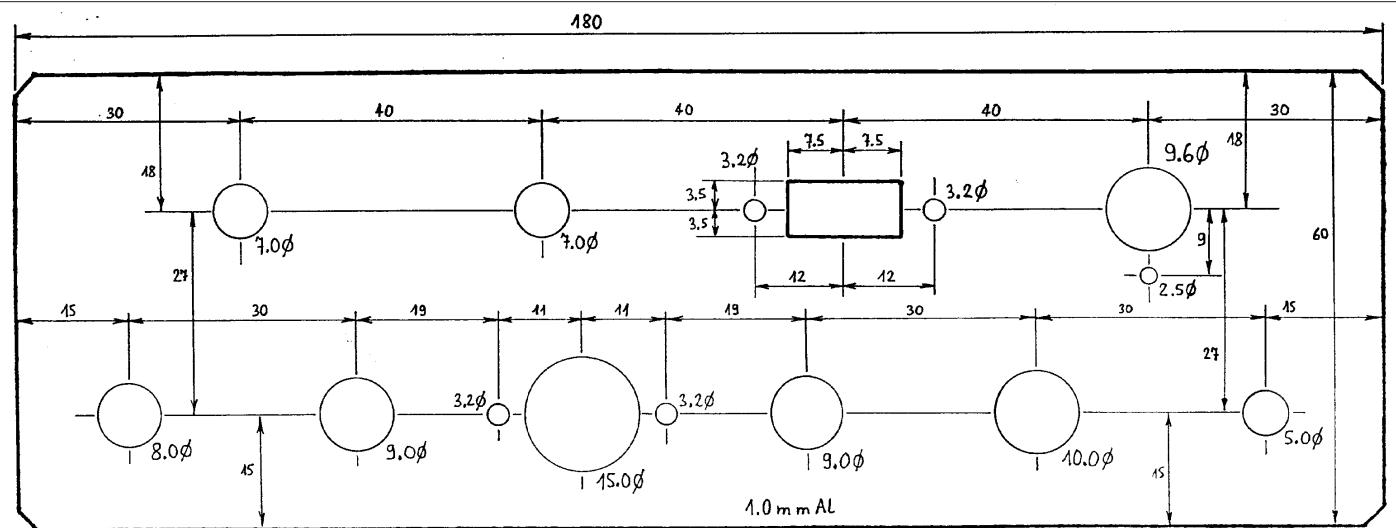
Slika 8 - Ohišje SSB postaje z ničelno medfrekvenco.



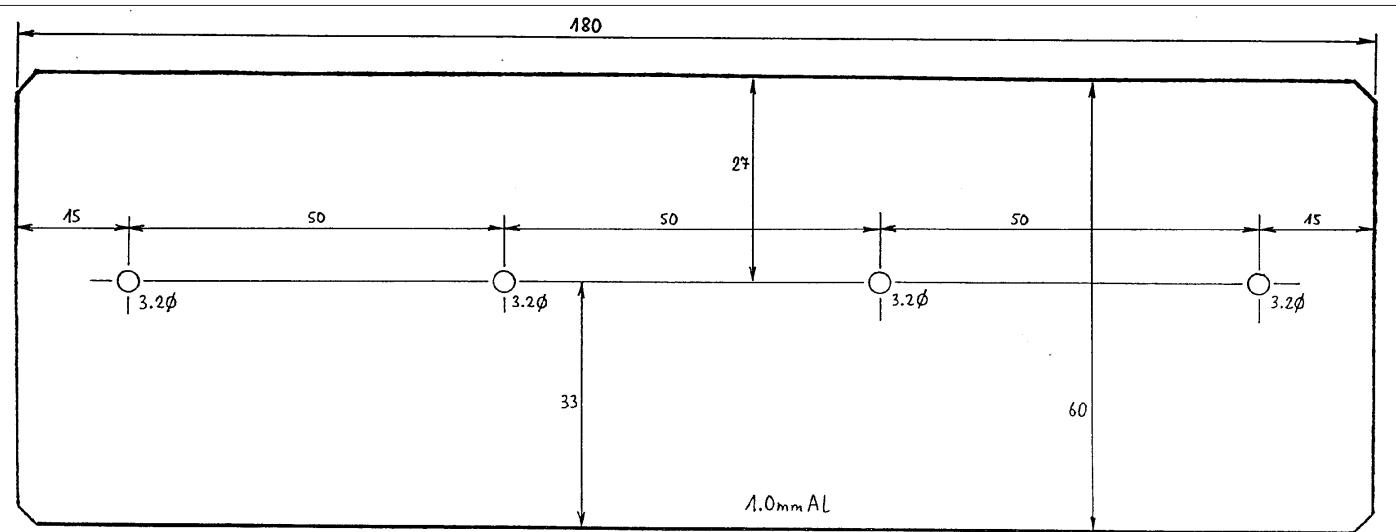
Slika 9 – Ogradje radijskih postaj za 1296 MHz in 2304/2320 MHz.



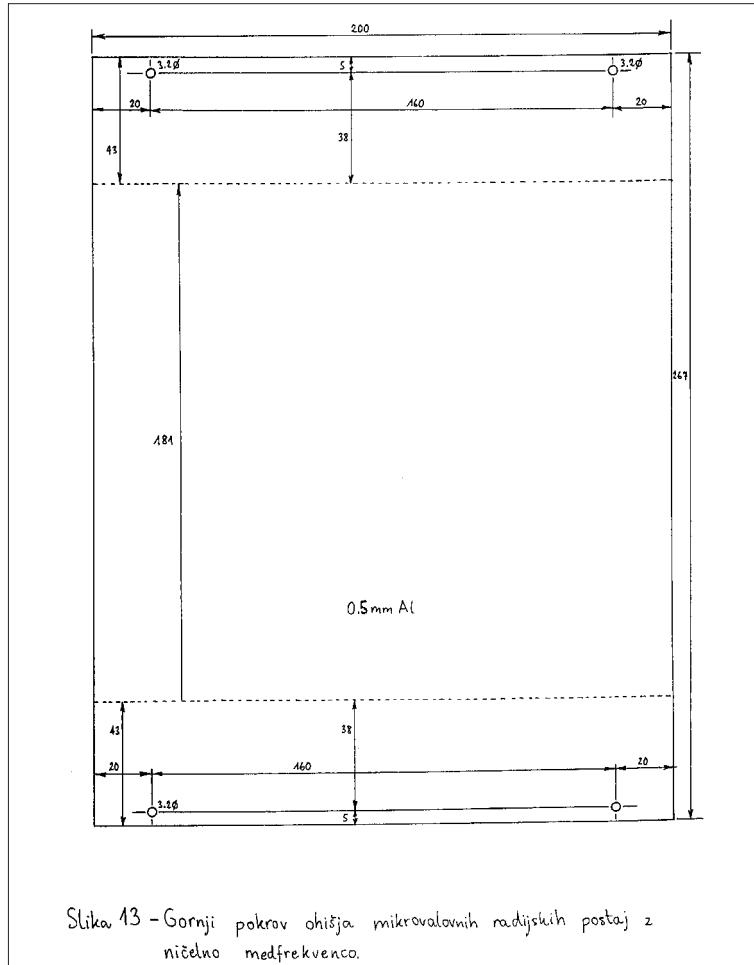
Slika 10 – Ogradje radijskih postaj za 5460 MHz in 10368 MHz.



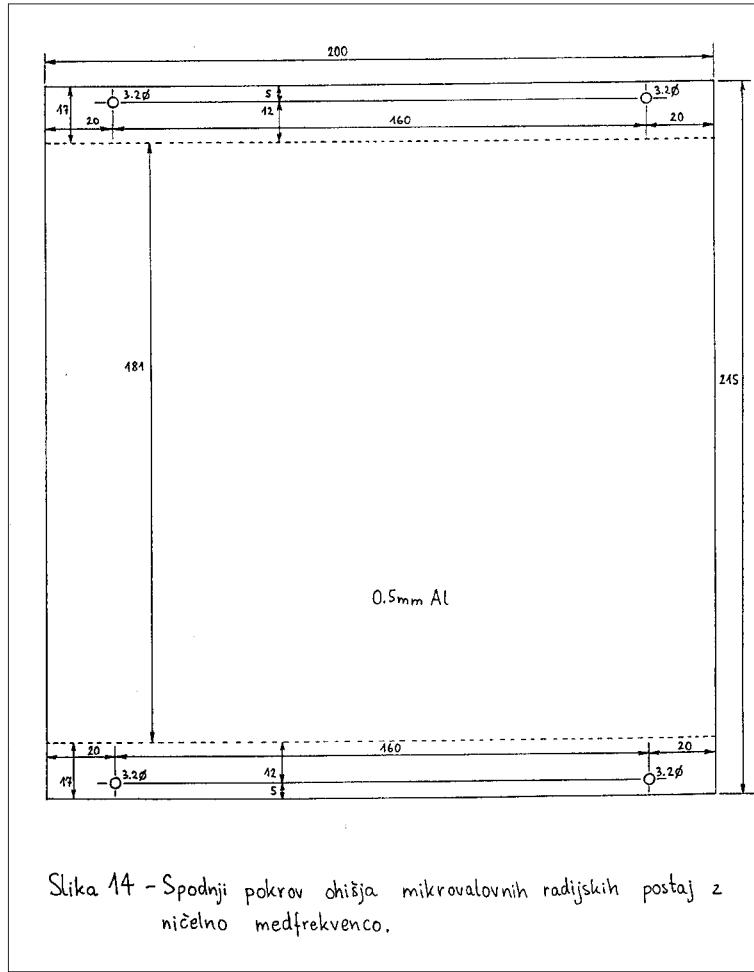
Slika 11 - Prednja plošča ohišja mikrovalovnih radijskih postaj z ničelno medfrekvenco.



Slika 12 - Zadnja plošča ohišja mikrovalovnih radijskih postaj z ničelno medfrekvenco.



Slika 13 - Gornji pokrov ohišja mikrovalovnih radijskih postaj z ničelno medfrekvenco.



Slika 14 - Spodnji pokrov ohišja mikrovalovnih radijskih postaj z ničelno medfrekvenco.

SBFA za frekvenčno področje 2.3GHz

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Kaj je to SBFA?

V tem sestavku nameravam opisati uspešno konstrukcijo Short-BackFire Antene ali na kratko SBFA. SBFA je bila dolgo časa radioamaterjem toliko kot neznana. Žele pred par leti so se opisi takšnih anten za 23cm in 13cm področja pojavili v amaterskih časopisih, že izdelane antene pa smo lahko kupili na dobro založenih radioamaterskih sejmih v Nemčiji. Žal ni vse zlato, kar se sveti, in večina teh SBF anten je napačno načrtovanih, kar se pozna kot izguba več dB dobitka itd.

SBF anteno je sicer izumil H. W. Ehrenspeck in prve rezultate objavil že leta 1965. Ehrenspeck in tudi drugi raziskovalci so kmalu SBF anteno še bistveno izboljšali in našli tiste oblike in dimenzije sestavnih delov, ki dajo najboljše lastnosti antene. Za praktično izdelavo SBF antene sem se naslanjal predvsem na knjigo "MICROWAVE CAVITY ANTENNAS", avtorjev A. Kumar-ja in H. D. Hristov-a, ki vsebuje zbornik več kot sto različnih člankov na temo SBF anten.

Izgled SBF antene je prikazan na

Sliki 1. SBF anteno sestavlja dva okrogla reflektorja in vzbujevalni dipoli. Veliki reflektor ima običajno kovinski obod, mali reflektor pa je enostavna krožna kovinska plošča. Polarizacija SBF antene zavisi izključno od vzbujevalnih dipolov. Z enim samim dipolom dobimo linearno polarizacijo, z dvema dipoloma pa se da doseči tudi krožno polarizacijo.

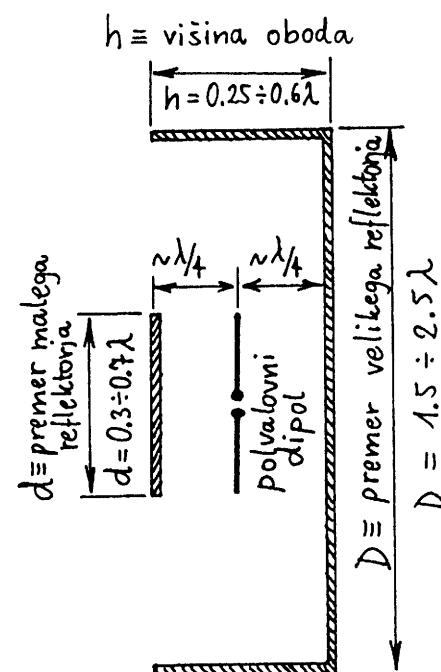
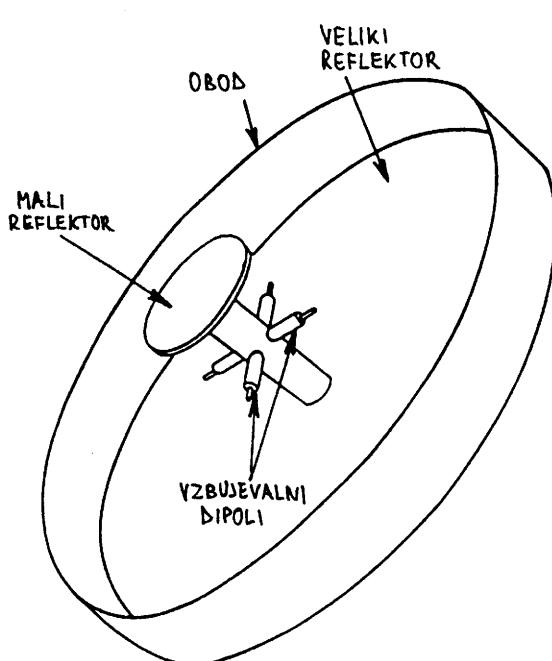
Dimenzije reflektorjev seveda ne morejo biti poljubne. Premer velikega reflektorja je običajno v velikostnem razredu dveh valovnih dolžin in pri teh dimenzijah znaša dobitek SBF antene okoli 15dBi, kar ustreza 20-elementni Yagi anteni. SBF antena je zato nepraktično velika za radioamatersko frekvenčno področje 435 MHz (premer 1.4m) in nižje frekvence.

SBFA je verjetno smiselna izbira za področji 1.3GHz in 2.3GHz, kjer je takšno anteno vsekakor lažje izdelati od enakovredne Yagi antene. Na še višjih frekvencah je dobitek 15dBi preskoren, področje 5.7GHz je zato verjetno gornja meja za SBFA. Na še višjih frekvencah je prav gotovo edina praktična antena primerno

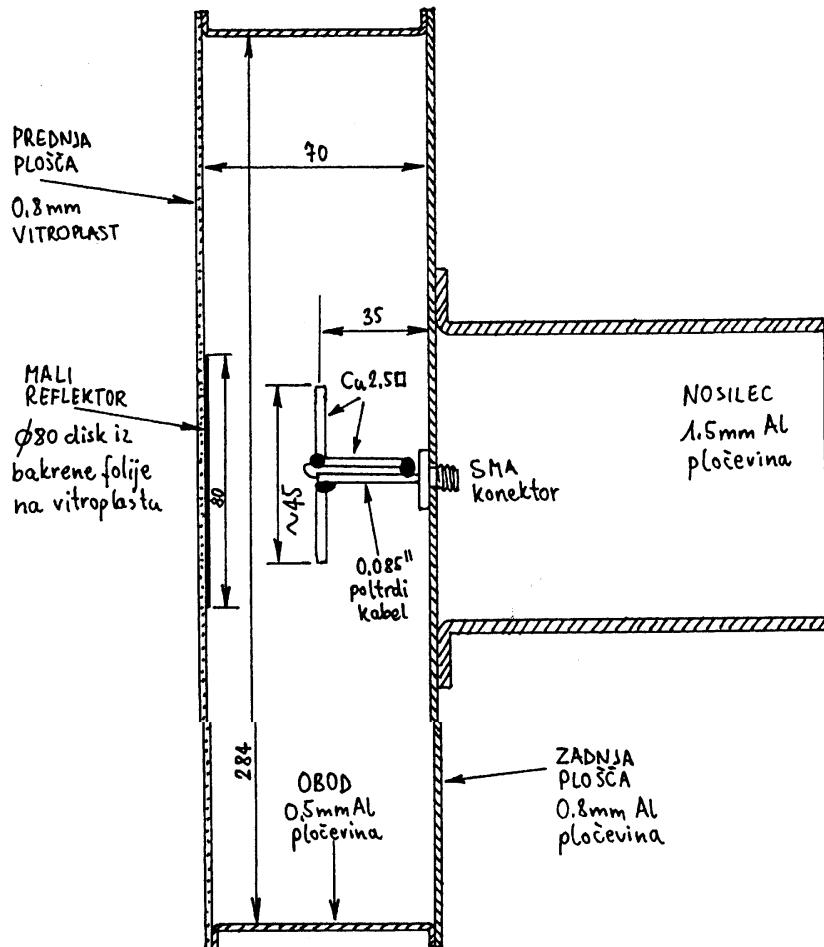
vzbujano parabolično zrcalo.

SBFA ima nekatere prednosti pred drugimi vrstami anten. Pri enakem dobitku ima SBFA dosti manj sestavnih delov od enakovredne Yagi antene. Izkoristek osvetlitve odprtine SBFA je zelo visok in lahko doseže 100%. To pomeni, da ima SBFA premera 30cm pri frekvenci 2.3GHz enak dobitek kot parabolično zrcalo premera 45cm, saj pri tako majhnih (v številu valovnih dolžin) paraboličnih zrcalih izkoristek osvetlitve redko preseže 50%. Končno je SBFA dosti lažje vgraditi v vodotesno škatlo, da občutljive sestavne dele, predvsem vzbujevalne dipole in napajalno vezje, zaščitimo pred dežjem, snegom in ledom.

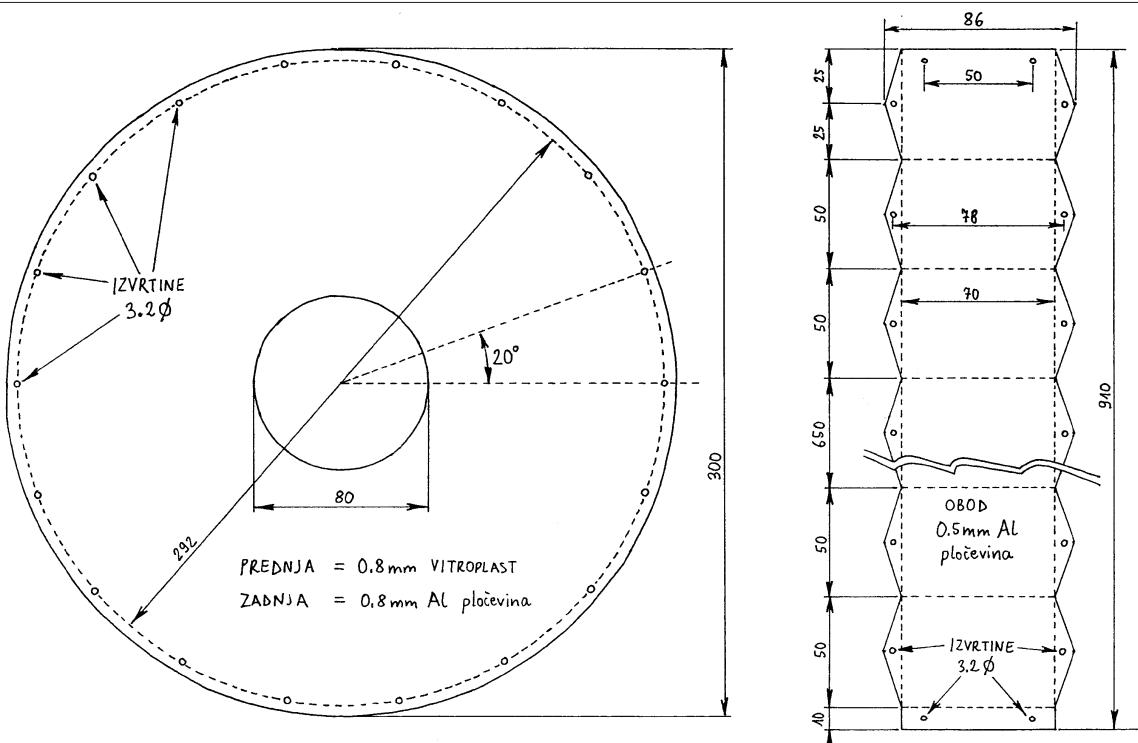
Slaba lastnost SBFA je ta, da smo pri tej vrsti antene vezani na povsem določene dimenzije in dobitek. Manjše ali večje SBF antene nima smisla izdelati, ker ne bi delovala. Dobitek SBF antene doseže maksimum približno 16dBi pri premeru velikega reflektorja $D=2.2$ do 2.3 valovne dolžine, premeru malega reflektorja $d=0.55$ do 0.65 valovne dolžine in višini oboda $h=0.5$ do 0.6 valovne dolžine. Mali in veliki ref-



Slika 1. - Izgled in običajne dimenzije SBF antene.



Slika 2. – Praktična izvedba SBF antene za 2.3 GHz področje.



Slika 3. – Sestavni deli SBF antene za 2.3 GHz področje.

lektor sestavlja odprt rezonator, ki pravilno deluje le v omejenem frekvenčnem pasu širine približno 10% srednje frekvence.

Ker je vzbujevalni dipol zaprt v prostoru med velikim in malim reflektorjem, je impedanca SBF antene močno frekvenčno odvisna. Z enostavnim dipolom lahko zato pokrijemo frekvenčno področje širine komaj 1% oziroma dobrih 20MHz pri 2.3GHz, kar je desetkrat manj od tistega, kar omogoča SBF rezonator. Podoben pojav lahko sicer opazimo tudi pri dobro načrtovanih Yagi antenah, ki so "navite" za maksimalni dobitek pri določeni frekvenci. Seveda velja tudi obratno: če je antena dobro prilagojena v širšem frekvenčnem pasu, so zelo verjetno dimenzije SBF lonca oziroma Yagi palčk povsem zgredene...

Od naših radioamaterjev se je SBF antene prvi lotil Robi S53WW in izdelal ter preizkusil prototip za ozkopasovno delo (SSB in CW) v pasu 2304/2320MHz. Navdušen od Robijevih rezultatov sem sam izdelal prototip SBFA za bodoče packet-radio zveze med vozlišči v pasu okoli 2360MHz in na isti merilni opremi v laboratoriju FER v Ljubljani nameril celo kakšen decibel več dobitka od Robijevega prototipa. Ker smo letos dobili v Sloveniji tudi prvi ATV repetitor, ki uporablja frekvenčni področji 23cm in 13cm, je SBF antena prav gotovo zanimiva širokemu krogu uporabnikov, od zgriznih tekmovalcev v mikrovalovnih kontestih do paketašev in tistih, ki se dajejo z amatersko televizijo.

2. Izdelava SBF antene za 13cm

Praktična izvedba mojega prototipa SBF antene za 2.3GHz področje je prikazana na Sliki 2. Pri izvedbi antene sem skušal izkoristiti zunanji veliki reflektor tudi kot škatlo, ki občutljive sestavne dele antene, dipol in napajalno vezje, ščiti pred vremenskimi pojavi. V ta namen sem prednjo odprtino antene zaprl s ploščo vitroplasta, da se vsi pomembni deli antene nahajajo v zaprti škatli.

Prednja plošča iz vitroplasta je debeline komaj 0.8mm, da čim manj moti delovanje antene. Prednja plošča je hkrati uporabljena kot nosilec malega reflektorja. Mali reflektor je v mojem prototipu enostavno disk iz bakrene folije premera 80mm, ki sem jo povsod drugod odstranil s površine vitroplasta. V tem primeru je razdalja

med malim in velikim reflektorjem točno določena in mora biti enaka višini oboda velikega reflektorja. Srečno naključje zagotavlja, da je takrat tudi dobitek antene maksimalen in dosega okoli 16dB.

Prednost takšne SBF antene je v tem, da je za zemeljske zveze edina aktivna zunanjina površina antene, to je plošča iz vitroplasta, postavljena pokončno. Na pokončni plošči se le stežka nabere sneg ali led, pa tudi dežne kapljice hitro zdrsnejo dol. Opisana konstrukcija SBFA bi razresila težave marsikaterega packet vozlišča, ki danes uporablja Yagi ali drugačne antene in ob naletavanju prvih snežink utihne.

SBF anteno sem izdelal za linearno (horizontalno) polarizacijo. Za vzbujanje zadošča v tem slučaju en sam polvalovni dipol. Dipol je izdelan iz bakrene žice premera 1.8mm (žica za električne napeljave preseka 2.5 mm²). Impedanca v napajalni točki je zelo blizu 50ohm in dipol potrebuje le simetrirni vod za priključitev na standardni 50-ohmski koaksialni vod.

Praktično pritrdimo dipol na 35mm dolg kos poltrdega kabla zunanjega premera 0.085" s teflonskim dielektrikom, ki je na drugem koncu pritrjen na ustrezni ženski SMA konektor s kvadratno prirobnico. Simetrirni vod je enostavno še en košček bakrene žice premera 1.8mm, ki poteka vzporedno s poltrdym kablom. Simetrirni vod je pri dipolu spojen s srednjo žilo kabla, pri SMA konektorju pa z oklopom kabla. Razdalja med simetrirnim vodnikom in oklopom kabla je nepomembna za delovanje antene in v prototipu znaša okoli 2mm.

Dolžino dipola je treba precej natančno nastaviti za željeno frekvenco, ker se impedanca SBFA zelo hitro spreminja s frekvenco v delovnem območju. Navedena dolžina 45mm ustreza frekvenci 2360 MHz in je precej krajsa od polovice valovne dolžine 63.5mm pri tej frekvenci. Točno dolžino dipola nastavimo s pomočjo zanesljivega reflektometra (glej članek o mostičnem reflektometru v nadaljevanju). Pri krajšanju krakov dipola seveda ne smemo pozabiti na simetrijo!

Sestavni deli škatle SBF antene so prikazani na Sliki 3. Iz 0.8mm debelega vitroplasta moramo izrezati krog premera 300mm za prednjo stranico škatle in še en enako velik krog iz aluminijeve pločevine 0.8mm (boljše več) za zadnjo stranico. Oba diskova imata na robu 18 enakomerno

razporejenih izvrtin premera 3.2mm za pritrditev oboda s pomočjo M3 vijakov.

Prednjo stranico škatle najlaže izdelamo iz enostranskega vitroplasta. Sredi vitroplasta narišemo krog premera 80mm in rob kroga zarežemo z ostro konico. Odvečno bakreno folijo nato previdno olupimo, da ostane le osrednji disk. Stranico nato vgradimo v škatlo tako, da je bakrena folija na notranji strani zaščitenata od vremenskih vplivov.

Obod izdelamo iz 86mm širokega in 910mm dolgega kosa aluminijskega traku debeline 0.5mm, kot je to prikazano na Sliki 3. Trikotne "uhle" za pritrdilne vijke nato zvijemo v primežu. Obod sam je spojen v krožno zanko z dvema M3 vijakoma. Uporabe zakovic ne priporočam, ker bo potrebno anteno večkrat razstaviti pri uglaševanju.

Impedanco oziroma prilagojenost antene seveda merimo le pri popolnoma sestavljeni anteni. Pri razstavljeni anteni brez malega reflektorja in oboda se rezonančna frekvenca dipola zviša. Skupni učinek obeh reflektorjev se kaže kot znižanje rezonančne frekvence dipola, katerega moramo zato dodatno skrajšati pri uglaševanju.

SBF anteno najlaže pritrdimo na nosilec na zadnji strani. Nosilec izdelamo iz vsaj 1.5mm debele aluminijeve pločevine, ki jo primerno oblikujemo v obliko širokega "U" profila. Točne dimenzije nosilca seveda zavisi od velikosti objemke in drugih mehanskih potankosti, kar bo vsak graditelj prilagodil svojim potrebam.

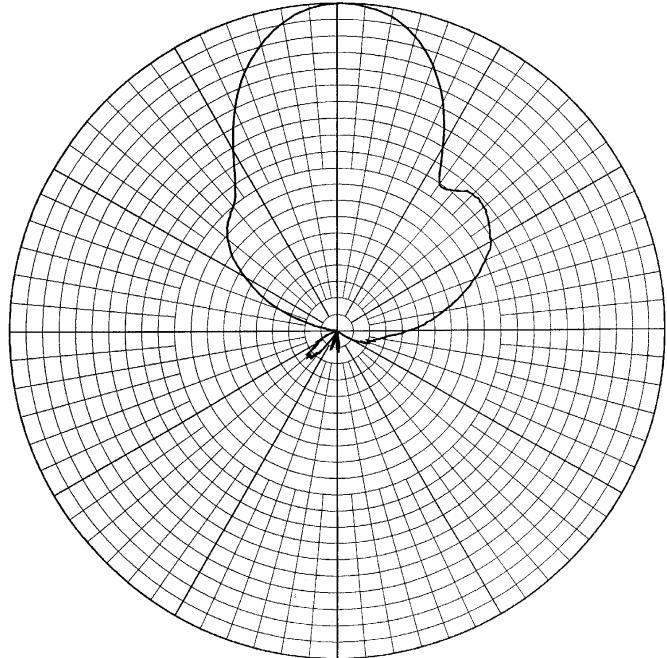
Na dokončani in uglašeni anteni seveda primerno zatesnimo vse spoje, da vлага ne vdre v notranjost antene. Na spodnji strani antene v vsakem slučaju pustimo odprtino za zračenje!

3. Izmerjeni rezultati SBF antene za 13cm

Dokončani prototip SBF antene sem temeljito premeril v laboratoriju za antene in razširjanje valov na Fakulteti za Elektrotehniko in Računalništvo v Ljubljani. Pri vseh meritvah mi je pri delu pomagal g. Stanko Gajšek, ki se mu za pomoč tu iskreno zahvaljujem.

Pri izdelani anteni sem najprej pomeral impedanco še s profesionalnim mikrovalovnim analizatorjem vezij.

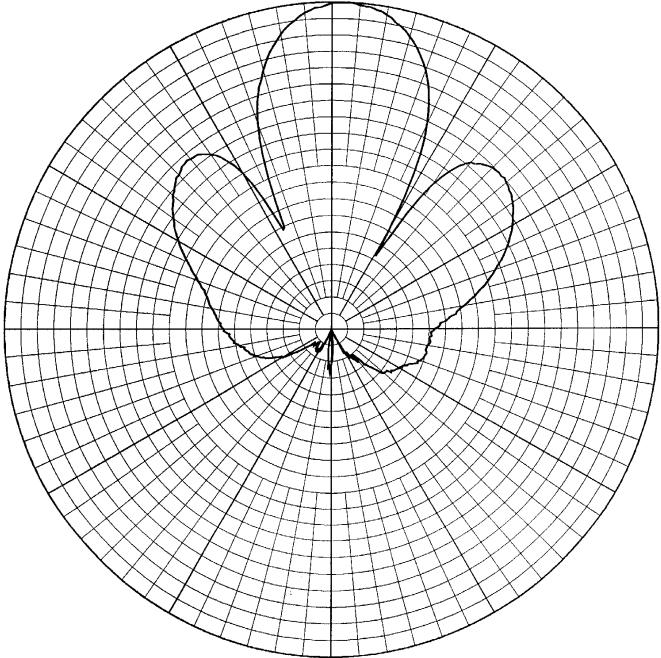
ANTENA: MATJAZEV LONEC
RAVNINA E
MERIL: M. VIDMAR 24. aprila 1995. OB 16:08



F= 2300 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 28.6 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 4. – Smerni diagram 2300 MHz / E ravnina.

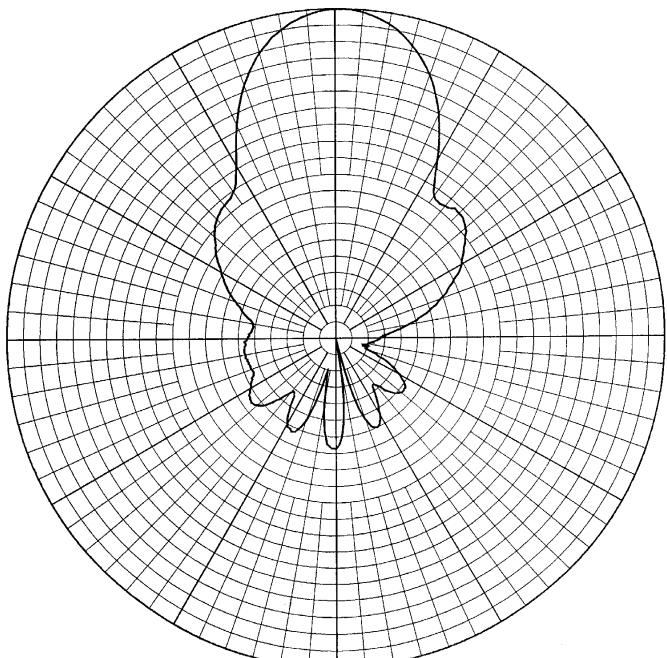
ANTENA: MATJAZEV LONEC
RAVNINA H
MERIL: M. VIDMAR 24. aprila 1995. OB 16:31



F= 2300 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 24.42 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 5. – Smerni diagram 2300 MHz / H ravnina.

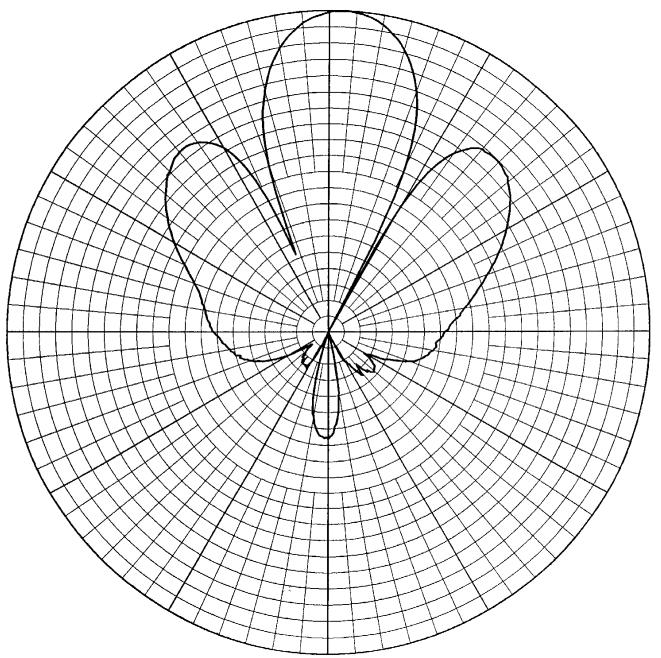
ANTENA: MATJAZEV LONEC
RAVNINA E
MERIL: M. VIDMAR 24. aprila 1995. OB 16:08



F= 2360 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 26.94 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 6. – Smerni diagram 2360 MHz / E ravnina.

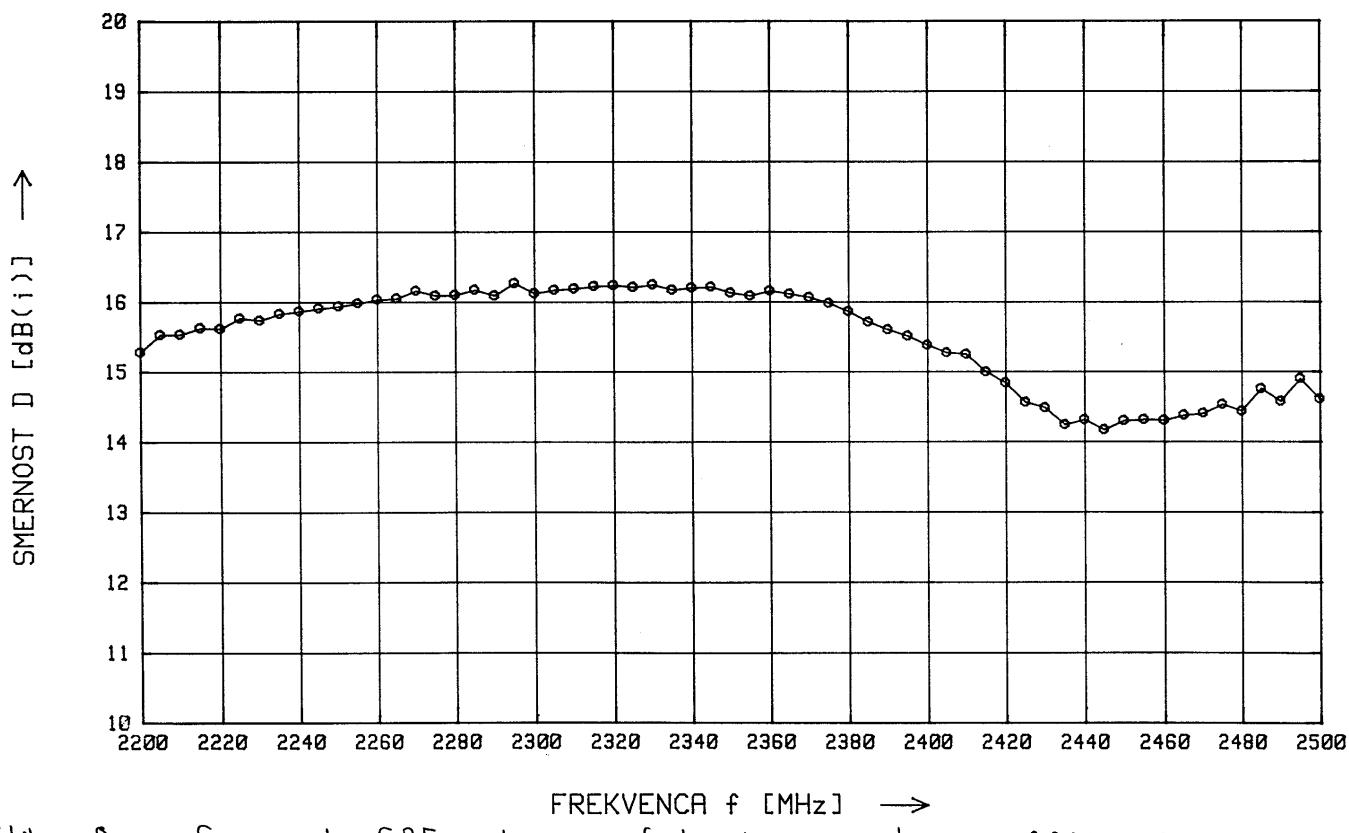
ANTENA: MATJAZEV LONEC
RAVNINA H
MERIL: M. VIDMAR 24. aprila 1995. OB 16:31



F= 2360 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 22.35 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 7. – Smerni diagram 2360 MHz / H ravnina.

ANTENA: MATJAZEV LONEC
MERIL: M. VIDMAR DNE 24. aprila 1995. OB 16:08



Slika 8. - Smernost SBF antene v frekvenčnem področju 2200 ÷ 2500 MHz.

Rezonančna frekvenca se ni izkazala bistveno drugačna od tiste, ki sem jo nastavil doma s preprostim mostičnim reflektometrom. Pač pa je analizator vezij pokazal, da je impedanca takšne antene zelo ozkopasovno prilagojena. To je mogoče nepomembno za SSB ali CW delo na 2304MHz, pri ATV pa bo treba anteno uglasiti za točno določen kanal.

Nato sem izmeril smerni diagram antene v dveh ravninah (E in H) v frekvenčnem področju od 2200MHz do 2500MHz. V tem sestavku prikazujem le za nas radioamaterje najzanimivejše rezultate pri 2300MHz (Sliki 4. in 5.) ter pri 2360MHz (Sliki 6. in 7.). Iz smernih diagramov vidimo, da se SBFA obnaša podobno kot Yagi antena: z rastočo frekvenco se oža širina glavnega snopa antene in hkrati rastejo stranski snopi, ki odzirajo moč glavnemu snopu. Rahlo nesimetrijo stranskih snopov naj-

verjetneje prinaša neidealno simetrično vezje vzbujevalnega dipola.

Najzanimivejši rezultat je seveda smernost antene, ki jo izračunamo na računalniku z numerično integracijo izmerjenih smernih diagramov. Končni rezultat na Sliki 8. kaže, da smernost prototipa SBFA presega vrednost 16dBi v frekvenčnem pasu od 2260MHz do 2370MHz. Ker je električni izkoristek SBFA praktično enak enici, lahko računamo tudi na dobitek 16dBi, če le poglasimo anteno na željeno frekvenco.

Za satelitsko področje 2.4-2.45GHz je opisani SBFA lonec nekoliko prevelik, saj smernost upade na 14dBi. Razen tega uporablja vsi radioamaterski sateliti v tem frekvenčnem področju desno krožno polarizacijo, kar zahteva dva pravilno napajana vzbujevalna dipola. V tem slučaju lahko izkoristimo rezonančne lastnosti SBFA in fazni zasuk 90 stopinj

med dipoloma dosežemo enostavno z različnima dolžinama obeh dipolov, ki ju sicer napajamo vzporedno. Uglševanje takšne krožno-polarizirane SBFA je seveda potrpljenjsko delo.

Za druga frekvenčna področja dobimo izmere SBF antene enostavno tako, da vse številke na Sliki 2. pomnožimo z razmerjem valovnih dolžin. SBFA za 23cm ima torej premer velikega reflektorja približno 50cm, premer malega reflektorja okoli 14cm in višino oboda približno 12cm. Za 23cm seveda že iz mehanskih razlogov uporabimo debelejšo pločevino, prednjo ploščo pa izdelamo iz običajnega 1.6mm debelega vitroplasta. Račun ni povsem točen le za izmere vzbujevalnega dipola, ki ga pač moramo uglasiti na željeno frekvenco.

Na sneg in led odporni lonci za 23cm in 13cm

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Antene in vremenski pojavni

Radioamaterji se pri izbiri vrste antene pogosto držimo ustaljenih rešitev in niti ne pomislimo, da bi bila drugačna vrsta antene lahko boljša za dano nalogu. Od usmerjenih anten so prav gotovo vsem najbolj znane Yagi antene najrazličnejših vrst. Delovanje Yagi antene je osnovano na zbiralni leči, ki jo izdelamo iz "umetnega" dielektrika. S primernim oblikovanjem kovinskih delov (palčk, zankic, diskov) in izkoriščanjem rezonančnih pojavov dosežemo, da se naprava obnaša kot zbiralna leča, in to glede na izmere z zelo majhno količino kovine.

Med vsemi različnimi vrstami anten so prav gotovo Yagi antene tiste, ki dosežejo največji dobitek z najmanjšo količino uporabljenega materiala, to je najmanjšo maso aluminija. Vsakršno varčevanje ima seveda svoje slabe strani. Ker v Yagi anteni izkoriščamo rezonančne pojave v palčkah ali zankicah, delujejo takšne antene le v ozkem frekvenčnem pasu.

Yagi antene so zato zelo občutljive na točnost izdelave in na zunanje vplive. Občutljivost na zunanje vplive se še povečuje z naraščajočo frekvenco, saj se izmere posameznih delov antene manjšajo. Pri Yagi anteni za amatersko področje 23cm (1296MHz) lahko že samo dežne kapljice, ki se naberejo na palčkah antene, premaknejo delovno frekvenco antene navzdol za več kot 50MHz. Ker je Yagi antena razmeroma ozkopasovna, se pojavi takoj pozna kot izguba več dB dobitka antene!

Yagi antene za frekvence nad 500MHz se zato običajno načrtujejo za nekoliko višjo nazivno frekvenco, da že dežne kapljice povsem ne porušijo delovanja antene. Opisani ukrep je seveda povsem neučinkovit proti snegu ali ledu na palčkah antene, saj je vpliv snega ali ledu še dosti večji. Sneg ali led običajno popolnoma porušita delovanje Yagi antene: glavni snop antene se obrne nazaj, v običajni smeri sevanja pa se pojavi globoka ničla v smernem diagramu.

Profesionalne Yagi antene za frekvence nad 300MHz so zato

običajno vgrajene v vodotesno škatlo iz izolacijske snovi, ki naj bi občutljivo anteno ščitila pred vremenskimi vplivi. Vgradnja Yagi antene v vodotesno škatlo še zdaleč ni enostavna. Žkatla iz izolacijske snovi kot vsak dielektrik pomakne rezonančne frekvence palčk Yagi antene navzdol in hkrati skrajša goriščno razdaljo leče. Preprosto povedano, ob vgradnji Yagi antene v škatlo je treba celotno anteno na novo preračunati in izmeriti!

Razen zahtevnega načrtovanja Yagi antene v škatli predstavlja škatla tudi dodatno delo pri izdelavi in se običajno izkaže dražja od vseh ostalih delov antene skupaj. Podolgovata škatla z Yagi anteno tudi ni najbolj posrečena oblika, saj se na škatli nabira sneg, ki le stežka zdrsne dol, še posebno pri vodoravnji (horizontalni) polarizaciji.

Pri vseh radijskih napravah na planinskih postojankah, kjer sta sneg in led pogosta pojava, je zato bolj smiselno uporabiti drugačne antene. Antene za govorne in ATV repetitorje, za packet-radio omrežje in za radijske svetilnike naj bi bile izdelane tako, da so vse aktivne sevajoče površine pokončne, da se na njih sneg ne nabira in led čimprej zdrsne dol. Med radioamaterji so najbolj znane različne izvedbe bočnih skupin, osmic in dvojnih osmic, ki jih lahko vgradimo v vodotesno pokončno škatlo, ki ustreza gornjim zahtevam. Dvojno osmico za 23cm področje je opisal Jože S53SX v CQ ZRS 5/94.

2. Votlinski rezonatorji kot mikrovalovne antene

Razen opisane dvojne osmice z dobitkom okoli 9dB obustaže še cela vrsta anten, ki tudi izpolnjujejo vse zahtevane pogoje in jih je enostavno izdelati. V tem članku se bom omejil na družino anten, ki imajo obliko okroglih votlinskih rezonatorjev. Vse opisane antene sem izdelal in natančno premeril predvsem zato, da sem lahko natančno določil vpliv zaščitnih pokrovov (po angleško "radome"), ki na frekvencah nad 1GHz še zdaleč ni zanemarljiv.

Votlinski rezonatorji so prazne

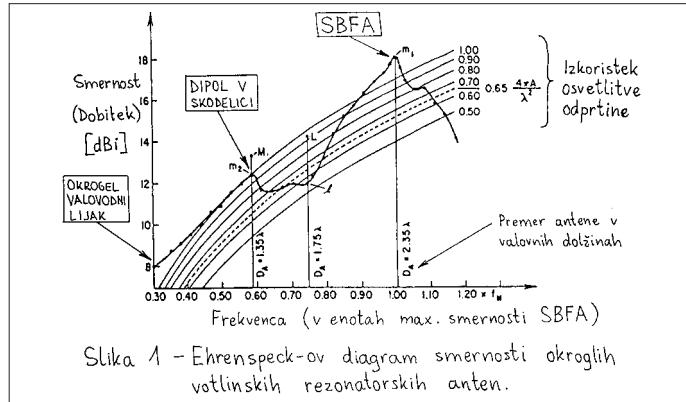
kovinske škatle. Iz votlinskega rezonatorja dobimo anteno tako, da eno kovinsko stranico odstranimo oziroma jo nadomestimo z zaščitno steno iz izolacijske snovi, ki je prozorna za radijske valove. Lastnosti takšne antene seveda zavisijo od oblike električnega in magnetnega polja znotraj votlinskega rezonatorja.

S pravilnim vzbujanjem votlinskega rezonatorja lahko dosežemo zelo dober sevalni izkoristek aktivne površine antene, kot je to s poskusi ugotovil Ehrenspeck, izumitelj SBF antene (glej sliko 1). Ehrenspeck-ova krivulja je verjetno za kakšen dB previšoka, saj je pri dobitkih nad 15dBi težko preseči 100% izkoristek osvetlitve odprtine. Vendar celotna krivulja pokaže značilne minimume in maksimume dobitka, ki ustrezano pripadajočim vrstam rezonatorskih anten.

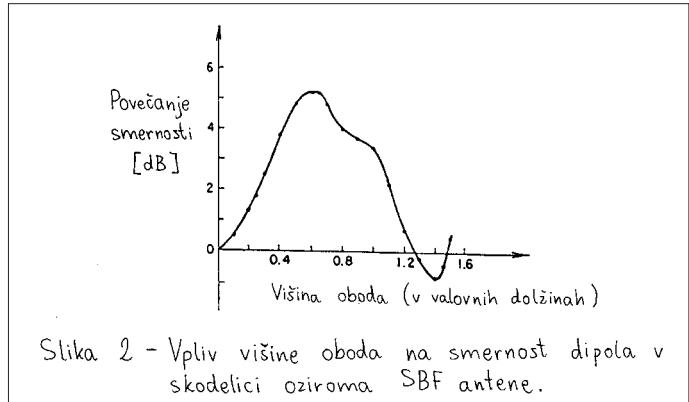
Rezonator v obliki valja lahko obravnavamo tudi kot valovod krožnega prereza. Odprti konec valovoda se obnaša kot antena z imenom valovodni lijak. Dobitek takšne antene se seveda veča s premerom vse do nastopa višjih valovodnih rodov. Nastop višjih rodov lahko do določene mere zaustavimo s povsem simetričnim vzbujanjem valovoda z dipolom, takšno anteno pa običajno imenujemo dipol v skodelici (cup dipole).

Že večji dobitek dosežemo tako, da obliko električnega in magnetnega polja v rezonatorju popravimo z dodatnim malim reflektorjem pred dipolom in dobimo Short-BackFire anteno (glej opis SBFA za 13cm v CQ ZRS 3/95). Razen opisanih načinov vzbujanja votlinskega rezonatorja bi seveda lahko izdelali tudi podolgovat stožčast valovodni lijak. Takšen lijak lahko postane zelo dolg, ker potrebna dolžina narašča sorazmerno kvadratu premera odprtine. Podolgovati stožčasti lijak postane nepraktično dolg pri dobitkih nad 20dBi, pri dobitku 15dBi pa je še vedno lijak dvakrat daljši od premera enakovredne SBF antene.

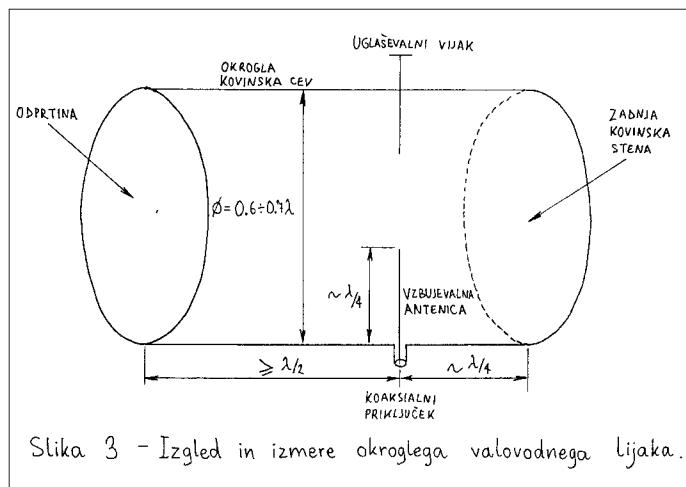
Na frekvencah pod 3GHz so izmere rezonatorskih anten razmeroma velike. Premer odprtine na rezonatorju neposredno določa dobitek antene, kot to prikazuje slika 1. Težje je določiti potrebno dolžino rezonatorja



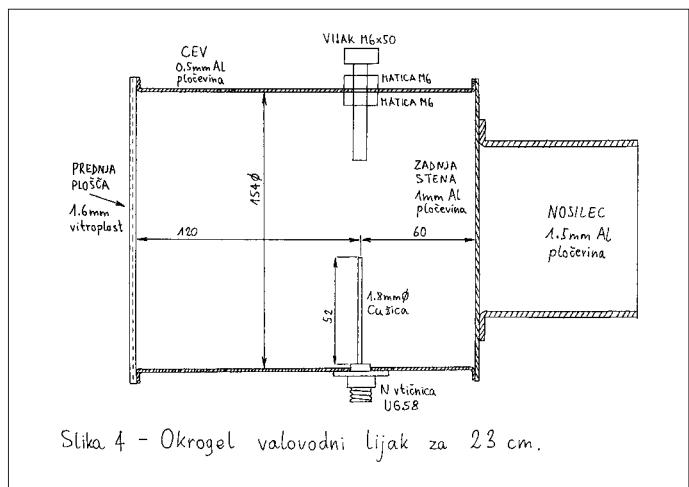
Slika 1 - Ehrenspeck-ov diagram smernosti okroglih vrtlinskih rezonatorskih anten.



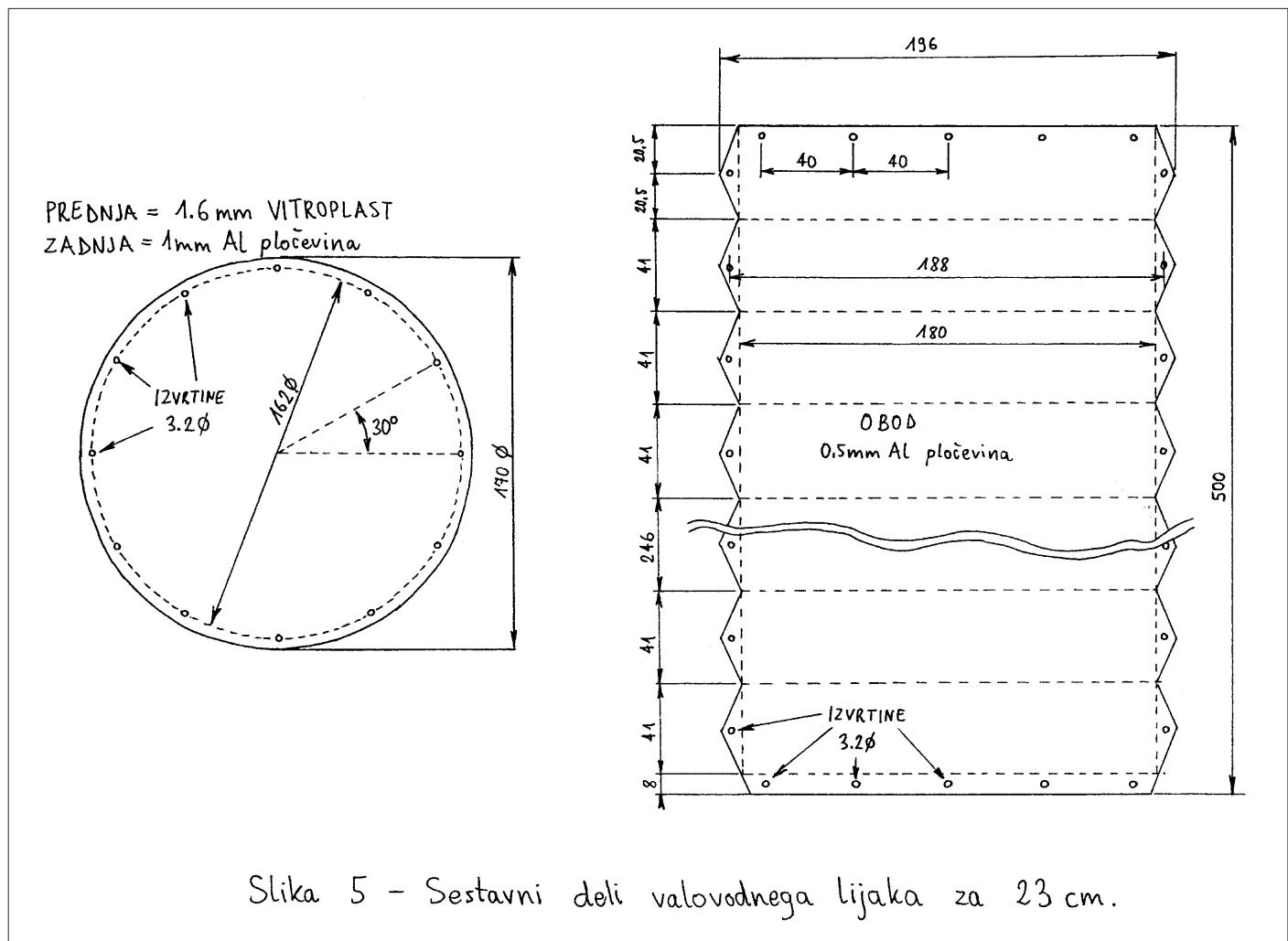
Slika 2 - Vpliv višine oboda na smernost dipola v skodelici oziroma SBF antene.



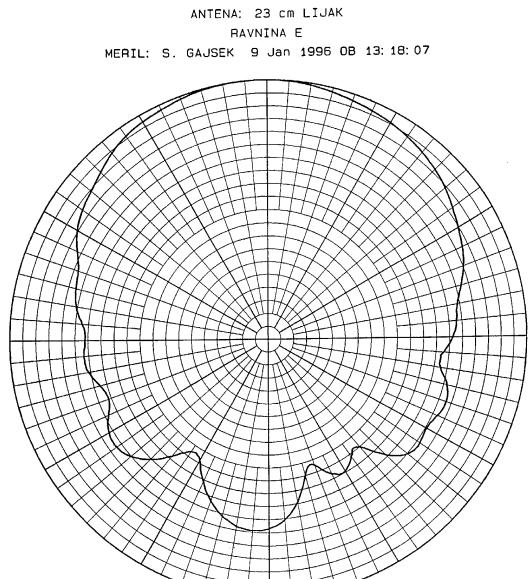
Slika 3 - Izgled in izmere okroglega valovodnega lijaka.



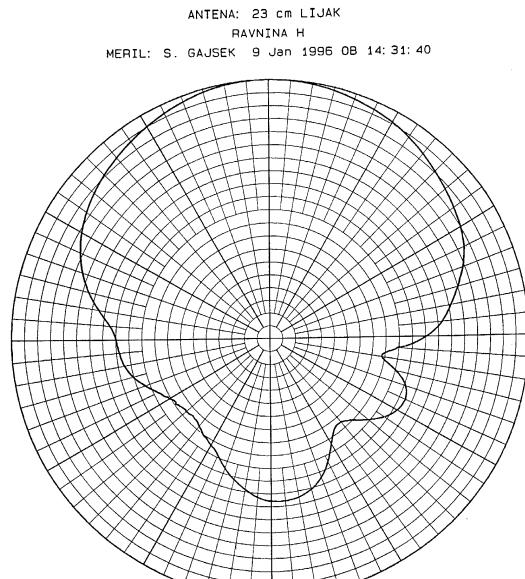
Slika 4 - Okrogel valovodni lijak za 23 cm.



Slika 5 - Sestavni deli valovodnega lijaka za 23 cm.

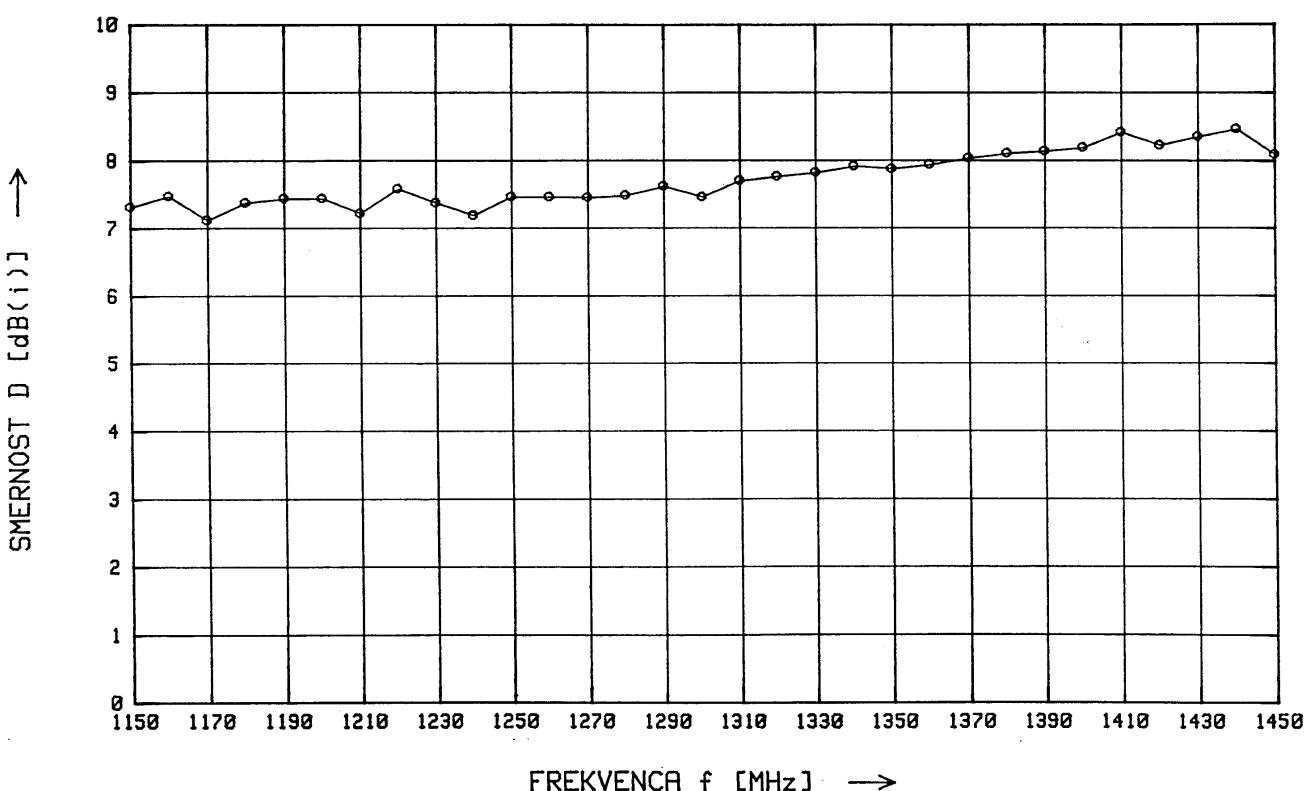


Slika 6 - Smerni diagram valovodnega lijaka za 23 cm v Ravnini.



Slika 7 - Smerni diagram valovodnega lijaka za 23cm v Hrvnini.

ANTENA: 23 cm LIJAK
MERIL: S. GAJSEK DNE 9 Jan 1996 OB 14:31:40



Slika 8 - Smernost valovodnega lijaka za 23cm.

(dolžino okrogle kovinske cevi oziroma višino oboda). Pri antenah, kjer izkoriščamo rezonančne pojave za doseganje željene osvetlitve odprtine (dipol v skodelici ali SBFA), je dobitek močno odvisen od višine oboda, kot to prikazuje Ehrenspeck na sliki 2.

V tem članku bom natančno opisal tri okrogla votlinska rezonatorska antene: (A) okrogel valovodni lijak z dobitkom okoli 7.5dBi, (B) dipol v skodelici z dobitkom okoli 12dBi in (C) SBFA z dobitkom okoli 16dBi. Vse tri antene sem izdelal in izmeril vključno z zaščitnimi pokrovi za področje 23cm (1280MHz). Dipol v skodelici sem izdelal tudi za 13cm (2360MHz). SBFA za 13cm je bila že objavljena, zato bom tu opisal le poskuse s SBFA z dvojnim obodom in različnimi zaščitnimi pokrovi.

3. Okrogel valovodni lijak za 23cm

Najenostavnejša rezonatorska antena je okrogel kovinski lijak, ki je prikazan na sliki 3. Ko je premer cevi dovolj velik, da se po njemu lahko širi osnovni valovodni rod TE11 in hkrati dovolj majhen, da se po cevi ne širijo višji valovodni rodovi, je vzbujanje takšnega lijaka zelo enostavno. Polje v rezonatorju vzbudimo z malo lambda/4 antenico v steni cevi, rezonator pa sam poskrbi, da se polje pravilno oblikuje. V ta namen mora biti cev dovolj dolga, vsaj pol valovne dolžine med vzbujevalno antenico in odprtino lijaka.

Praktična izvedba valovodnega lijaka za 23cm je prikazana na sliki 4. Cev izdelamo iz 0.5mm debele aluminijeve pločevine, zadnjo steno pa iz 1mm debele aluminijeve pločevine. Odprtino zaščitimo pred vremenskimi pojavi s ploščo 1.6mm debelega vitroplasta. Posamezne sestavne dele antene (glej sliko 5) sestavimo skupaj s kratkimi M3 vijaki (M3x4 ali M3x5) in pred dokončnim sestavljanjem vse spoje zatesnimo s silikonskim kitom, le na spodnji strani antene pustimo nezatesnjen spoj, da iz antene lahko odteka kondenzirana vlaga.

Polarizacija opisane antene je linearja, v smeri vzbujevalne antenice znotraj rezonatorja. Pred izdelavo antene moramo zato razmisli, kakšno polarizacijo želimo in temu ustrezno izvrati luknje za VF vtičnico na eni strani in uglaševalni vijak na drugi strani. Anteno uglasimo na želeno frekvenco predvsem z dolžino

vzbujevalne antenice (okoli 52mm za 1280MHz). Prilagoditev antene nato popravimo z uglaševalnim vijakom, ki ga privijemo v cev točno na nasprotni strani vzbujevalne antenice.

Antena seveda deluje tudi brez uglaševalnega vijaka, vendar bomo brez vijaka stežka dosegli odbojnost manjšo od 0.2 (valovitost pod 1.5). Ko namestimo še prednjo zaščitno ploščo iz vitroplasta, lahko odbojnost preseže 0.3 in valovitost doseže 2. S pomočjo uglaševalnega vijaka lahko seveda poljubno dobro uglasimo anteno in razmeroma hitro dosežemo odbojnost pod 0.1 (valovitost pod 1.2).

Opisani valovodni lijak je antena z razmeroma širokim kotom sevanja v obeh ravninah, kot to prikazujeta sliki 5 in 6 pri frekvenci 1280MHz. Razen kot samostojna antena je takšen valovodni lijak primeren tudi za osvetlitev paraboličnega zrcala (glej sprejemnik za satelit Meteosat v CQ ZRS 1/95). Smernost in dobitek lijaka se z naraščanjem izmer oziroma višanjem frekvence počasi višata, kot to prikazuje izmerjena krivulja na sliki 8.

Z višanjem frekvence (ozziroma večanjem premera lijaka) se začnejo pojavljati višji valovodni rodovi, ki kazijo delovanje antene. Že prej kot na krivulji dobitka opazimo velike spremembe v smernem diagramu, predvsem v ravnini električnega polja. Pri dovolj visoki frekvenci (1450 MHz za opisani lijak) se glavni snop sevanja antene že močno odkloni, kot to prikazuje slika 9.

4. Dipol v skodelici za 23cm

Pojav višjih valovodnih rodov lahko do določene mere omejimo, če vzbujamo polje v okroglem valovodu čim bolj simetrično, na primer s pomočjo polvalovnega dipola točno v osi valovoda. Takšno anteno imenujemo dipol v skodelici (po angleško "cup dipole") in je prikazana na sliki 10.

Praktična izvedba dipola v skodelici za 23cm je prikazana na sliki 11. Tudi v tem slučaju izdelamo obod iz 0.5mm debele aluminijeve pločevine, zadnjo kovinsko steno iz 1mm debele aluminijeve pločevine in prednjo zaščitno ploščo iz 1.6mm debelega vitroplasta. Posamezne dele antene (glej sliko 12) sestavimo skupaj s kratkimi M3 vijaki (M3x4 ali M3x5) in pred dokončnim sestavljanjem vse spoje zatesnimo s

silikonskim kitom, le na spodnji strani antene pustimo nezatesnjen spoj, da iz antene lahko odteka kondenzirana vlaga.

Radioamaterski frekvenčni področji 23cm in 13cm sta ravno v srečnem razmerju, da potrebujete podobne sestavne dele tudi SBFA za 13cm. Prednja in zadnja plošča dipola v skodelici za 23cm po izmerah povsem ustrezata obema ploščama SBFA za 13cm, le obod dipola v skodelici je višji, 120mm namesto 70mm. Za praktično izdelavo anten si pripravimo le dve šabloni: eno za prednje/zadnje okrogle plošče in eno za obod 13cm SBFA. Pri izdelavi oboda za dipol v skodelici za 23cm šablonu ustrezno zamaknemo. Ker potrebujemo zamik 50mm in znaša razdalja med luknjami prav tako 50mm, res ni treba delati dodatne šablone za dipol v skodelici za 23cm.

Polarizacija dipola v skodelici povsem ustrezajo polarizaciji vzbujevalnega dipola. Takšna antena z enim samim vzbujevalnim dipolom je torej linearno polarizirana, z dvema primerno napajanima dipoloma pa lahko dosežemo tudi krožno polarizacijo. Tudi dipol v skodelici občuti vpliv zaščitne plošče iz vitroplasta, ki v slučaju opisanih anten celo izboljšuje impedančno prilagoditev (znižuje odbojnost pod 0.2 oziroma valovitost pod 1.5).

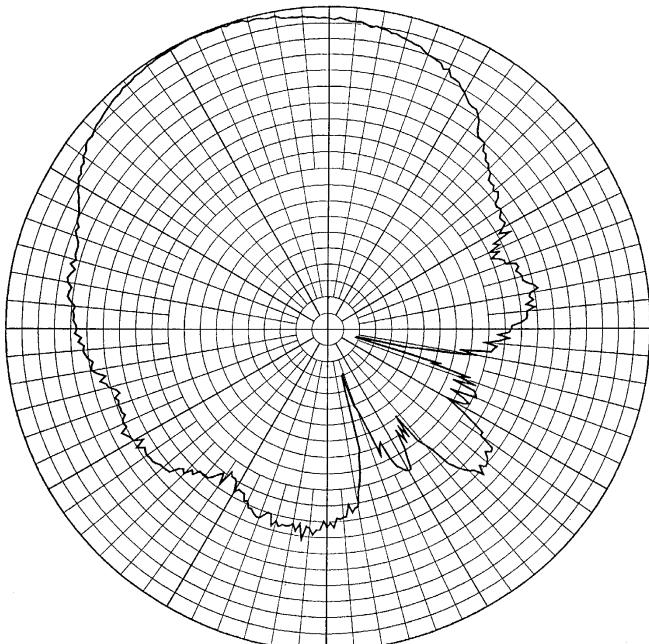
Dipol v skodelici za 23cm ima večji dobitek od enostavnega valovodnega lijaka. Kot sevanja je zato ožji v obeh ravninah, kot to prikazujeta sliki 13 in 14 pri frekvenci 1280MHz. Smernost in dobitek dipola v skodelici počasi naraščata s frekvenco, potem pa se pri določeni frekvenci delovanje antene naenkrat poruši, kar prikazuje izrazit zob na izmerjeni krivulji smernosti na sliki 15.

Razlago tega pojava daje slika 16, na kateri je izrisan smerni diagram opisanega dipola v skodelici za 23cm v E ravnini pri frekvenci 1370MHz. Pri določeni frekvenci se v valovodu krožnega prereza pojavijo tudi višji simetrični rodovi, ki jih nikakor ne moremo izločiti s simetrično postavljenim vzbujevalnim dipolom. Dodatni višji rodovi povsem porušijo smerni diagram antene, ki se "razpihne", močno povečani ali novo nastali stranski snopi pa odzirajo moč glavnemu snopu.

5. Dipol v skodelici za 13cm

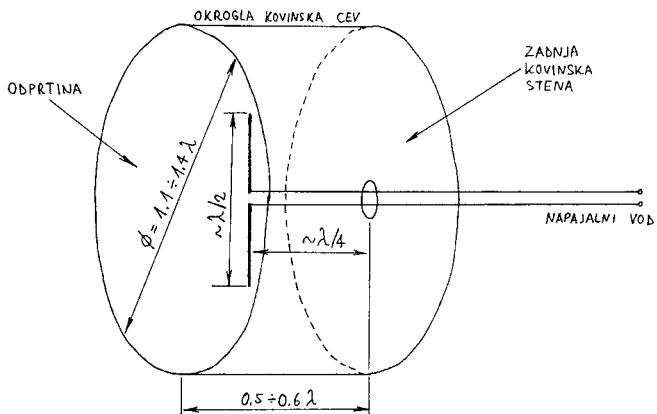
Podoben dipol v skodelici lahko

ANTENA: 23 cm LIJAK
RAVNINA E
MERIL: S. GAJSEK 9 Jan 1996 08 13:18:07

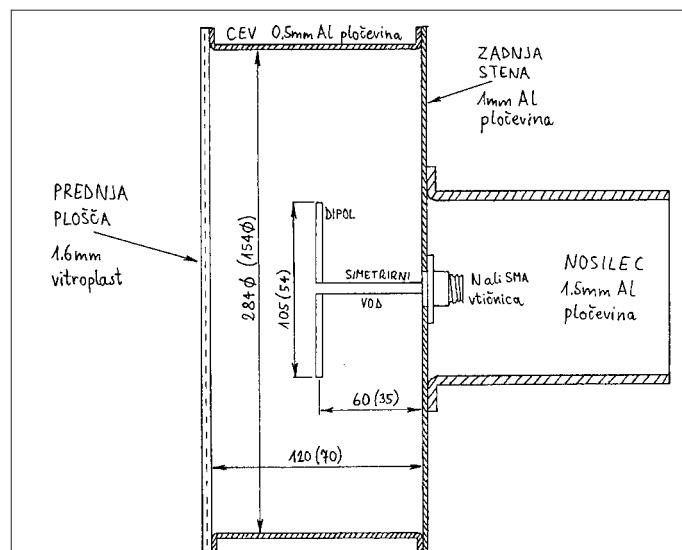


F = 1450 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 71.5 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

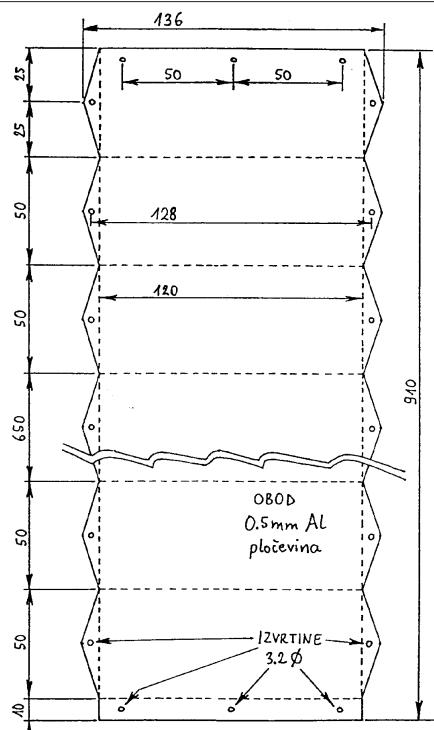
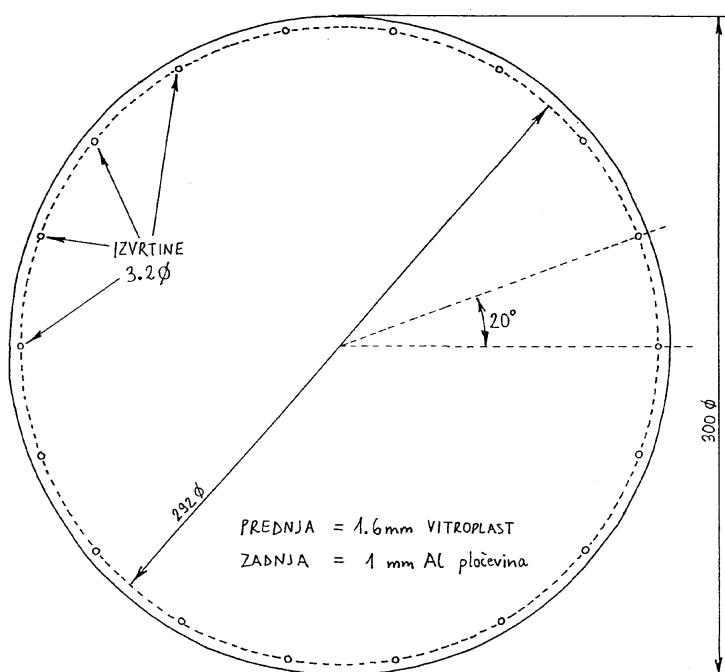
Slika 9 – Odklon glavnega snopa lijaka zaradi pojava višjih valovodnih rodov.



Slika 10 – Izgled in izmere dipola v skodelici.



Slika 11 – Dipol v skodelici za 23cm (13 cm).



Slika 12 – Sestavni deli dipola v skodelici za 23 cm.

seveda izdelamo tudi za frekvenčno področje 13cm, če vse izmere zmanjšamo v ustreznem razmerju frekvenc. Izmere dipola v skodelici za 13cm so prikazane v oklepajih na sliki 11. Izjema je prednja zaščitna plošča iz vitroplasta, ki je tudi v slučaju dipola v skodelici za 13cm debeline 1.6mm, se pravi nespremenjena glede na 23cm anteno. V slučaju dipola v skodelici se je debelejša plošča izkazala za ugodnejšo rešitev, ker se njen vpliv kaže v boljši prilagoditvi impedance antene.

Tudi pri izdelavi dipola v skodelici za 13cm izkoristimo srečno razmerje med frekvenčnimi področji 13cm in 23cm. Za dipol v skodelici za 13cm potrebujemo povsem enako prednjo in zadnjo ploščo kot za valovodni lijak za 23cm, le višina oboda znaša komaj 70mm namesto 180mm. Za izdelavo sestavnih delov dipola v skodelici za 13cm prikazanih na sliki 17 zato uporabimo isti šabloni kot za valovodni lijak za 23cm.

Smerni diagram skodelice za 13cm je podoben smernemu diagramu enake antene za 23cm, kot to prikazujeta sliki 18 in 19 pri frekvenci 2360MHz. Vpliva debelejšega zaščitnega pokrova (v enotah valovnih dolžin) ne opazimo. Tudi izmerjena krivulja frekvenčne odvisnosti smernosti na sliki 20 ima podoben potek z značilnim zobom kot pri enaki anteni za 23cm. Pri visokih frekvencah (2480MHz) višji valovodni rodovi porušijo smerni diagram skodelice za 13cm, kot je to razvidno na sliki 21.

6. Short-BackFire antena za 23cm

Prirastek smernosti (dobitek) dipola v skodelici se poruši, ko premer antene preseže približno 1.4 valovne dolžine. Pri še večjih antenah z dipolom nujno vzbudimo večje število valovodnih rodov, porazdelitev polja pa v večini slučajev ne omogoča povečanja smernosti in dobitka antene. Izjema je SBF antena, kjer z dodatnim malim reflektorjem dosežemo takšno medsebojno razmerje jakosti in faz posameznih rodov, da zelo lepo osvetlimo odprtino.

Pri SBFA lahko izkoristek osvetlitve odprtine, to je razmerje med dobitkom naše antene in dobitkom povsem enakomerno osvetljene odprtine, tudi preseže vrednost 100%. Obratno je izkoristek osvetlitve majhnih paraboličnih zrcal običajno zelo nizek. Če znaša premer paraboličnega zrcala komaj nekaj va-

lovnih dolžin, bo izkoristek osvetlitve težko presegel 50%. Vzrok slabega izkoristka je senca žarilca in sevanje žarilca preko roba zrcala.

SBFA je zato lahko zelo učinkovito nadomestilo za parabolično zrcalo. SBFA za 13cm področje premera 30cm, opisana v CQ ZRS 3/95, naprimer nadomesti parabolično zrcalo premera najmanj 45cm! Ker so se opisane SBFA za 13cm odlično izkazale v letosnji sneženi zimi, saj ni še nobena 13cm packet-radio zveza odpovedala, je smiselno izdelati podobno anteno tudi za 23cm področje.

SBFA za 23cm ima zunanj premer okoli 50cm in s svojim dobitkom nadomešča parabolično zrcalo premera vsaj 70cm. Izmere antene so prikazane na sliki 22. Glede na razmerje valovnih dolžin 13cm/23cm je 23cm inačica SBFA nekoliko manjša in to iz več razlogov. Manjša antena daje sicer za nekaj desetink dB manjši dobitek, je pa zato dosti manj občutljiva na točnost izdelave in nesimetrijo vzbujevalnega dipola. Tudi uglaševanje antene je manj zahtevno, rezonanca vzbujevalnega dipola ni tako ostra kot pri 13cm inačici.

Končno so nekoliko manjše izmere SBFA ugodne tudi pri izdelavi sestavnih delov antene, ki so prikazani na sliki 23. Premer prednje in zadnje plošče je namenoma le nekoliko manjš od 50cm, da lahko iz meter široke plošče aluminija ali vitroplasta izrežemo sestavne dele za dve anteni brez večjega izmeta materiala. Obod je zelo podoben obodu dipola v skodelici za 23cm in ga lahko izdelamo z isto šablono. Glede na obliko razpoložljive pločevine se moramo pač odločiti, če izdelamo obod iz enega ali dveh kosov.

SBFA za 23cm je največja od opisanih anten, vendar je tudi tu 1.6mm vitroplast dovolj trden za prednjo ploščo in 0.5mm aluminijeva pločevina povsem zadošča za obod. Glede na izvedbo nosilca pa moramo presoditi, če za zadnjo steno zadošča 1mm aluminijeva pločevina. Zadnjo steno lahko seveda izdelamo iz debelejše pločevine brez kakršnega koli neželenega vpliva na električne lastnosti antene. SBFA za 23cm sestavimo z vijaki in zatesnimo s silikonskim kitom povsem enako kot valovodni lijak oziroma dipol v skodelici.

Smerni diagram opisane SBF antene je prikazan v obeh ravninah na slikah 24 in 25 pri frekvenci 1280MHz. Glede na 13cm inačico

ima SBFA za 23cm širši glavni snop in nižje stranske snope. Izmerjena krivulja smernosti na sliki 26 pokaže, da doseže opisana antena največjo smernost 16.3dBi okoli frekvence 1410MHz, v radioamaterskem 23cm področju pa je smernost za približno 0.5dB nižja. Teh dodatnih 0.5dB lahko sicer zelo hitro izgubimo pri dobitku zaradi slabe prilagoditve impedance antene pri frekvenci največje smernosti, na nekoliko nižjih frekvencah pa je uglaševanje vzbujevalnega dipola precej bolj enostavno.

7. Različne inačice SBFA za 13cm

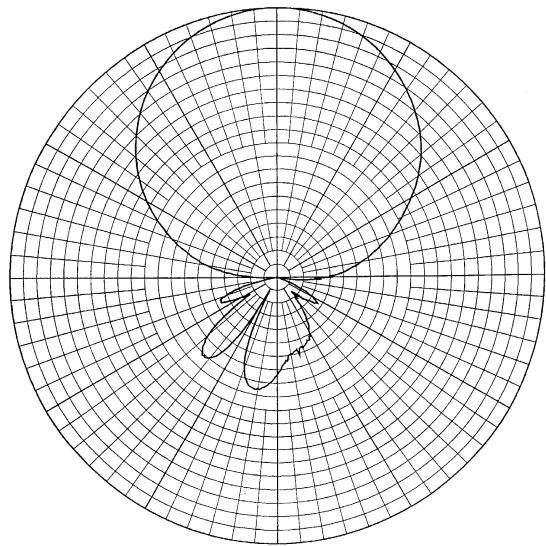
Razen najbolj znane oblike SBF antene z enim samim obodom okoli ravnega velikega reflektorja obstaja še kopica najrazličnejših SBF anten, ki se v glavnem razlikujejo po obliku in izmerah velikega reflektorja. Predvsem ni nujno, da je površina velikega reflektorja ravna. Z zakrivljenim reflektorjem lahko dobimo še večjo smernost in dobitek, SBFA pa na ta način mirno preide v parabolično zrcalo.

Nekoliko večji dobitek omogoča tudi SBFA z dvojnim obodom, ki je prikazana na sliki 27. V 13cm področju sem preizkusil anteno s premerom zunanjega oboda 333mm in višino 70mm ter premerom notranjega oboda 265mm in višino 30mm. Meritve so pokazale, da takšna antena dosega visoko smernost preko 16dBi v zelo širokem frekvenčnem pasu, kot je to razvidno iz izmerjene krivulje na sliki 28. Pri tem je največja smernost za približno 0.5dB višja od navadne SBFA z enojnim obodom.

Žal je SBFA z dvojnim obodom zelo občutljiva na zaščitni pokrov. Pokrov iz 1.6mm debelega vitroplasta pokvari delovanje antene v tolikšni meri, da ni bistveno boljša od navadne SBFA z enojnim obodom, kot to prikazuje izmerjena krivulja smernosti na sliki 29. Kvarno delovanje pokrova na lastnosti antene so potrdile tudi neposredne meritve jakosti sprejemelanega signala na 2360MHz: brez pokrova daje SBFA z dvojnim obodom približno 0.5dB več signala, s pokrovom pa 0.5dB manj signala od običajne SBFA z enojnim obodom.

Ker zaščitni pokrov kvarno vpliva na smernost in dobitek SBF antene, ga moramo izdelati iz čim tanjšega vitroplasta. Pri SBF antenah za področje 13cm moramo uporabiti

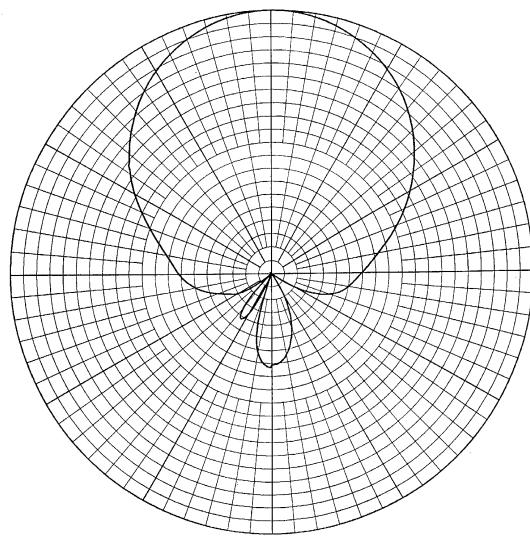
ANTENA: 23 cm SKODELICA
RAVNINA E
MERIL: S. GAJSEK 9 Jan 1996 OB 12:43:44



F = 1280 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 48.5 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 13 - Smerni diagram dipola v skodelici za 23cm v E ravnnini.

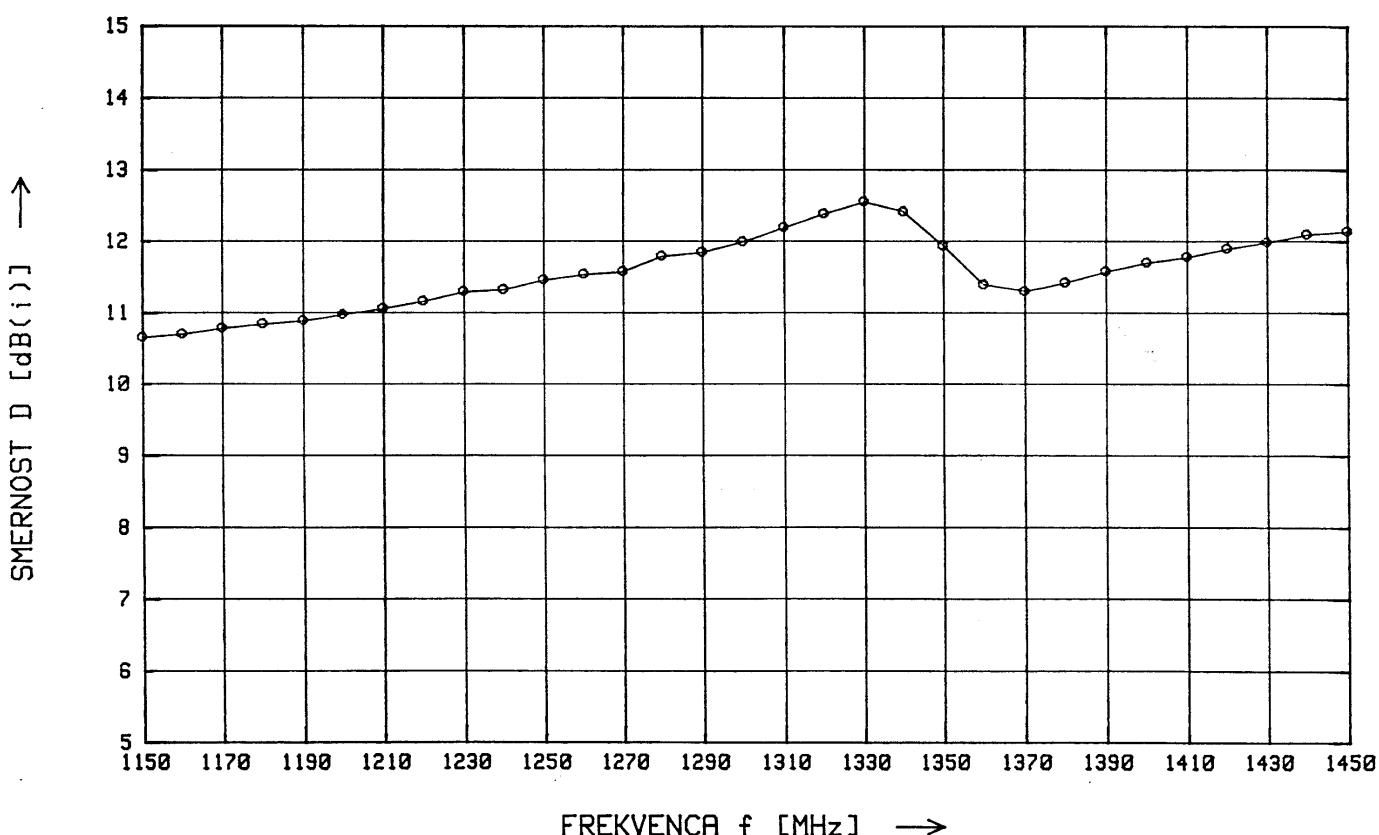
ANTENA: 23 cm SKODELICA
RAVNINA H
MERIL: S. GAJSEK 9 Jan 1996 OB 15:13:58



F = 1280 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 49.3 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

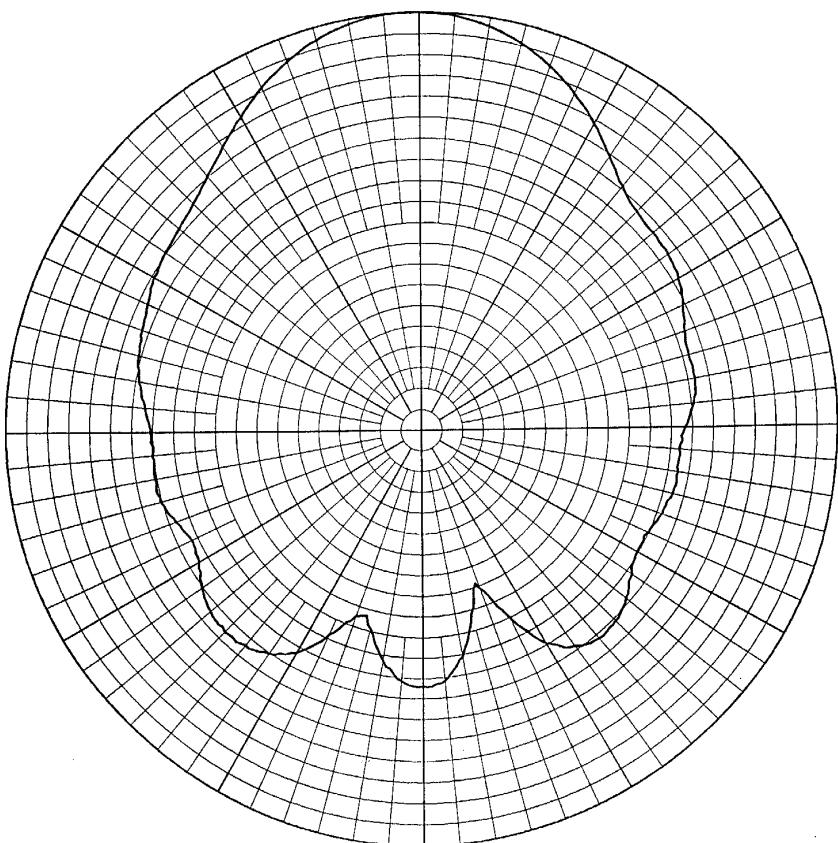
Slika 14 - Smerni diagram dipola v skodelici za 23cm v H ravnnini

ANTENA: 23 cm SKODELICA
MERIL: S. GAJSEK DNE 9 Jan 1996 OB 15:13:58



Slika 15 - Smernost dipola v skodelici za 23 cm.

ANTENA: 23 cm SKODELICA
RAVNINA E
MERIL: S. GAJSEK 9 Jan 1996 OB 12:43:44



Slika 16 – Višji valovodni rodovi porušijo smerni dijagram skodelice za 23 cm.

0.8mm ali še tanjši vitroplast. V področju 23cm lahko seveda uporabimo sorazmerno z večjo valovno dolžino debelejši vitroplast, se pravi običajni 1.6mm vitroplast.

Gradnja ŠBF antene z dvojnim obodom se verjetno ne izplača, saj je povečanje dobitka nesorazmerno majhno v primerjavi z vloženim trudom. SBFA za 13cm pa lahko izboljšamo z boljšim vzbujevalnim dipolom, ki bo opisan v naslednjem odstavku.

8. Vzbujevalni dipoli za skodelice in SBFA

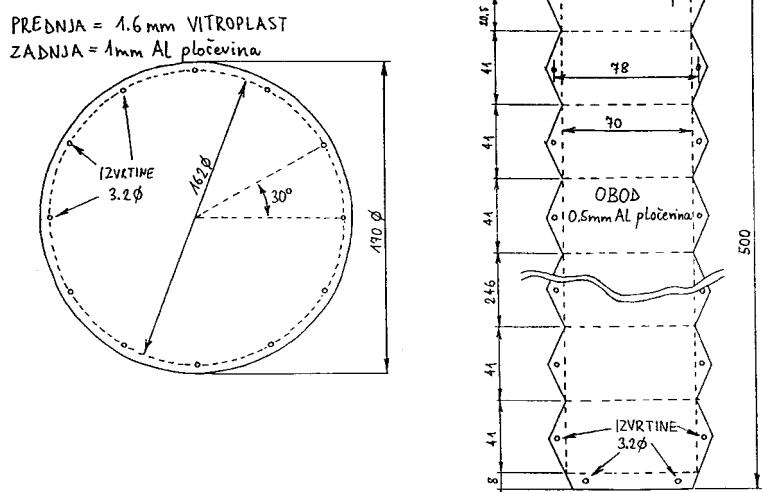
Željeno polje v rezonatorju skodelice ali SBF antene najenostavnejše vzbujamo s polvalovnim dipolom, čeprav so možne tudi drugačne rešitve. Skodelico ali SBF anteno lahko naprimer vzbujamo tudi z okroglim ali pravokotnim valovodom. Polvalovni dipol zahteva simetirno vezje, da ga lahko napajamo z običajnim 50-ohmskim koaksialnim vodom.

V slučaju SBF antene je rezonanca dipola še posebno ostra, saj je dipol zaprt v prostoru med malim in velikim reflektorjem. Frekvenčni pas impedančne prilagoditve je zato večkrat ožji od pasu delovanja SBF rezonatorja.

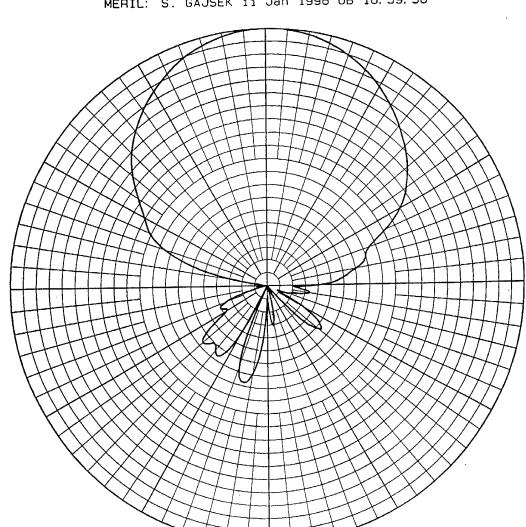
Neprilagoditev impedance se kaže kot edina izguba dobitka antene, saj je električni izkoristek opisanih rezonatorskih anten zelo blizu enote. Dobitek rezonatorske antene zato dobro ocenimo tako, da od izmerjene krivulje smernosti odštejemo izgube zaradi neprilagoditve impedance vzbujevalnega dipola. Delovanje antene v širšem frekvenčnem pasu zagotovimo tako, da izdelamo širokopasoven vzbujevalni dipol.

Električna vezava vzbujevalnega dipola je prikazana na sliki 30. Sam dipol je izdelan iz koaksialnega kabla, notranji vodnik pa je povezan tako, da s svojo jalovo impedanco nekoliko popravi frekvenčni potek impedance in razširi rezonanco dipola. Dipol je povezan na simetrični vod iz dveh enakih koaksialnih kablov dolžine približno četrt valovne dolžine. Po enem kablu prepeljemo signal na dipol, od drugega kabla pa povežemo le oklop kot simetrično protiutež.

Praktična izvedba vzbujevalnega dipola je prikazana na sliki 31. Dipol in simetrirni vod izdelamo iz politrdega (semirigid) kabla s teflonskim dielektrikom in oklopom iz bakrene

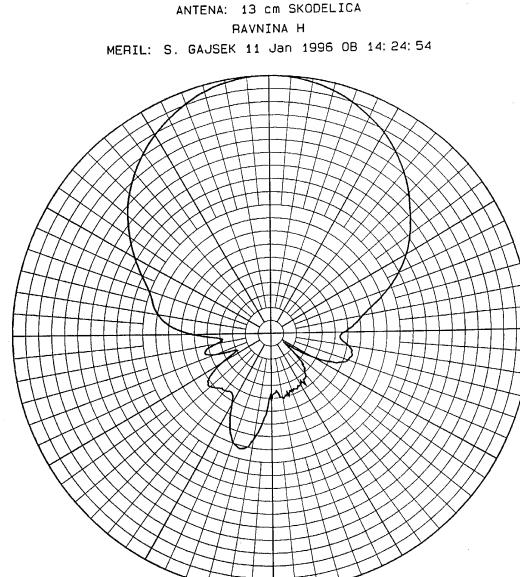


Slika 17 - Sestavni deli dipola v skodelici za 13 cm.



F = 2360 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 47.81 STOPINJ
MERIL: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

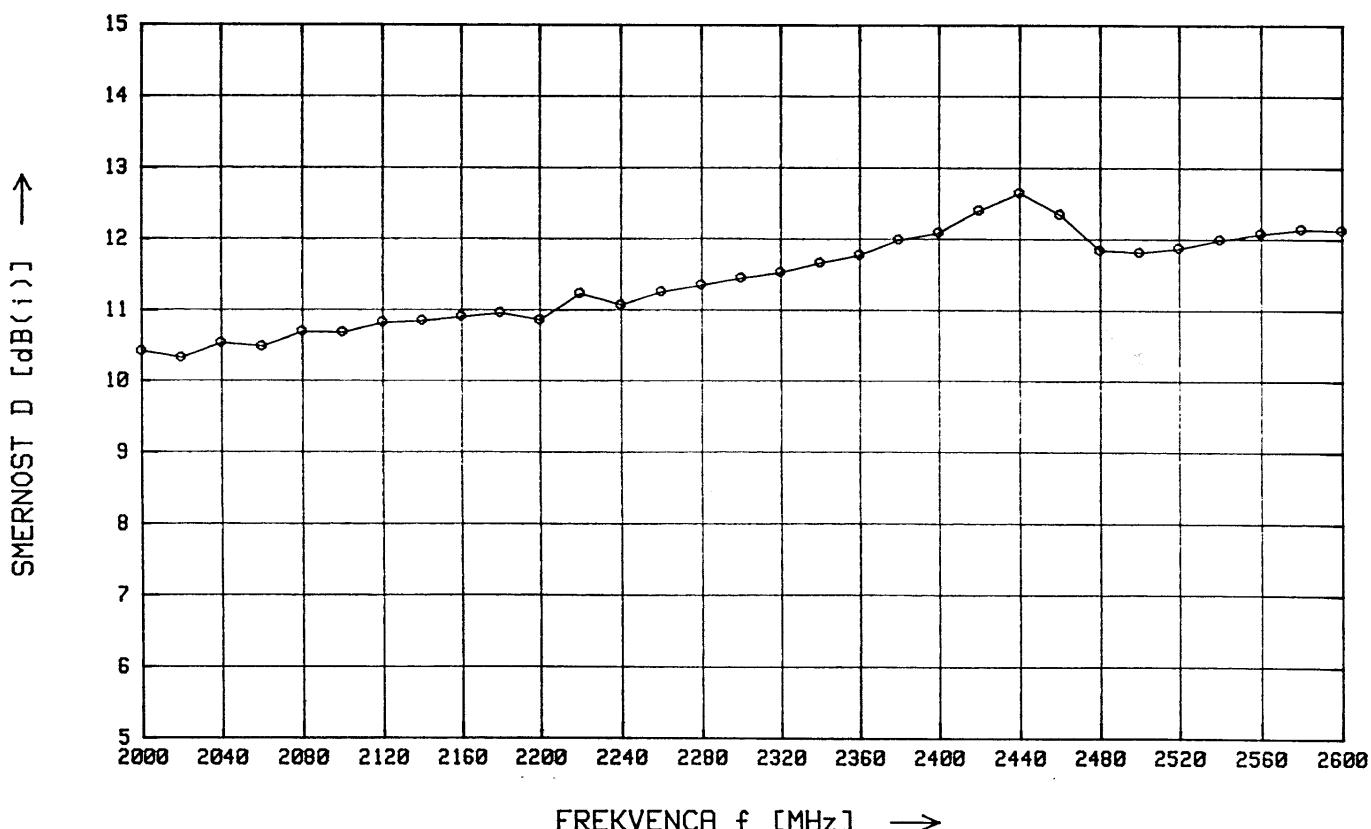
Slika 18 - Smerni diagram dipola v skodelici za 13cm v ravni.



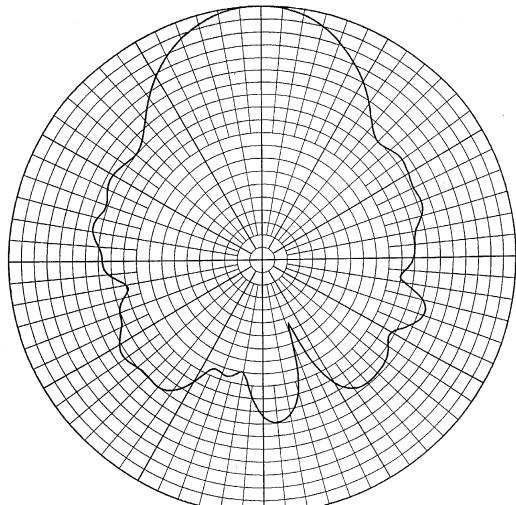
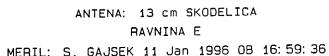
F = 2360 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 49.86 STOPINJ
MERIL: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 19 - Smerni diagram dipola v skodelici za 13cm v ravni.

ANTENA: 13 cm SKODELICA
MERIL: S. GAJSEK DNE 11 Jan 1996 OB 14:24:54

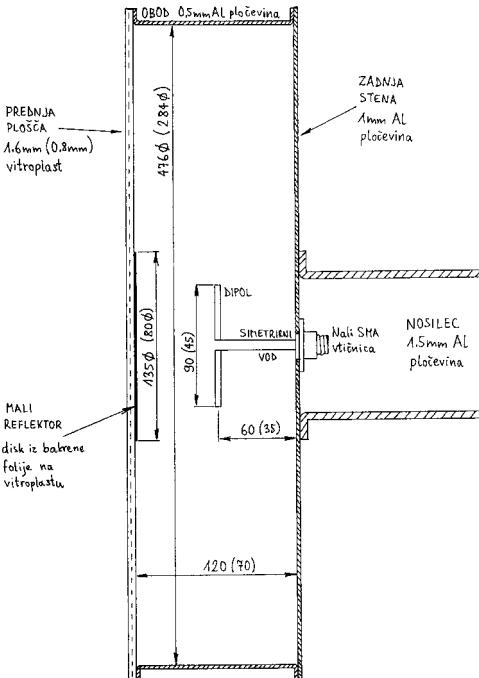


Slika 20 - Smernost dipola v skodelici za 13cm.

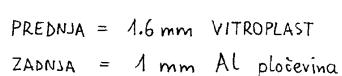


F= 2480 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 39.52 STOPINJ
MERILO: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 21 - Višji valovodni rodovi porušijo smerni diagram skodelice za 13 cm.

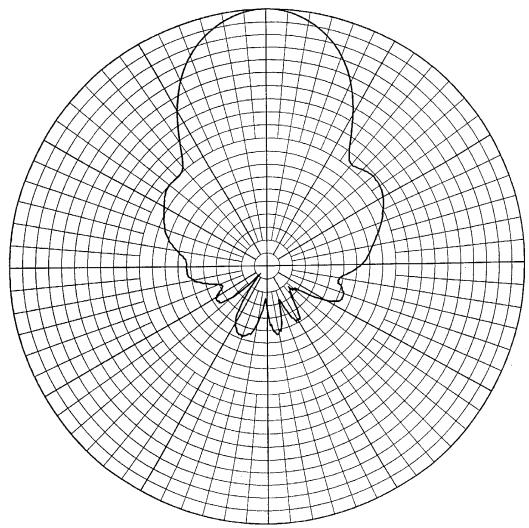


Slika 22 - Short - BackFire antena za 23cm (13cm).



Slika 23 - Sestarni deli SBFA za 23 cm.

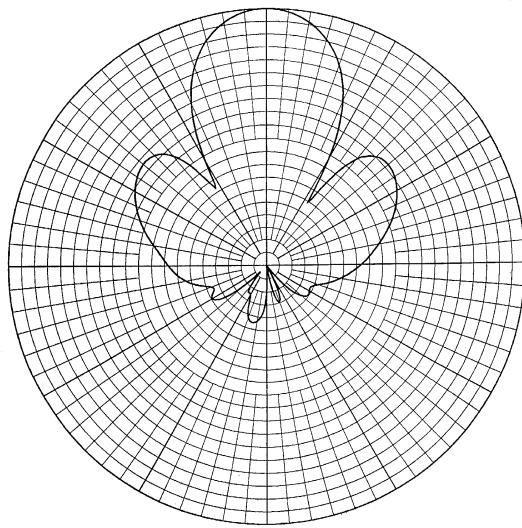
ANTENA: 23 cm SBFA
RAVNINA E
MERIL: S. GAJSEK 9 Jan 1996 OB 12:09:36



F = 1280 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 30.18 STOPINJ
MERIL: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 24 - Smerni diagram SBFA za 23 cm v Ravnini.

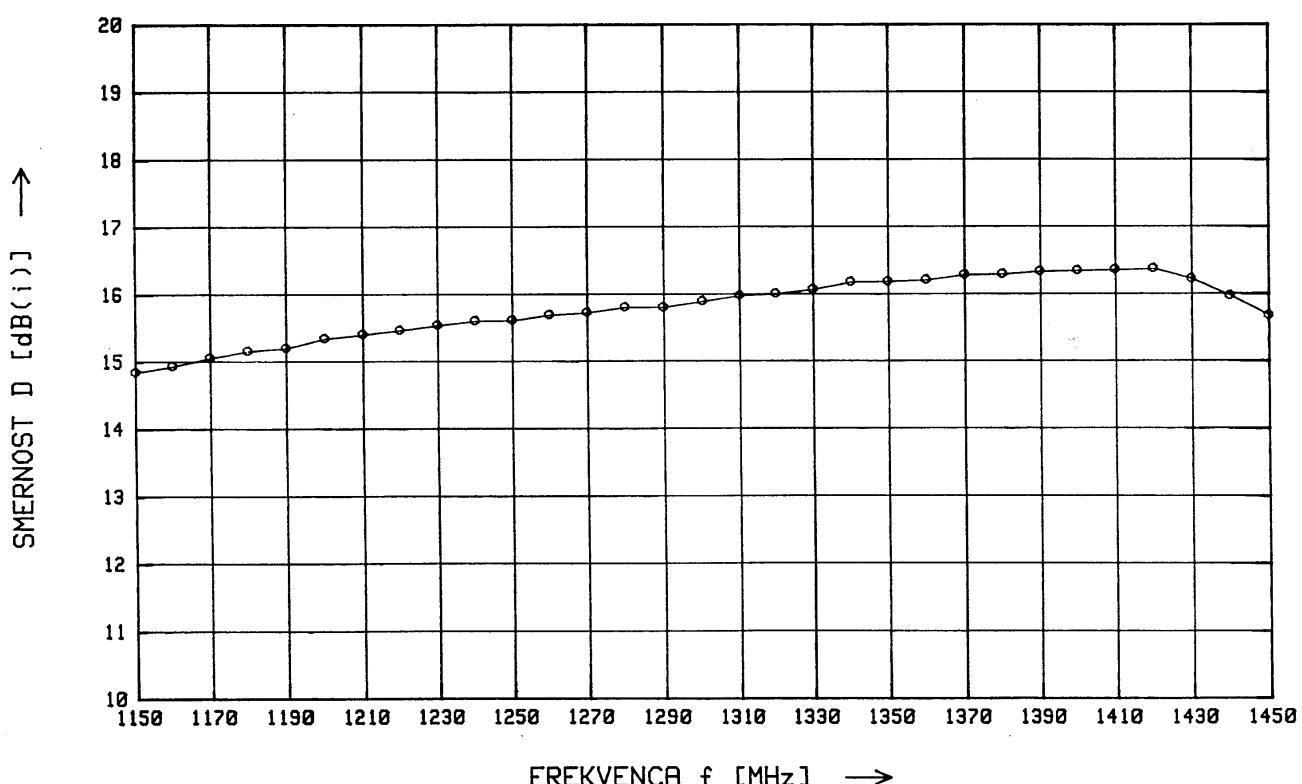
ANTENA: 23 cm SBFA
RAVNINA H
MERIL: S. GAJSEK 9 Jan 1996 OB 15:51:24



F = 1280 MHz
-3 dB SIRINA GLAVNEGA LISTA = 27.12 STOPINJ
MERIL: LOGARITEMSKO
RAZPON: 40 dB

Slika 25 - Smerni diagram SBFA za 23 cm v H ravnini.

ANTENA: 23 cm SBFA
MERIL: S. GAJSEK DNE 9 Jan 1996 OB 15:51:24



Slika 26 - Smernost SBFA za 23cm.

cevi. V 23cm področju uporabimo kabel UT-141 z zunanjim premerom 0.141" oziroma 3.6mm, v 13cm področju pa uporabimo tanjši kabel UT-085 z zunanjim premerom 0.085" oziroma 2.2mm.

Izdelavo vzbujevalnega dipola pričnemo z montažo koaksialne vtičnice na poltrdi kabel simetrirnega voda. Pri tem moramo nujno uporabiti vtičnico, ki je primerna za vgradnjo na ustrezno vrsto poltrdega kabla. Improvizacija s kakršnokoli drugo vrsto vtičnice ne pride v poštev na frekvencah nad 1GHz! V 23cm področju si še lahko privoščimo uporabo N vtičnice, v 13cm področju pa moramo običajno uporabiti SMA vtičnico, ker ima večina N vtičnic velik "rep" in potem ne ostane skoraj nič več prostora za simetrirni vod. Če se nam posreči najti N vtičnico s kratkim "repom", jo lahko seveda s pridom uporabimo v anteni za 13cm.

Preden nadaljujemo z gradnjo vzbujevalnega dipola, je pametno razmisliti, na kateri strani zadnje stene antene bo stala prirobnica koaksialne vtičnice. Kot simetrirno protitež lahko uporabimo tudi kos bakrene žice enakega premera kot plašč kabla, da varčujemo z dragim poltrdym kablom. Tudi dipol lahko izdelamo iz bakrene žice ustreznega premera, vendar bo frekvenčni pas takšne antene ožji.

Dipol iz poltrdega kabla izdelamo tako, da kabel najprej odrežemo na zahtevano dolžino "A" v tabeli na sliki 31. Nato na obeh koncih kabla

odstranimo "D" milimetrov oklopa in dielektrika. Oklop kabla nato zarežemo še na sredini in previdno prelomimo ter povlečemo vsako bakreno cevko na svoj konec. Končno zapolnimo konce dipola s cinom in dokončan dipol prisajkamo na simetrirno vezje.

Pri spajkanju poltrdega kabla moramo upoštevati, da so topotni raztezki teflona dosti večji od topotnih raztezkov bakrene žile in oklopa. Preden dokončno obdelamo konce kabla, je zato priporočljivo s spajkalnikom pregreti kabel, da teflon zleze, kamor pač hoče. Na pregretem kablu je tudi dosti lažje premakniti cevke oklopa pri izdelavi dipola.

Z opisanim dipolom bo odbojnost SBFA za 23cm pod 0.3 (valovitost pod 2) v celotnem 23cm frekvenčnem področju od 1240MHz do 1300MHz. Odbojnost pod 0.3 pomeni izgube zaradi neprilagoditve impedančne manjše od 0.5dB oziroma je dobitek antene v najslabšem slučaju za 0.5dB manjši od smernosti. SBFA za 13cm je "navita" na večjo smernost, zato je tudi njena rezonanca relativno ožja, z opisanim dipolom pa dosežemo odbojnost pod 0.3 v frekvenčnem pasu od 2300MHz do 2360MHz.

Dipoli v skodelicah so bolj širokopasovni, saj skodelica manj zastira dipol od obeh reflektorjev SBF antene. Tudi rezonančna dolžina dipola v skodelici je zato povsem drugačna od dolžine dipola v SBF anteni, kot je to jasno razvidno v tabeli na sliki 31. Impedanca dipola v skodelici sicer ni

najbolje prilagojena na 50-ohmski napajalni vod in tudi v rezonanci stežka dosežemo odbojnost manjšo od 0.2.

9. Uporaba ljjakov, skodelic in SBFA

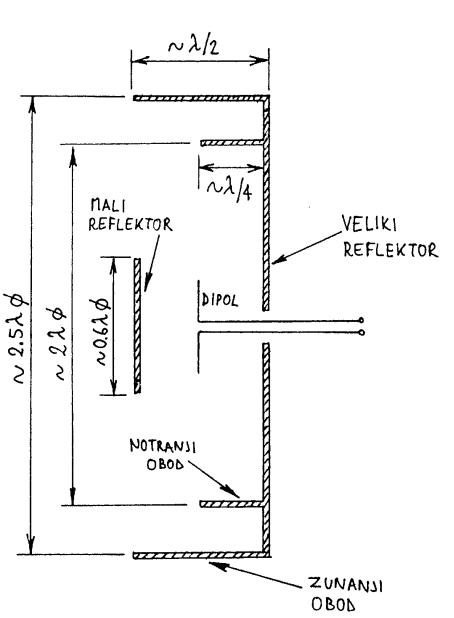
Namen izdelave opisanih anten je bil predvsem poiskati antene, ki jih lahko enostano zaščitimo pred snegom in ledom, ter poiskati vpliv zaščitnih pokrovov na lastnosti anten. Prototipe anten sem izdelal med letošnjimi božično-novoletnimi prazniki, potem pa sva jih skupaj z g. Stankom Gajškom natančno premerila v antenski merilnici na Fakulteti za Elektrotehniko v Ljubljani.

Za izdelavo vseh opisanih anten ne potrebujemo nobenega posebnega orodja, saj v vsakem slučaju zadoščajo ročne škarje za pločevino in vrtalni stroj. Votlinske rezonatorske antene imajo tudi razmeroma majhno število sestavnih delov v primerjavi z drugimi vrstami anten in enostavno električno napajalno vezje. Ko imamo pripravljene vse šablone, vsaka nadaljnja antena ne zahteva več kot dve ali tri dela.

Poleg omenjenih lastnosti pa imata dipol v skodelici in SBFA tudi zelo čist smerni diagram. Stranski snopi, bočni snopi in sevanje anten ponazaj je oslabljeno za -30dB do -35dB. Pri Yagi antenah in večini drugih vrst anten, vključno s paraboličnimi zrcali, znaša slabljenje neželenih snopov kvečjemu -15dB do -20dB.

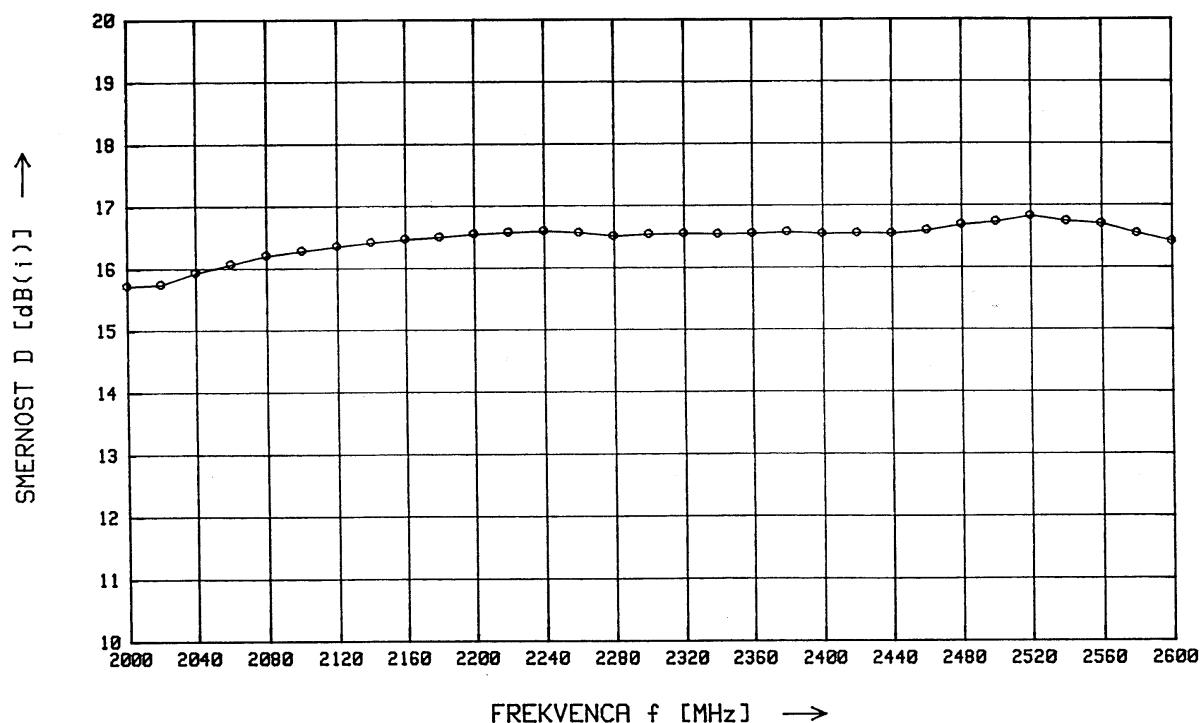
Visoko slabljenje neželenih snopov zapira pot odbitim valovom, ki popačijo radijski signal, kar je še posebej pomembno pri ATV in packet radiu. Visoko slabljenje bočnih snopov omogoča tudi uporabo več različnih naprav na istem mestu, naprimjer vgradnjo anten ATV repetitorja in packet-radio vozlišča na isti antenski stolp. Čedalje večja gneča na mikrovalovnih frekvenčnih področjih bo zahtevala tudi uporabo kvalitetnejših anten z nižjimi snopi v neželjene smeri.

Končno bi veljalo preizkusiti opisane antene tudi na sosednjih frekvenčnih področjih. SBFA bi se verjetno obnesel tudi v 5.7GHz amaterskem področju ter za sprejem satelita Meteosat v področju 1.7GHz. Dipol v skodelici bi se verjetno obnesel tudi na 70cm, saj ni prevelik: premer 85cm in višina oboda 35cm, in na ta način rešil čast naših WBFM packet vozlišč v 70cm področju.



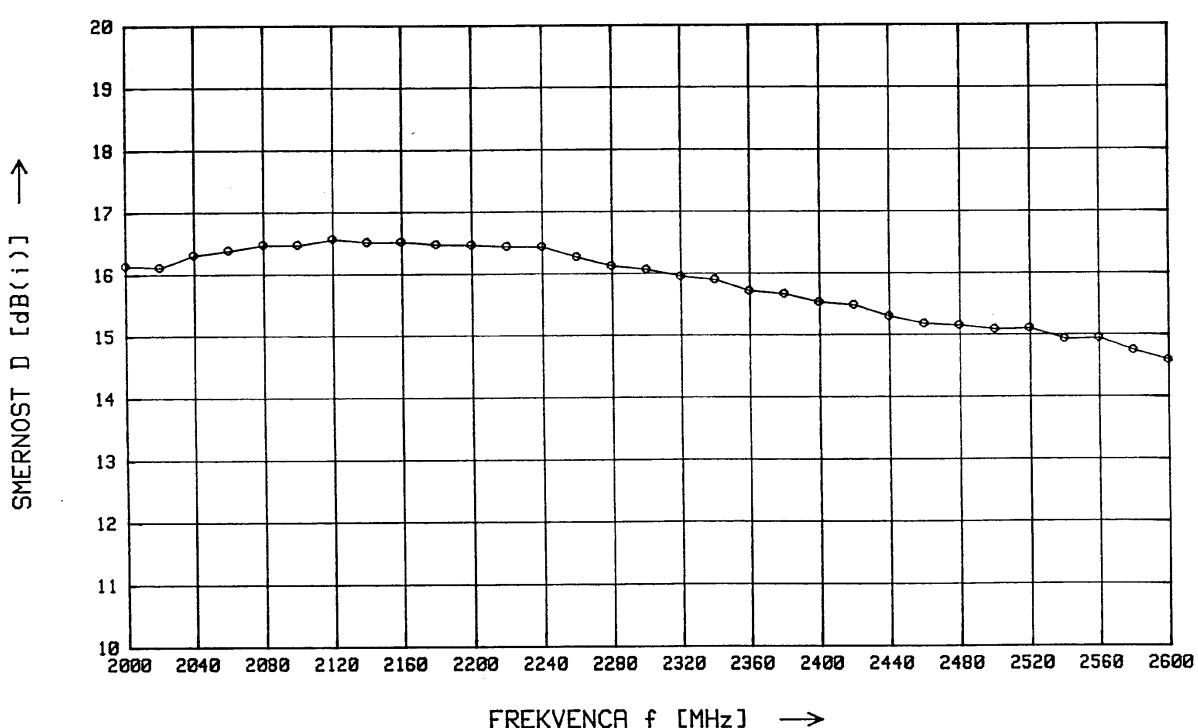
Slika 27 – Izgled in izmere SBFA z dvojnim obodom.

ANTENA: 13 cm SBFA BREZ RADOMA
 MERIL: S. GAJSEK DNE 11 Jan 1996 OB 13:50:44

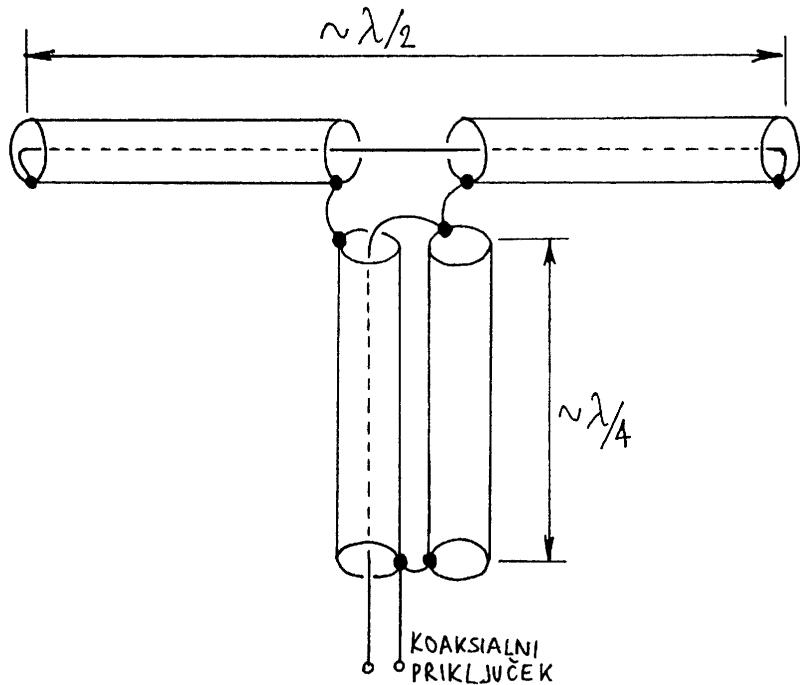


Slika 28 - Smernost SBFA z dvojnim obodom za 13 cm brez zaščite.

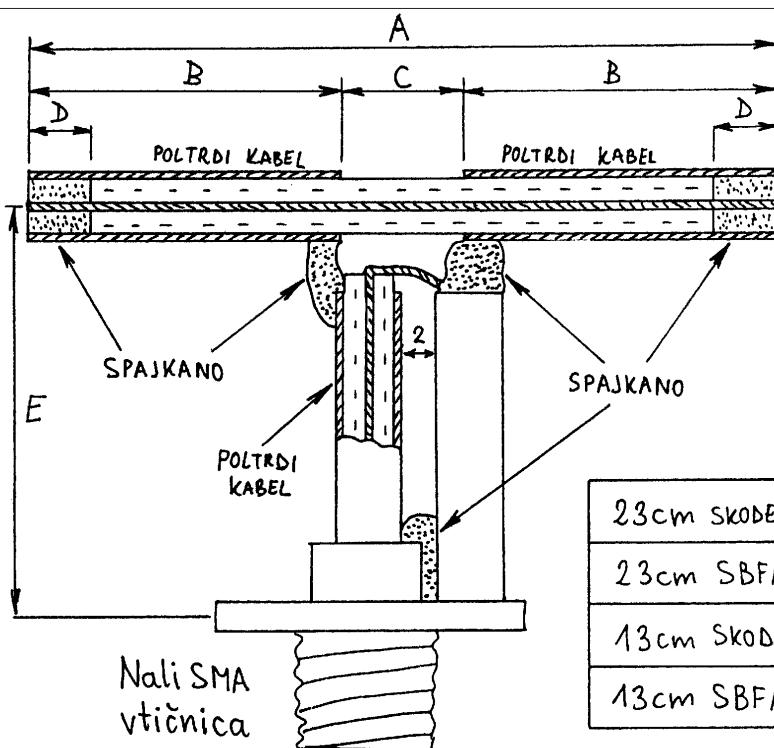
ANTENA: 13 cm SBFA Z DVOJNIM OBROCEM
 MERIL: S. GAJSEK DNE 11 Jan 1996 OB 12:40:22



Slika 29 - Smernost SBFA z dvojnim obodom za 13 cm in zaščito iz 1.6 mm debelega vitroplasta.



Slika 30 – Vezava vzbujevalnega dipola na simetrirni vod.



Slika 31 – Izgled in izmere vzbujevalnih dipolov.

Piramidna lijaka za 5.7GHz in 10GHz

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Kaj početi z valovodnim lijakom?

Valovodni lijaki spadajo med najenostavnješe antene. Kakorkoli namreč oblikujemo konec kovinskega valovoda v trobento pravokotnega, okroglega ali drugačnega prereza, se naprava vedno obnaša kot usmerjena antena. Celo odrezan konec valovoda se obnaša kot antena, ki jo s pridom uporabljamo, naprimer kot žarilec za osvetljevanje paraboličnih zrcal.

Uporabo valovodnih lijakov seveda pogojuje uporaba kovinskih valovodov kot prenosnih vodov, kar pomeni, da takšne antene običajno uporabljamo na visokih frekvencah nad 1GHz. Ker so lijaki enostavni za izdelavo in razmeroma neobčutljivi na tolerance izdelave, so prav gotovo najprimernejša vrsta antene za vse začetnike na mikrovalovih.

Napaka marsikaterega začetnika je ravno v tem, da je prepričan, da v tekmovanju nujno potrebuje ogromno parabolično zrcalo. Priprava zrcala, žarilca in podstavka zahteva dosti dela že doma. Prevoz, postavljanje in nastavljanje takšne antene tudi ni od muh. Tudi veter se na vrhu hriba najrajsi poigra z velikim zrcalom.

Iz lastnih izkušenj dobro vem, da je propadel marsikateri poskus mikrovalovne zveze samo zato, ker moj sogovornik ni znal ali mogel naciljati svoje antenske pošasti name, oziroma mu veter ni dopuščal, da bi jo sploh postavil. Najbolj žalosten je seveda izgovor, ki sem ga slišal od marsikaterega sogovornika v tekmovanju: transverter oziroma postajo za one gigaherce sicer imam, ampak sem ju pustil doma, ker nimam antene...

Valovodni lijak je prava antena ne samo za prve poskuse na mikrovalovih, pač pa tudi potem, ko že imamo pripravljeno večjo anteno. Za veliko večino zvez namreč zadošča nižji dobitek antene in jih lahko vzpostavimo tudi z lijakom, da ne zamujamo dragocenega časa v tekmovanju s ciljanjem ogromne antenske pošasti. Antensko pošast je smiseln vključiti samo takrat, ko smo prepričani, da je poskus zvez propadel zaradi premajhnega dobitka našega lijaka.

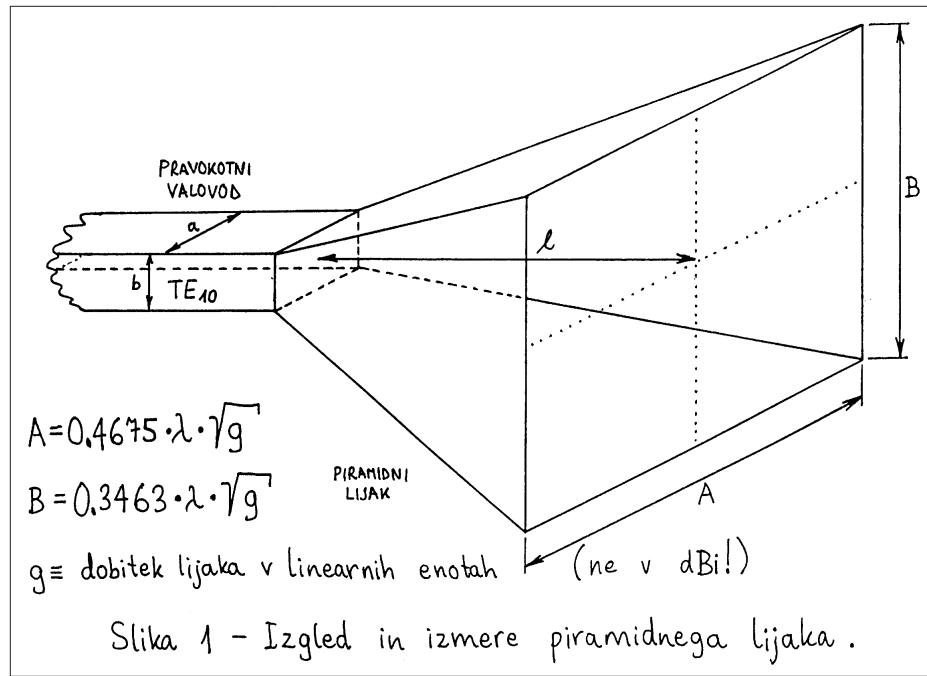
2. Načrtovanje piramidnega lijaka

Od velikosti in oblike lijaka (ali trobente) ter vzbujevalnega valovoda seveda zavisi lastnosti antene. S pravokotnim kovinskim valovodom običajno vzbujamo lijak pravokotnega prereza v obliki piramide, kot je to prikazano na sliki 1. Polarizacija takšnega lijaka seveda ustreza smeri električnega polja v valovodu, ki za osnovni valovodni rod TE10 kaže v smeri krajše stranice valovoda "b".

Antena na sliki 1 je torej pokončno polarizirana. Če bi želeli izdelati lijak za obe polarizaciji, pokončno in vodoravno, oziroma za krožno pola-

rizacijo, bi seveda izbrali lijak kvadratnega ali okroglega prereza. Za eno samo linearne polarizacije (pokončno ali vodoravno) pa s pravokotnim prerezom prihranimo nekaj prostora in pločevine.

Če nas zanima le dobitek lijaka in ne postavljamo nobenih posebnih zahtev za obliko smernega diagrama, potem izmene odprtine lijaka (veliki črki "A" in "B") izberemo tako, kot je to prikazano na sliki 1. Pri tem moramo v oba izraza vstaviti valovno dolžino (v praznem prostoru) in želeni dobitek antene "g", izražen v linearnih enotah, ne v decibelih! Na primer, 20dBi pomeni razmerje moči



Slika 1 - Izgled in izmere piramidnega lijaka.

G _{in} (dB)	$\frac{\lambda}{a}$							
	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7
10	0.060	0.067	0.072	0.077	0.081	0.083	0.087	0.089
11	0.191	0.208	0.222	0.233	0.243	0.252	0.259	0.265
12	0.339	0.365	0.385	0.402	0.416	0.428	0.439	0.449
13	0.533	0.565	0.591	0.613	0.632	0.641	0.662	0.675
14	0.786	0.825	0.858	0.885	0.909	0.929	0.946	0.962
15	1.116	1.164	1.204	1.237	1.265	1.289	1.305	1.321
16	1.547	1.603	1.650	1.689	1.722	1.751	1.772	1.789
17	2.104	2.170	2.224	2.270	2.309	2.343	2.366	2.386
18	2.823	2.898	2.961	3.015	3.060	3.094	3.124	3.147
19	3.745	3.832	3.905	3.966	4.018	4.061	4.091	4.117
20	4.926	5.026	5.110	5.179	5.239	5.285	5.319	5.349
21	6.435	6.548	6.643	6.723	6.791	6.840	6.879	6.913
22	8.357	8.486	8.594	8.684	8.762	8.813	8.857	8.896
23	10.802	10.949	11.070	11.173	11.256	11.313	11.363	11.407
24	13.908	14.074	14.211	14.327	14.414	14.478	14.534	14.584
25	17.849	18.035	18.190	18.321	18.410	18.482	18.546	18.602

Dolžina l (v enotah λ) za $a/b=2.0$

G _{in} (dB)	$\frac{\lambda}{a}$						
	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.7
10	0.064	0.071	0.076	0.080	0.084	0.087	0.090
11	0.201	0.218	0.231	0.242	0.252	0.259	0.266
12	0.354	0.378	0.398	0.414	0.428	0.439	0.459
13	0.551	0.582	0.607	0.628	0.646	0.661	0.674
14	0.807	0.845	0.876	0.902	0.924	0.944	0.960
15	1.141	1.186	1.224	1.255	1.282	1.305	1.323
16	1.574	1.628	1.672	1.710	1.742	1.770	1.789
17	2.133	2.196	2.249	2.293	2.330	2.363	2.395
18	2.854	2.928	2.989	3.040	3.083	3.121	3.146
19	3.780	3.864	3.934	3.993	4.044	4.087	4.114
20	4.965	5.061	5.141	5.209	5.266	5.315	5.372
21	6.476	6.586	6.677	6.755	6.821	6.872	6.907
22	8.402	8.527	8.631	8.719	8.794	8.849	8.888
23	10.852	10.993	11.111	11.211	11.296	11.352	11.396
24	13.963	14.123	14.256	14.369	14.464	14.521	14.571
25	17.909	18.089	18.240	18.367	18.467	18.530	18.586

Dolžina l (v enotah λ) za $a/b=2.25$

Slika 2 - Tabeli za izračun dolžine lijaka l .

100, se pravi vstavimo število 100 kot "g" v oba izraza za "A" in "B".

Dolžino lijaka "l" je težje določiti. Pri prekratkem lijaku valovne fronte na odprtini niso ravne, pač pa ukrivljene, kar odzira dobitek antene. Predolg lijak pa je preprosto ogromen. V grobem povedano, potrebna dolžina lijaka "l" narašča sorazmerno kvadratu izmer odprtine "A" ali "B". Lijaki za velike dobitke so zato zelo dolgi in položni. Enostavnih piramidnih lijakov zato občajno ne gradimo za dobitke, večje od 25dBi (g=316), saj postanejo dosti večji in težji od drugih vrst anten.

Tabeli na sliki 2 nam povesta, kako izbrati dolžino lijaka "l", da dobimo največ decibelov dobitka z najmanjšim stroškom za pločevino. Tabeli sta napisani za dobitke od 10dBi do 25dBi za dve različni razmerji stranic vzbujevalnega valovoda (mali črki "a" in "b"). Končno je parameter tabel še razmerje med valovno dolžino v praznem prostoru in široko stranico vzbujevalnega valovoda "lambda/a". Objavljene tabele so povzete iz članka Donald E. Cozzens: "Tables Ease Horn Design", objavljenega v reviji Microwaves, marec 1966.

Odčitek iz tabel na sliki 2 moramo seveda pomnožiti z valovno dolžino, da dobimo potrebno dolžino lijaka "l". Odčitek smemo vedno zaokrožiti navzgor: daljši lijak bo dal celo kakšno desetinko dB več dobitka na račun dosti večjega stroška za pločevino. Zaokroževanje navzdol ni smiselno, ker dobitek prekratkega lijaka hitro pada.

3. Vzbujanje valovoda s koaksialnim kablom

Večina sodobnih mikrovalovnih naprav, vsaj za manjše moči do nekaj W in frekvence do 24GHz, je izdelana s polprevodniki, vgrajenimi na mikrotrakasto tiskano vezje. Vse takšne naprave so zato opremljene s 50-ohmskim koaksialnim priključkom. Valovodni priključki so za frekvence pod 10GHz nerodno veliki in se uporabljajo le za prenos velikih moči.

Valovodni lijak lahko vzbujamo preko koaksialnega kabla na različne načine. Med najenostavnnejše sodi vzbujanje z majhno paličasto anteno, ki je prikazano na sliki 3. Antenico vstavimo v pravokotni valovod skozi luknjo sredi široke stranice valovoda. Valovod je na enem (prednjem)

koncu priključen na lijak, drugi (zadnji) konec valovoda pa je kratkosklenjen s kovinsko steno.

Pri napajanju katerekoli antene moramo seveda upoštevati tudi prilagoditev impedance. V slučaju piramidnega valovodnega lijaka, ki ga napajamo s koaksialnim kablom preko antenice, imamo kar tri skoke med različnimi prenosnimi sredstvi: (1) koaksialni kabel na pravokotni valovod, (2) pravokotni valovod na piramidni lijak in (3) piramidni lijak na prazen prostor pred anteno. Vsi trije prehodi v splošnem primeru povzročajo odbite valove. Seveda bo pri dobro načrtovani anteni kazalčna vsota vseh treh odbitih valov majhna.

Vse tri odboje (oziroma dva, če je lijak kar odprti konec valovoda) moramo vedno upoštevati pri lijakah z majhnim dobitkom pod 15dBi, naprimer pri žarilcih za osvetljevanje paraboličnih zrcal. Lijaki z visokimi dobitki nad 20dBi so zelo položni, zato je odboj na prehodu valovod/lijak zanemarljiv. Ker imajo lijaki z visokim dobitkom nad 20dBi tudi veliko odprtino, so tokovi v kovinskih stenah blizu odprtine lijaka že zelo majhni in je tudi odboj na meji lijak/prazen prostor zanemarljiv.

Pri lijakah z visokimi dobitki nad 20dBi povzroča odboje le neprilagoditev na prehodu koaksialni kabel/valovod. Prilagoditev impedance koaksialnega kabla na valovod je prikazana na sliki 4. Za prilagajanje impedance imamo na razpolago vsaj dve spremenljivki: dolžino antenice "h" in razdaljo med antenico in kratkostičnikom "d".

Karakteristične impedance valovoda ne moremo definirati v običajnem smislu, ker električna napetost v valovodu ni definirana. Približno pa si impedanco valovoda lahko predstavljamo kot impedanco bremena, ki bi ga vgradili na mestu antenice in priključili med gornjo in spodnjo široko steno valovoda. Za osnovni valovodni rod TE10 je takšna impedanca razmeroma visoka, nekje med 200 in 600 ohmi in je močno frekvenčno odvisna. Pri mejni frekvenci valovoda je neskončno velika in potem z naraščanjem frekvence upada.

Impedanco koaksialnega kabla prilagodimo na valovod tako, da izberemo dolžino antenice nekoliko krašo od četrt valovne dolžine. Takšna antenica predstavlja kapacitivno breme oziroma zaporedni kondenzator "C" proti nasprotni široki steni valovoda. Tudi razdaljo

"d" med kratkostičnikom in antenico izberemo nekoliko krašo od četrt valovne dolžine v valovodu "lambdag", da predstavlja kratkosklenjeni kos valovoda vzporedno induktivnost "L".

Nadomestno "LC" vezje deluje kot transformator impedance, ki preslika 50-ohmski kabel na dosti višjo impedanco. Takšen transformator je sicer frekvenčno odvisen. Dobro načrtovan prehod iz koaksialnega kabla na valovod to frekvenčno odvisnost koristno izrablja, da se prilagodi frekvenčni odvisnosti impedance valovoda.

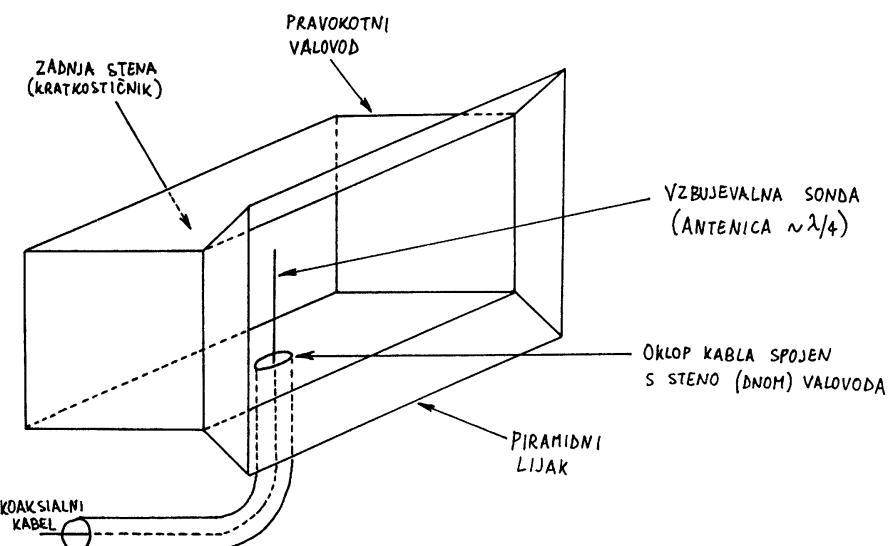
Pri lijakah z majhnimi dobitki pod 15dBi vplivajo na prilagoditev impedance še drugi oboji. Impedanco antene zato prilagodimo na koaksialni kabel z nekoliko drugačno izbiro dolžine antenice "h" in oddaljenosti kratkostičnika "d". Prilagoditev impedance je odvisna tudi od dolžine valovoda med antenico in lijakom, saj ta določa fazno razliko med kazalci različnih obojev.

Končno lahko prilagoditev impedance popravimo tudi z uglaševalnimi vijaki, ki jih vgradimo v široko steno valovoda. Uglaševalni vijaki omogočajo le razmeroma ozko-pasovno prilagoditev impedance, zato se jih rajši izogibljemo.

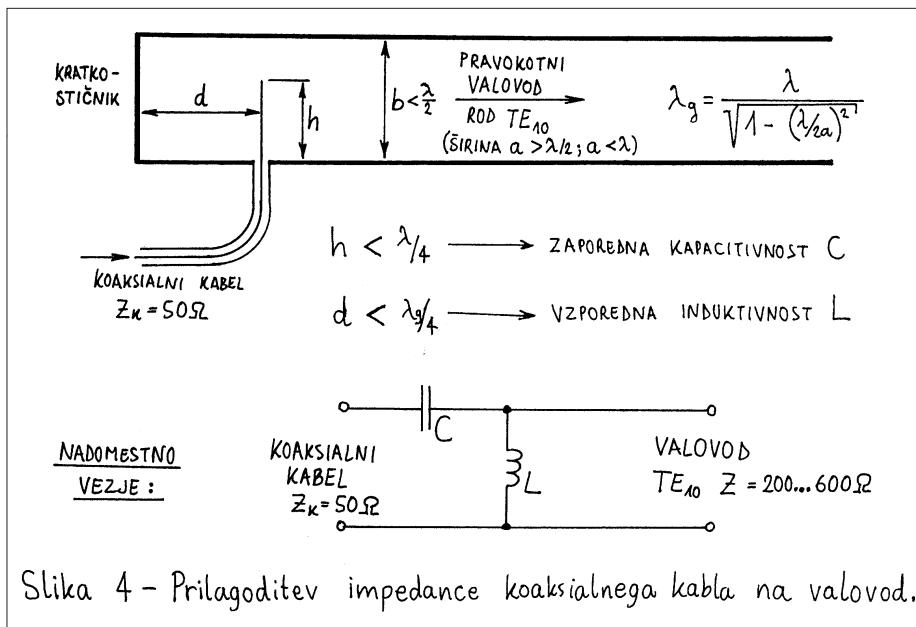
Za začetnike še par besed o valovodih. Kovinski valovodi povsem jasno ne morejo prenašati enosmerne oziroma zelo nizkih frekvenc. Visokofrekvenčni signali pa lahko potujejo skozi kovinski valovod na različne načine, ki jih imenujemo rodovi. Vsak rod valovanja ima svojo valovno dolžino "lambdag", ki je večja od valovne dolžine v praznem prostoru, ker je fazna hitrost razširjanja valovanja v valovodu večja od svetlobne hitrosti.

Modulacija signalja sicer potuje s skupinsko hitrostjo v valovodu, ki je različna od fazne hitrosti. Skupinska hitrost je vedno manjša od svetlobne hitrosti v praznem prostoru. Informacija torej potuje po valovodu počasneje od svetlobe v praznem prostoru, da je gospod Einstein zadovoljen.

Vsak rod valovanja ima tudi svojo mejno ali zaporno frekvenco, pod katero ne more potovati po valovodu. Da se izognemo zmešnjavi najrazličnejših rodov, kovinski valovod običajno načrtujemo tako, da se po njemu širi en sam rod valovanja, z oznako TE10 v valovodu pravokotnega prereza. Mejno frekvenco osnovnega rodu dosežemo takrat, ko je



Slika 3 - Vzbujanje lijaka s koaksialnim kablom.



Slika 4 - Prilagoditev impedance koaksialnega kabla na valovod.

široka stranica valovoda "a" enaka polovici valovne dolžine v praznem prostoru. Vzbujajo lijak, da dosežemo željene lastnosti antene.

Valovod običajno želimo izdelati čim širši, da so izgube zaradi končne prevodnosti kovinskih sten manjše. Žiroka stranica "a" mora biti pri tem manjša od cele valovne dolžine v praznem prostoru, da se izognemo naslednjemu višjemu rodu TE20. Ozka stranica "b" pa mora biti manjša od polovice valovne dolžine, da se izognemo rodu TE01.

Valovodne lijake najenostavneje napajamo z valovodom, po katerem se pri delovni frekvenci lahko širi en sam rod valovanja. V nekaterih slučajih pa namerno napajamo lijak z valovodom, ki prenaša več rodov valovanja. Pri tem moramo paziti na jakost in fazo posameznih rodov, ki

4. Izvedbi lijakov za 5.7GHz in 10GHz

Piramidne valovodne lijake lahko izdelamo iz različnih snovi, ki pa morajo biti dobri električni prevodniki. Piramidni lijak je verjetno najlažje izdelati iz kosov medeninaste pločevine, ki jih med sabo mehko ali trdo spajkamo. Medeninasto pločevino lahko tudi neposredno prispajkamo na valovod oziroma na standardno prirobnico za spajanje pravokotnih valovodov.

Ker so medeninasti lijaki razmeroma težki, pogosto iščemo lažje snovi za gradnjo lijakov. Precej lažje

lijake lahko naprimer izdelamo iz vitroplasta za tiskana vezja. Stranice iz vitroplasta spajamo z mehkim spajkanjem bakrene folije, ki mora biti obrnjena na notranjo stran lijaka zaradi čim manjših izgub. Pri tem morajo biti stranice med sabo vedno spojene na notranji strani, tudi v slučaju uporabe dvostranskega vitroplasta. Seveda lahko za izboljšanje mehanske trdnosti dvostranski vitroplast dodatno spajkamo še na zunanjji strani.

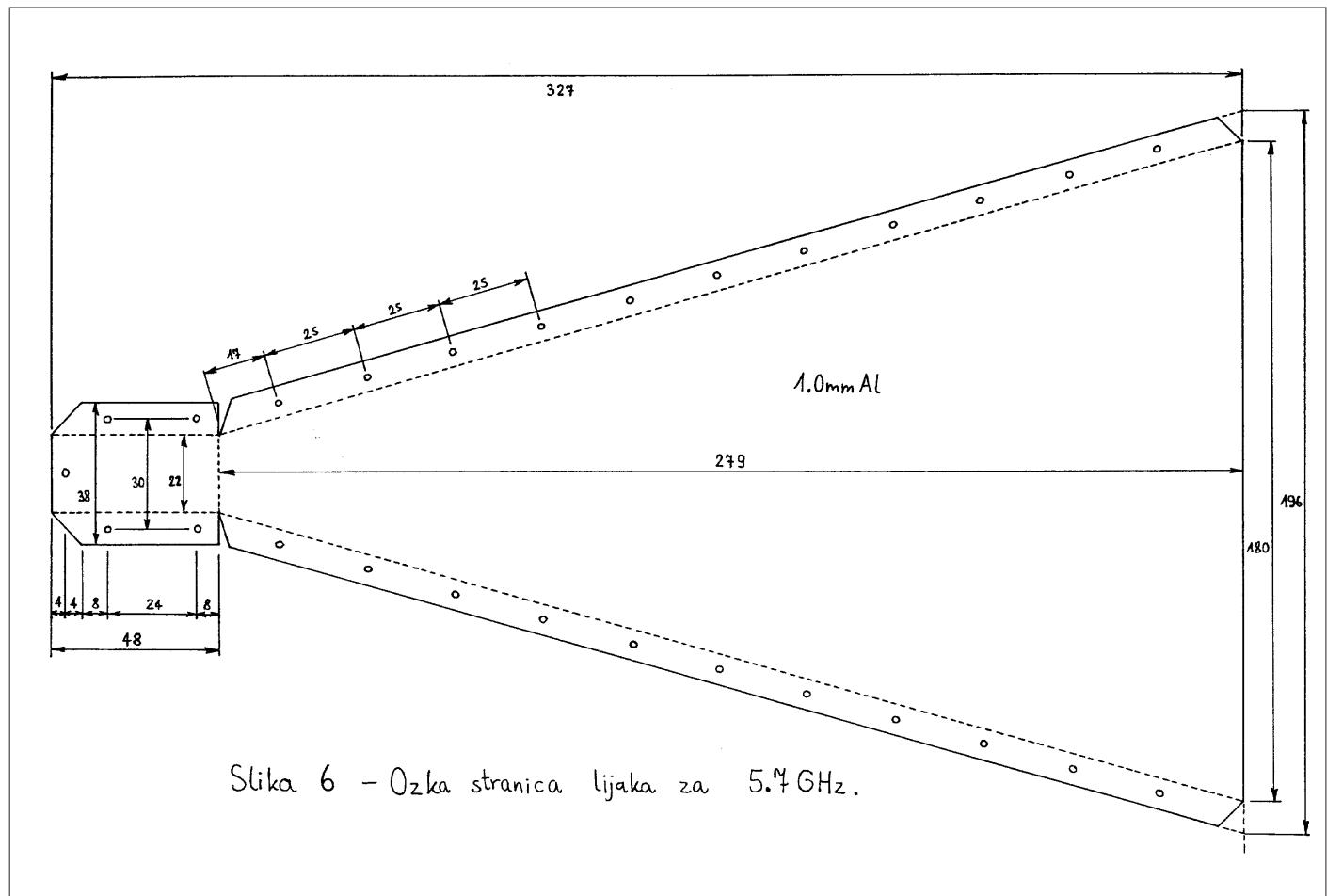
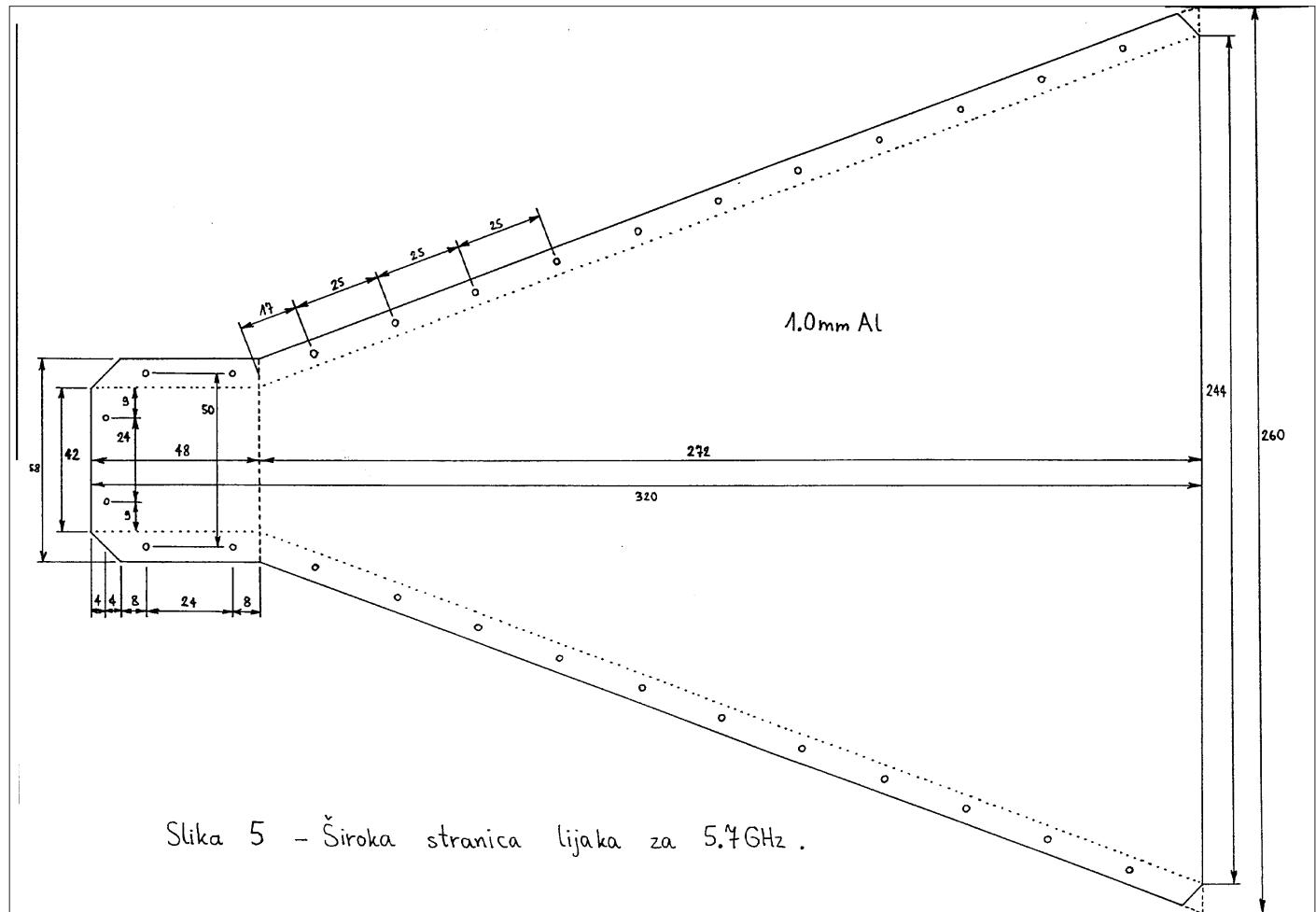
Pri gradnji lijakov za 5.7GHz in 10GHz sem se odločil za mehko aluminijevo pločevino debeline 1mm, ki je razmeroma lahka in poceni ter jo enostavno obdelujemo: režemo, vrtamo in krivimo. Ker aluminija ne moremo enostavno spajkati, stranice spojimo z večjim številom vijakov ali zakovic. Vijake oziroma zakovice postavljamo na razdalji največ pol valovne dolžine, se pravi z razmakom 25mm za področje 5.7GHz in z razmakom 15mm za področje 10GHz.

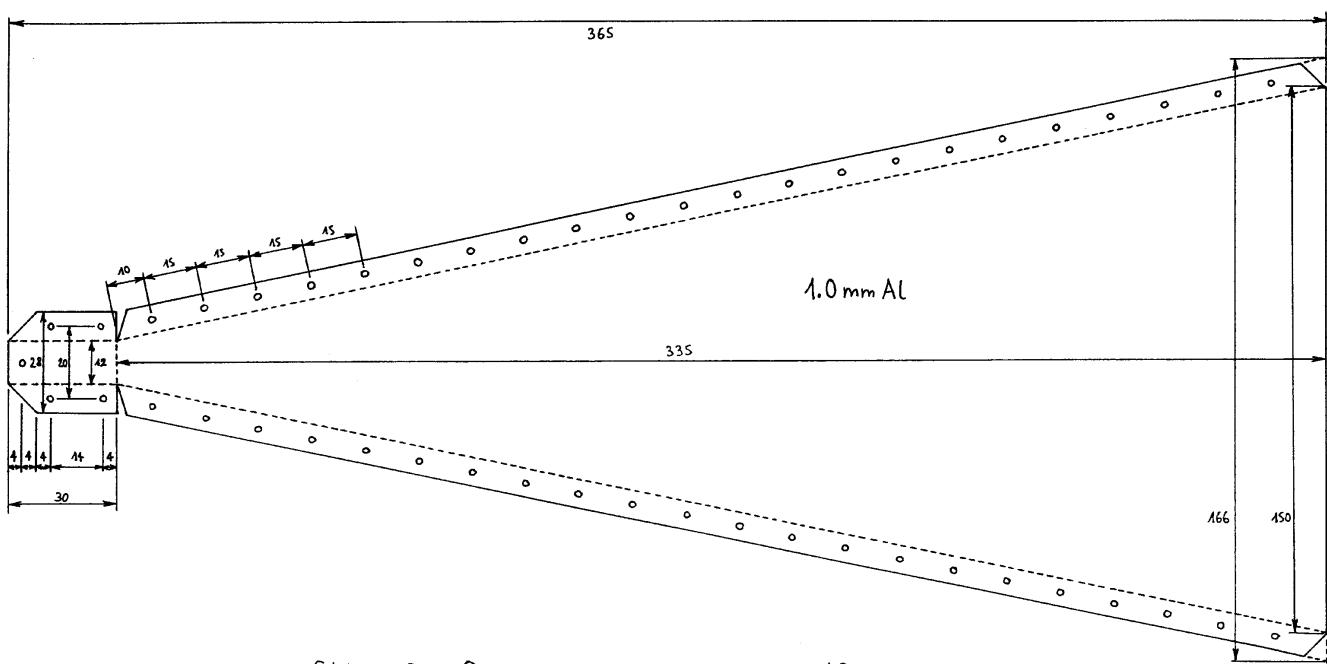
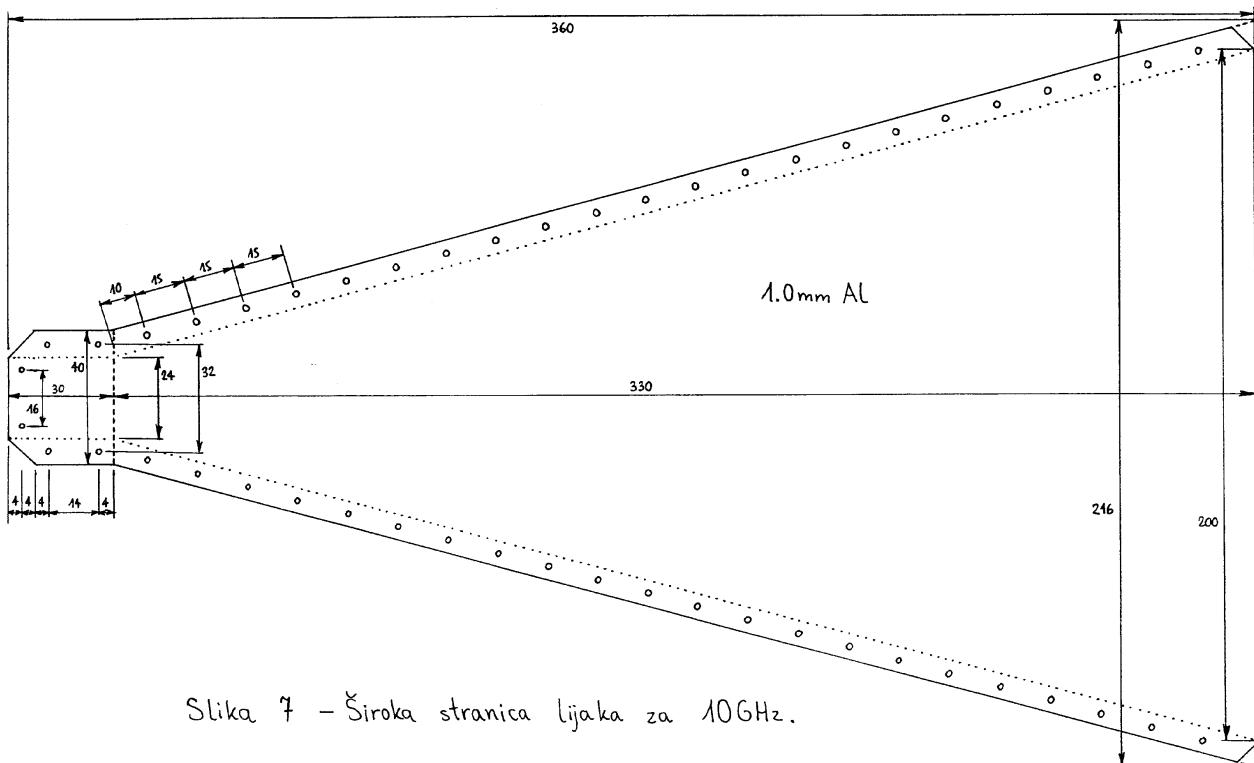
Izmere lijakov seveda v glavnem zavisijo od želenega dobitka antene. Za frekvenčno področje 5.7GHz sem se odločil za anteno z dobitkom 20dBi, za frekvenčno področje 10GHz pa za anteno z dobitkom 23dBi. Številke, dobljene iz formul in tabel sem nekoliko zaokrožil, da je bilo rezanje, vrtanje in krivljenje pločevine enostavnejše.

Vsak valovodni lijak potrebuje pet sestavnih delov iz 1mm debele aluminijeve pločevine: po dve enaki široki stranici, po dve enaki ozki stranici in kratkostičnik. Široka in ozka stranica 20dBi lijaka za 5.7GHz sta prikazani na slikah 5 in 6. Široka in ozka stranica 23dBi lijaka za 10GHz sta prikazani na slikah 7 in 8.

Na vseh štirih slikah so prikazane le izvrtine za medsebojno spajanje stranic. Če za spajanje stranic uporabimo vijake M3 dolžine 4mm, potem so vse te izvrtine premora 3mm ali 3.2mm. Pri uporabi zakovic moramo premer izvrtin seveda prilagoditi vrsti uporabljenih zakovic. Ena od obeh širokih stranic jasno potrebuje še izvrtine za vgradnjo SMA vtičnice.

Široki stranici skoraj ne potrebujeta krivljenja, razen blagega prehoda v grlu lijaka. Ozki stranici zahtevata več obdelave, saj je treba previdno zavihati vse robeve širine 8mm za spajanje s širokima stranicama. V grlu lijaka imata ozki stranici zareze v obliki črke "V", ker se tu lijak lomi. Robove zavihamo navzven, da so vsi vijaki oziroma zakovice popolnoma





dostopni. Pri vseh izmerah so že upoštevana odstopanja, ki nastanejo pri krivljenju 1mm debele Al pločevine.

Vzbujanje obeh lijakov je prikazano na sliki 9. Koaksialni vod pripeljemo preko SMA vtičnice s kvadratno prirobnico, ki jo pritrdimo s štirimi vijaki M2.5 na široko stranico valovoda. Ker v 1mm debelo Al pločevino nima smisla vrezovati navoje M2.5, vsi štirje vijaki potrebujejo matice, ki nekoliko vplivajo na elektromagnetno

polje v valovodu. Vzbujevalna sonda je zaradi vpliva matic nekoliko daljša in sicer 12mm za 5.7GHz in 8mm za 10GHz, merjeno od površine prirobnice SMA vtičnice. Povsem jasno moramo pritrdirilne vijake M2.5 odrezati na takšno dolžino, da iz matic prav nič ne štrli še globlje v valovod.

Oba kratkostičnika sta prav tako izdelana iz 1mm debele Al pločevine in pritrjena s šestimi vijaki na stranice valovoda. Na tem mestu ne priporočam uporabe zakovic, ker

antena lahko potrebuje uglaševanje in matice za pritrdiritev SMA vtičnice lahko potrebujejo dostop. Položaj kratkostičnika je določen z dolžino štirih ušes. Pri tem prodre kratkostičnik v lijaku za 10GHz tako globoko, da se lahko dotakne matic M2.5, ki nosijo SMA vtičnico. Dotik kratkostičnika in matic moramo preprečiti, sicer dobimo zoprne prekinjajoče preskoke impedance antene.

5. Uporaba lijakov za 5.7GHz in 10GHz

Radioamaterji običajno uporabljamo na UKV in višjih frekvencah vodoravno linearno polarizirane antene vsaj za tako imenovano "tropo-DX" delo, se pravi za delo v tekmovanjih. Na 2m področju obstajajo sicer malenkostne razlike v razširjanju vodoravno oziroma navpično polariziranih valov, na frekvencah nad 1GHz pa kakšnih bistvenih razlik ni in je vodoravna polarizacija le dogovor, ki se ga je smiselnodržati.

Pritrditev piramidnega lijaka moramo zato načrtovati tako, da dobimo vodoravno polarizacijo. Bolj preprosto povedano, vzbujevalna sonda v valovodu mora ležati vodoravno. To pomeni, da bosta široki stranici valovoda in lijaka postavljeni končno. Za pritrditev opisanih lijakov

uporabimo kar nekaj vijakov, ki spašajo skupaj stranice valovoda oziroma piramidnega lijaka.

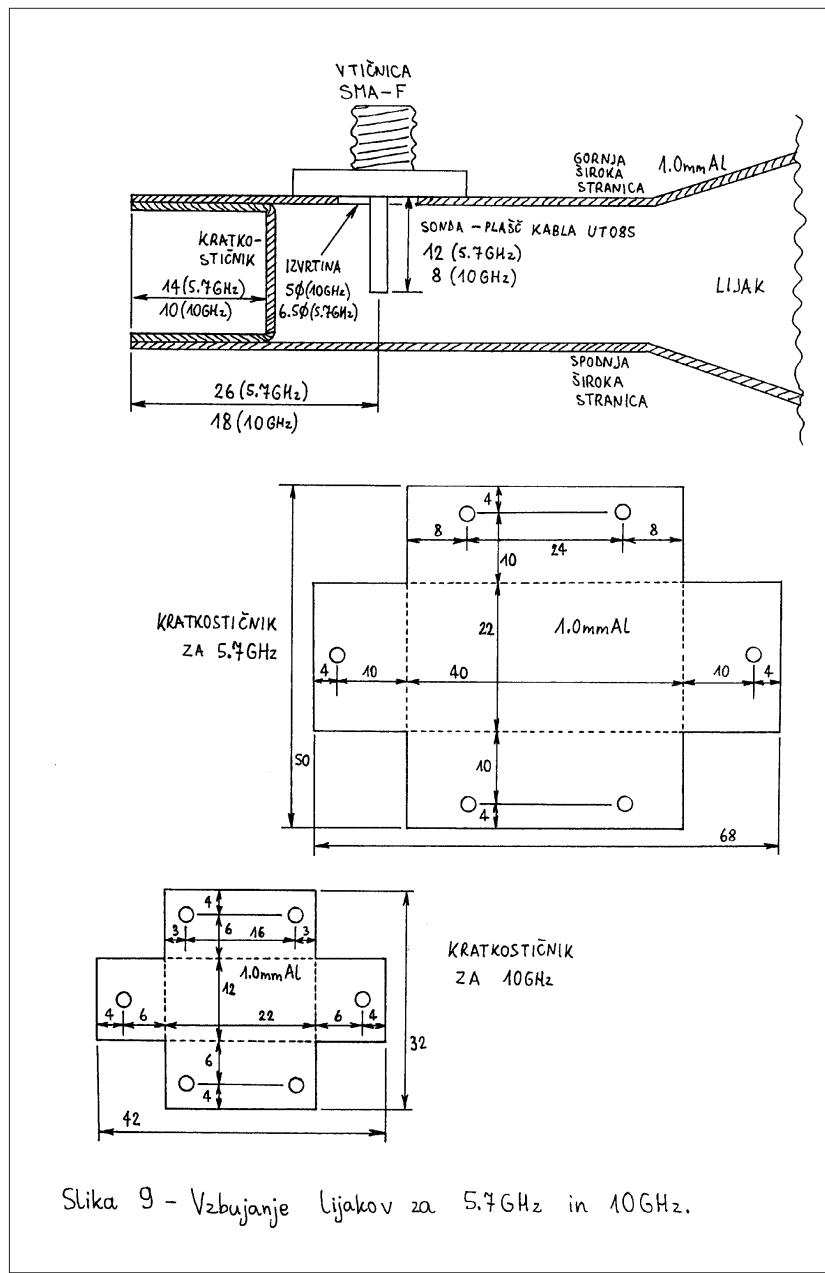
Antena z dobitkom 20-23dBi ima širino glavnega lista smernega diagrama v velikostnem razredu 10-15 stopinj. Opisane valovodne lijake lahko (za zemeljske zveze) vgradimo na običajni antenski rotator, ki omogoča le vrtenje po azimutu. Antene z večjim dobitkom in ožjim smernim diagramom zahtevajo zelo natančen rotator za azimut in možnost fine nastavitev elevacije tudi za zemeljske zveze.

Zelo preprosta in praktična rešitev je vgradnja lijaka na samo ohiše mikrovalovnega transverterja oziroma radijske postaje. Na ta način je tudi napajalni vod med radijsko postajo in anteno zelo kratek. Celotno radijsko postajo z anteno vred postavimo na primeren vrteči

podstavek, da imamo vse pomembne komande pri roki na enem mestu: smer antene in frekvenco postaje.

Smerni diagram valovodnih lijakov je zelo čist. Razen glavnega in prvih bočnih snopov valovodni lijaki skoraj nimajo drugih stranskih snopov. Tega se moramo zavedati pri uporabi takšnih anten, saj bomo le s težavo vzpostavili zvezo z anteno v napačni smeri, kot se to pogosto zgodi z Yagi antenami ali paraboličnimi zrcali, ki imajo množico stranskih snopov.

Posledica čistega smernega diagrama je tudi razmeroma nizka šumna temperatura, ko valovodne lijake usmerimo v nebo. Žal imajo opisani lijaki premajhen dobitek za običajne satelitske zveze. Za satelitske zveze običajno potrebujemo krožno polarizacijo, za kar bi potrebovali drugačno vzbujanje valovodnih lijakov.



Mala antenca za 1-10 GHz

* * *

A SMALL ANTENNA FOR 1-10 GHz

Marko Čebokli - S57UUU

1. UVOD

Log-periodično antenico sem si zamislil predvsem kot primarni vir za parabolično zrcalo. Antenca pa je uporabna tudi samostojno, brez zrcala in ima v tem primeru dobitek 8 do 9 dBi, kar je zelo priročno za razna eksperimentiranje 'na dvorišču'. HI - dvorišče je lahko precej veliko, pri 100mW in 5dB šuma je teoretični doseg v praznem prostoru z dvema takšnima antencama brez zrcal še vedno več kot 100 km na 10 GHz in več kot 1000 km na 1296MHz.

2. IZDELAVA CIK-CAK LOG-PERIODIČNE ANTENE

Za frekvenčno področje 1-10 GHz je antena velika od vrha do repa 167mm.

Anteno izdelamo v tehniki tiskanih vezij, na enostransko kaširanem vitronitu debeline 0.8mm. Naredimo dve enaki ploščici in ju sestavimo, kot je narisano na sliki 2, tako da sta bakrena vzorca na zunanjji strani. Preden ploščici sestavimo, lahko odvečen (prazen) vitronit poševno odrežemo kak centimeter nad konicami zobcev. Na zgornjem robu obe ploščici malo odbrusimo, tako da bakrena vršička prideta čim bliže skupaj, na milimeter ali manj. Ploščici zlepimo z aralditom (epoksi, donipox itd) pod kotom kakih 15 stopinj, tako da sta zadnja dela približno 45mm narazen. Zadnji del ojačimo z dvema ploščicama vitronita velikosti 20x60 mm, ki ju prav tako prilepimo z aralditom. Za lepljenje vitronita je daleč najboljše epoksi lepilo, ker je tudi vitronit samo steklena cunja, namočena v epoksi smolo. Če pred lepljenjem površino malo obrusimo, da postane hrapava, bo spoj postal neločljiva celota. Preden pa anteno zlepimo, je treba narediti balun za napajanje. Napajanje izvedemo s poltrdim (semi-rigid) kablom debeline 2.2 mm (UT 86). Na kos kabla dolžine približno 20cm monitramo konektor (SMA ženski), in kabel po vsej dolžini prispajkamo po sredini bakrenega vzorca na eni od ploščic, tako da konektor gleda kakih 5mm preko repa antene, prosti konec pa kak cm čez vrh. Prosti konec potem ukrivimo za približno 70 stopinj preko roba ploščice ter odrežemo bakreni plašč in teflon tik ob robu ploščice. Srednjo žilo skrajšamo na en milimeter. Kabel naj bo čim ostreje zakrivljen, vendar pa moramo biti pri krivljenju zelo nežni, da bakreni plašč ne poči. Zaradi simetrije moramo tudi na drugo stran antene prispajkati podoben kos kabla, ki pa je 'slep', brez konektorja. Zadostuje tudi samo zunanji plašč kabla ali pa bakrena žica premera 2.2 mm. Pri vrhu ga prav tako zakrivimo in odrežemo. Srednjo žilo popolnoma odrežemo, ker je ne bomo potrebovali. Zdaj lahko zlepimo obe polovici antene. V sredini, približno po 5mm na vsako stran od vrha, kjer prideta skupaj oba kabla, ne nanesemo lepila, da preveč ne sprememimo impedance. Srednjo žilo

1. INTRODUCTION

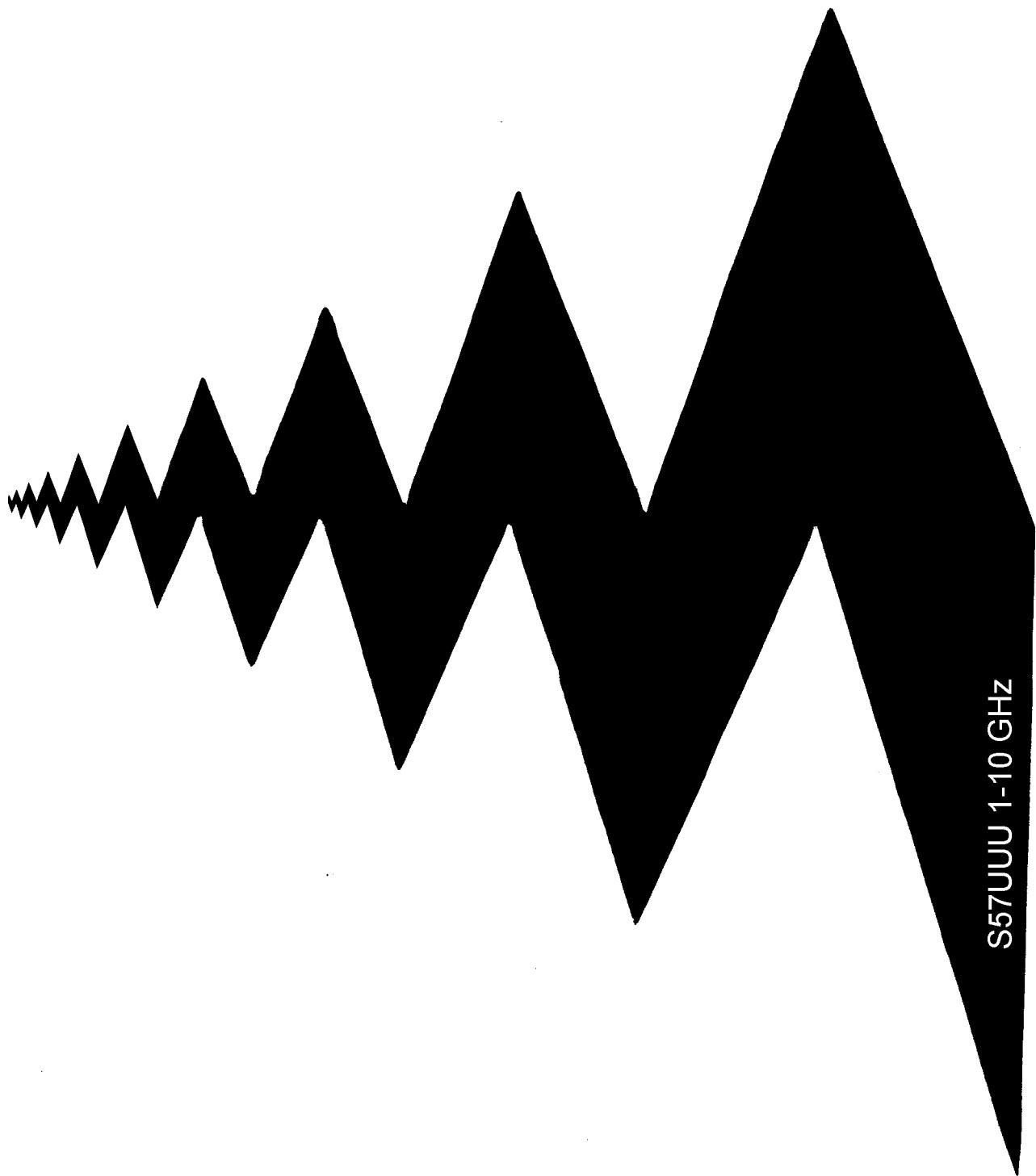
This log-periodic antenna was designed as a feed for a parabolic dish, but it can also be used alone. With 8.9 dBi gain, it is very convenient as an universal antenna for backyard experiments. HI - the backyard can be pretty big; the theoretical free-space range for 100mW and 5dB NF is more than 100km on 3cm and more than 1000km on 23cm.

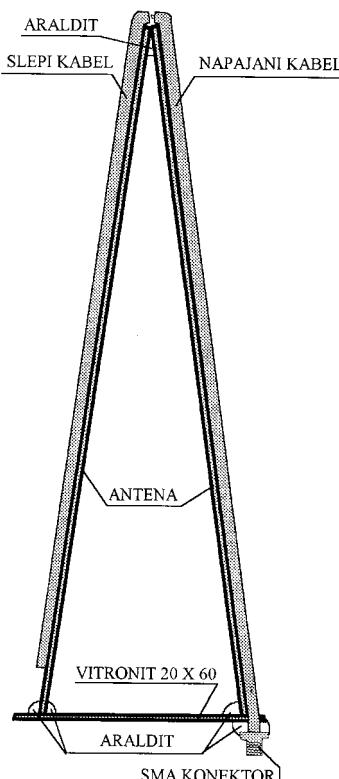
2. CONSTRUCTION

For the 1..10 GHz range, the size of this antenna tip to tail is 167mm. It is etched on 0.8mm thick epoxy PCB board material. Two identical boards are combined as shown on fig 2, with the copper pattern on the outside. Before assembly, surplus PC board can be cut off diagonally about 1cm above the copper teeth. The inner edge of the boards at the tip should be filed away, so that the copper tips come within 1mm of each other. The two boards are glued together with epoxy glue at an angle of approx 15 degrees, so that the tails are about 45mm apart. The rear end is strengthened with two 20x60mm pieces of PCB material, also glued with epoxy. The PC boards themselves are mostly epoxy, and if the surfaces are made rough before applying the glue, the bonds will be very strong.

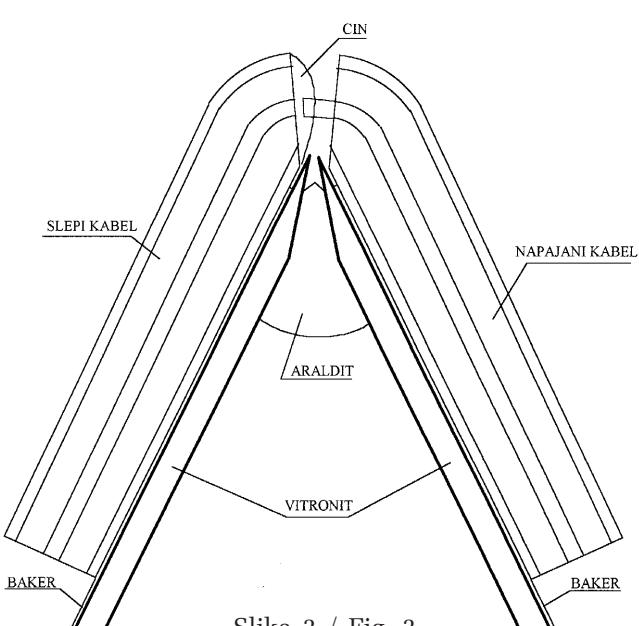
The feeding balun must be made before the antenna is glued together. It is made of UT-86 (2.2mm diameter) semi-rigid cable. A piece about 20cm long with an SMA female connector at one end is soldered along the center of the copper pattern on one of the boards. The connector should reach about 5mm over the tail end, the other end about 1cm over the tip. The bare end should be bent about 70 degrees over the edge and the copper mantle cut tightly by the edge. The bend should be as sharp as possible, however care is needed to avoid breakage of the copper mantle. The center conductor is then shortened to 1mm or less. To achieve symmetry, a similar piece of 'blind' cable (without a connector), must be soldered to the other PC board. A piece of solid wire with the appropriate diameter can be used instead, since the center conductor is not needed. This cable is also bent and cut at the top. The antenna can now be glued together. No glue is applied about 5mm to each side of the tip, to avoid changing the impedance. The center conductor of the feed cable must now be soldered to the mantle of the 'blind' cable. (fig 3)

The tip must be made very carefully, since the performance of the antenna at the upper end of the frequency range depends on this. The distance between the mantles of the feed and 'blind' cables should not surpass 1mm. With a precisely made tip, this antenna is usable up to 13 GHz. After the antenna is assembled, the





Slika 2 / Fig. 2



Slika 3 / Fig. 3

napajalnega kabla pri vrhu prispajkamo na plašč slepega kabla, kot je narisano na sliki 3. Pri izdelavi vrha moramo biti zelo pazljivi, ker je od tega odvisno delovanje antene v zgornjem delu frekvenčnega področja. Med koncema plaščev napajalnega in slepega kabla naj ne bo več kot en milimeter, srednjo žilo napajalnega kabla pa je treba prispajkat čim bolj na kratko. Če je vrh lepo izdelan, je antena uporabna vsaj do 13 GHz.

Ko je antena sestavljena, z dodatno ploščico vitronita velikosti 20x60 mm, v katero naredimo zarezo za prehod kabla, mehansko ojačimo še konektor. Ploščico prilepimo na zadnjem koncu antene, v sredini pri konektorju. Konektor obilno 'pripacamo' na ploščico z aralditom. Paziti je treba, da araldit ne pride na navoje konektorja. V sredini te ploščice lahko izvrтamo tudi luknjo za pritrдitev antene. Ker je antena zelo lahka, za pritrдitev zadošča en sam vijak v osi antene, kar omogoča preprosto menjavo polarizacije. Repa antene v sredini lahko povežemo s kosom navadne žice, da zaščitimo vhod postaje pred statično elektriko.

Izgled gotove antene prikazuje slika 5.

3. ELEKTRIČNE LASTNOSTI CIK-CAK LOG-PERIODIČNE ANTENE

Sevalni diagram te antene je v načrtovanem frekvenčnem pasu skoraj neodvisen od frekvence. V E ravnnini (če vodoravno polarizirano anteno vrtim po azimutu) sta 3 in 10 dB širina dijagrama približno 60 in 110 stopinj, v H ravnnini (če navpično polarizirano anteno vrtim po azimutu) pa okrog 80 in 160 stopinj. Stranski snopi in razmerje naprej/nazaj so okrog -15 do -20 dB.

Tipičen smerni diagram v obeh ravninah je na sliki 4.

Razlika med obema ravninama bi bila manjša, če bi obe polovici montiral pod enakim kotom kot se širijo 'zobje', to je okrog 32 stopinj. V tem primeru bi lahko tudi

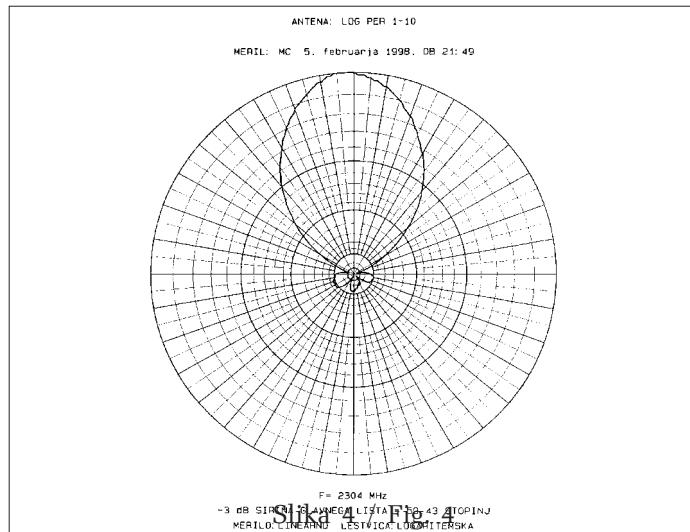
connector should be mechanically fixed using another 20x60mm piece of PCB material and epoxy glue. Keep epoxy away from the connector's threads! The antenna is very light, and can be supported by a single screw along its axis, so the polarisation can be easily adjusted. The tail ends should be connected with a piece of ordinary wire, to protect the transceiver against electrostatic discharges.

Fig 5 shows the finished antenna.

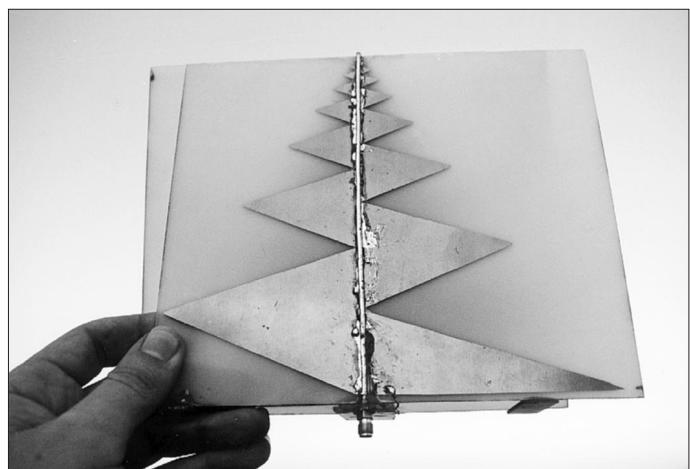
5. ELECTRICAL PERFORMANCE OF THE ZIG-ZAG LOG-PERIODIC ANTENNA

The directional pattern is almost independent of frequency in the planned band. In the E-plane (when a horizontally polarised antenna is rotated in azimuth) the 3 and 10dB beamwidths are approx. 60 and 110 degrees respectively, in the H plane (vertically polarised antenna rotated in azimuth) they are approx. 80 and 160 degrees. Sidelobes and front to back are about -15 to -20 dB. Fig 4 shows a typical pattern in both planes. One could reduce the difference between both planes by mounting the two halves at approx. 32 degrees, i.e. the angle at which the copper teeth 'grow'. In this case, one could also indent two such antennas at right angles and have access to both polarisations simultaneously. The problem is that in this case the impedance of the antenna increases to about 100 ohm, requiring a broadband impedance transformation. It would be easy to make such a impedance transformer in microstrip form on the underside of the antenna board, but even on a real microwave substrate, the losses would be bigger than 2dB on 10GHz. Therefore, I decided to 'squeeze' the antenna a little, to get the impedance closer to 50 ohm. At the tip, where a bigger part of the space between the copper patterns is filled with dielectric, the impedance is lower. The chosen angle between the antenna halves (45mm between the tails) was chosen as a compromise between the match at higher and lower frequencies. From this point of view, it would make sense to etch the antenna on even thinner substrates, and put the halves closer together. Return loss

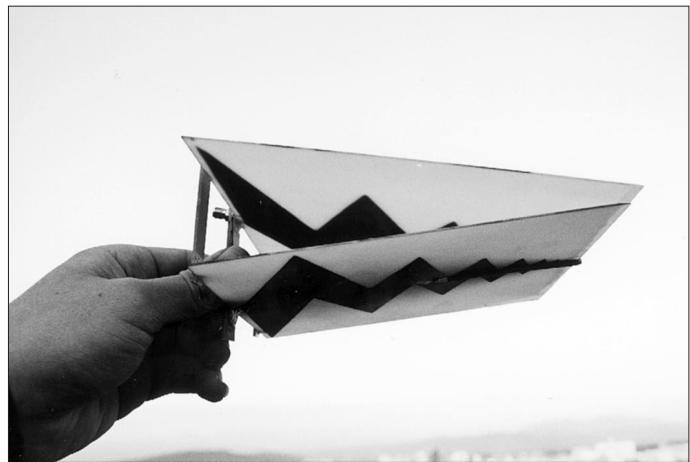
'uzobil' dve takšni anteni pod pravim kotom, tako da bi imel istočasno dostopni obe polarizaciji. Vendar pa pri takem kotu impedanca naraste preko 100 ohmov, in bi za prilagoditev potreboval širokopasoven impedančni transformator. Tega v mikrotraktasti tehniki sicer ne bi bilo težko narediti, n. pr. kar na spodnji strani antene, problem pa bi bile izgube, ki bi tudi na teflonskem laminatu presegale 2 dB na 10 GHz. Zato sem anteno raje malo 'stisnil', da se je impedanca približala 50 ohmom. Pri vrhu, kjer je večji del prostora med cik-cak linijama izpoljen z vitronitom, je impedanca že zaradi tega nekoliko manjša, zato je izbrani kot (približno 45mm med repoma) kompromis med prilagoditvijo na višjih in nižjih frekvencah. S tega stališča bi bilo anteno bolje narediti na še tanjšem laminatu, in jo še malo 'stisniti'. Prilagoditev niha med 6 in 15 dB, tipično pa znaša okrog 10 dB. Dobitek znaša 8 do 9 dBi. Dobitek takšne antene sicer lahko povečamo tako, da jo naredimo 'položnejšo'. Ker pa sem to anteno načrtoval predvsem kot primarni vir za parabolično zrcalo, sem jo naredil precej 'strmo', da ima dovolj širok diagram za pokrivanje tipičnega simetričnega zrcala globine 0.3 do 0.4. Na strmejši anteni je manjše tudi seljenje sevajočega dela antene. Aktivni del antene se s frekvenco seli, kar je rahlo neprijetno pri napajanju zrcala, saj bi teoretično morali za vsako frekvenco malo spremeniti fokusiranje. Ker pa se na srečo kritičnost fokusiranja z rastočo valovno dolžino zmanjšuje, lahko anteno postavimo fiksno, tako da je približno v gorišču del, ki seva pri najvišji frekvenci. Pri tej anteni na 10 GHz sevajo zobci, ki so približno 1 cm od vrha. Zaradi nepopolnega fokusiranja in nesimetričnega diagrama je izkoristek zrcala seveda nekoliko manjši (1-2 dB manjši dobitek), kot če bi uporabili optimalne ozkopasovne sevalce, kar pa po mojem ni previsoka cena za univerzalnost takšne antene, še posebej če upoštevamo nizko ceno in enostavnost izdelave.



varies between 6 and 15 dB, typically around 10 dB. Gain is 8 to 9 dBi. It could be increased by making the antenna less steep. Because this antenna was primarily intended as a feed for a parabolic reflector, it was made quite steep, so that the beamwidths are suitable for a f/d 0.3 to 0.4 reflector. On a steep log-periodic antenna, the active region moves less with frequency. Theoretically, such an antenna when used as a reflector feed, should be refocused for each frequency because of this movement. Luckily, the sensitivity of focusing decreases for lower frequencies. Therefore, the antenna should be mounted so, that the part that radiates at the highest frequency is in focus. On this antenna, on 10GHz these are the copper teeth about 1cm from the tip. Because of non-ideal focusing and non-symmetry the gain of the reflector will be somewhat (1-2dB) less than with an narrowband feed, but I think that is not too high a price to pay for versatility of such an antenna, especially considering the low price and ease of manufacture.



Slika 5 / Fig. 5



144/432 MHz Diplexer

Gyula Nagy - HA8ET

Gyula Nagy, HA8ET

Duoband-Handfunkgeräte sind ohne Diplexer nicht vorstellbar. Doch wie funktioniert eine solche Baugruppe? Diese Frage soll hier auf Basis eines leicht zugänglichen Entwicklungsprogramms und anhand einer erprobten Bauanleitung beantwortet werden.

An einen Diplexer stellt man folgende Forderungen:

- gute Trennung der beiden Betriebsfrequenzbereiche
- geringe Einfügedämpfung
- leicht anpaßbar
- hohe Belastbarkeit

Diese erreicht man mit fünfpoligen, bidirektionalen Filtern. Für deren Entwicklung steht den Amateuren z. B. das Programm SVCfit der ARRL zur Verfügung, das sich vorteilhaft an Kondensatoren der Normreihe E24 orientiert. Bild 1 zeigt die Schaltung eines damit entworfenen Filters, in diversen Beschreibungen findet man ähnliche.

Paarungs-Probleme

Bei derartigen Filteraufbauten funktionieren Tiefpaß (LP)- und Hochpaß (HP)-Teil separat gut, zusammengeschlossen ist das Ergebnis jedoch sehr unerfreulich. Dieses Fehlverhalten habe ich mit dem Programm Microsim DesignLab Evaluation 7.1 untersucht. Vorteilhaft daran ist, daß es zu den vorangegangenen Programmen Design Center und PSpice 6.2 und 6.3 kompatibel ist.

Damit wurde eine hohe Dämpfung des Diplexers auf 70 cm festgestellt, weil der Eingangskondensator des LP-Filters die Übertragung hoher Frequenzen stark beeinträchtigt.

Dies macht Bild 2 transparent, das die Übertragungskurve für Werte zwischen 5 pF und 20 pF darstellt.

Die Lösung des Problems verspricht ein LP-Filter mit induktivem Eingang. Es verringert den Einfluß des Tiefpasses auf die Übertragung hoher Frequenzen ganz erheblich. Tabelle 1 verrät die optimalen Bauelementewerte, Bild 3 stellt die Übertragungsfunktionen der als verlustfrei angenommenen Filter gegenüber, und Bild 4 zeigt schließlich die neue Diplexer-Schaltung.

Parasitäre Reaktanzen kompensieren

Ein zweites Problem stellen parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten dar. Bild 5 ist ein Simulationsergebnis unter Berücksichtigung dieser Einflüsse. In mehreren Meßreihen wurden diese Störungen bestimmt, zur Kompen-sation der Wert der im Schaltplan besonders gekennzeichneten Kapazitäten gesenkt. Dadurch gelang es, die Meßergebnisse den Ergebnissen der einfachen Simulation anzugeleichen.

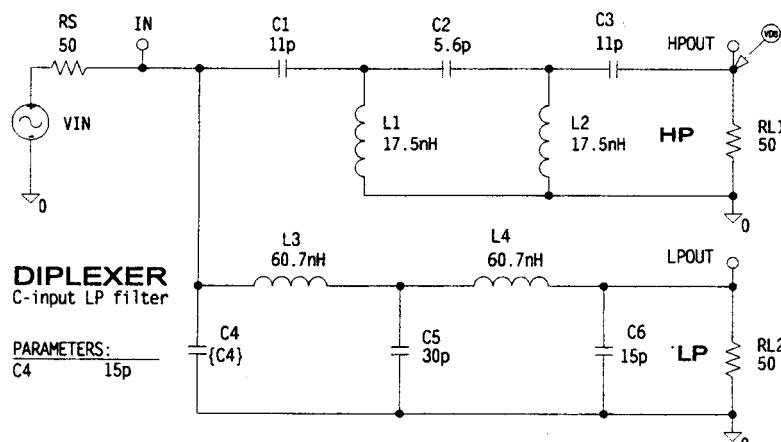


Bild 1: DesignLab-Originalschaltung eines Diplexer-Erstentwurfs

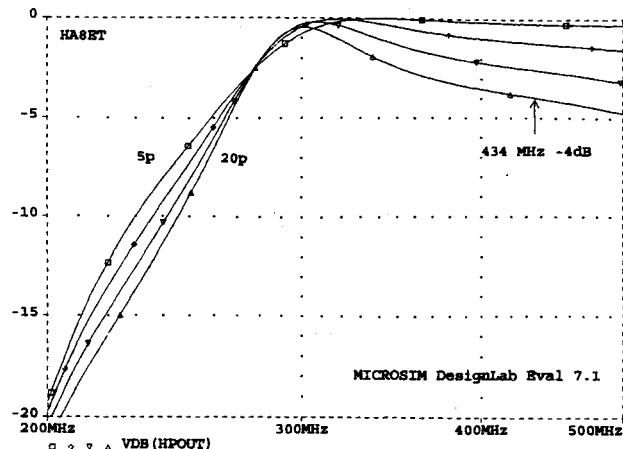


Bild 2: So beeinflußt C4 die Übertragungskurve

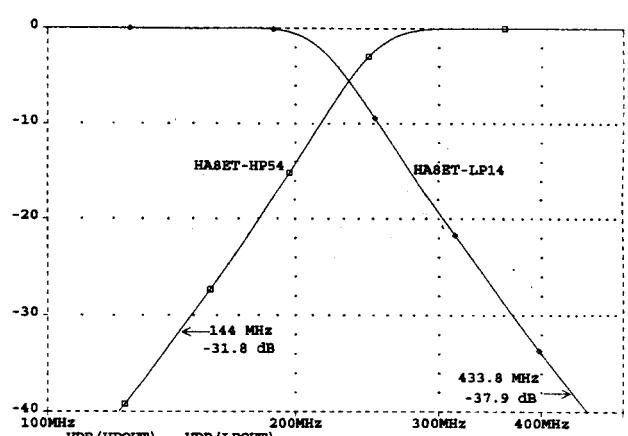


Bild 3: Übertragungsverhalten der separaten Filter, dimensioniert nach Tabelle 1

C/L	HP	C/L	LP
C1 [pF]	11	L1 [nH]	39
C2 [pF]	6,8	L4 [nH]	75,7
C3 [pF]	11	L5 [nH]	39
L2 [nH]	17,5	C4 [pF]	27
L3 [nH]	17,5	C5 [pF]	24

Tabelle 1: Bauteilliste für HP/LP-Filter

Stückliste

- | | |
|-----------|---------------------------------|
| ○ C1,3 | 10 pF |
| ○ C2 | 5,6 pF |
| ○ C4 | 27 pF |
| ○ C5 | 24 pF |
| ○ J1...3 | BNC, UG625B/U |
| ○ Platine | s. Text |
| ○ Gehäuse | 30 x 55,5 x 74 mm
(Typ 7764) |
| ○ Brücken | U Bügel, s. Text |

Hinweis: Bei C1...3 sind Streukapazitäten berücksichtigt

Parameter	HP	LP
Dämpfung bei 145 MHz [dB]	min. 31	max. 0,5
Dämpfung bei 432 MHz [dB]	max. 0,6	min. 39
Rückflußdämpfung [dB]	min. 25	min. 29
f_{-40} dB [MHz]	125	300
P_{max} bei C-Typ 1206, 63 V [W]	10	10
P_{max} bei C-Typ ATC-100, 250 V [w]	50	50

Tabelle 2: Technische Daten

Ein bewährter Aufbauvorschlag

Im Interesse eines sicheren Nachbaus werden gedruckte Induktivitäten vorgesehen – entworfen mit dem Programm AppCad von HP. SMD-Kondensatoren und 50-Ω-Mikrostrip-Leitungen sind die anderen „Bauteile“. Bedingung für exakte Funktion ist die sorgfältige Anfertigung der Platine (**Bild 6**). Sie wird in ein Weißblechgehäuse mit einer Grundfläche von $55,5 \times 74$ mm eingebaut. An den mit X bezeichneten Stellen kann auch CuAg-

Draht von 1 mm Durchmesser statt der professionellen Durchkontaktierungen verwendet werden. Die drei U-Bügel, 3 × 9 mm, Durchmesser 1 mm, aus CuAg werden von der Bestückungsseite her eingeschweißt. Nach dem Ausführen der Verbindungen wird die als Masse dienende zweite Seite der Platte rundherum im Gehäuse verlötet.

Zur Betriebskontrolle verwendet man ein Duoband-Handfunkgerät und zwei Dummy-Loads. In beiden Bändern muß man nun das Stehwellenverhältnis ermitteln. Bisher erreichten alle Nachbauten die vorgegebenen Werte (Tabelle 2).

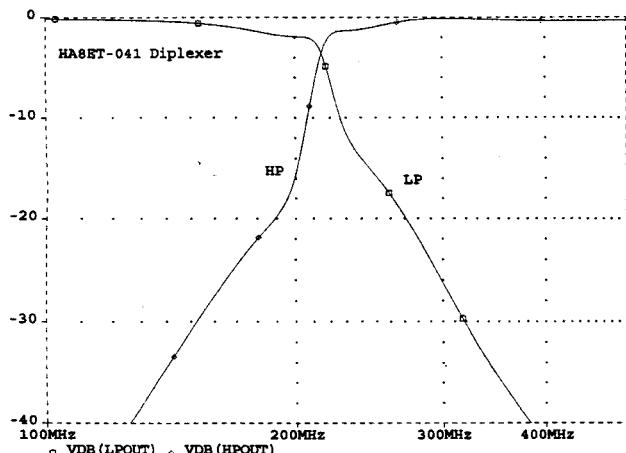


Bild 4: Übertragungsverhalten bei angenommenen parasitären Reaktanzen

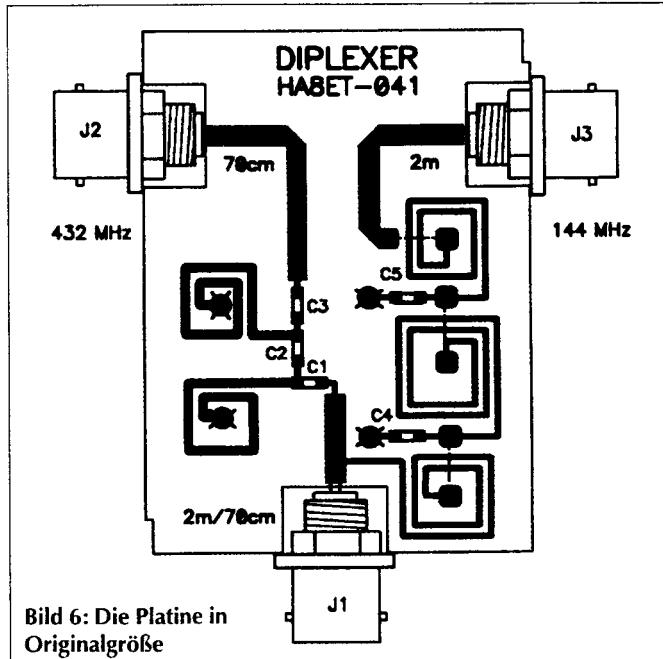


Bild 6: Die Platine in Originalgröße

erreichten alle Nachbauten die vorgegebenen Werte (Tabelle 2).

Mehr Informationen beim Autor:

Nagy Gyula, HA8ET,
E-Mail: ha8et@pollak.c3.hu

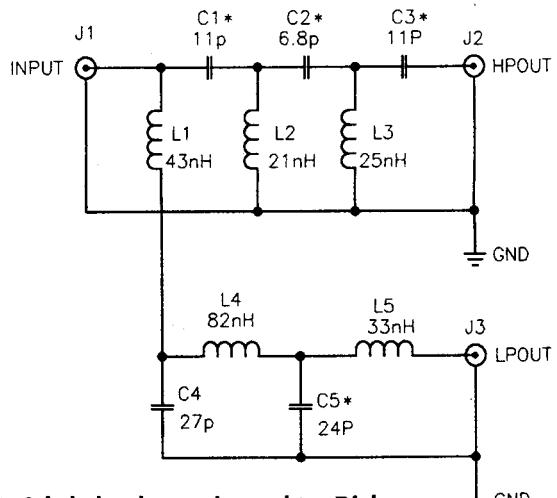


Bild 5: Schaltplan des praxisgerechten Diplexers

Delovanje, uporaba in izbira VF spektralnega analizatorja

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Vrste spektralnih analizatorjev

Spektralni analizator je beseda, ki lahko pomeni mnogo različnih stvari. Steklena prizma je naprimer osnovni del spektralnega analizatorja za vidno svetlobo, saj žarek bele sončne svetlobe razkloni v mavrico, lepo urejeno po valovnih dolžinah oziroma frekvencah elektromagnetnega valovanja svetlobe. Tudi človeško uho je razmeroma zmogljiv spektralni analizator, seveda omejen na določen frekvenčni pas zvočnega valovanja.

Med vsemi različnimi spektralnimi analizatorji so danes najbolj zmogljivi merilniki za radijsko in mikrovalovno področje frekvenc. Radijski oziroma mikrovalovni spektralni analizatorji pokrijejo širok frekvenčni pas (veliko razmerje med najnižjo in najvišjo merjeno frekvenco), obvladajo veliko dinamiko jakosti vhodnih signalov (razmerje med najšibkejšim in najmočnejšim merjenim signalom preko 120dB) in hkrati zmorejo razločiti signale, ki so frekvenčno zelo blizu.

Predhodniki radijskih oziroma mikrovalovnih spektralnih analizatorjev so bili takoimenovani panoramski

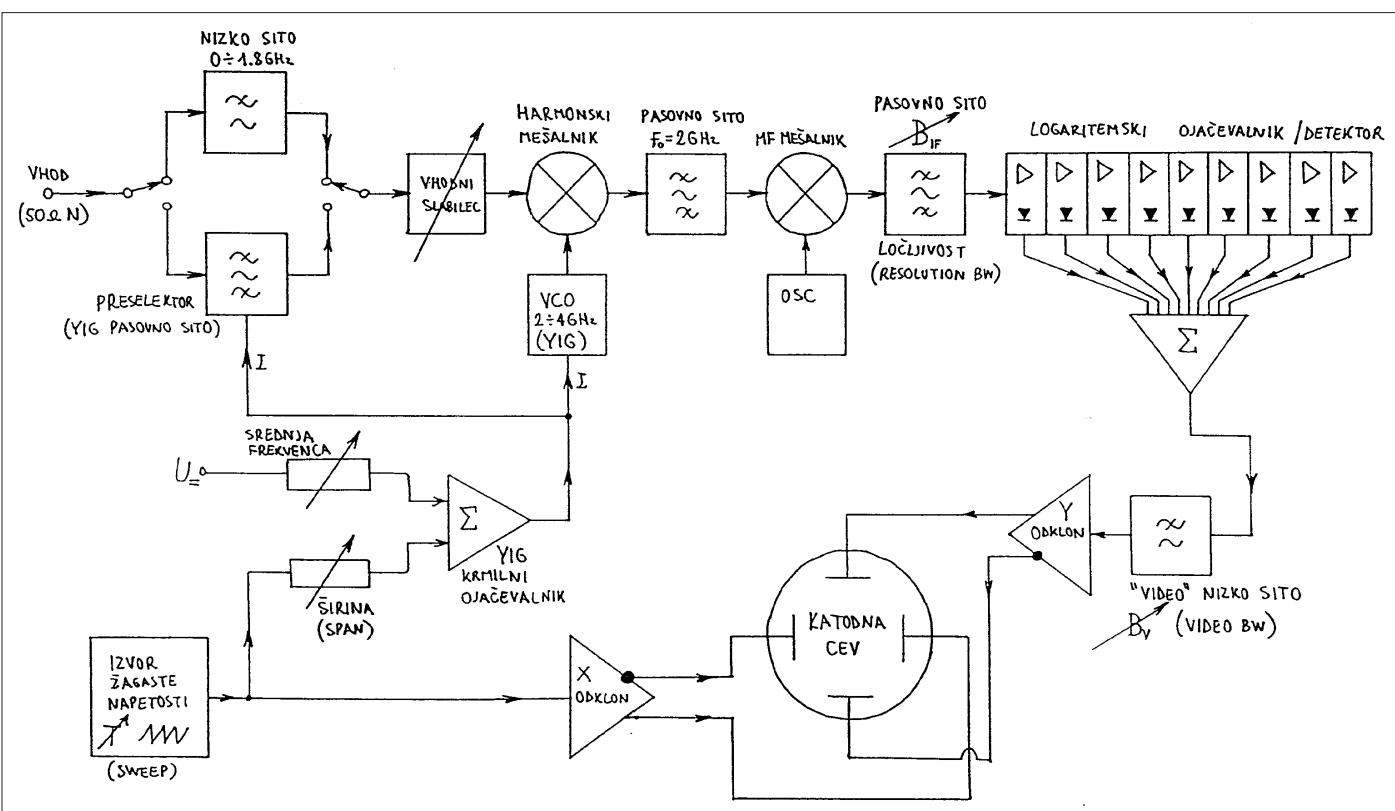
sprejemniki. Panoramski sprejemniki ne sprejemajo ene same frekvence, pač pa stalno preletavajo določen frekvenčni pas in rezultat izpišejo na zaslonu katodne cevi: na vodoravni osi frekvenco ter na pokončni osi jakost signala. V začetku so se v glavnem uporabljali samo v vojaške namene: iskanje sovražnikovih oddajnikov. Električne lastnosti panoramskih sprejemnikov so bile za današnja merila zelo slabe: frekvenčni pas je bil zelo omejen (razmerje manj kot 1:2 med spodnjem in gornjo frekvenco), dinamika merjenja jakosti signalov je redko presegla 50dB in frekvenčna ločljivost je bila slaba (eno samo sito v medfrekvenci).

Znaten korak naprej je bil narejen pred približno tremi desetletji. Razvoj polprevodniških sestavnih delov je omogočil povsem nova vezja. Hkrati so se z naraščanjem števila radijskih postaj postavile dosti strožje zahteve za kvaliteto oddajnikov in sprejemnikov, da bi se preprečile medsebojne motnje. Nov, zmogljiv merilni instrument za opazovanje visokofrekvenčnih signalov so potrebovali ne samo vojaki, pač pa tudi širne

množice civilnih uporabnikov radijskih postaj.

Tovarna Hewlett-Packard je prišla med prvimi na tržišče z napravo, ki je ponujala dosti več od običajnih panoramskih sprejemnikov: pokrivanje skoraj celotnega frekvenčnega pasu od zvočnih frekvenc do gigahercov, več kot 70dB dinamike in širok nabor različnih sit v medfrekvenci. Novi merilnik je izdelovalc krstil za spektralni analizator (po angleško "spectrum analyzer"). V praksi se je naprava odlično obnesla predvsem zaradi svoje raznolike uporabnosti kljub ne ravno nizki ceni. Tudi ime spektralni analizator se je ustalilo in z leti postal pojmom visokofrekvenčnih meritev.

Danes dobimo na tržišču nove in rabljene opreme celo vrsto različnih VF spektralnih analizatorjev, od vrhunske merilne tehnike pa vse do takšnih, ki si ne zaslužijo naziva "merilni instrument". Možna je tudi samogradnja spektralnega analizatorja. Kljub temu predstavlja VF spektralni analizator skoraj "tabu temo" za večino radioamaterjev, verjetno zaradi visoke cene novih



Slika 1. – Blokovni načrt visokofrekvenčnega spektralnega analizatorja.

merilnikov. Kar je še slabše, večina radioamaterjev sploh ne zna uporabljati teh merilnikov in si niti ne predstavlja, kako z njim rešiti nekatere probleme.

Seveda moram takoj pojasniti, da VF spektralni analizator ponavadi ni nujno potreben. Večino stvari lahko izmerimo tudi z enostavnejšo merilno tehniko. Bistvena razlika pa je v času meritve: s primernim merilnikom dobimo rezultat v trenutku, z nepri-mernim pa se namučimo ure in ure oziroma napako opazimo šele takrat, ko je že prepozno in nam je medtem požrla veliko dragocenega časa.

VF spektralni analizator torej pomeni radioamaterju konstruktorju predvsem bistven prihranek časa. Čas pa je danes še kako pomemben, če samo pomislimo na to, koliko nedokončanih naprav čaka na podstrešju vsakega radioamaterja konstruktorja. Namen tega članka je torej tudi spremeniti miselnost radioamaterjev: primerno vsoto sredstev je nujno investirati v merilno tehniko in nekaj časa je treba posvetiti temu, da se jo naučimo uporabljati, sicer bojo rezultati našega dela slabi, kljub najboljšim radijskim postajam in drugi opremi.

2. Delovanje VF spektralnega analizatorja

Visokofrekvenčni spektralni analizator lahko izvedemo na različne načine. Najbolj pogosta izvedba spektralnega analizatorja je sprejemnik z mešanjem, kjer lokalni oscilator stalno preletava željeni frekvenčni pas. Za nižje frekvence (danes nekje do 100MHz) se da izdelati tudi FFT spektralni analizator: vhodni signal prevedemo v številsko obliko z A/D pretvornikom in pretvorbo iz časovnega v frekvenčni prostor opravi računalnik. Za mikrovalovne frekvence je pred leti veliko obetal akustooptični spektralni analizator, ki pa ni nikoli dosegel uporabnih rezultatov kar se tiče občutljivosti, ločljivosti in dinamike.

Blokovni načrt običajnega VF spektralnega analizatorja je prikazan na sliki 1. Merilni sprejemnik vsebuje več mešanj, prva medfrekvenca pa je izbrana visoko (med 500MHz in 5GHz, najbolj običajna vrednost je 2GHz), da pri meritvah nižjih frekvenc vse neželjene odzive enostavno izločimo z nizkoprepustnim sitom na vhodu. Spektralni analizator je torej zasnovan podobno kot sodobni KV

sprejemniki, ki signale iz pasu 0-30 MHz mešajo najprej na višjo medfrekvenco okoli 70MHz.

Prvi medfrekvenci seveda sledi vsaj še eden (običajno dva ali trije) mешalniki na nižje medfrekvence, kjer je lažje izdelati pasovna sita željene širine in signal detektirati. Podobno kot na S-metru radijskih postaj je tudi skala jakosti signala na zaslonu spektralnega analizatorja logaritemská. Ker pri merilniku zahtevamo večjo točnost prikaza kot na S-metru radijske postaje, je detektor izveden kot logaritemski ojačevalnik z večjim številom stopenj (8 do 10). Odziv vsake stopnje je sicer linear, vsota odzivov pa se približa logaritemski krivulji, ko upoštevamo prag začenja vsake stopnje posebej.

Izhod logaritemskega detektorja krmili pokončni odklon na katodni cevi. Najpogosteje si izberemo prikaz 10dB na pokončni razdelek zaslona, kar pomeni 80dB ali 100dB preko celega zaslona. Boljši spektralni analizatorji omogočajo tudi preklop v način 2dB na razdelek za natančna opazovanja, kot tudi prikaz v linearnih enotah. Običajni način delovanja, se pravi slikica, na katero smo vajeni, je seveda 10dB na razdelek.

Vodoravni odklon katodne cevi krmili izvor žagaste napetosti. Ista žaga tudi premika frekvenco prvega oscilatorja (sweep), da merilnik preletava željeno frekvenčno območje. Osrednja frekvenca in širina preleta (po angleško "span") sta seveda nastavljivi: prva zvezno z enim ali več potenciometri (guba in fina nastavitev), druga pa s preklopnikom v korakih 1, 2, 5, 10 itd.

Najzahtevnejši del spektralnega analizatorja je prvi oscilator (VCO). Ta oscilator mora pokriti široko frekvenčno področje, frekvenca mora biti električno nastavljava (s tokom ali napetostjo) in oscilator mora hkrati imeti čimmanjši amplitudni in fazni šum. Lastnosti VCOja praktično omejujejo tako frekvenčno področje kot dinamiko jakosti vhodnih signalov za celotni merilnik.

Profesionalni merilniki uporabljajo v ta namen YIG oscilator. YIG (Yttrium-Iron-Garnet) je mikrovalovni feritni material, ki ima v mikrovalovnem frekvenčnem pasu rezonanco z visoko kvaliteto (Q1000) na molekularnem nivoju. Rezonančna frekvenca YIG ferita je natančno premosorazmerna jakosti enosmernega magnetnega polja, v katerem se nahaja ferit.

Za uporabo v mikrovalovnih oscila-

torjih in pasovnih sitih se YIG ferit brusi v kroglice premora okoli 1mm. Kroglica se z zankico sklopi v visokofrekvenčno vezje, sicer pa je vstavljeni magnetno polje elektromagneta, ki določa frekvenco rezonatorja. Frekvenco YIG oscilatorja ali pasovnega sita zato nastavljamo z enosmernim tokom, ki teče skozi navitje elektromagneta. Frekvanca je seveda premosorazmerna krmilnemu toku, kar je ena od prednosti YIG oscilatorjev in pasovnih sit.

Prav izum YIG oscilatorja je omogočil prelomnico pred tremi desetletji, ko je iz panoramskega sprejemnika nastal spektralni analizator. Visoka cena YIG oscilatorja seveda pomeni, da je tudi celotni merilnik precej drag. Slaba lastnost YIG oscilatorjev in pasovnih sit je tudi ta, da so občutljivi na zunanja magnetna polja, natančnost nastavljanja frekvence pa dodatno moti histerezu jedra elektromagneta. Pri spektralnih analizatorjih in drugih merilnikih z YIG sestavnimi deli se zato pogosto zgodi, da se po večkratnem preklopu področja frekvence enostavno zamakne za 10MHz ali 20MHz, ker se je jedro elektromagneta namagnetilo drugegače.

Frekvenčni pas spektralnega analizatorja je omejen s pokrivanjem VCOja in vrednostjo prve medfrekvence. Enostavna rešitev z nizkoprepustnim sitom na vhodu postavi gornjo frekvenčno mejo pod vrednost prve medfrekvence. Seveda bi ostali produkti mešanja z osnovno frekvenco in višjimi harmonskimi prvega oscilatorja omogočali tudi opazovanje višjih frekvenc, le da v tem načinu delovanja odziv merilnika ni več enoličen, pač pa isti signal vidimo na več mestih na zaslonu, ki ustrezajo različnim produktom mešanja.

Seveda je bolje nekaj kot nič in enostavni spektralni analizatorji omogočajo izključitev nizkoprepustnega sita na vhodu. Boljši merilniki imajo na vhodu vgrajeno nastavlivo YIG pasovno sito, s katerim lahko izberemo le enega od produktov mešanja. Frekvenco pasovnega sita mora seveda stalno nastavljati isti izvor žage, ki krmili prvi oscilator.

3. Osnovne meritve s spektralnim analizatorjem

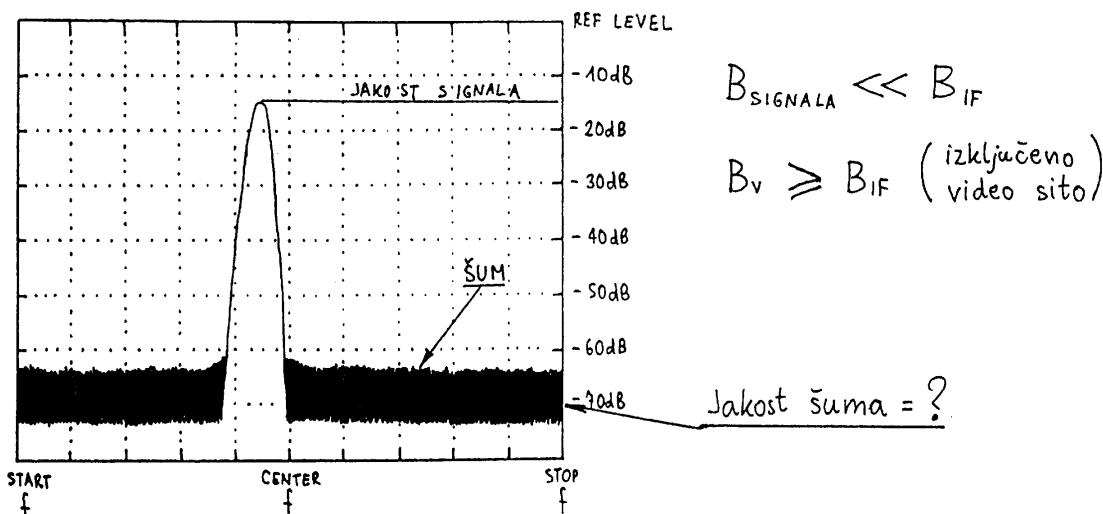
Visokofrekvenčni spektralni analizator vsekakor ni vsemogočni merilni inštrument. Kot vsak merilnik ima tudi spektralni analizator svoje

MF sito : $T \geq \frac{\Delta f}{B_{IF}^2}$; $f \leq \frac{B_{IF}^2}{\Delta f}$ ($B_v \geq B_{IF}$)

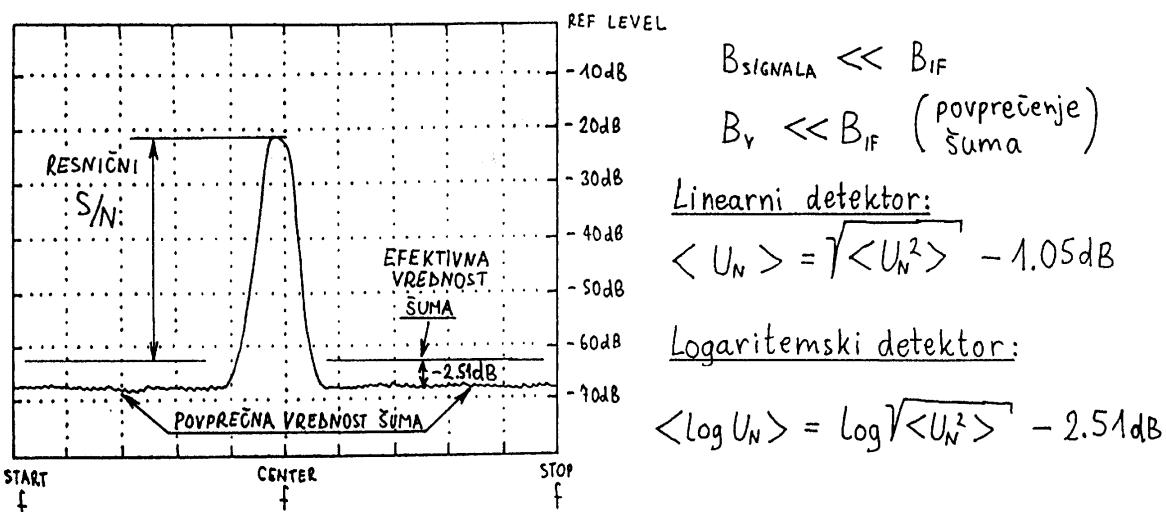
Video sito : $T \geq \frac{\Delta f}{B_{IF} \cdot B_v}$; $f \leq \frac{B_{IF} \cdot B_v}{\Delta f}$ ($B_v < B_{IF}$)

Katodna cev : $T \geq \frac{N}{B_{IF}}$; $f \leq \frac{B_{IF}}{N}$ ($B_v \geq B_{IF}$; $N < \frac{\Delta f}{B_{IF}}$)

Slika 2 - Omejitve časa skaniranja (frekvence žage).



Slika 3 - Meritev jakosti ozkopasovnih (sinusnih) signalov.



Slika 4 - Meritev jakosti šuma in razmerja signal / šum.

lastne omejitve, kot tudi omejitve samega postopka merjenja signalov. Tudi najdražji spektralni analizator postane povsem neuporaben, če ga prekmilimo s premočnimi signali na vhodu. Meritev frekvenčnega spektra sama zahteva določen čas in ta čas se lahko samo še podaljša zaradi načina delovanja merilnika oziroma zaradi slabega razmerja signal/šum.

Vsak resen VF spektralni analizator ima na vhodu vgrajen uporovni slabilec, ponavadi s preklopnikom s koraki po 10dB. Z vhodnim slabilcem lahko takoj preverimo, ali je slika na zaslonu še vedno verodostojna. Ko povečamo slabljenje za 10dB, se mora celotna slika premakniti navzdol za en razdelek. Če pa se nekatere "špičke" ali "brki" premaknejo navzdol za 20dB ali več ali celo izginejo, potem so na zaslonu prisotni neželeni produkti mešanja, ki nastajajo v samem spektralu, ponavadi zaradi prekmiljenja vhodnega mešalnika.

Razen vhodnega slabilca imajo nekateri spektralni analizatorji tudi možnost nastavljanja ojačanja v medfrekvenci, da se celotno ojačanje merilnika bolje prilagodi širini pasovnega sita v medfrekvenci. Z ojačanjem v medfrekvenci seveda ne moremo bistveno vplivati na dinamiko jakosti vhodnih signalov, ki jo določa vhodni mešalnik in fazni šum prvega oscilatorja.

Sama meritev frekvenčnega spektra zahteva čas, ki je točno obratna vrednost ločljivosti meilnika. Če hočemo meriti spekter z ločljivostjo 1kHz, potem znaša najmanjši čas meritve 1 milisekunda. Ker visokofrekvenčni spektralni analizator razpolaga z enim samim sitom željene širine, moramo čas meritve še pomnožiti s številom točk, v katerih merimo spekter.

Meritev spektra lahko zato postane kar dolgotrajna, kot to prikazuje slika 2. Čas meritve je v skupnem seštevku obratno sorazmeren kvadratu širine medfrekvenčnega sita, saj ožje sito pomeni tudi večjo ločljivost oziroma večje število posamičnih meritev. Če uporabljamo dodatno nizkoprepustno sito za demodulirani (video) signal, potem se čas meritve še podaljša. Končno ne smemo zanemariti omejene ločljivosti katodne cevi, zadnji izraz na sliki 2 je zato v bistvu skrajna spodnja meja za širino uporabljenega MF sita.

Nekaterim od omenjenih omejitev se spretno izognejo druge vrste spektralnih analizatorjev, naprimer

FFT ali akustooptični spektralci. FFT (Fast Fourier Transform) algoritmom se naprimer obnaša kot velika množica vzporednih pasovnih sit, od katerih je vsako uglašeno na eno frekvenco meritve. Pri FFT spektralu zato časa meritve ni treba množiti s številom točk, saj ima vsaka frekvenca svoje sito.

Žal sedanji A/D pretvorniki omejujejo FFT spektralne analizatorje na nizke frekvence, običajno omejene na pas zvočnih frekvenc oziroma mehanskih vibracij. Takšen spektralni analizator lahko naredimo na kateremkoli računalniku, ki je opremljen z A/D pretvornikom (zvočno kartico) in je v praksi lahko tudi koristen, naprimer za uglaševanje RTTY in packet modemov oziroma za iskanje šibkih signalov v šumu (EME).

Končno je možna kombinacija obeh vrst spektralnih analizatorjev, se pravi panoramski sprejemnik, ki mu lahko vključimo še FFT v medfrekvenci. Vrhunski merilniki so tako tudi izdelani in odlično delujejo, le njihova cena je še vedno šeststevilčno število v ameriških dolarjih...

Visokofrekvenčni spektralni analizator je merilnik, ki lahko meri signale v širokem razponu frekvenc in jakosti. Zato je njegova točnost meritva jakosti signalov slabša od pravih merilnikov moči. Točnost meritve moči se giblje v razponu +/-0.5dB za vrhunske spektralne analizatorje pa vse do +/-3dB in slabše za cenene spektralce.

Jakost ozkopasovnih (sinusnih) signalov preprosto odčitamo na končni skali, kot je to prikazano na sliki 3. Odčitani vrednosti moramo pristeti faktor skale (REF LEVEL) oziroma merilnik pred meritvijo umeriti na znan izvor signala. Takšno preprosto meritve jakosti signalov seveda smemo uporabljati samo takrat, ko je celotna širina spektra signala (Bsignala) dosti manjša od širine sita v medfrekvenci (ločljivosti spektralnega analizatorja) in je razmerje signal/šum veliko.

Pri meritvah jakosti širokopasovnih signalov oziroma šuma moramo biti bolj previdni. Predvsem se moramo zavedati, da je moč šuma običajno enakomerno porazdeljena po frekvenčnem spektru, jakost šuma pa je podana na enoto širine spektra. Pri meritvi jakosti šuma oziroma razmerja signal/šum je zato bistven podatek širina sita v medfrekvenci spektralca.

Ker je šum povsem naključen signal, na zaslonu spektralca ne vidimo ravne črte, pač pa migotajočo "travo". Jakost šuma zato izmerimo s povprečenjem tako, da nastavimo video sito dosti ožje od medfrekvenčnega sita. Ta ukrep seveda poveča čas meritve, ampak "trava" se na ta način skrči v bolj ali manj ozko črto, kot je to prikazano na sliki 4.

Končno moramo pri merjenju jakosti upoštevati še način povprečenja video sita. Jakost šuma ponavadi podajamo z efektivno vrednostjo (povprečje moči, se pravi kvadrata napetosti ali toka), video sito pa povpreči logaritemski oziroma linearne izhod detektorja. Linearno povprečje je za 1.05dB manjše od povprečja moči, logaritemsko povprečje pa je kar za 2.51dB manjše od povprečja moči.

Frekvenčno območje spektralnega analizatorja lahko seveda razširimo z zunanjimi mešalniki oziroma konverterji, žal običajno na račun dinamike jakosti merjenih signalov. Proizvajalci spektralnih analizatorjev običajno ponujajo takšne zunanje harmoniske mešalnike za frekvence nad 26.5GHz v valovodni tehniki. Dodatni mešalniki iz praktičnih zahtev meritve ne morejo biti vgrajeni v samo ohišje spektralnega analizatorja, zato je slednji opremljen z izhodom prvega lokalnega oscilatorja in dodatnim medfrekvenčnim vhodom, kot je to prikazano na sliki 5.

Pred spektralni analizator lahko seveda priključimo poljuben konverter. Naprimer, s cenenim konverterjem za satelitsko TV na 11GHz in cenenim spektralcem do 2GHz lahko opazujemo signale v frekvenčnem pasu 10-12GHz. V praksi se je zelo obnesel harmonski konverter s prosto nastavljenim oscilatorjem v širokem frekvenčnem pasu, kot je to prikazano na sliki 6. S primočno izbiro frekvenčne oscilatorja lahko neželjene produkte mešanja premaknemo tako, da dobimo na zaslonu skoraj čisto sliko. Uporaba takšnega konverterja seveda zahteva nekoliko več znanja in spretnosti, vendar nadomesti dosti dražji profesionalni spektralec z YIG preselektorjem.

4. Sledilni izvor za spektralni analizator

Spektralni analizator je merilnik, ki opazuje pojave v živih napravah, se pravi signale, ki jih naprave same oddajajo. Pri razvoju in izdelavi

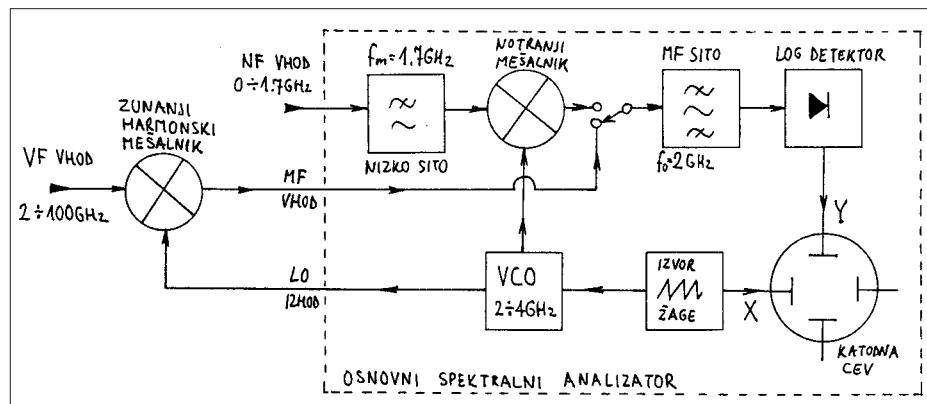
radijskih naprav pa potrebujemo tudi merilnik, ki bi izmeril frekvenčni odziv sita ali ojačevalnika brez drugih vhodnih signalov. Takšen merilnik običajno dobimo na tržišču pod imenom analizator vezij (network analyzer) v različnih izvedbah. Skalarni merilniki (scalar network analyzer ali SNA) izmerijo le jakost odziva vezja, vektorski merilniki (vector network analyzer ali VNA) pa izmerijo jakost in fazo odziva merjenega vezja.

Če pogledamo blokovni načrt spektralnega analizatorja, hitro ugotovimo, da vsebuje večino sestavnih delov, ki jih potrebuje tudi analizator vezij. Kar v spektralnem analizatorju manjka, je primeren izvor signala, ki bi deloval natančno na tisti frekvenčni, kjer spektralni analizator sprejema. Takšen izvor zato imenujemo sledilni izvor (po angleško tracking generator) in ga lahko dokupimo kot dodatno opremo za večino spektralnih analizatorjev na tržišču. Spektralec opremljen s sledilnim izvorom dopušča celo večjo dinamiko meritve jakosti odziva od skalarnih analizatorjev vezij, žal pa večina spektralcev ni opremljena za meritve faze odziva.

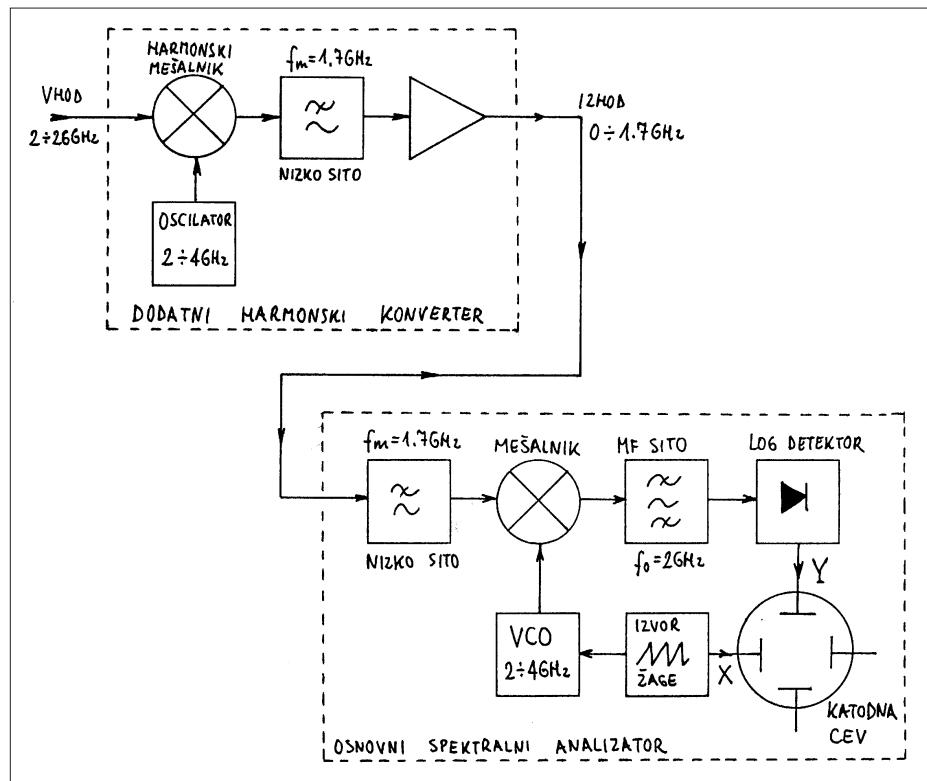
Običajna izvedba sledilnega izvora je prikazana na sliki 7. Sledilni izvor vsebuje oscilator, ki je uglašen natančno na medfrekvenco spektralca. Vgrajeni oscilator se meša s prvim oscilatorjem spektralca. Izvod mešalnika gre skozi nizkoprepustno sito, kjer se izseje le želeni produkt mešanja, naprimjer frekvenčni pas od 0 do 1.7GHz. Nizkoprepustno sito mora seveda zadušiti ostanke 2GHz oscilatorja kot tudi ostale produkte mešanja, da ti ne vdrejo skozi merjenec v sprejemnik, kjer bi zaradi povsem enakega mešanja lahko zašli v medfrekvenco in popolnoma pokvarili rezultat meritve.

Podobno nalogu ima tudi ločilni ojačevalnik za prvi oscilator spektralca, da se oscilator na vrednosti medfrekvence 2GHz ne prebije po isti poti nazaj v merilni sprejemnik. Sledilni izvor običajno vsebuje tudi avtomatsko regulacijo ojačanja iz vsaj dveh razlogov: da je jakost izhodnega signala čim bolj konstantna in da mešalnik ni nikoli prekrmljen s signalom na vrednosti medfrekvence 2GHz, kar bi povzročilo obilico neželenih produktov mešanja.

Nekateri spektralni analizatorji dopuščajo tudi spremenjanje frekvence drugega ali celo tretjega mešanja. Sledilni izvor je v tem slučaju bolj



Slika 5 - Uporaba zunanjega harmonskega mešalnika.



Slika 6 - Uporaba dodatnega harmonskega konverterja.

kompliciran, saj je treba izhodni signal sestaviti z mešanjem točno v obratnem vrstnem redu, kot potuje signal v merilnem sprejemniku. Takšni spektralci so seveda opremljeni z izhodi vseh lokalnih oscilatorjev, da lahko nanje priključimo ustrezno prerenjen sledilni izvor.

Večina sledilnih izvorov je omejena na osnovno frekvenčno področje spektralnega analizatorja pod vrednostjo prve medfrekvence. Za medfrekvenco 2GHz je to običajno pas 0-1.7GHz. Za meritve na višjih frekvencah nas proizvajalci merilne opreme ponavadi prepričujejo, da bo treba kupiti pravi analizator vezij za takšne meritve.

Razširitev frekvenčnega pasu sle-

dilnega izvora je včasih zelo enostavna, kot je to prikazano na sliki 8. V tem slučaju uporabimo kot sledilni izvor kar prvi oscilator spektralca, v pasu 2-3.7GHz, seveda posredovan preko ločilnega ojačevalnika. Na sprejemni strani uporabimo merilni (harmonski) konverter, da pas 2-3.7 GHz preslikamo na vhodni pas spektralca 0-1.7GHz. Seveda mora biti oscilator konverterja uglašen točno na vrednost prve medfrekvence spektralca.

Podobno kot analizatorje vezij lahko tudi spektralec s sledilnim izvorom uporabimo za meritve prilagojenosti (odbojnosti ali valovitosti) visokofrekvenčnega bremena. Za takšno meritve seveda potrebujemo

še smerni sklopnik ali reflektometerski mostiček, kot je to prikazano na sliki 9. Kot detektor uporabimo kar cel spektralni analizator. Glede na običajne reflektometre ima takšna meritev prednost, da lahko merimo z majhnimi močmi v celotnem frekvenčnem pasu, ki ga dopušča sledilni izvor.

5. Slikovni pomnilnik za spektralni analizator

Tovarniški spektralni analizatorji so običajno opremljeni z vgrajenim prikazovalnikom s katodno cevjo oziroma novejši s prikazovalnikom na tekočinske kristale. Če vgrajeni prikazovalnik ne zadošča, če želimo boljšo ločljivost oziroma če želimo rezultat meritve dodatno obdelati, shraniti ali izrisati, oziroma če spektralni analizator ne razpolaga z lastnim prikazovalnikom, potem priključimo na spektralni analizator zunanjji prikazovalnik, kot je to prikazano na sliki 10.

Pri tem mora izvor žage posredovati prikazovalniku vsaj dva ločena signala: odklon po vodoravni osi (X ali proženje) ter gašenje povratnega žarka. Večina spektralnih analizatorjev uporablja gašenje žarka tudi zato, da označi začetek oziroma konec veljavnega skaniranja, ko frekvenca VCOja ne ustreza več napetosti žage. Če prikazovalnik ne razpolaga z vhodom za gašenje, lahko s signalom za gašenje tudi prekinemo detektirani video signal in tako označimo začetek ali konec koristnega dela preleta žage.

Od vseh možnih obdelav rezultata

meritve je najbolj koristen slikovni pomnilnik. Stari spektralni analizatorji so naprimer uporabljali posebne katodne cevi s pomnilniškim zaslonom in tako omogočali tudi zelo počasne prelete. Sodobni spektralni analizatorji seveda uporabljajo računalniški pomnilnik, opremljen z A/D in D/A pretvorniki.

Slikovni pomnilnik je še posebno koristen v slučaju uporabe sledilnega izvora. V tem slučaju shranimo v pomnilniku krivuljo odziva brez merjenca in potem primerjamo z merjencem, kot je to prikazano na sliki 11. Še več, na izhodu pomnilnika lahko novo krivuljo odstojemo od stare (odstevanje v logaritemski skali pomeni deljenje v linearini) in tako dobimo čisti odziv merjenca brez netočnosti sledilnega izvora in spektralnega analizatorja. Takšen slikovni pomnilnik nam proizvajalci spektralnih analizatorjev ponavadi ponujajo pod imenom "storage normalizer".

6. Izbera spektralnega analizatorja

Do spektralnega analizatorja lahko pridemo na več različnih načinov, seveda odvisno od tega, kaj bi radi merili, koliko časa potrebujemo merilnik in ne nazadnje koliko sami znamo uporabljati in vzdrževati merilnik. Ker je možnosti res veliko, bom tule skušal opisati dobre in slabe lastnosti vsake izmed njih.

(A) Izposoja merilnika

Spektralnih analizatorjev tudi pri nas ni malo: podjetja, raziskovalne ustanove, državne ustanove in tudi posamezniki razpolagajo z večjim šte-

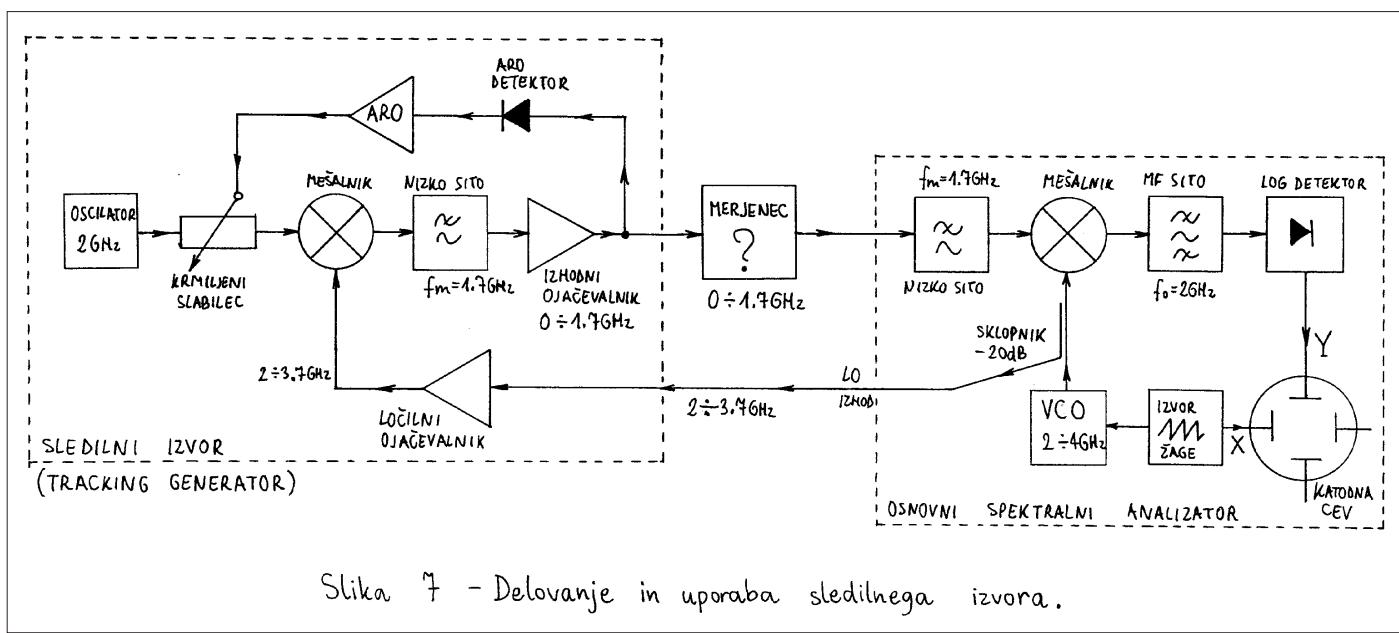
vilom profesionalnih merilnih instrumentov, ki niso vsi 100% izkorisčeni. Pod izposojo seveda mislim to, da prinesemo merjenec do merilnika, saj obratno verjetno ne bo šlo.

Ker je v tem slučaju čas meritve zelo omejen, moramo točno razmisli, kaj in kako bomo merili. Za naš merjenec moramo prnesti s sabo vse priključne kable s standardnimi VF vtičnicami (BNC, N ali SMA), poskrbeti moramo za lastno napajanje merjenca in ostale dodatke (mikrofoni, tipke, modemi, zvočniki, slušalke) in imeti na razpolago primerno orodje za razdiranje in uglaševanje merjenca.

Razumeti moramo tudi razliko med uglaševanjem in popravilom: uglaševanje bo verjetno šlo z izposojenim spektralcem, popravilo pa bo treba opraviti doma, saj je daleč preveč zamudno. Znancu radioamaterju, ki nam je omogočil dostop do profesionalne merilne opreme, zato prizanesimo s popravili naše nemarnosti pri gradnji naprave!

(B) Nakup novega merilnika

Na tržišču dobimo dve veliki skupini merilnikov, ki se razlikujeta v ceni in zmogljivosti. Prvo skupino bi lahko imenovali profesionalni merilniki, se pravi spektralci z YIG oscilatorjem in petstevilčno ali šeststevilčno ceno v ameriških dolarjih. Kljub visoki ceni ni nujno, da so takšni merilniki povsem brezhibni. Vsi sodobni merilniki imajo primer računalniško voden prikazovalnik, pri tem pa je obnavljanje vsebine slike pogosto zelo počasno, pa tudi kvaliteta slike je slaba (ker računalnik ne zmore obdelati več po-



datkov). Najnovejši in tudi najdražji modeli spektralcev zato ponujajo poleg digitalnega prikaza tudi običajni analogni prikaz.

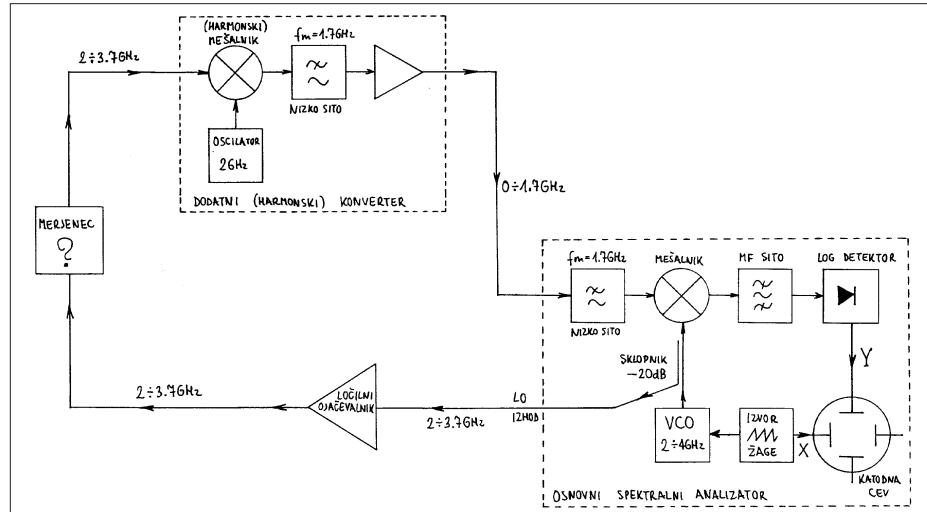
Druga skrajnost ponudbe so ceni panoramski sprejemniki za inštalaterje TV anten in kabelske televizije. Cena teh meritnikov je sicer smešno nizka, zato pa je pokrivanje omejeno na televizijske kanale. Frekvenčna ločljivost, dinamika in točnost merjenja jakosti signalov so zelo slabe. Večina teh meritnikov vsebuje na vhodu preprosto modul TV tunerja in medfrekvenčni čip z izhodom za S-meter, kar bi lahko bila osnovna zamisel tudi za enostavno radioamatersko samogradnjo. Žal je končni rezultat tako slab, da je takšen meritnik celo za radioamaterja konstruktorja skoraj neuporaben.

Žal na tržišču manjka vmesni razred, se pravi univerzalni merilnik, ki bi pokril celotno frekvenčno področje od enosmerne do vsaj 1000 ali 1500MHz za sprejemljivo ceno. Nekej takšnih izdelkov se je vseeno pojavilo, naprimer Hameg-ov spektralec do 1GHz kot eden boljših predstavnikov cenenih merilnikov (hibridni VCO z varikap diodami, dve različni siti v medfrekvenci) in na nadruži strani cenení predstavnik profesionalnih merilnikov, Hewlett-Packard-ov spektralec do 1.5GHz (vsebuje YIG oscilator s PLL stabilizacijo frekvence), za katerega obljudljajo štirimestno ceno v ameriških dolarijih.

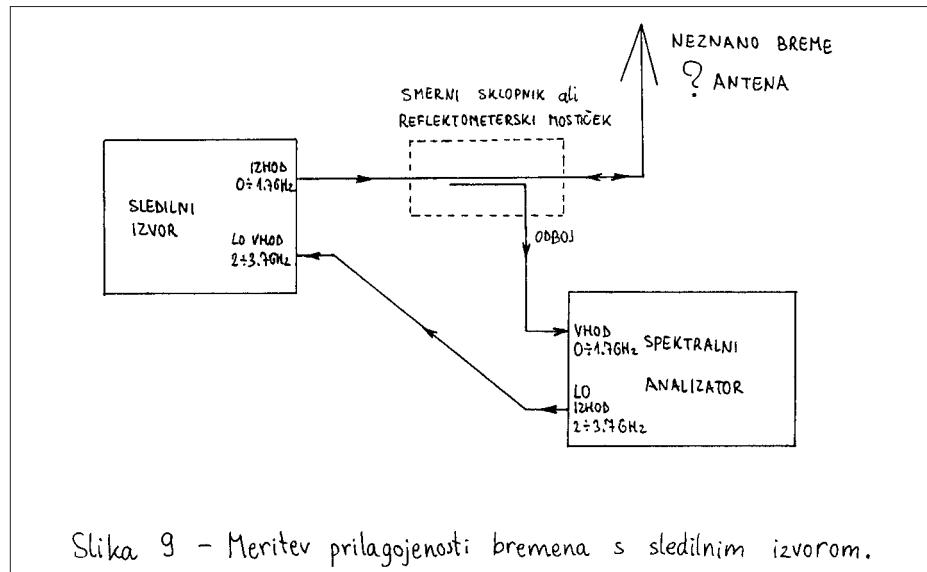
(C) Nakup rabljenega merilnika

Radioamaterji se večinoma odločajo za nakup rabljenega profesionalnega merilnika. Cena, uporabnost in vzdrževanje takšnega merilnika so seveda vprašanja zase. Rabljeni merilni inštrumenti so naprimer zelo poceni v ZDA zaradi obilice profesionalnih uporabnikov, ki stalno obnavljajo svojo merilno opremo. Hkrati je povpraševanje po takšnih merilnikih v ZDA razmeroma majhno, saj tamkajšnjih radioamaterjev konstruktorstvo kaj dostine zanima.

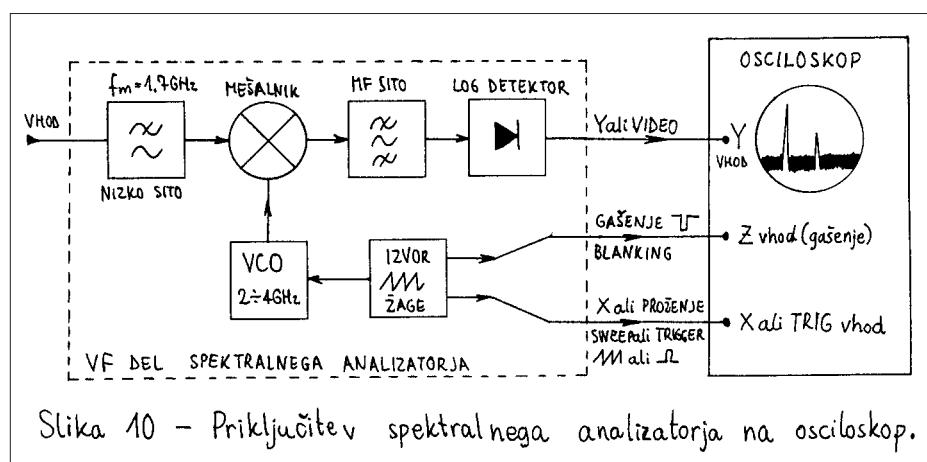
Dvajset let star, a povsem brezhiben spektralni analizator lahko zato kupimo pri trgovcu s starimi merilnimi inštrumenti v skoraj vsakem večjem mestu v ZDA za komaj sto ali dvesto ameriških dolarjev. Letalski prevoz takšne težke pošasti v Evropo je seveda veliko dražji. Razen težav vrste 115V in 60Hz je v Evropi problem vzdrževanje: colski vijaki, colski zobčeniki, colski zobati jermenii iz prepereli gume za pogon



Slika 8 – Enostavna razširitev frekvenčnega območja sledilnega izvora



Slika 9 - Meritev prilagojenosti bremena s sledilnim izvorom.



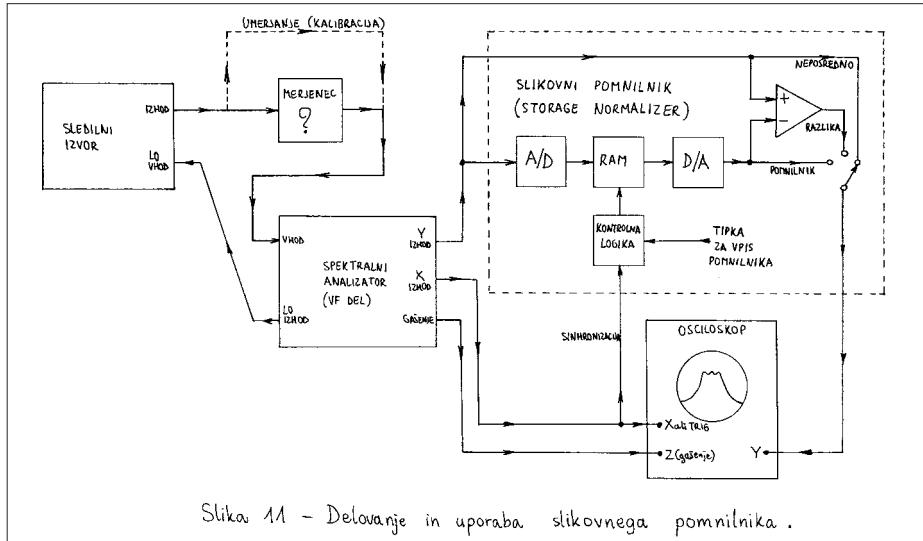
Slika 10 – Prikaz prikaznika spektralnega analizatorja na osciloskop.

skale spektralnega analizatorja itd.

V Evropi je povpraševanje po spektralnih analizatorjih dosti večje zaradi velikega števila radioamaterjev konstruktorjev, hkrati pa je ponudba manjša kot v ZDA. Nekateri trgovci se zato celo ukvarjajo z uvozom starih merilnikov iz ZDA. Cene so zato precej višje, desetkrat do tri-desetkrat višje od tistega, kar bi za-

enak merilnik plačali v ZDA. Nekateri evropski trgovci pretiravajo s cenami tako daleč, da so pri njih rabljeni merilniki celo dražji od enakih novih merilnikov. Mogoče gre pa za muzejsko vrednost?

Vzdrževanje dvajset let starega merilnika je lahko zelo muhasto. Že pot do načrtov oziroma do celotne vzdrževalske dokumentacije zna biti



Slika 11 - Detovanje in uporaba slikovnega pomnilnika.

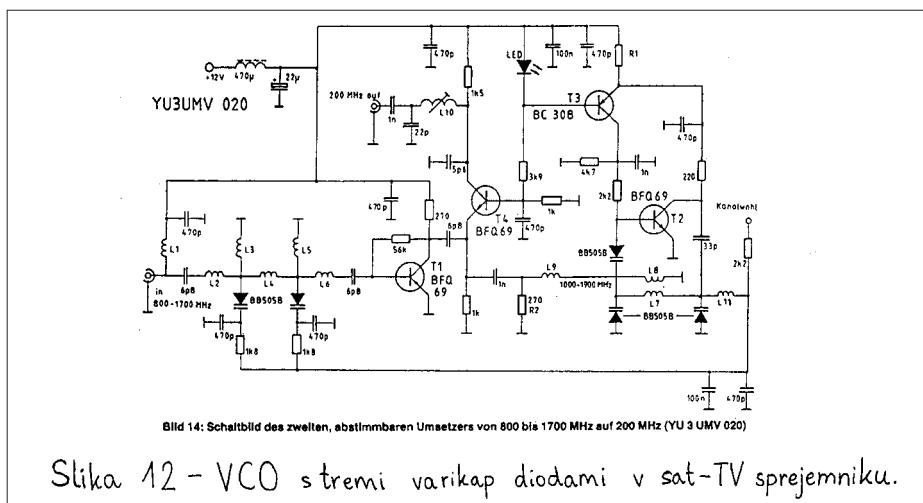
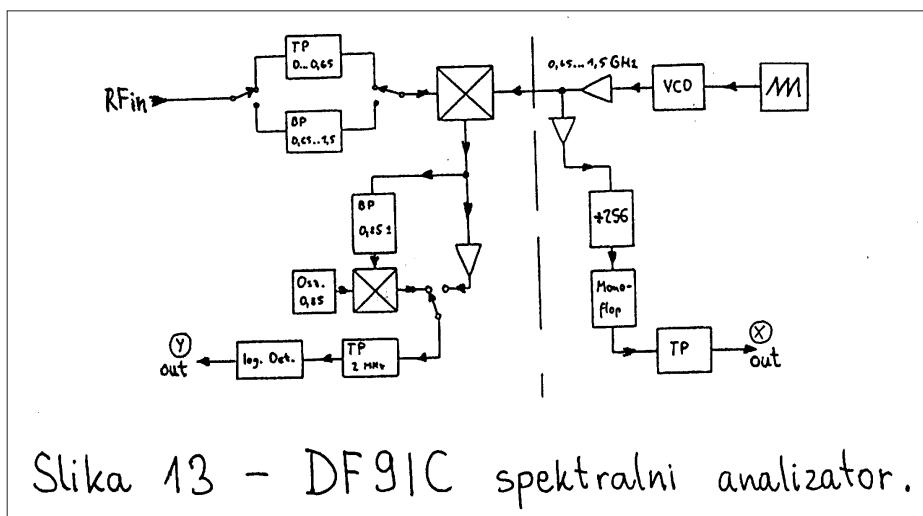


Bild 14: Schaltbild des zweiten, abstimmbaren Umsetzers von 800 bis 1700 MHz auf 200 MHz (YU 3 UMV 020)

Slika 12 - VCO s tremi varikap diodami v sat-TV sprejemniku.



Slika 13 - DF91C spektralni analizator.

zapletena. Posebno težavno je popravilo vložkov, ki se vtaknejo v osnovno ohišje merilnika, ko ne razpolagamo z ustreznimi podaljševalnimi kabli. Prekinjajoče napake, ki se pojavijo samo občasno oziroma takrat, ko se merilnik dobro ogreje, so seveda višek preizkusa živcev lastnika takšnega merilnika.

Pri novejših rabljenih merilnikih moramo paziti tudi na tehnologijo

gradnje merilnika. Dvajset in več let stari merilniki vsebujejo skoraj izključno analogna vezja, novejši merilniki pa čedalje več digitalnih vezij, predvsem za stabilizacijo frekvence (PLL ali FLL) in v elektroniki prikazovalnika. Medtem ko vzdrževanje oziroma popravilo analognih vezij ne predstavlja težav, saj lahko vedno najdemo ustrezan nadomestni sestavni del, je popravilo namenskih

digitalnih integriranih vezij nemočne!

(D) Samogradnja spektralnega analizatorja

Samogradnja spektralnega analizatorja vsebuje dve veliki oviri. Prva ovira je v tem, da je spektralni analizator komplikirana naprava, ki je po zahtevnosti gradnje primerljiva s SSB radijsko postajo. Druga ovira je v tem, da so nekateri sestavnici deli spektralnega analizatorja težko izvedljivi v amaterskih razmerah. Pri tem mislim predvsem na kvaliteten oscilator za prvo mešanje, saj si gradnje YIG oscilatorja ne moremo privoščiti doma, ker ne razpolagamo z ustreznimi materiali za gradnjo. Tovarniško izdelan YIG oscilator lahko sicer kupimo na drugi strani velike luže za približno tisoč dolarjev. Kot posledico obeh omenjenih ovir lahko objavljene načrte resnih amaterskih samogradnj spektralcev prestejemo na prste ene roke.

Sam sem sestavil moj prvi spektralni analizator leta 1985, potem ko sem ugotovil, da bom brez takšnega merilnika težko shajal tudi pri gradnji amaterskih radijskih postaj. VCO sem izdelal s tistim, kar sem imel na razpolago, se pravi z varikap diodami iz UHF TV tunerjev. Glavna težava silicijevih varikap diod je razmeroma visoka zaporedna upornost (nekaj ohmov) in s tem povezana slaba kvaliteta nihajnih krogov na visokih frekvencah. Z običajnimi VCOji zato s takšnimi varikap diodami ne moremo preseči meje 1GHz.

Z nekoliko izboljšanim načrtom VCOja na tri varikap diode (dve v nihajnem krogu in ena za kompenzacijo faze odziva tranzistorja) sem uspel pokriti področje 850-1750 MHz. Prvo medfrekvenco spektralca sem zato postavil na 1GHz, da sem pokril področje 0-750MHz v enem zamahu. Načrta celotnega merilnika se nisem upal nikoli objaviti, saj je bil moj prototip prava zmešnjava različnih tehnik gradnje in pokrpan na vseh koncih in krajih, da je reč nekako delala. Leto kasneje (1986) sem objavil le načrt izboljšanega VCOja kot sestavni del sprejemnika za satelitsko TV (glej sliko 12).

Bolj ponovljiv spektralni analizator je objavil leta 1987 Jochen Jirmann, DB1NV v časopisu UKW-Berichte. DB1NV se je odločil za prvo medfrekvenco 500MHz, da je z običajnim VCOjem iz UHF TV tunerja pokril področje 0-450MHz v enem zamahu. V istem časopisu je za svoj spektralni analizator kasneje objavil še veliko

dodatkov (stabilizacija frekvence, sledilni izvor, slikovni pomnilnik, računalniški vmesnik) pa tudi izboljšav in predelav. Med ostalim je v svoj spektralni analizator kasneje vgradil tudi moj VCO.

Klub vsem objavljenim člankom je bil DB1NV-jev spektralni analizator prekomplikiran in je obetal premalo, da bi ga zgradilo večje število radioamaterjev. Dosti večji uspeh je doživel enostaven merilnik, ki ga je razvil Wolf-Henning Rech, DF9IC in je prikazan na sliki 13. DF9IC je razvil enostaven spektralni analizator z ničelno medfrekvenco za pas 650-1500MHz. Za nižje frekvence napravica vključi dodatni mešalnik, tako da je prva medfrekvanca na 850MHz. DF9IC je seveda vgradil v svoj merilnik preizkušena objavljena vezja, se pravi moj VCO na tri varikap diode in DB1NV-jevo linearizacijo frekvenčnega odziva VCOja.

Omejitev DF9IC-jevega merilnika je ničelna medfrekvencia, ki prinaša vsaj dve težavi. Prva je v tem, da dobimo na zaslonu tudi odzive na višjih harmonskih frekvencah VCOja. Dinamika merjenja jakosti signalov je zato omejena na največ 50dB. Druga težava je v tem, da ima ničelna medfrekvencia samo eno vejo (namesto dveh vej v kvadraturi). Posledica je zahteva po zelo ozkem video situ glede na širino medfrekvenčnega sita, kar pomeni počasno skaniranje kljub širini MF sita 2MHz.

DF9IC-jev spektralni analizator dobimo danes v obliki cenene kit-sestavljanke v dveh majhnih ploče-

vinastih škatlicah na vseh radioamaterskih sejmih v Nemčiji. Napravico priključimo na katerikoli osciloskop, ki omogoča XY način delovanja. Kljub vsem omejitvam je napravica zelo uporabna za uglasjevanje verig množilnih stopenj in iskanje napak v visokofrekvenčnih napravah, zato je doživela velik uspeh med radioamaterji po celi Evropi. Tudi v Sloveniji jo s pridom uporablja večje število radioamaterjev.

izginjajo zaradi omejene ločljivosti katodne cevi osciloskopa. Najširše sito mora zato imeti širino okoli 3-5MHz.

Ključni sestavni del samogranje je seveda VCO. Uporabi YIG oscilatorja bi se rad izognil zaradi težavne dobavljivosti. Profesionalci sicer poznavajo tudi VCOje z varikap diodami za frekvence do 18GHz, vendar je hibridna tehnologija gradnje teh VCOjev amaterjem nedostopna, pa tudi do varikap diod iz galijevega arzenida težko pridemo. Kljub višji kvaliteti Q GaAs varikap diod je seveda šum še vedno precej večji od YIG oscilatorjev.

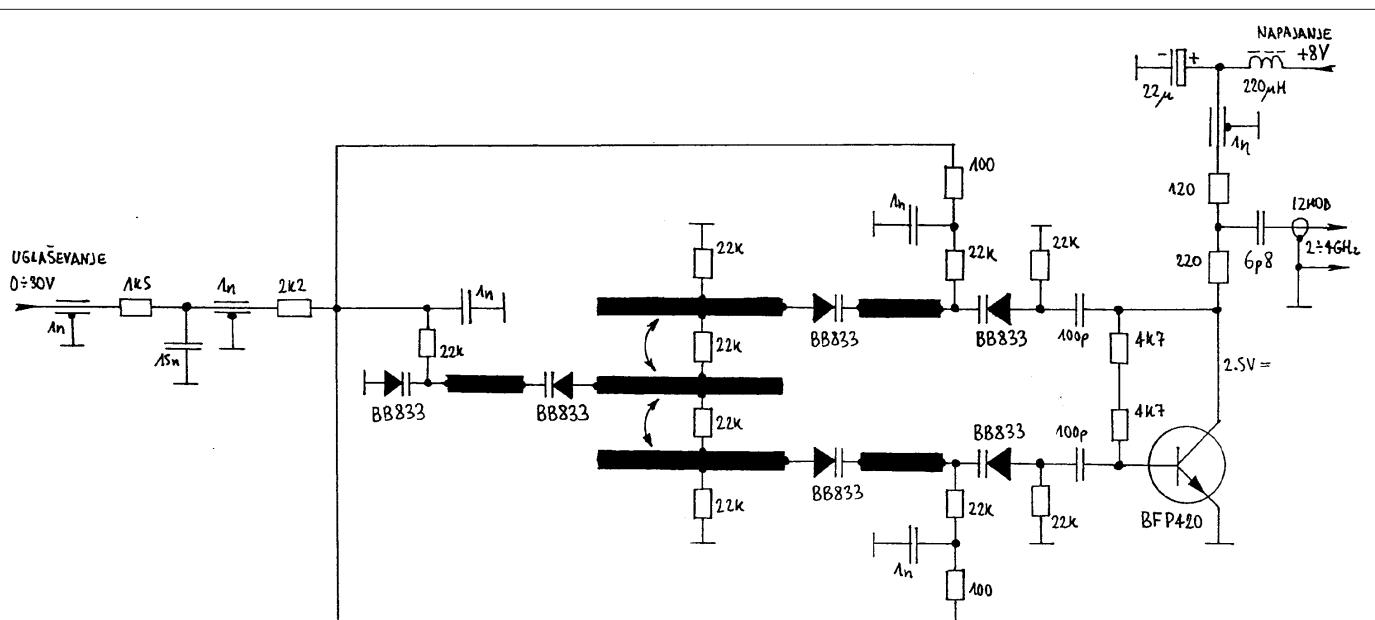
Na srečo se na tržišču sestavnih delov stvari počasi, a vztrajno premikajo, predvsem po zaslugu SMD tehnike. Satelitska TV je prinesla nove, izboljšane silicijeve varikap diode, primerne za frekvence vse do 3GHz. Mobilni telefoni so prinesli nove silicijeve bipolarne tranzistorje z visokim ojačenjem (GaAsFETi so za oscilatorje neprimerni zaradi visokega šuma 1/f).

Z novimi sestavnimi deli je bilo treba poiskati samo še ponovljivo konstrukcijo nizkošumnega oscilatorja, ki bi pokril široko frekvenčno področje, naprimjer 2-4GHz. Rešitev naloge je v mikrotrakastem interdigitalnem situ, ki deluje kot povratna vezava v oscilatorju. Nerodnost interdigitalnega sita je le v tem, da moramo vzporedno uglasjevati vse prste sita. Ker so silicijeve varikap diode za širokopotrošne naprave razmeroma poceni, ta zahteva sploh ni tako huda, kot izgleda na prvi pogled.

7. Zahete in možnosti nove samogradnje

Ker se radioamaterska tehnika počasi seli na višje frekvence, je bilo delo z mojim starim spektralnim analizatorjem domače izdelave čedalje težje. Tudi uporabniki DF9IC-jeve napravice so kmalu spoznali njene omejitve. V dobrih dvanajstih letih uporabe spektralca sem seveda spoznal, kaj v takšnem merilniku pogrešam in kaj je nepotrebno. Iz izkušenj sem sestavil tudi zahteve: frekvenčni pas osnovnega merilnika vsaj do 1.4GHz in dinamika merjenja jakosti signalov vsaj 90dB.

Zelo ozka sita v medfrekvenci so se izkazala nepotrebna: pri starem spektralcu nisem nikoli uporabljal sit, ožjih od 10kHz. Po drugi strani je pa zelo pomembna zahteva, da je najširše sito dovolj široko, da omogoča opazovanje celotnega frekvenčnega pasu od nič do najvišje frekvence in pri tem slika ne utripa zaradi prepočasnega skaniranja niti črte ne



Slika 14 – Nizkošumnji VCO za 2-4GHz v mikrotrakasti tehniki.

Jakost šuma interdigitalnega VCOja je nekje med šumom običajnih VCOjev z varikap diodami in YIG oscilatorji, to se pravi za 10-20dB boljši od varikap VCOjev in za 10-20dB slabši od YIG oscilatorjev.

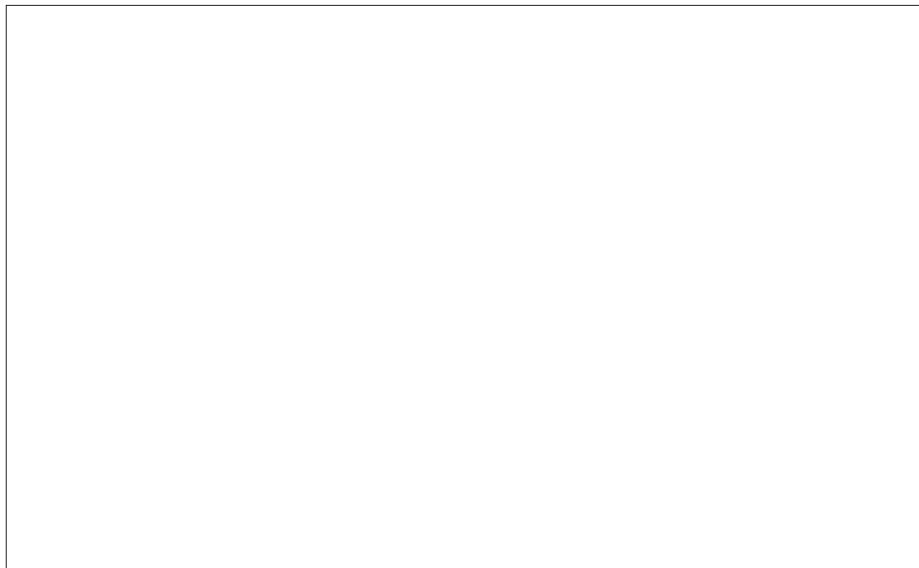
Načrt nizkošumnega VCOja z interdigitalnim sitom je prikazan na sliki 14 in vsebuje kar 6 varikap diod, v vsakem prstu po dve. Če bi v vsak prst vgradili le po eno diodo, frekvenčni pas ne bi presegel 1200-1300 MHz. Večje frekvenčno pokrivanje dosežemo tako, da so diode porazdeljene vzdolž mikrotrakastih vodov, za kar potrebujemo šest ali celo devet diod. Kot aktivni sestavni del uporabimo seveda najboljši tranzistor, ki ga lahko kupimo, se pravi BFP420. Vsi ostali sestavni deli, upori in

kondenzatorji, so standardno vgrajeni SMDji velikosti 0805, kar zagotavlja ponovljivost gradnje.

Z izboljšanimi, novejšimi sestavnimi deli bi se verjetno dalo doseči še večje pokrivanje, saj varikap diode BB833 niso zadnji krik tehnike. Zaradi ponovljivosti sem se odločil, da se ustavim pri pasu 2-4GHz in postavim prvo medfrekvenco spektralnega analizatorja na 2.1GHz. Pokrivanje osnovnega spektralnega analizatorja se zato razteza od nič do 1700-1800MHz, glede na tolerance izdelave VCOja in ostalih vezij spektralnega analizatorja. Takšna izbira je smiselna tudi zato, da pade luknja pokrivanja sledilnega izvora in harmonskega konverterja v razmeroma nezanimiv pas okoli 2GHz, pri tem pa

so vremenski sateliti okoli 1.7GHz in radioamatersko področje 2.3GHz zanesljivo dobro pokriti.

Z opisanim VCOjem sem sestavil spektralni analizator in harmonski konverter ter pripadajoča sledilni izvor in slikovni pomnilnik, ki sem jih predstavil na UKV srečanju 11/4/1998 v Ljubljani. Medtem sem sestavil še en enak spektralni analizator, še druga dva enaka prototipa z vsemi pripomočki pa sta izdelala S57UUD in S57RA. Gradnja naprave se je torej izkazala ponovljiva brez večjih težav, zato upam, da se nam bo še kdo pridružil in na ta način pomagal premakniti radioamatersko konstruktorstvo v Sloveniji za korak naprej.



VF spektralni analizator 0...1750MHz

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Osnovni načrt spektralnega analizatorja

V tem članku bom skušal opisati samogradnjo spektralnega analizatorja. Ker gre za samogradnjo zahtevnejše naprave, bojo vsi opisi temu ustrezeno krajiš, saj so namenjeni konstruktorjem, ki že imajo nekaj izkušenj z gradnjo visokofrekvenčnih naprav. Oživljjanje spektralnega analizatorja sicer olajšuje dejstvo, da so vse napake takoj vidne na zaslolu prikazovalnika, oziroma uporabimo za ugleševanje kar isti spektralni analizator in enostavne merilne pomočke, kot so grid-dip meter, digitalni frekvencmeter in unimer.

Pri načrtovanju nove samogradnje spektralnega analizatorja sem si zastavil nekaj ciljev, ki pogojujejo osnovni načrt naprave, prikazan na sliki 1. Najpomembnejši sestavni del je vsekakor VCO za prvo mešanje. S sodobnimi sestavnimi deli, tranzistorji in varikap diodami, se da pokriti področje 2...3.9GHz v enem zamahu. Z upoštevanjem toleranci pri gradnji merilnika je smiselno izbrati prvo medfrekvenco 2.1GHz in omejiti področje pokrivanja na 0...1750MHz.

Spektralni analizator je seveda sprejemnik z večkratnim mešanjem, saj je vrednost prve medfrekvence 2.1GHz kar visoka. Vrednost zadnje medfrekvence pogojujejo zahtevane širine medfrekvenčnih pasovnih sit. Uporaba kristalnih sit narekuje zadnjo medfrekvenco okoli 10MHz (oziroma 10.7MHz). Zadnja medfrekvanca 10MHz še vedno omogoča največjo širino MF sita okoli 4MHz, ki jo zahteva omejena ločljivost katodne cevi pri preletu celotnega področja 0...1750MHz.

Na drugi strani je najožje medfrekvenčno sito omejeno na približno 10kHz iz več razlogov. Še ožja sita zahtevajo že zelo počasne prelete frekvenčnega področja, kar daje utri-pajočo sliko oziroma počasno obnavljanje slikovnega pomnilnika in se v praksi redko uporablja. Omejitev predstavlja tudi fazni šum uporabljenih oscilatorjev, ki bi potrebovali dodatno stabilizacijo frekvence za ločljivost nižjo od 10kHz.

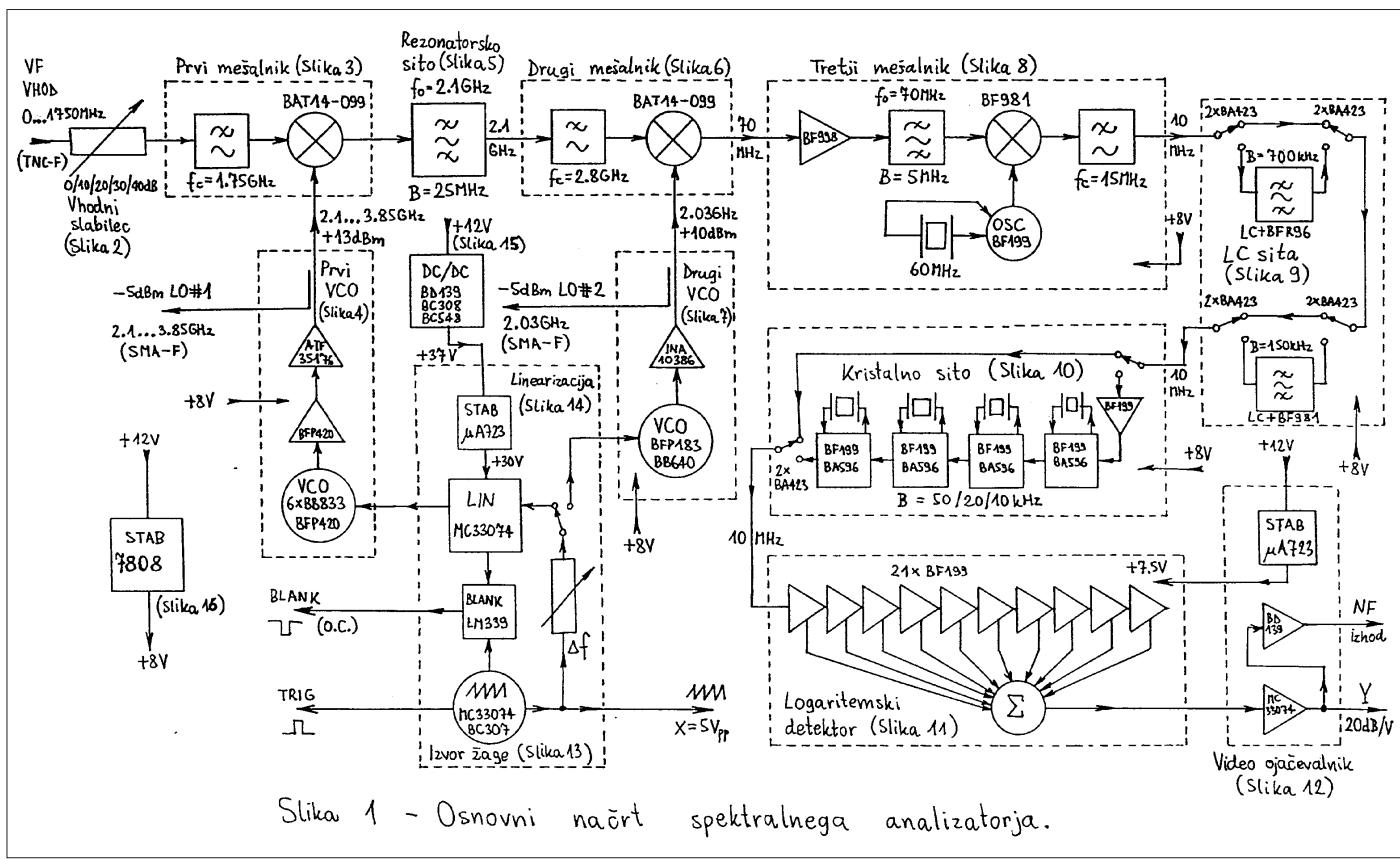
Ker je skok iz 2.1GHz na samo 10MHz prevelik, je potrebna še vmesna medfrekvanca na okoli 70MHz. Celoten spektralni analizator je torej sprejemnik s trojnim mešanjem in

medfrekvencami 2.1GHz, 70MHz in 10MHz. Pri tem je vrednost druge medfrekvence 70MHz izbrana tako, da so zrcalne frekvence in ostali neželeni produkti številnih mešanj čim bolj zadušeni.

Zelo pomemben podatek spektralnega analizatorja je tudi dinamika merjenja vhodnih signalov. Gornjo mejo dinamike določa popačenje vhodnega mešalnika na -20dBm do -10dBm. Spodnja meja je določena s toplotnim šumom. Ker znaša šumno število vhodnega mešalnika širokopasovnega sprejemnika 15...20dB, bo jakost šuma v pasovni širini 150kHz okoli -107dBm do -102dBm.

Pričakovana dinamika celotnega merilnika bo torej v velikostnem razredu 90dB pri pasovni širini B medfrekvenčnega sita 150kHz. Pri ožjih medfrekvenčnih sitih se sicer zmanjšuje jakost toplotnega šuma, vendar dinamiko pokvari fazni šum lokalnih oscilatorjev. Pri širših sitih je dinamika seveda ustrezeno manjša, kar lahko opazimo pri vseh resnih spektralnih analizatorjih.

Osnovni načrt spektralnega analizatorja sicer zahteva spremenljivo frekvenco lokalnega oscilatorja le za



prvo mešanje. Pri praktični uporabi spektralnega analizatorja pa se izkaže koristno, da v razmeroma ozkem frekvenčnem pasu (okoli 20MHz) nastavljamo tudi frekvenco drugega oscilatorja. Na ta način se lahko naprimer izognemo nekaterim neželenim produktom iz prvega mešalnika, naprimer harmonikom vhodnih signalov, ki padejo v prvo medfekvenco.

Krmiljenje oscilatorjev je zasnovano tako, da se pri širokih preletih (od 1MHz/div do 200MHz/div) krmili z žago le prvi oscilator. Pri ozkih preletih (od 50kHz/div do 500kHz/div) pa se krmili z žago le drugi oscilator, krmilna napetost prvega oscilatorja pa se dodatno stabilizira, da se na ta način zmanjša fazni šum. Krmiljenje prvega, širokopasovnega VCOja seveda zahteva veze za linearizacijo, ki dodatno oblikuje krmilni signal žagaste oblike, da je nazadnje frekvenčni potek spet linearen.

Opisani spektralni analizator lahko uporablja kot prikazovalnik katerikoli osciloskop. Izvod za pokončni (Y) odklon daje 1V napetosti za 20dB prirastka signala. Običajni prikaz 10dB/div zato dobimo pri vhodni občutljivosti osciloskopa 500mV/div. Za večjo občutljivost, naprimer pri natančnih uglaševanjih, preprosto preklopimo vhodno občutljivost osciloskopa. Občutljivost 100mV/div na primer omogoča prikaz 2dB/div.

Ker spektralni analizator vsebuje svoj lastni izvor žage, je seveda zaželeno, da osciloskop zmore XY način delovanja. Vodoravni (X) odklon tedaj krmilimo z žago iz spektralnega analizatorja. Če osciloskop ne zmore XY načina delovanja, potem lahko vodoravni odklon prožimo z izhodom TRIG. Časovno bazo osciloskopa v tem slučaju nastavimo na 2ms/div ali več.

Pri spektralnem analizatorju je v vsakem slučaju pomembno gašenje žarka (BLANK) in to v dveh slučajih: pri povratku žarka na začetek slike in takrat, ko nastavljeni frekvenčno področje presega možnosti prvega VCOja. Če osciloskop ne razpolaga z vhodom za gašenje žarka (ponavadi z imenom Z-os), potem lahko izhod BLANK (odprtji kolektor) preprosto vežemo vzporedno z izhodom Y, da odmakne žarek izven vidnega polja na zaslonu.

Razen priključka za osciloskop razpolaga spektralni analizator še z NF izhodom za slušalke. Če ustavimo preletavanje obeh VCOjev (zero

span), lahko uporabimo spektralni analizator kot običajni radijski sprejemnik. Logaritemski detektor omogoča razmeroma dobro demodulacijo AM signalov. S primerno izbiro širine medfrekvenčnega sita in uglasitev na bok lahko seveda demoduliramo tudi FM signale. Demodulirane signale lahko seveda v vsakem slučaju opazujemo tudi na osciloskopu.

Zunanje napajanje spektralnega analizatorja je nazivno 12V (10...15V) enosmerne, minus na masi. Poraba celotne naprave (brez osciloskopa) se giblje od 350mA do 500mA glede na število vključenih medfrekvenčnih sit. Za prenosni spektralni analizator seveda potrebujemo tudi prenosni osciloskop z baterijskim napajanjem.

2. Vhodni slabilec

Vhodni slabilec je sicer enostaven, a zahteven in pomemben sestavni del kljub temu, da načrtovalci kompliziranega spektralnega analizatorja nanj marsikdaj pozabijo. Glavna naloga slabilca je znižanje jakosti vhodnih signalov pod takšno mejo, da deluje prvi mešalnik v povsem linearinem režimu. Vhodni slabilec naj bi zato vseboval le upore, ki ne popačijo vhodnega signala.

Osnovno vezje slabilca je enostavno: upore primernih vrednosti vežemo v "PI" ali v "T" četveropol. Vrednosti uporov izberemo tako, da dobimo hkrati predpisano slabljenje ter sta vhod in izhod vedno zaključena na pravilno impedanco. Ker imamo na razpolago tri spremenljivke (vrednosti treh uporov), lahko nastavimo tri veličine vezja: slabljenje ter vhodno in izhodno impedanco.

Profesionalci običajno nimajo težav s slabilci, saj jih namensko proizvaja marsikatera tovarna. S primerno izbiro geometrijske oblike uporov delujejo takšni slabilci brezhibno vse do 18GHz in celo več, odvisno od vrste koaksialnih priključkov. Slabilce

vgrajujejo tudi v namensko načrtovane preklopnike, ki naj ne bi vnašali večjih neprilagoditev.

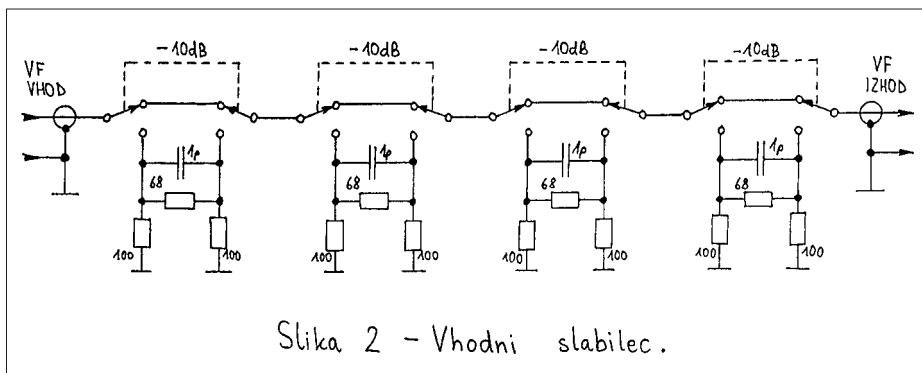
Amaterji smo pri gradnji slabilcev v težavah. Navadni upori z žičnimi izvodi so uporabni le do kakšnih 500MHz, pri višjih frekvencah pa prevladajo induktivnosti in kapacitivnosti izvodov nad ohmsko upornostjo. SMD upori so precej boljši zaradi manjših izmer ter so uporabni do 2...5GHz glede na velikost SMD ohišja. Še dosti hujši problem so za nas radioamaterje neprimerni preklopni, ki imajo velike parazitne induktivnosti izvodov ter velike kapacitivnosti med odprtimi kontakti.

Načrt slabilca, kot je prikazan na sliki 2, zato sam po sebi ne pove kaj dosti. Sestavlja ga štirje slabilci po 10dB, ki se po želji vključujejo v vezje s preklopniki 2X2. Sami slabilci so izdelani s standardnimi SMD upori velikosti 0805, kar vsekakor zadošča za spektralni analizator do 2GHz.

Glavni problem amaterskega slabilca so (ne)primerna stikalna. V prototipih sem uporabil mala klecna stikalna 2X2, vendar je odziv takšnih stikal s frekvenco upadal. Upadanje odziva se je na srečo dalo kompenzirati s kondenzatorji 1pF, ki so zacinjeni kar čez upore 68ohm. Ohišja stikal so sicer vgrajena med dve tiskanini, da je impedanca vodov bližja 50ohm, kar bo točneje opisano v poglavju o gradnji spektralnega analizatorja.

S skrbno gradnjo in primerno kompenzacijo se da zadržati frekvenčni odziv slabilca v mejah +/-1dB do 1GHz oziroma +/-2dB do 2GHz od nazivne nastavljene vrednosti slabljenja. SMD upori so sicer predvideni za moč 1/8W, kar pomeni vhodno moč do 250mW (+24dBm). Pri največjem slabljenju 40dB (vsi slabilci vstavljeni) to pomeni moč -16dBm na vhodu prvega mešalnika.

Pri merjenju spektra oddajnikov zato vedno potrebujemo še zunanjí močnostni slabilec oziroma sklopník,



preko katerega pripeljemo le delček moči oddajnika do spektralnega analizatorja. Naloga vhodnega slabilca na spektralcu je le fina prilagoditev jakosti vhodnega signala oziroma ugotavljanje izvora brkov: merjenec (resnični brki) ali prekrmljen merilnik? Opisani vhodni slabilec tudi ni zaščiten pred enosmerno napetostjo, ki jo pogosto srečamo v merjenih visokofrekvenčnih vezjih.

3. Prvi mešalnik

Lastnosti merilnega sprejemnika določa v dobršnji meri prvi mešalnik s svojim šumnim številom (izgubami) na spodnjem koncu in s svojim popačenjem signalov (intermodulacijo) na gornjem koncu dinamičnega področja spektralnega analizatorja. Hkrati je prvi mešalnik tudi najbolj izpostavljen sestavnemu delu, ki ga z lahkoto uničimo z nepravilnim roko-

V opisanem spektralnem analizatorju sem se zato odločil za dvojno diodo BAT14-099, ki je poceni in razmeroma lahko dosegljiva. Simetrični transformator je izdelan iz poltrdega koaksialnega kabla UT-085, ki ima prekinjen oklop, kot je to prikazano na sliki 3. Simetrična konstrukcija mešalnika zagotavlja simetrijo vsaj 30dB, ki jo lahko izboljšamo na več kot 45dB s preprostim dodajanjem kapljic cina na oklop kabla UT-085. V komercialnem mešalniku tega seveda ne moremo storiti, saj je celoten mešalnik zaprt v hermetično ohišje.

Dobra simetrija mešalnika je sicer potrebna iz več razlogov. Simetrični mešalnik preprečuje, da bi šum lokalnega oscilatorja neposredno končal v medfrekvenco. Simetrični mešalnik tudi zaduši nekatere neželjene produkte mešanja višjih redov. V opisanem primeru z dvojno diodo je predvsem pomembno dušenje popa-

čenja drugega reda, da s spektralnim analizatorjem sploh lahko merimo jakost drugega harmonika oddajnikov.

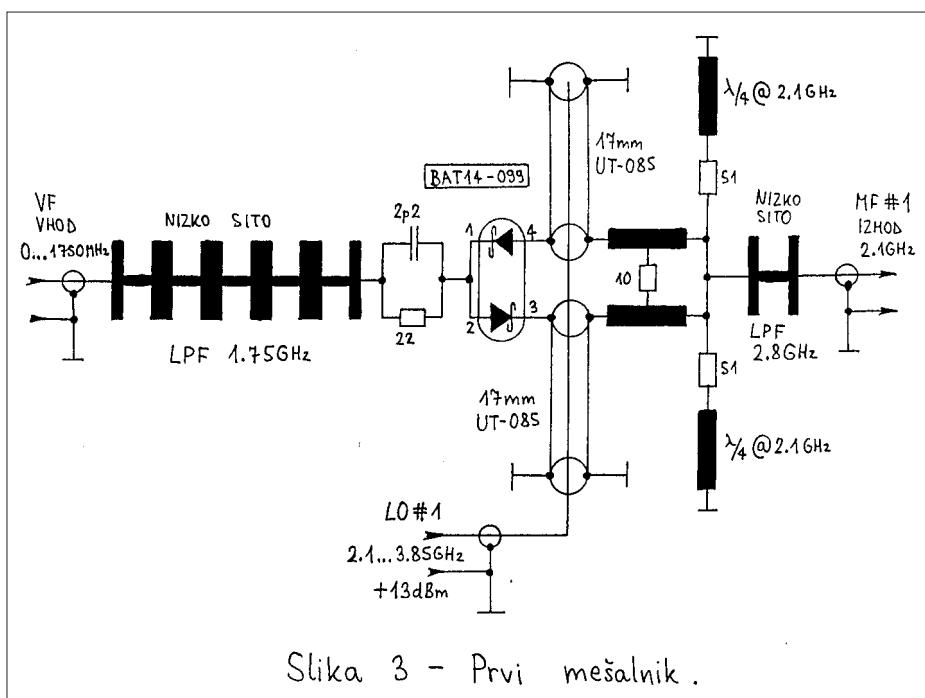
Sestavna enota prvega mešalnika ima na vhodu vgrajeno nizkoprepustno sito z mejno frekvenco približno 1.75GHz, ki preprečuje neželen odziv spektralnega analizatorja na mikrovalovnih frekvencah. Slabljenje sita znaša okoli 45dB na prvi medfrekvenci 2.1GHz in dodatno narašča na višjih frekvencah. Situ sledi še RC člen, ki malo ublaži upadanje občutljivosti merilnika na višjih frekvencah.

Mešalni diodi BAT14-099 sledi cela vrsta sestavnih delov za prilagoditev impedanc in dušenje neželjениh rezonanc. Mrtvi rokav kabla UT-085 je naprimer uporabljen tudi kot sklopni kondenzator med žilo in oklopom. Upora 51ohm in pripadajoča četrtrvalovna voda zaključujeta pot za zrcalno frekvenco, ki jo v dobršnjem delu frekvenčnega pasu zaustavi še nizkoprepustno sito za 2.8GHz.

4. Prvi VCO 2.1...3.85GHz

Ključni del samogradnje spektralnega analizatorja je vsekakor prvi VCO. Od izvedbe prvega VCOja namreč zavisi frekvenčno pokrivanje in izbira prve medfrekvence spektralnega analizatorja. Hkrati je širokopasovni VCO manj stabilen od ozkopasovnih oscilatorjev, tako dolgoročno (drsenje frekvence s segrevanjem) kot kratkoročno (fazni šum).

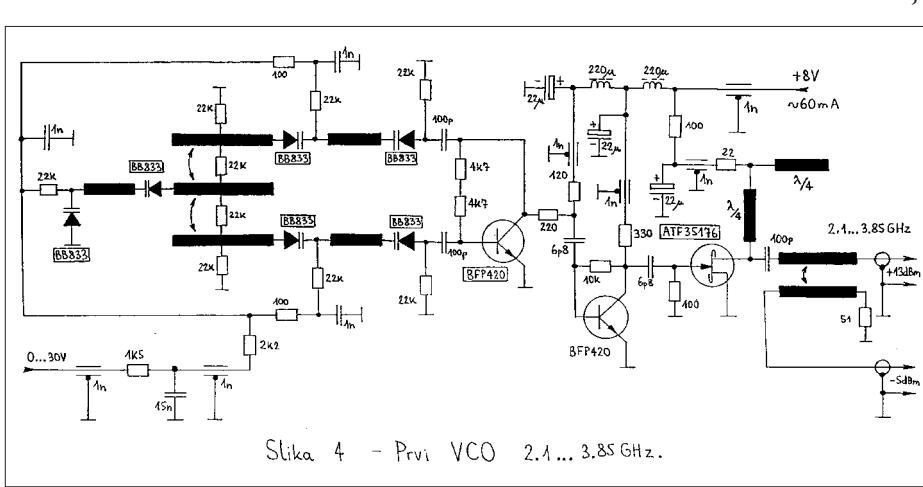
Prav nestabilnost VCOja oziroma njegov fazni šum omejujeta največjo frekvenčno ločljivost spektralnega analizatorja in s tem dinamiko merjenja signalov. Fazni šum običajnih YIG oscilatorjev omejuje ločljivost spektralnega analizatorja na približno 1kHz. Dobro načrtovani VCOji



Slika 3 - Prvi mešalnik.

vanjem s spektralnim analizatorjem (prevelika visokofrekvenčna vhodna moč, enosmerna napetost na vhodu ali celo preboj statične elektrike).

Pri izbiri vezja prvega mešalnika moramo zato paziti ne samo na električne lastnosti pri majhnih signalih, pač pa tudi na možnost hitrega in učinkovitega popravila v slučaju okvare. Iz omenjenih razlogov ni smiselna vgradnja komercialnega hibridnega mešalnika z vencem schottky diod in feritnimi simetrijnimi transformatorji, saj so takšni mešalniki še vedno zelo dragi (nad 100\$) in razmeroma težko dobavljeni.



Slika 4 - Prvi VCO 2.1...3.85 GHz.

z varikap diodami so približno desetkrat slabši oziroma omogočajo ločljivost okoli 10kHz (pri vrednosti prve medfrekvence v razredu 2GHz). Višjo ločljovost lahko dosežemo le s hitro PLL zanko, ki poskrbi za dodatno stabilizacijo frekvence VCOja.

Načrtovanje vseh enot opisanega spektralnega analizatorja določa prav VCO z varikap diodami, ki je prikazan na sliki 4. Povratna vezava oscilatorja vsebuje mikrotrakasto pasovno sito, ki se ugašuje s šestimi varikap diodami BB833. Takšna konstrukcija oscilatorja je na prvi pogled sicer komplikirana, vendar je gradnja povsem ponovljiva s standardnimi SMD sestavnimi deli velikosti 0805.

Interdigitalno sito in predvsem varikap diode z nizko kvaliteto Q (velika zaporedna upornost) vnašajo precejšnje visokofrekvenčne izgube, zato oscilator potrebuje tranzistor z velikim ojačenjem (BFP420). Varikap diode dobijo enosmerno prednapetost preko številnih uporov 22kohm, ki žal dodajajo kar nekaj šuma v vezje. Boljša rešitev bi bile primerne visokofrekvenčne dušilke brez parazitnih rezonanc v delovnem frekvenčnem področju. Ker je takšne dušilke težko najti, sem zaradi ponovljivosti gradnje rajši ostal pri uporih. Tudi dodatna stabilizacija delovne točke tranzistorja BFP420 v oscilatorju bi prinesla zmanjšanje faznega šuma.

Pri uporabi nizkošumnega VCOja moramo seveda paziti, da dobrih lastnosti samega oscilatorja ne pokvarimo z motnjami, ki se prebijejo preko napajalne napetosti, krmilne napetosti ali visokofrekvenčnega izhoda. Napajalna napetost mora biti jasno dobro stabilizirana in filtrirana. Težje je izsejati motnje na krmilni napetosti za varikap diode, saj tu pripeljemo izmenični signal žage.

Nizkošumnii VCO seveda potrebuje učinkovit ločilni ojačevalnik na izhodu, da spremembe bremena oziroma motnje iz mešalnika ne pokvarijo stabilnosti oscilatorja. Ločilni ojačevalnik vsebuje dve stopnji. V prvi stopnji sem najprej poskusil uporabiti integrirano vezje INA03184, ki je zaradi prevelikega ojačenja rado zdivjalo. Dosti boljša rešitev se je izkazal še en BFP420 z uporom 10kohm med B in C. Druga stopnja vsebuje HEMT ATF35176, saj mora razen ojačenja poskrbeti tudi za zadostno izhodno moč za krmiljenje mešalnika.

Izhodna moč ločilnega ojače-

valnika se giblje okoli +13dBm, kar pomeni, da lahko doseže na sredini pasu tudi +15dBm in upade na obeh koncih na samo +10dBm. Izhodna moč opisanega oscilatorja sicer naršča s frekvenco, kar delno kompenzira upadanje ojačanja ločilnega ojačevalnika z BFP420 in ATF35176. Na izhod ločilnega ojačevalnika je priključen še sklopnik, ki odvaja delček moči (okoli -5dBm) na dodatni izhod za sledilni izvor, frekvencmeter ipd.

5. Rezonatorsko sito 2.1GHz

V kateremkoli širokopasovnem sprejemniku sledi prvemu mešalniku čim boljše pasovno sito. V kratkovolovnih sprejemnikih za frekvenčni pas 0-30MHz je to običajno kristalno sito širine 15kHz za osrednjo frekvenco 45MHz ali 70MHz. Spektralni analizator deluje podobno, le frekvence so višje. Pri vrednosti prve medfrekvence 2.1GHz je izbira vrste sita omejena na votlinske rezonatorje, ki edini omogočajo visoko selektivnost in majhno vstavitveno slabljenje.

Votlinski rezonatorji so na prvi pogled sicer enostavne naprave, ki pa običajno zahtevajo veliko dela in posebna orodja za izdelavo, kot so stružnica ali rezkar. Za opisani spektralni analizator sem zato poskušal poiskati takšno izvedbo rezonatorskega sita, ki se da izdelati v nekaj urah tudi doma z uporabo enostavnega in poceni orodja kot so žaga, vrtalni stroj ali navojni svedri.

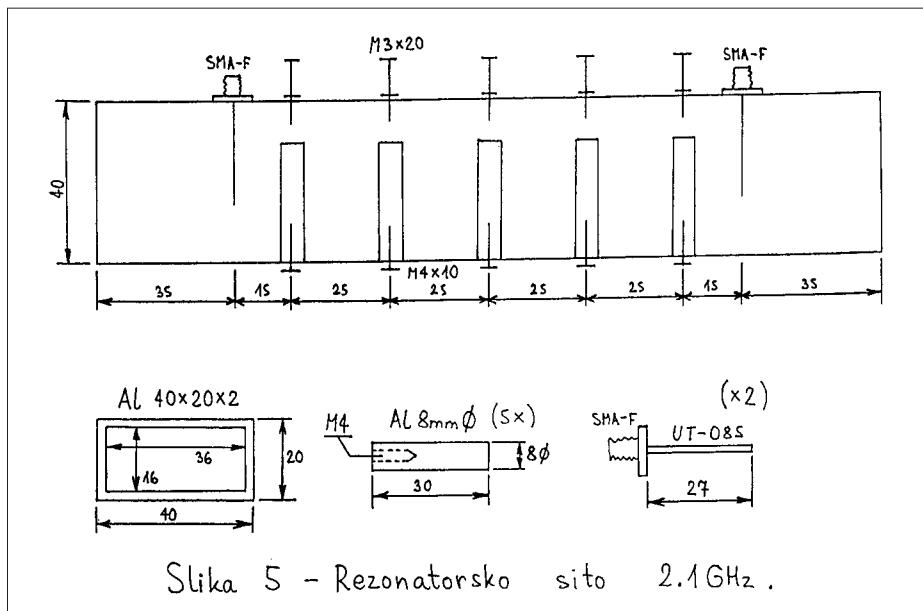
Celotno rezonatorsko sito je izdelano v aluminijasti cevi (profilu) pravokotnega prereza z zunanjimi

izmerami 40mmX20mm in debelino stene 2mm. Takšna pravokotna cev se da kupiti v naših železninah kot tudi v sosednjih državah. Za naše rezonatorsko sito so seveda pomembne notranje izmere cevi, ki znašajo 16mmX36mm.

Izvedba rezonatorskega sita je prikazana na sliki 5. Sito vsebuje pet četrtrvalovnih rezonatorjev iz polne aluminijeve palčke premera 8mm. Vseh pet rezonatorjev je obrnjenih v isto smer (sito vrste "glavnik"), ker je na ta način sklop med rezonatorji nekoliko manjši in so tudi celotne izmere sita manjše od interdigitalne izvedbe (rezonatorji izmenično z ene in druge strani).

Vhod in izhod sita sta sklopljena preko dveh paličastih anten, ki ju nosita kar SMA vtičnici na ožji steni cevi. Vhodni in izhodni sklop je nastavljen z dolžino anten (okoli 27mm) iz tanke bakrene cevke (okolpa kabla UT-085). Sklop med posameznimi rezonatorji je določen z razdaljo 25mm in postavlja pasovno širino sita na približno 25MHz. Fino nastavitev frekvence posameznih rezonatorjev omogočajo uglaševalni vijaki M3X20mm, ki jih privijemo v nasprotno steno cevi in po končanem uglaševanju utrdimo s protimatico.

Izmere aluminijaste cevi so izbrane tako, da elektromagnetno polje zelo hitro upada na obeh koncih cevi. Za samo električno delovanje sita zato nista potrebna pokrova pri navedeni dolžini cevi. Pokrova sta potrebna le zato, da v občutljivejše predele sita ne zaidejo prah, žuželke ali druge smeti. Pokrova smeta brez škode segati približno 10mm v notranjost cevi oziroma vsaj 25mm proč od sklopnih anten.

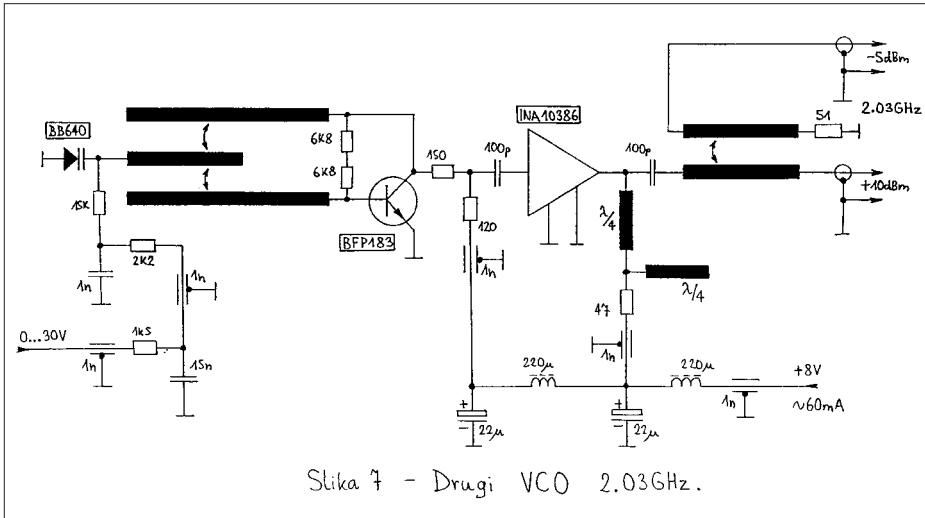


Opisano rezonatorsko sito zagotavlja dušenje druge zrcalne frekvence (približno 1.94GHz) vsaj 100dB. Vstavitevno slabljenje sita sicer znaša komaj 2dB na nazivni frekvenci in več kot 100dB izven prepustnega pasu kjerkoli v pasu od 0 do približno 4GHz. Nad 4GHz se pojavijo višje rezonance oziroma se aluminijasta cev začne obnašati kot valovod. Samo rezonatorsko sito zato kljub dobrim lastnostim še ne zadošča in potrebuje dodatni nizkoprepustni siti na vhodu in izhodu, ki sta izdelani v mikrotrakasti tehniki na tiskanih vezjih mešalnikov.

Opisana izvedba sita bi omogočala tudi ožji frekvenčni pas širine komaj nekaj MHz z nekoliko manjšim sklopom med rezonatorji. Pas širine 25MHz sicer omogoča manjše spremembe vrednosti prve medfrekvence, da se lahko izognemo nekaterim neželenim produktom iz prvega mešalnika oziroma dopušča ustrezno odstopanje frekvence drugega VCOja.

6. Drugi mešalnik

Električne zahteve za drugi mešalnik so manj hude kot za prvi mešalnik, saj je večino "nesnage" odstranilo že rezonatorsko pasovno sito. Tudi jakosti signalov so nižje za vstavitevno slabljenje prvega mešalnika in rezonatorskega sita, se pravi okoli -10dB. Račun in poskusi pokazujejo, da med obema mešalnikoma niso potrebni ojačevalniki, če želimo doseči kar največjo možno dinamiko.



Slika 7 - Drugi VCO 2.03GHz.

Električni načrt drugega mešalnika je zelo podoben prvemu mešalniku, le da sta vhod in izhod zamenjana med sabo, kot je to prikazano na sliki 6. Drugi mešalnik prav tako uporablja dvojno diodo BAT14-099 in simetrirni transformator iz poltrdega kabla UT-085. Ker deluje drugi mešalnik v razmeroma ozkem frekvenčnem področju, dušilni upori in kompenzacija frekvenčnega poteka niso potrebni.

Enota drugega mešalnika sicer vsebuje nizkoprepustna sita na vhodu in izhodu. Nizkoprepustno sito na vhodu ima zaporno frekvenco 2.8GHz in mora predvsem dušiti neželjene odzive rezonatorskega sita na frekvencah nad 4GHz. Izhodno nizkoprepustno sito pa preprečuje, da bi ostanki drugega lokalnega oscilatorja in ostali neželeni ostanki mešanja dosegli tretji mešalnik.

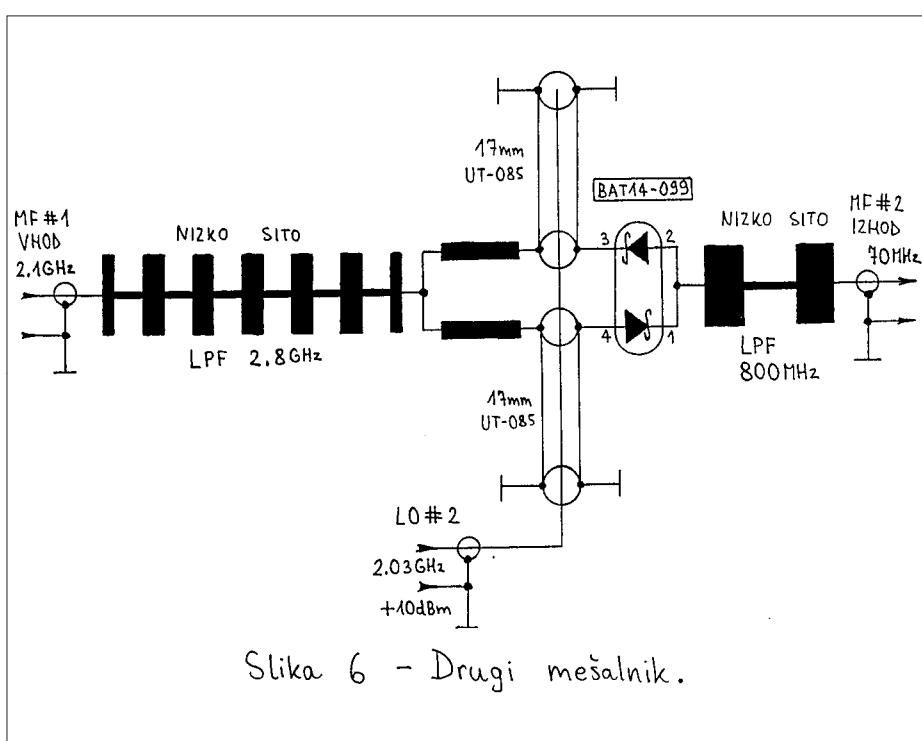
7. Drugi VCO 2.03GHz

Pokrivanje drugega VCOja je frekvenčno omejeno na pas +/-10MHz okoli osrednje frekvence 2.03GHz, da preslikamo prepustni pas 2.1GHz rezonatorskega sita na drugo (fiksno) medfrekvenco 70MHz. Frekvenčni pas samega VCOja mora biti seveda nekoliko širši, da pokrije tudi tolerance izdelave in odstopanje frekvence samega VCOja zaradi temperaturnih sprememb.

Tudi drugi VCO je izdelan v mikrotrakasti tehniki in uporablja interdigitalno sito za povratno vezavo, kot je to prikazano na sliki 7. Zaradi ozkega področja pokrivanja zadošča ena sama varikap dioda za uglasevanje interdigitalnega sita. Kljub eni sami varikap diodi BB640 prikazani VCO običajno pokrije področje od 1.85GHz do 2.2GHz. V spektralnem analizatorju seveda uporabljamo le delček tega področja od 2.02GHz do 2.04GHz.

Tudi drugi VCO zahteva skrbno filtriranje napajanja in krmilne napetosti. Kot ločilni ojačevalnik zadošča eno samo integrirano vezje INA10386, ki daje hkrati visoko ojačenje in izhodno moč v razredu +10dBm. Oscilator je sicer izdelan s tranzistorjem BFP183, ki ima primerno veliko ojačenje za delovanje v ozkem pasu okoli 2GHz.

Podobno kot prvi VCO je tudi drugi VCO opremljen s sklopnikom na izhodu, ki odvaja delček moči (okoli -5dBm) na izhod za sledilni izvor, frekvencmeter ipd. Ker v opisanem spektralnem analizatorju spremojamo frekvenco prvih dveh lokalnih oscilatorjev, potrebuje sledilni izvor signale iz obeh oscilatorjev, da lahko iz njih sestavi signal, ki natančno



Slika 6 - Drugi mešalnik.

sledi trenutni sprejemni frekvenci spektralnega analizatorja.

8. Tretji mešalnik

Ker je skok iz 2.1GHz na 10MHz le prevelik, je potreben še tretji mešalnik iz druge medfrekvence 70MHz na tretjo medfrekvenco 10MHz. Glede na razmeroma nizke frekvence električne zahteve za tretji mešalnik niso posebno hude. Dodatna zahteva je le največja pasovna širina B=4MHz. Tej zadnji zahtevi je razmeroma lahko zadostiti na drugi medfrekvenci na 70MHz, na tretji medfrekvenci na 10MHz pa je že treba paziti na širokopasovne prilagoditve impedance ipd.

Enota tretjega mešalnika, ki je prikazana na sliki 8, vsebuje nizkošumni ojačevalnik za drugo medfrekvenco 70MHz, ki mu sledi LC pasovno sito za 70MHz ter mešalnik z MOSFETom z dvojnimi vrati, ki ga krmili kristalni oscilator na 60MHz. Nizkošumni ojačevalnik na 70MHz z BF998 je sploh edina prava visokofrekvenčna ojačevalna stopnja v celotnem spektralnem analizatorju. Ojačenje te stopnje v glavnem na-

domesti izgube v mešalnikih. Kaj več ojačenja bi bilo celo škodljivo, saj biomejili dinamično področje spektralnega analizatorja.

LC pasovno sito na 70MHz ima dve nalogi. Najprej mora zadušiti zrcalno frekvenco tretjega mešalnika v pasu okoli 50MHz. Nadalje LC pasovno sito na 70MHz tudi določa največjo pasovno širino spektralnega analizatorja. Pasovna širina samega sita je okoli 5MHz, kar daje skupno z odzivom vseh ostalih vezij največjo pasovno širino okoli 4MHz. LC pasovno sito uporablja nastavljive tuljavice z nazivno vrednostjo okoli 500nH, navite na podstavkih za medfrekvenčne transformatorje. Sito je sicer preračunano za vhodno in izhodno impedanco 1.5kohm, kar ustreza MOSFET tranzistorjem v ojačevalniku in v mešalniku.

Tretji mešalnik uporablja MOSFET BF981. Vhodni signal 70MHz gre na prva vrata, lokalni oscilator 60MHz pa na druga vrata tranzistorja. Mešalniku sledi nizkoprepustno sito, ki mora predvsem odstraniti vse ostanke lokalnega oscilatorja na 60MHz in druge neželjene ostanke mešanja. Dodatna naloga nizkoprepustnega sita je prilagoditev razmeroma visoke

izhodne impedance MOSFET mešalnika na nazivno vrednost 50ohm.

Načrtovanje ustreznega nizkoprepustnega sita otežuje zahteve, da vezje prepusta razmeroma širok frekvenčni pas okoli osrednje frekvence 10MHz. Prilagoditev impedance je zato izvedena postopoma v več korakih z LC členi. Prikazano vezje omogoča prilagoditev impedance znotraj celotnega pasu 6-15MHz in hkrati dobro slabljenje lokalnega oscilatorja na 60MHz. Vezje uporablja fiksne tuljavice v obliki 1/4W ali 1/2W uporov.

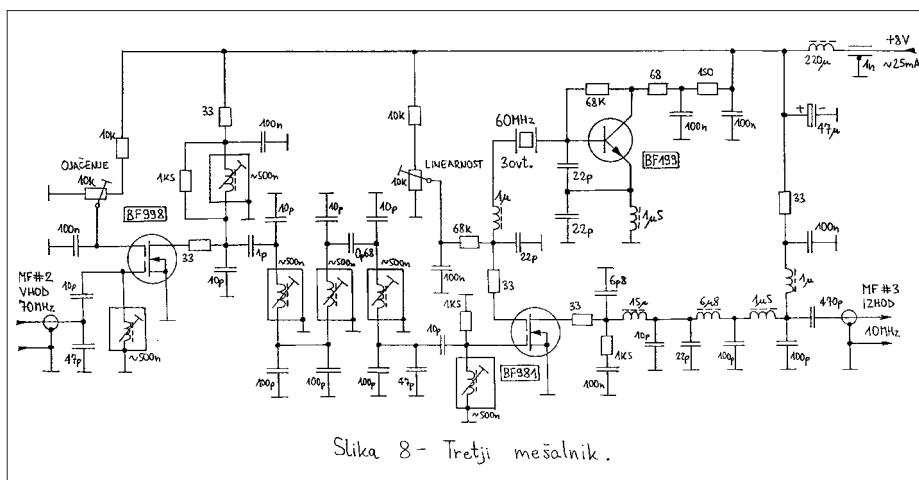
Tretji lokalni oscilator vsebuje tranzistor BF199 in overtonski kristal za 60MHz. Nihanje kristala na tretjem overtonu zagotavlja dušilka 1.5uH v emitorju BF199. Kristal je hkrati uporabljen tudi kot sito za izhodni signal, ki krmili mešalnik. Isto nalozi ima tudi zaporedna tuljava 1uH, sicer bi harmoniki lokalnega oscialtorja povzročili vrsto neželjenih odzivov mešalnika. Neželjene odzive mešalnika se sicer da zmanjšati s skrbno izbiro delovne točke MOSFETA, ki jo nastavimo s trimerjem "LINEARNOST". S trimerjem "OJAČENJE" seveda znižamo ojačenje BF998 na najnižjo vrednost, ki nam še ne kazi šumnega števila celotnega sprejemnika.

9. LC sita

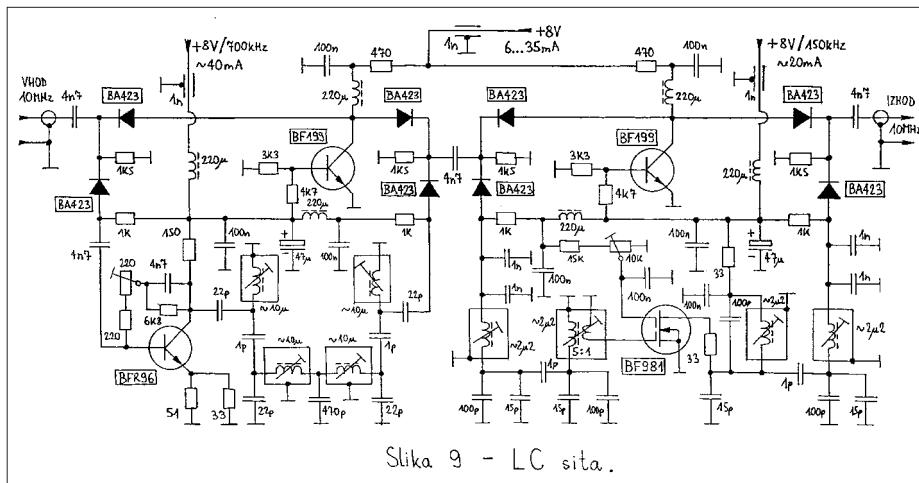
Izhod tretjega mešalnika lahko priključimo neposredno na vhod logaritemskega detektorja. Če pri določeni meritvi potrebujemo večjo ločljivost oziroma manjšo širino sita v medfrekvenci, moramo med tretji mešalnik in detektor dodati še druga pasovna sita. Za pasovne širine nad 100kHz zadoščajo LC sita, za ožje pasovne širine pa potrebujemo kristalna sita.

Merilnik mora seveda razpolagati s primernim naborom sit, ki jih po potrebi vključujemo v medfrekvenco. Preklapljanja sit ne moremo izvesti z navadnimi stikali, saj zahtevamo slabljenje preko 100dB izven prepustnega pasu sit. Smiselna tehnična rešitev je vstavljanje posameznih sit z elektronskimi preklopniiki z več PIN diodami. Vsako sito naj vsebuje tudi ojačevalnik, ki nadomesti izgube v situ, da ostane pri preklopu sit jakost signalov na zaslonu spektralnega analizatorja nespremenjena.

Profesionalni spektralni analizatorji običajno razpolagajo z naborom pasovnih širin v razmerju 1:3:10 itn. Pri



Slika 8 - Tretji mešalnik.



Slika 9 - LC sita.

praktični uporabi spektralnega analizatorja se izkaže, da zadošča pri velikih pasovnih širinah nad 100kHz tudi redkejši nabor. Obratno bi žeeli gostejši nabor pri ožjih pasovnih širinah, kjer širina medfrekvenčnega sita določa čas preleta žarka preko zaslona oziroma čas obnavljanja slike.

V opisanem merilniku sem se odločil za dodatna LC pasovna sita širine približno 700kHz in 150kHz. Pasovna širina kristalnega sita je sicer nastavljiva v manjših korakih in sicer 50kHz, 20kHz in končno 10kHz. Brez vstavljenih sit znaša pasovna širina merilnika okoli 4MHz, kar daje skupno možnost merjenja s šestimi različnimi pasovnimi širinami.

Dodatna LC pasovna sita so prikazana na sliki 9. Vsako sito razpolaga s preklopnikom s štirimi diodami BA423, ki enostavno vstavi sito v vezje ob vklopu ustrezne napajalne napetosti +8V. Tranzistor BF199 pri tem prekine neposredno pot iz izhoda na vhod in pomaga zmanjšati neželeni presluh.

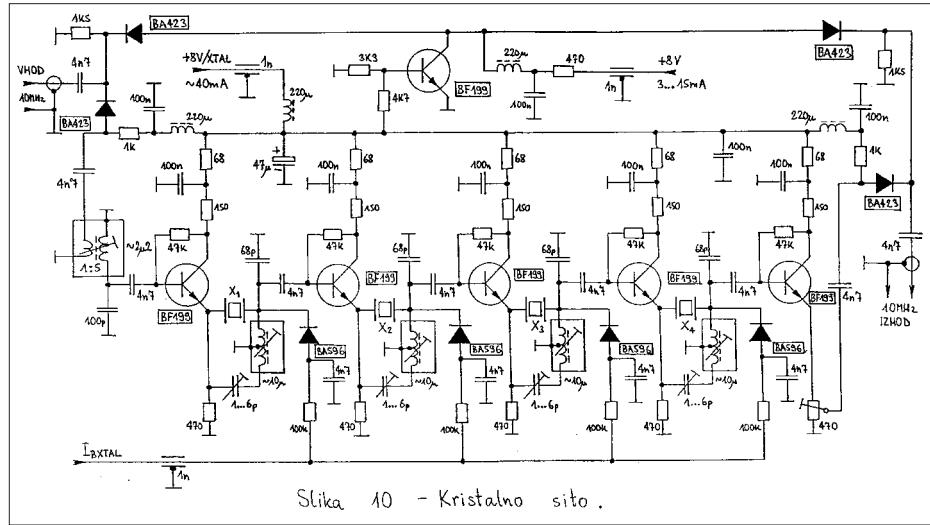
LC sito za širino 700kHz vsebuje štiri nastavljive tuljavice za približno 10uH, navite na malih podstavkih za medfrekvenčne transformatorje. Vstavljeno slabljenje sita nadomesti ojačevalnik s tranzistorjem BFR96. Potrebno ojačenje seveda zavisi od izgub v tuljavicah in ga natančno nastavimo trimerjem 220ohm.

LC sito za širino 150kHz v bistvu sestavlja dve ločeni LC siti s po dvema nihajnjima krogoma vsoko. Induktivnost tuljav je nižja, okoli 2.2uH, in so navite na nekoliko večjih podstavkih za medfrekvenčne transformatorje, da dosežejo neobremenjeni Q okoli 100. Izgube v obeh polovičnih sitih nadomesti ojačevalnik z MOSFETom BF981. Ojačenje te stopnje nastavimo z napetostjo na drugih vratih preko trimerja 10kohm.

Enota z LC siti potrebuje tri različne napajalne oziroma krmilne napetosti. +8V mora biti stalno prisoten, da enota prepušča signal tudi pri izključenih sitih. Z napetostjo +8V/700kHz vstavimo sito za 700 kHz, z napetostjo +8V/150kHz pa sito za 150kHz. 10MHz vhod in izhod enote sta seveda predvidena za zaključitveno impedanco 50ohm.

10. Kristalno sito

Spektralni analizator zahteva v medfrekvenci nekoliko drugačna sita



Slika 10 - Kristalno sito.

od tistih, ki jih vgrajujemo v običajne (komunikacijske) radijske sprejemnike. V komunikacijskih sprejemnikih uporabljamo sita, ki imajo čim bolj raven oziroma ploščat prepustni pas (da modulacija ni popačena) ter zelo strme boke (da zadušimo motnje iz sosednjega kanala). Takšna sita so za spektralni analizator neprimerna, ker imajo razmeroma počasen odziv (zvonjenje sita) glede na svojo pasovno širino.

Zvonjenje oziroma počasnost odziva sita se še posebno pozna pri majhnih pasovnih širinah, ko čas odziva sita določa čas preleta žarka preko zaslona. Tovarniška kristalna in keramična sita so zato v spektralnem analizatorju skoraj povsem neuporabna. Primerno kristalno sito oziroma nabor sit za spektralni analizator moramo zato izdelati sami. Sito za spektralni analizator mora imeti "trikotni" frekvenčni odziv z ošiljenim vrhom in lepimi, počasi in simetrično padajočimi boki. V praksi to pomeni, da moramo izbirati sita s podkritično sklopljenimi rezonatorji oziroma moramo vezati sita v verigo tako, da ni povratnega vpliva med rezonatorji.

Kristalno sito, ki je prikazano na sliki 10, vsebuje zaporedno vezavo štirih neodvisnih sit, ki so med sabo ločena z emitorškimi sledilniki s tranzistorji BF199. Vsako posamezno sito vsebuje en sam kremenčev kristal v mostični vezavi, da s trimerjem v nasprotni veji izničimo vpliv kapacitivnosti kristala. Tuljava s srednjim odcepom in celotno induktivnostjo okoli 10uH je rezonančna s kondenzatorjem 68pF in kompenzira tudi ostale parazitne kapacitivnosti v vezju.

Pasovna širina takšnega kristalnega sita zavisi v glavnem od impedance izvora in bremena. Izvor je emitorski

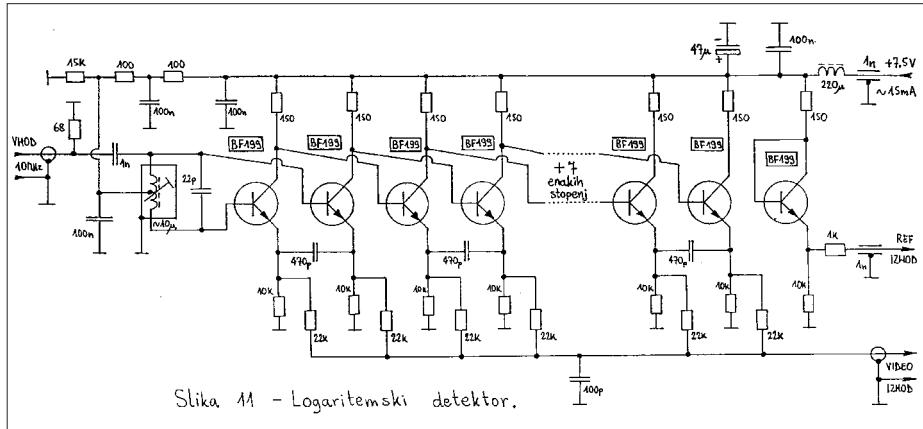
sledilnik prejšnje stopnje, torej nizka impedanca. Breme je vhod v emitorski sledilnik naslednje stopnje, torej impedanca v razredu 10kohm. Impedanco bremena lahko poljubno zmanjšamo z vzporedno vezano PIN diodo BA596 in na ta način nastavimo pasovno širino sita. Impedanca PIN diode seveda zavisi od enosmernega toka skozi diodo, kar nastavljamo preko vhoda IBXTAL.

Enota kristalnega sita seveda vsebuje povsem enak preklopnik s PIN diodami BA423. Napajalna napetost +8V je stalno prisotna, z napajalno napetostjo +8V/XTAL pa vključimo kristalno sito in ga vstavimo v vezje. Izgube v posameznih kristalnih sitih večinoma nadomestijo emitorski sledilniki, dodatno ojačenje pa daje prva stopnja skupaj z medfrekvenčnim transformatorjem s prestavnim razmerjem 1:5. Celotno ojačenje vezja nastavimo s trimerjem 470ohm na koncu verige.

11. Logaritemski detektor in video ojačevalnik

Spektralni analizator se razlikuje od komunikacijskih sprejemnikov tudi po vrsti detektorja. Pri spektralnem analizatorju se običajno uporablja logaritemski prikaz jakosti signalov v zelo širokem razponu 80...100dB, medtem ko so komunikacijski sprejemniki opremljeni z linearimi detektorji. Prikaz spektralnega analizatorja bi torej bolj ustrezał skali S-metra komunikacijskega sprejemnika.

Nekateri ceneni spektralci (Hameg) oziroma večina amaterskih gradenj uporabljajo kot logaritemski detektor kar izhod za S-meter običajnega FM medfrekvenčnega čipa. Takšna rešitev je zelo slaba, ker je odziv večine



Slika 11 - Logaritemski detektor.

čipov zelo netočen in močno odstopa od idealne logaritemskih krivulje. Tudi dinamično območje čipov običajno ne presega 70dB. Čipi z večjim dinamičnim območjem so primerni le za ozkopasovne medfrekvence (na 455kHz) oziroma so sestavljeni iz dveh zaporednih logaritemskih detektorjev, med katera moramo vezati dodatno pasovno sito, da omejimo širokopasovni šum.

Logaritemski detektor za resen spektralni analizator moramo zato izdelati sami iz kopice tranzistorjev, uporov in kondenzatorjev, kot je to prikazano na sliki 11. Prikazani logaritemski detektor vsebuje zaporedno vezavo desetih enakih stopenj, ki delujejo hkrati kot linearni detektorji in kot ojačevalniki. Izvedba ojačevalnikov je povsem simetrična in omogoča visoko ojačanje verige brez samooscilacij ter točno določeno obnašanje v zasičenju. Logaritemski odziv dobimo kot vsoto linearnih odzivov ojačevalnikov, ko grejo posamezne stopnje v zasičenje, če je ojačanje posamezne stopnje dovolj majhno in ne preseže 10...12dB.

Podobne verige simetričnih ojačevalnikov se uporabljajo kot FM omejevalniki v vseh znanih integriranih vezjih. Bistvena razlika med integriranimi vezji ter vezjem na sliki 11 je v sklopu med posameznimi

stopnjami. Vezje na sliki 11 vsebuje sklopne kondenzatorje 470pF med emitorji tranzistorjev, ki jih v integrirano vezje ne moremo vgraditi. Sklopni kondenzatorji omogočajo zelo enostavno nastavitev delovne točke in osrednje frekvence delovanja logaritemskega detektorja.

Ker opisani detektor ne ojačuje zelo nizkih frekvenc, kjer prevladuje šum vrste 1/f, pridobimo do 20dB na dinamiki. Jakost šuma opisanega detektorja se giblje okoli -105dBm, logaritemski odziv pa je uporaben vse do -10dBm, kar pomeni vsaj 95dB dinamike. Dodatna dobra lastnost predstavljenega detektorja je v tem, da pri prevelikih vhodnih signalih izhod še nadaljnih 10...15dB ne gre v zasičenje, pač pa odziv prekorači logaritemsko krivuljo. Na zaslonu spektralnega analizatorja zato dobro vidimo, da je nekaj narobe.

Slaba lastnost opisanega vezja je nizka izhodna napetost, komaj desetina volta za dinamično področje skoraj 100dB. Izhodni signal je sicer definiran glede na referenčno napetost, ki jo proizvaja enaindvajseti tranzistor BF199 v povsem enaki vezavi in obremenjen z enakim tokom kot ostalih dvajset "ojačevalnih" BF199. Brez takšne kompenzacije se izhod spremeni za 2mV oziroma kar za 2dB za vsako stopinjo razlike v

temperaturi.

Logaritemski detektor zato potrebuje video ojačevalnik, prikazan na sliki 12. Celotno napetostno ojačanje je v velikostnem razredu 50 in je porazdeljeno med tri operacijske ojačevalnike iz vezja MC33074 zaradi čimvečje pasovne širine. Četrти operacijski ojačevalnik poskrbi za referenčno napetost. MC33074 vsebuje razmeroma hitre operacijske ojačevalnike s pasovno širino 4MHz (enotno ojačanje), kar v predstavljeni vezavi omogoča pasovno širino video signala okoli 500kHz.

Video ojačevalnik sicer vsebuje trimera za položaj (enosmerno komponento) in ojačenje. Ojačenje je smiselno nastaviti tako, da dobimo izhod 20dB/V. Na izhod je priključeno še enostavno video sito, ki lahko omeji video pas na 20kHz oziroma 1kHz. Dodatni izhod za slušalke je izveden z emitorskim sledilnikom z BD139. Enota video ojačevalnika vsebuje še stabilizator z uA723 za napajanje logaritemskega detektorja.

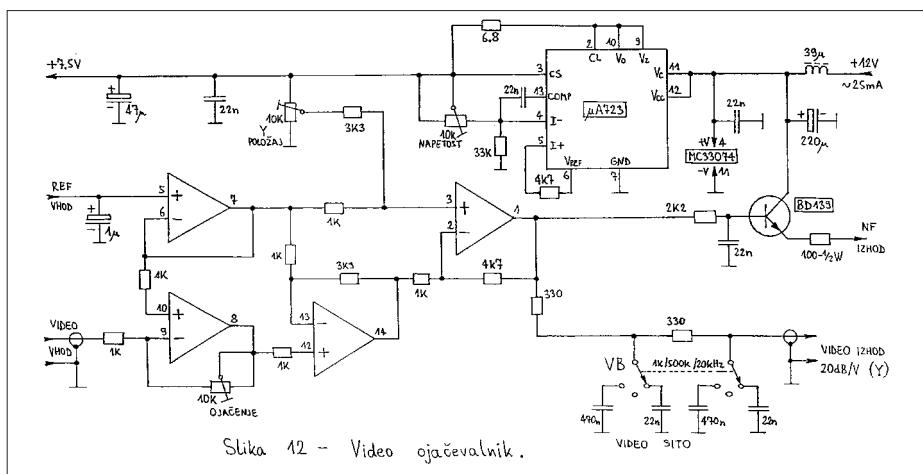
12. Izvor žage in linearizacija

Predstavljeni spektralni analizator lahko uporablja kot prikazovalnik katerikoli osciloskop. Večina osciloskopov sicer razpolaga z lastnim izvorom žage, vendar je to notranji signal v osciloskopu in običajno ni dostopen na zunanjih sponkah. Spektralni analizator mora zato razpolagati z lastnim izvorom žage, ki potem krmili osciloskop v načinu XY oziroma sinhronizira notranji izvor žage v osciloskopu.

Izvor žage spektralnega analizatorja je prikazan na sliki 13. Najmanjša perioda žage znaša malenkost več kot 20ms oziroma jo nastavimo tako, da odklon ustrezza 2ms/div. S potenciometrom "sweep-time" 220klog lahko periodo žage do dvajsetkrat povečamo, čaprat slika takrat že zelo počasi utripa. Krajša perioda od 20ms tudi ni smiselna v slučaju spektralnega analizatorja.

Izvor žage je izdelan s štirikratnim operacijskim ojačevalnikom MC33074, ki poskrbi za različne naloge: izvor konstantnega toka, histerezo in ojačanje izhodnih signalov: žaga za VCOje, žaga za X odklon in prožilni impulzi. Napajanje celotnega vezja je stabilizirano na 30V z integriranim vezjem uA723 in tranzistorjem BD139.

Signal žage lahko krmili samo prvi



Slika 12 - Video ojačevalnik.

VCO, samo drugi VCO oziroma nobenega izmed njih, ko uporabljamo spektralni analizator kot navaden radijski sprejemnik. Z amplitudo žage, ki jo dovajamo VCOju, seveda določimo širino področja pokrivanja. Razen širine področja moramo seveda nastaviti tudi obe osrednji frekvenci obeh VCOjev.

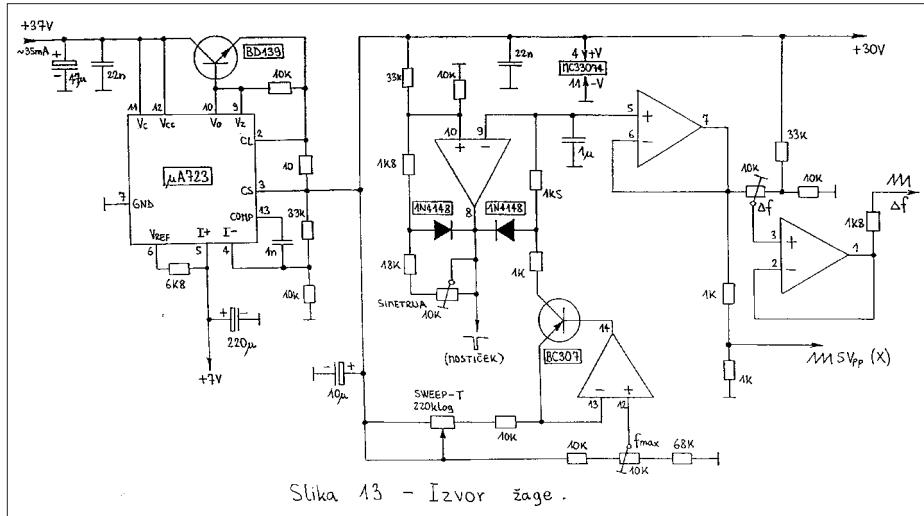
Vse opisane naloge zahtevajo kar nekaj stikal, preklopnikov in potenciometrov na prednji plošči spektralnega analizatorja, ki so skupaj z vezjem linearizacije prvega VCOja ter vezjem za gašenje prikazani na sliki 14. Obe osrednji frekvenci nastavljamo s Helipot potenciometroma na 10 obratov. Širino preleta nastavimo v korakih 1/2/5/10 itn z ustrenim preklopnikom. Pri preletih 500kHz/div ali manj žaga krmili drugi VCO, zato lahko s stikalom dodatno stabiliziramo frekvenco prvega VCOja. Z drugim stikalom s tremi preklopnimi kontakti lahko popolnoma prekinemo krmiljenje z žago in hkrati priključimo dva kondenzatorja po 47uF vzporedno obema krmilnima vodoma VCOjev.

Pri načrtovanju vezja za linearizacijo prvega VCOja moramo najprej poznati odziv samega VCOja. Odziv opisanega VCOja s šestimi diodami BB833 je zelo nelinearen. Krivulja odziva doseže največjo strmino okoli 120MHz/V pri krmilni napetosti okoli 7V. Pri nižjih napetostih strmina počasi upada na približno 90MHz/V na spodnjem koncu. Na gornjem koncu je še dosti bolj nelinearna in strmina upade na manj kot 10MHz/V.

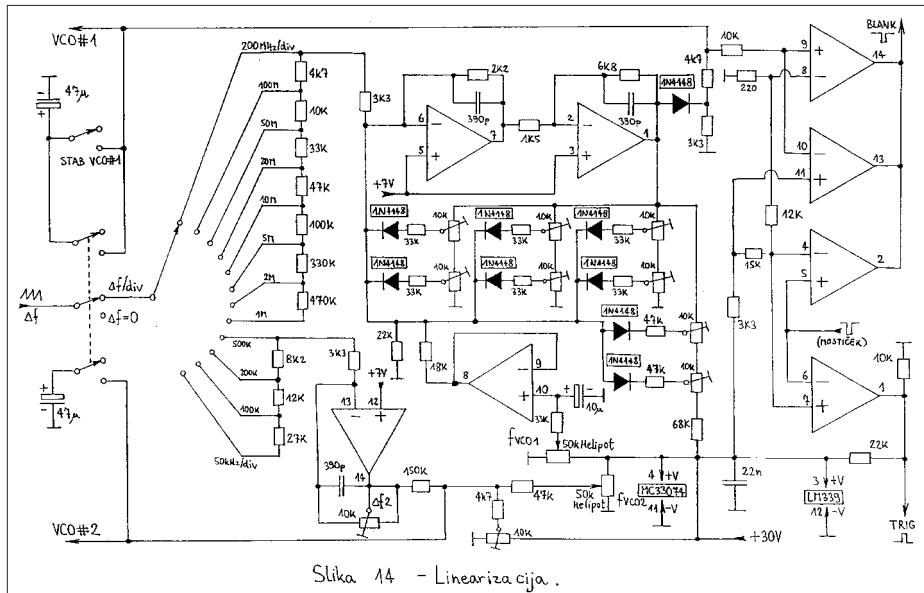
Vezje linearizacije vsebuje dva operacijska ojačevalnika, ki jim negativna povratna vezava določa najmanjše ojačenje pri izhodni napetosti okoli 7V. Pri nižjih oziroma pri višjih izhodnih napetostih se preko uporovnih delilnikov (trimerji 10kohm) in diod vključuje pozitivna povratna vezava, ki počasi kompenzira negativno povratno vezavo in postopoma zvišuje ojačenje.

Ker se drugi VCO uporablja v razmeroma ozkem frekvenčnem pasu, linearizacija ni potrebna. Za krmiljenje drugega VCOja zato zadošča en sam operacijski ojačevalnik v običajni vezavi. Zaradi postopka mešanja frekvenc je treba seveda obrniti fazo žage, ki krmili drugi VCO. Seveda je hkrati smiselno povezati Helipot drugega VCOja z zamenjanim začetkom in koncem (+30V na začetek in masa na konec upora).

Vezje za gašenje žarka vsebuje



Slika 13 – Izvor žage.



Slika 14 – Linearizacija.

štirikratni primerjalnik LM339. Dva primerjalnika sta sicer uporabljeni le kot ojačevalnika prožilnih impulzov iz izvora žage. Druga dva primerjalnika pa ugotavlja, če je krmilna napetost prvega VCOja v smiselnih mejah. Primerjalniki iz vezja LM339 imajo izhode z odprtim kolektorjem, ki jih lahko enostavno vežemo vzporedno.

Tudi vezja linearizacije in gašenja se napajajo s stabilizirano napetostjo +30V iz istega stabilizatorja kot izvor žage. Dobro stabilizirana in filtrirana referenčna napetost +7V za operacijske ojačevalnike pride kar iz regulatorja uA723 na istem tiskanem vezju.

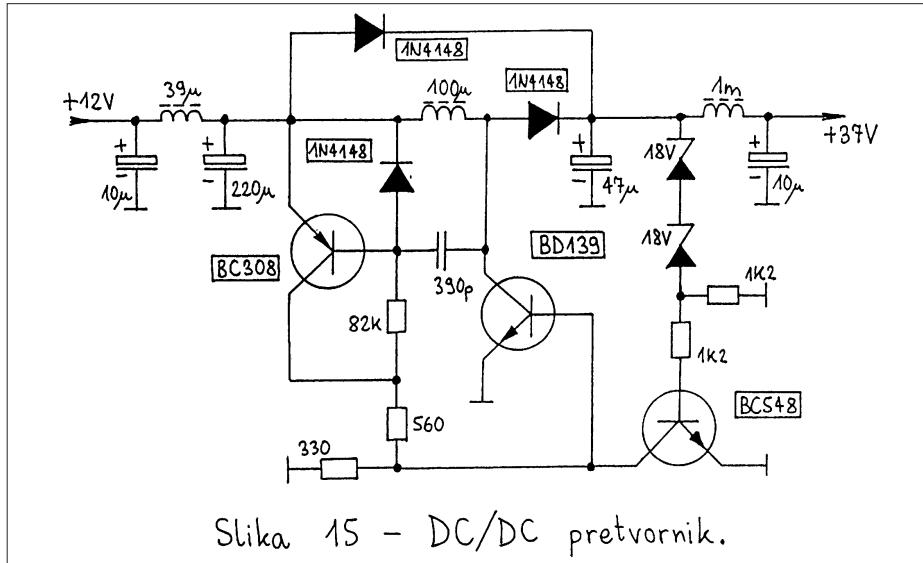
13. Napajanje

Zunanje napajanje celotnega spektralnega analizatorja je nazivno 12V enosmerna v smiselnih mejah (10...15V). Spektralni analizator seveda potrebuje celo vrsto različnih

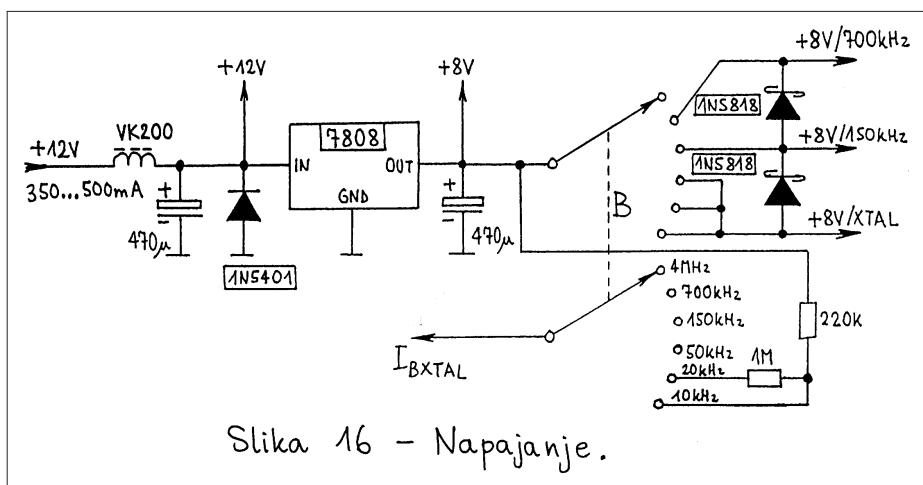
napetosti v svoji notranjosti. Razlike so tudi v zahtevah po stabilizaciji: nekatere sestavne enote zahtevajo zelo stabilne in dobro filtrirane napetosti, druge pa so manj zahtevne.

Varikap diode in ustrezna krmilna vezja zahtevajo napetost +30V. Če temu prištejemo še padec napetosti v regulatorju uA723 in tranzistorju BD193, potem potrebuje spektralni analizator DC/DC pretvornik z izhodno napetostjo +37V, ki je prikazan na sliki 15. Pretvornik vsebuje oscilator s tranzistorjem BC308 in BD139. Špice napetosti v dušilkah 100uH usmerja dioda 1N4148 in polni kondenzator 47uF. Ko napetost na kondenzatorju doseže +37V, zener diodi 18V vključita tranzistor BC548, ki zadusi delovanje oscilatorja.

DC/DC pretvornik je seveda potencialni izvor motenj, vgrajen v občutljiv merilni instrument. Vhod in izhod DC/DC pretvornika sta zato dodatno očiščena z dušilkama 39uH in 1mH ter elektrolitskimi kondenzatorji. Iz istega razloga je pretvornik



Slika 15 - DC/DC pretvornik.



Slika 16 - Napajanje.

zgrajen na samostojnjem tiskanem vezju, ki je vgrajeno daleč proč od občutljivih sestavnih delov spektralnega analizatorja. Sam DC/DC pretvornik se sicer napaja z nestabilizirano vhodno napajalno napetostjo +12V.

Napajanje ostalih stopenj je prikazano na sliki 16. Vhodna napetost 12V gre najprej skozi dušilko VK200, od tu pa na neposredne porabnike +12V: DC/DC pretvornik, video ojačevalnik in regulator 7808. Regulator 7808 potem napaja večino vezij spektralnega analizatorja s stabilizirano napetostjo +8V. Regulator 7808 je zaradi hlajenja privit na osnovno ploščo ohišja v neposredni bližini vtičnice za napajanje, kamor so vgrajeni tudi dušilka VK200, zaščitna dioda in oba elektrolitska kondenzatorja 470uF.

Na sliki 16 je prikazano tudi preklapljanje pasovne širine spektralnega analizatorja. V ta namen je uporabljen dvojni preklopnik na 6 položajev. En odsek preklopnika vključuje napajanja različnim sitom. Schottky diodi 1N5818 poskrbita za

to, da ostanejo predhodna sita vključena. Drugi odsek preklopnika nastavlja tok skozi PIN diode v kristalnem situ.

14. Izdelava spektralnega analizatorja

Pri izdelavi spektralnega analizatorja se moramo zavedati, da sestavljamo občutljiv merilni instrument, ki deluje v zelo širokem frekvenčnem pasu. Spektralni analizator zato zahteva kvalitetno izdelana okopljena ohišja za razmeroma majhne sklope. Okapljanja je bistveno več kot v enakovredni radijski postaji. Razen oklopov so potrebni tudi mikrovalovni absorberji znotraj in zunaj samih škatlic.

Sestavne enote spektralnega analizatorja lahko razdelimo v tri večje skupine: (1) mikrovalovne enote izdelane na mikrotrakastih dvosranskih tiskaninah, (2) medfrekvenčne enote na enostranskih tiskaninah, vgrajene v okopljena ohišja in (3) nizkofrekvenčne enote, ki ne

zahtevajo posebnega oklapljanja.

Mikrotrakaste tiskanine so prikazane na sliki 17. Vse so izdelane na dvostranskem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4. Na sliki 17 je prikazana le gornja stran, saj spodnja stran ni jedkana, da deluje kot ravnina mase. Na mikrotrakaste tiskanine se vgrajujejo SMD sestavni deli velikosti 0805 ali manjši. Sestavni deli so ozemljeni skozi izvrte premora 2.5mm, ki jih na strani mase prekrijemo z 0.1mm debelo pocinjeno bakreno folijo in napolnimo s cinom pred vgradnjo sestavnih delov.

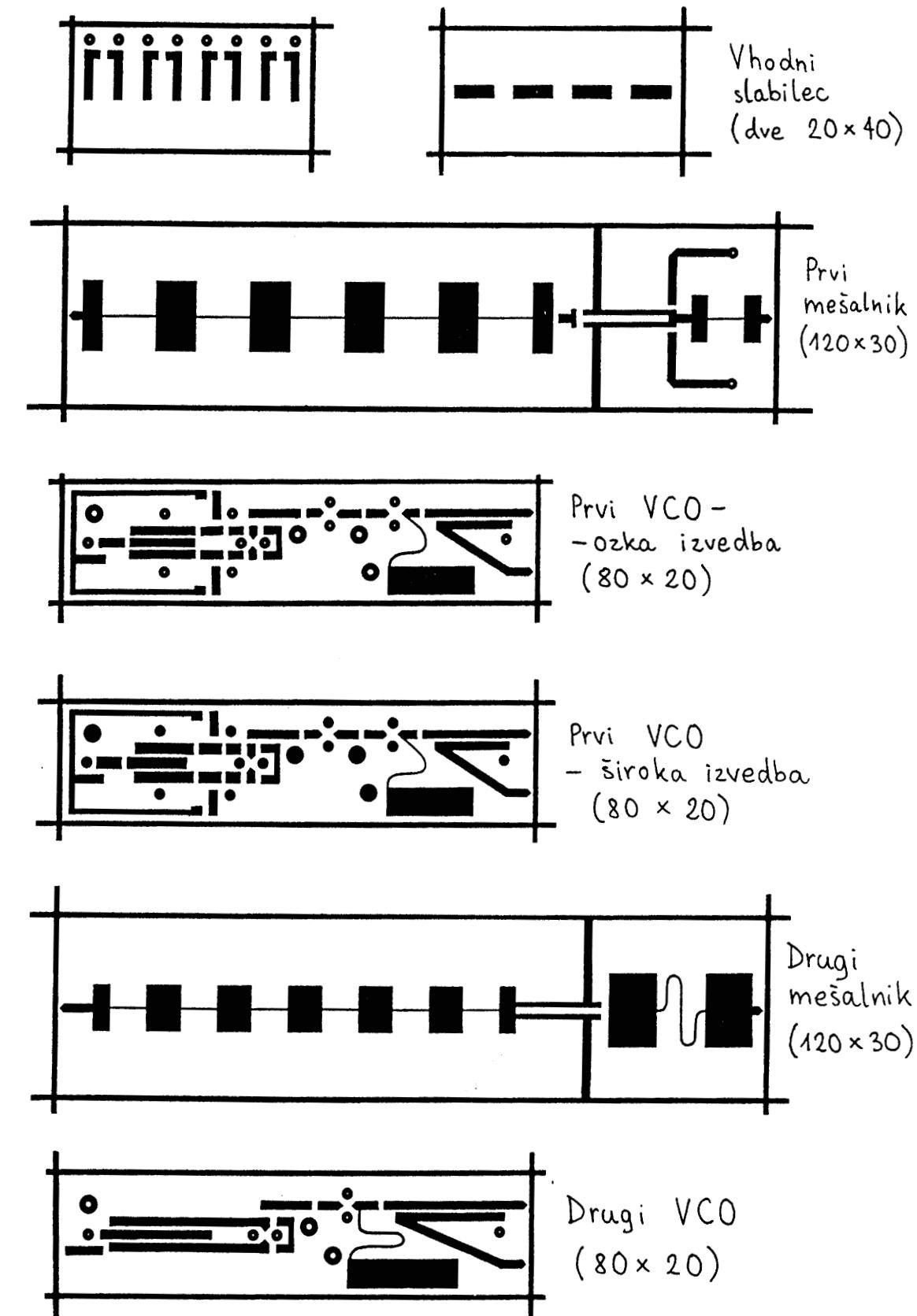
Napajanja pridejo preko skoznikov v izvrtinah premora 3.2mm. Skoznike seveda povežemo na obe strani tiskanine z običajnimi sestavnimi deli z žičnimi izvodi. Na spodnjo stran tiskanine vgradimo dušilke in elektrolitske kondenzatorje za filtracijo napajanja. Končno vgradimo zgrajene in preizkušene mikrotrakaste tiskanine v medeninaste okvirje. Okvirji potrebujejo le gornji pokrov, pod katerega obvezno vstavimo vsaj 1cm debelo peno mikrovalovnega absorberja.

Medfrekvenčne tiskanine so prikazane na sliki 18. Vse so izdelane na enostranskem, 0.8mm debelem vitroplastu FR4. Na medfrekvenčne tiskanine najprej vgradimo SMD sestavne dele: upore, kondenzatorje in polprevodnike. Tiskanine so prirejene tako, da sprejmejo dele velikosti 0805 oziroma 1206. Tuljave, medfrekvenčni lončki, trimerji, tranzistorji BF199, diode BA423, kristali in elektrolitski kondenzatorji so seveda običajne izvedbe z žičnimi izvodi in se vgradijo z druge strani.

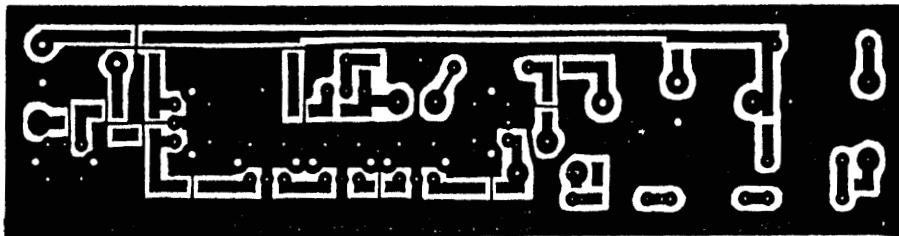
Tudi medfrekvenčne tiskanine so vgrajene v medeninaste okvirje in imajo le gornji pokrov ter skoznike za napajanja v ozkih stanicah. Medfrekvenčne tiskanine seveda ne potrebujejo mikrovalovnega absorberja znotraj medeninaste škatlice.

Nizkofrekvenčne tiskanine so prikazane na sliki 19 in so izdelane na enostranskem vitroplastu FR4 debeline 1.6mm. Vsi vgrajeni sestavni deli so običajne izvedbe z žičnimi izvodi, ki so na ploščici izvora žage in linearizacije vgrajeni pokončno radi varčevanja s prostorom. Nizkofrekvenčne tiskanine ne zahtevajo posebnih oklopov in so pritrjene na osnovno ploščo ohišja s štirimi vijaki M3 v vogalih. Vse povezave grejo preko malih vtičnic, ki jih izdelamo sami iz kvalitetnih podnožij za integrirana vezja.

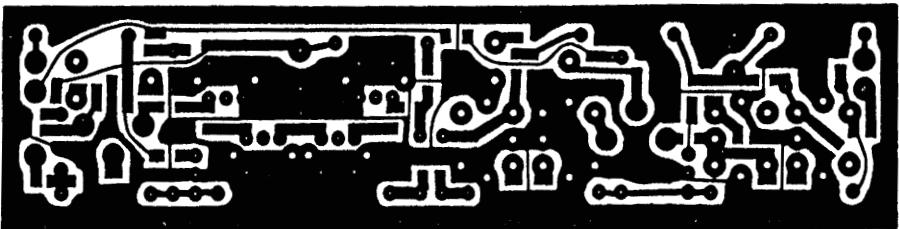
Okopljena ohišja mikrovalovnih in



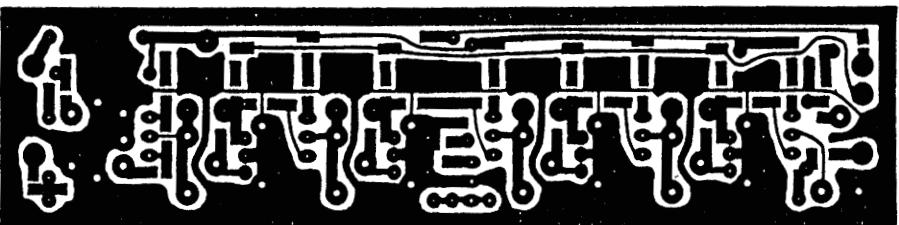
Slika 17 - Mikrotrakaste tiskanine.



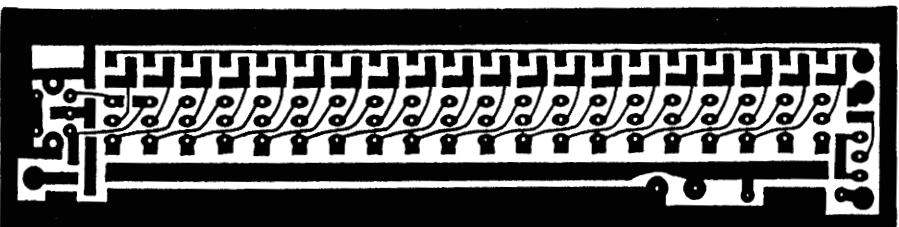
Tretji
mešalnik
(120×30)



LCsita
(120×30)



Kristalno
sito
(120×30)



Logaritemski
detektor
(120×30)

Slika 18 – Medfrekvenčne tiskanine.

medfrekvenčnih enot so prikazana na sliki 20. Posebnost je vhodni slabilec, kjer so mala klecna stikala 2X2 vgrajena v sendvič med dve mikrotrakasti tiskanini. Mikrotrakasti tiskanini sta zacinjeni v U iz 0.5mm debele medenine z izmerami 40mmX20mmX20mm. V dolgi stranici Uja so še štiri izvrtine premera 5mm za klecna stikala 2X2, v kratkih stranicah pa v vsaki po ena izvrtina premera 3.2mm za koaksialni kabel. Vhodni slabilec ne potrebuje pokrova.

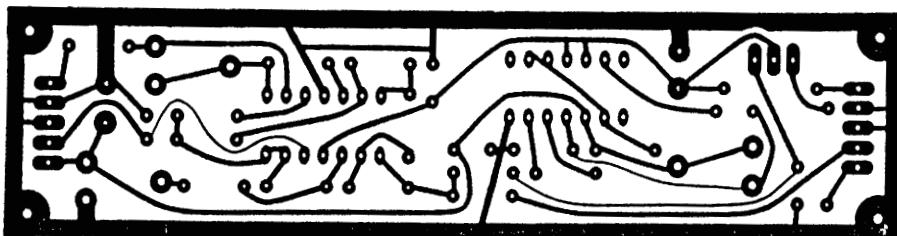
Oba mikrovalovna mešalnika in vse štiri medfrekvenčne enote so vgrajene v medeninast okvir z izmerami

120mmX30mm, le oba VCOja gresta v manjšo škatlico 80mmX20mm. Obe vrsti škatlic imajo samo gornje pokrove, kot je to prikazano na sliki 20. Za okvirje priporočam medenino debeline 0.5mm, medtem ko za pokrove zadošča 0.4mm ali 0.3mm. V mikrovalovnih enotah je pod pokrov vgrajen še absorber.

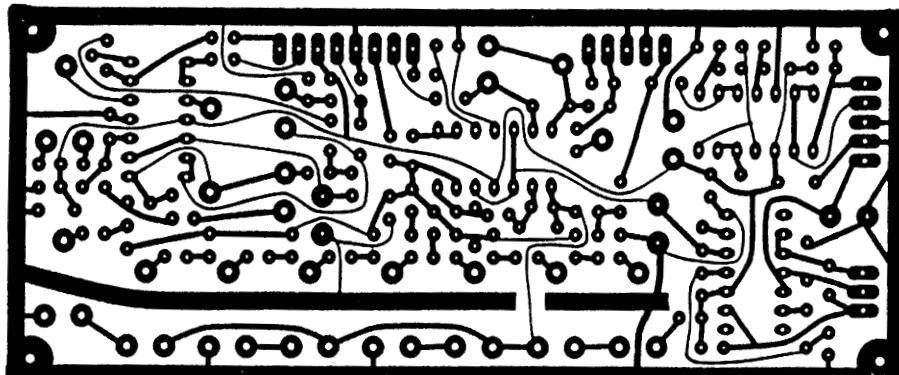
Škatli mikrovalovnih mešalnikov sicer prečno prebada poltrdi kabelček UT-085, ki tvori simetrirni transformator mešalnika. Pred vgradnjo plašč kabelčka najprej pocinimo v dolžini približno 35mm, da se teflon razlezne, kolikor pač hoče. Nato oklop zarežemo 17mm od konca,

prelomimo in razpoko raztegnemo na približno 1mm. Tako pripravljen kabelček zacinimo na tiskano vezje ter poskrbimo za dober spajkan spoj z obema dolgima stranicama medeninastega okvirja. Zacinjeni kabelček štrli na eni strani za približno 2mm iz okvirja, na drugi strani pa kabelček odpeljemo do VCOja.

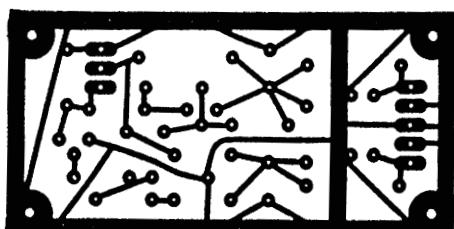
Razporeditev enot spektralnega analizatorja je prikazana na sliki 21. Škatla spektralnega analizatorja ima izmere: širina 220mm, globina 240 mm in višina 65mm. Sredi škatle je vgrajena nosilna plošča debeline 1mm, tako da ostane zgoraj in spodaj na vsaki strani po 32mm koristne



Video
ojače valnik
(120 x 30)



Izvor žage
in linearizacija
(120 x 50)



DC/DC preverornik
(60 x 30)

Slika 19 - Nizkofrekvenčne tiskanine.

višine za sestavne enote. Za dušenje rezonanc celotne škatle se je izkazal najbolj učinkovit kos absorberja med drugim in tretjim mešalnikom.

Pri razporejanju enot je treba seveda paziti, da so vijaki za pritruditev enot na eni strani dostopni tudi z druge strani. Rezonatorsko sito je pritrjeno na obeh koncih, da pritrilni vijaki ne motijo "vročih" delov sita. Prednjo ploščo vežejo na ogrodje kar TNC konektor, klecna stikala in Helipot potenciometra. Zadnja plošča je dodatno pritrjena na ogrodje s štirimi vijaki M3, saj dve SMA vtičnici ne zadoščata.

Končno, ozivljjanje in popravilo spektralnega analizatorja bo veliko

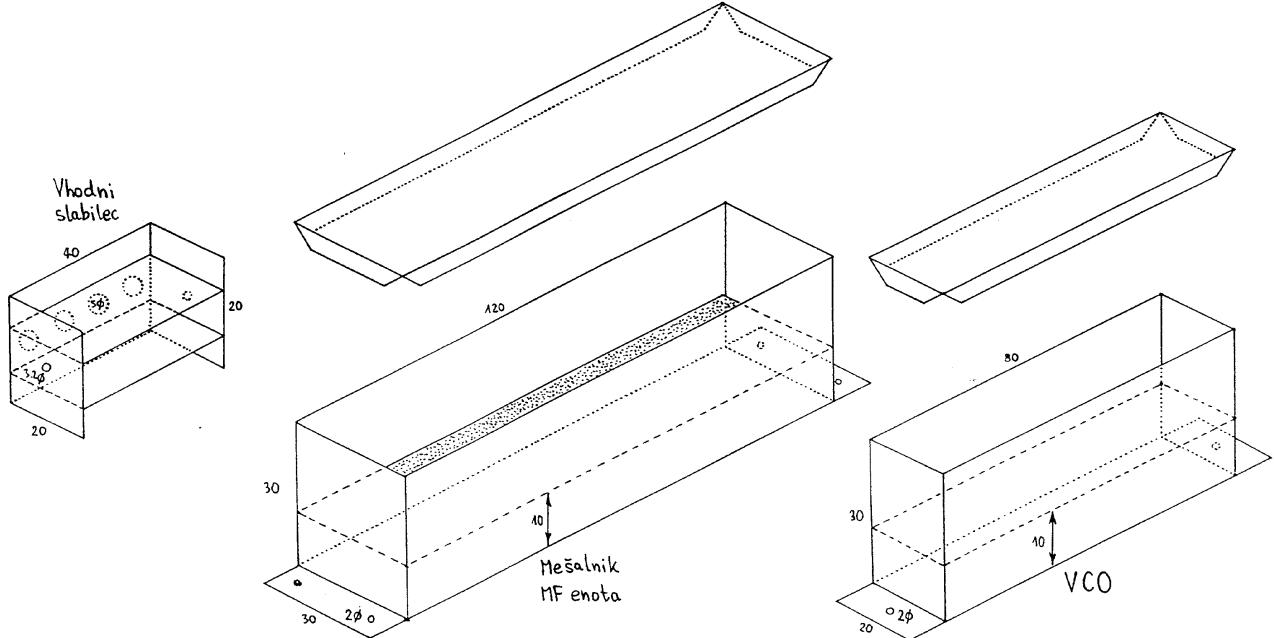
enostavnnejše, če so vtičnice za prikazovalnik enake in enako povezane. Priporočam 6-polno DIN vtičnico s priključki v loku 270 stopinj, povezano kot kaže slika 22. Opisana vtičnica omogoča tudi enostavno priključitev slikovnega pomnilnika.

15. Ozivljjanje spektralnega analizatorja

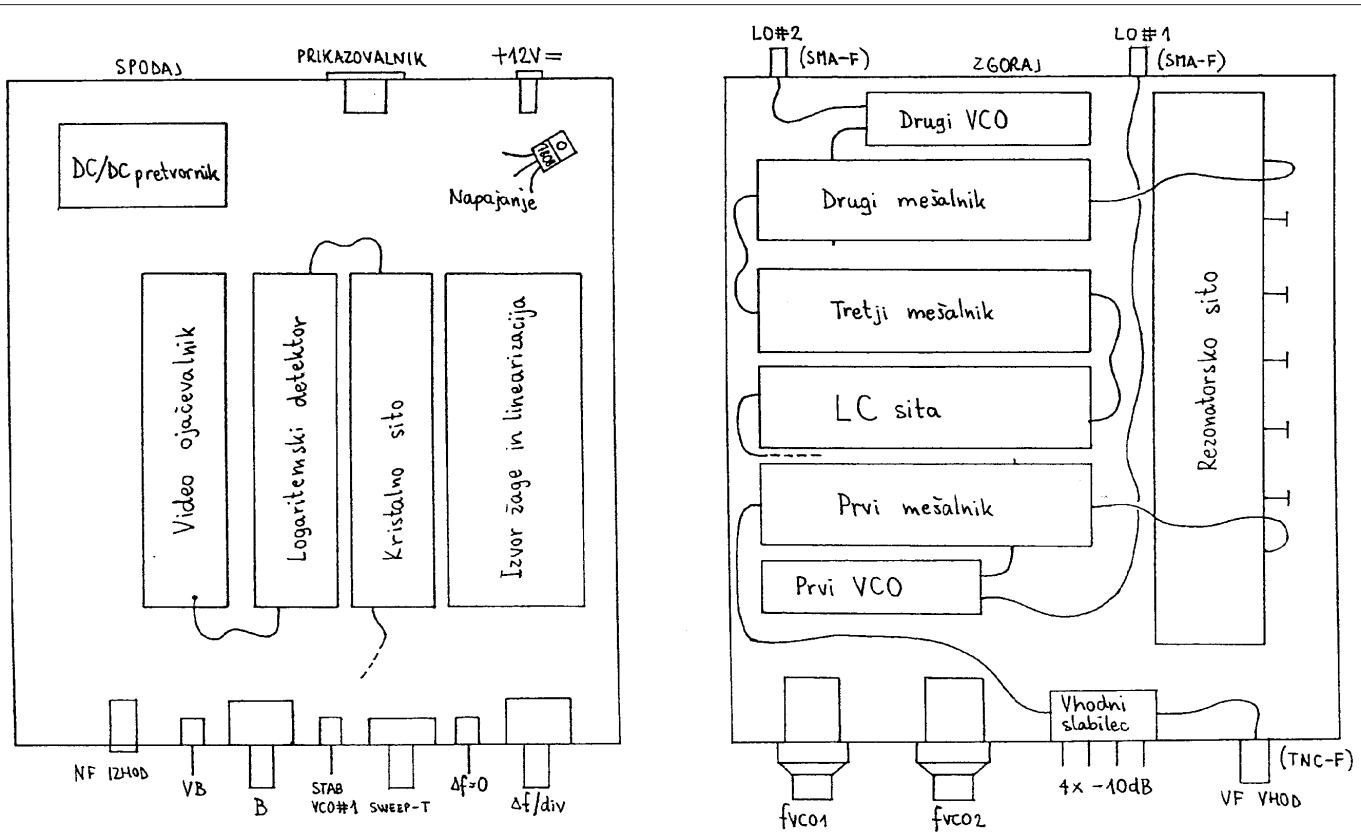
Preden začnemo z gradnjo spektralnega analizatorja je pametno razmisiliti o vrstnem redu gradnje in potrebnih merilnih pripomočkih. Za merilne pripomočke ne zadošča, da jih samo imamo, pač pa da jih tudi

znamo uporabljati. Od merilnih pripomočkov vsekakor potrebujemo unimer in to takšen z analogno skalo (digitalni je neuporaben), grid-dip meter, digitalni frekvenometer s preskalerjem do vsaj 4GHz (glej članek S52ZB v CQ ZRS 2/98) in sondi za merjenje VF moči (glej članek S53KS v CQ ZRS 3/98). Na koncu ne smemo pozabiti na osciloskop, ki bo postal sestavni del spektralnega analizatorja.

Gradnjo spektralnega analizatorja vsekakor začnemo z obema mikrovavovnima VCOjema. Pri obeh VCOjih moramo vsekakor preveriti frekvenčno področje delovanja. Prvi VCO je najzahtevnejši in zanj sta



Slika 20 - Ohišja visokofrekvenčnih enot.



Slika 21 - Razporeditev enot spektralnega analizatorja.

predvideni dve različni tiskanini glede na tolerance razpoložljivih diod BB833. Tiskanina s širšimi rezonatorji sicer pokrije širši frekvenčni pas, vendar z nekaterimi BB833 noče nihati v celiem pasu. Obratno tiskanina z ožjimi rezonatorji vedno

niha, vendar je z nekaterimi drugimi BB833 frekvenčno pokrivanje nezadostno.

Ko oba VCOja delujeta, se lahko lotimo ostalih enot z izjemo LC in kristalnih sit. Delovanje logaritemskoga detektorja z video ojače-

valnikom in tretjega mešalnika lahko zaenkrat preverimo in poglasimo z grid-dip metrom. Delovanje izvora žage, linearizacije in številnih preklopnikov in potenciometrov preverimo kar z osciloskopom, ki ga bomo uporabili kot prikazovalnik. Vse drs-

nike trimerjev v linearizaciji zaenkrat nastavimo na hladni konec uporov.

Brez komplikiranih merilnih instrumentov je verjetno najtežje uglašati rezonatorsko sito. Uглаševalne vijke tega sita nastavimo tako, da so približno 1...2mm nad vročim koncem aluminijastih valjčkov. S frekvenčmetrom in trimerji nato nastavimo drugi VCO na predpisano frekvenco 2.03GHz, s prvim VCOjem pa preletavamo celotno frekvenčno področje. Seveda iščemo "enosmerni špik", ki je značilen za vse visokofrekvenčne spektralce, in nanj poglasimo rezonatorsko sito.

Ko smo našli enosmerni špik in za silo poglasili rezonatorsko sito, se lahko lotimo osnovnih preizkusov spektralca. Ko na vhod priključimo krajšo antenico, bo prav gotovo vidno šavje FM radiodifuznih postaj okoli 100MHz. Še več nam bo povedal enostaven izvor 100MHz z ECL oscilatorjem (slika 23), ki ga priključimo na vhod preko nastavljivega slabilca.

Za nastavitev linearizacije seveda potrebujemo več signalov na znanih frekvencah. Najprimernejši je izvor hamonikov, prikazan na sliki 24, ki ga krmilimo z izvorom 100MHz. Na zaslonu spektralca bomo videli zgoščene črte v pasu od 700 do 1000MHz, izven tega pasu pa se razdalje med črtami povečujejo. Osem trimerjev v linearizaciji moramo poglasiti enostavno tako, da so razdalje med črtami čim bolj enake.

Ko nam spektralni analizator za silo deluje s pasovno širino 4MHz, se lotimo gradnje LC in kristalnih sit. Za kristalno sito moramo najprej najti prave kristale. Računalniški kristali oziroma vsi tisti, ki jih lahko poceni kupimo v trgovinah, so se izkazali povsem neuporabni zaradi množice parazitnih rezonanc. Te rezonance sicer niso vidne v ozkem SSB situ, v širokem situ za spektralni analizator ($B=50\text{kHz}$) pa naredijo pravo katastrofo.

Edini kristali, ki so se izkazali res uporabni, so kristali iz starih FM sit za pasovno širino 30kHz. Takšne kristale običajno dobimo za frekvenco 10.7MHz. Bolj točno, v enem situ dobimo štiri različne pare kristalov. Najti moramo dve enaki siti, iz katerih bomo lahko izdelali štiri spektralne analizatorje.

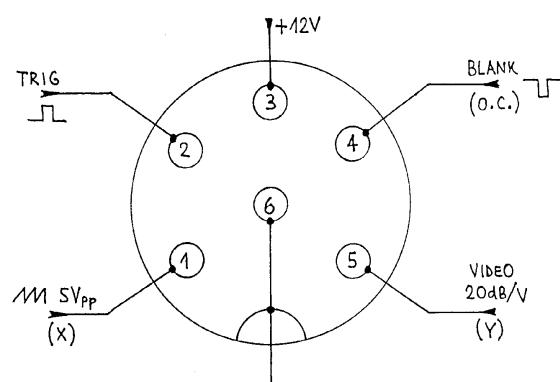
Kristalna in LC sita enostavno uglašujemo na enosmerni špik, ko nam ostanek spektralnega analizatorja vsaj za silo pravilno deluje. Uглаševanje LC sit je običajno enostavno in hitro pridemo do željenega

odziva. Obratno moramo uglaševati vsako stopnjo posebej v kristalnem situ tako, da kratko staknemo ostale tri kristale. S kapacitivnim trimerjem nato poiščemo simetrični odziv, z jedrom tuljave pa čim širše teme krivulje. Postopek večkrat ponovimo za vsak kristal posebej, medtem ko so ostali kristali kratkostaknjeni z upori 100ohm.

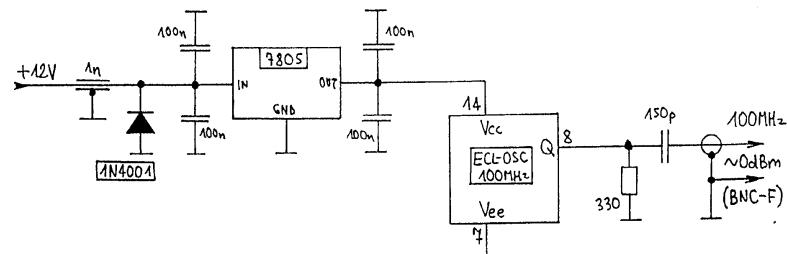
Ko LC in kristalna sita delujejo, lahko dokončno nastavimo linearnost in ojačenje v tretjem mešalniku. Za nastavitev linearnosti privedemo na prvi mešalnik razmeroma močen signal (okoli -10dBm), pasovno širino sita izberemo 150kHz in s trimerjem za linearnost skušamo čim bolj zdušiti brke v pasu +/-2MHz okoli opazovanega signala. Ojačenje nastavimo tako, da z istim sitom 150kHz šum visokofrekvenčnega dela spektralnega analizatorja ravno še prekrije šum detektorja.

Končno nas pri spektralnem analizatorju čakajo še fine nastavitev. Vsa pasovna sita moramo nastaviti na isto frekvenco. Izenačiti moramo tudi vstavitvena slabljenja posameznih sit. Če nas moti "dvigovanje šuma", bo treba popraviti simetrijo prvega mešalnika s kapljicami cina na simetrijnem transformatorju. Nenazadnje je treba nastaviti še preostale trimerje v linearizaciji, da pokrivanje VCOjev v resnici ustreza oznakam na preklopniku.

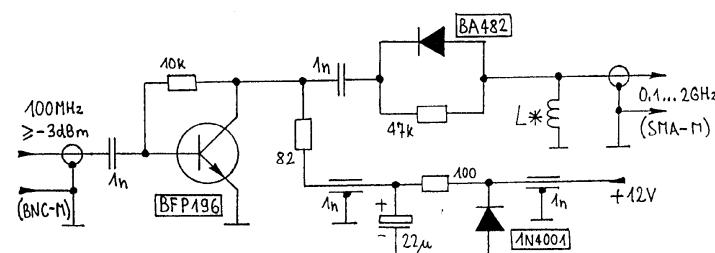
Celo vrsto finih nastavitev lahko seveda opravimo šele za tem, ko določen čas uporabljam spektralni analizator in opazimo napako. Za nekatere nastavitev je potreben sledilni izvor, naprimjer za fino prilagoditev impedance mešalnika na prvi VCO, s katero zmanjšamo globino lukenj v frekvenčnem odzivu spektralnega analizatorja.



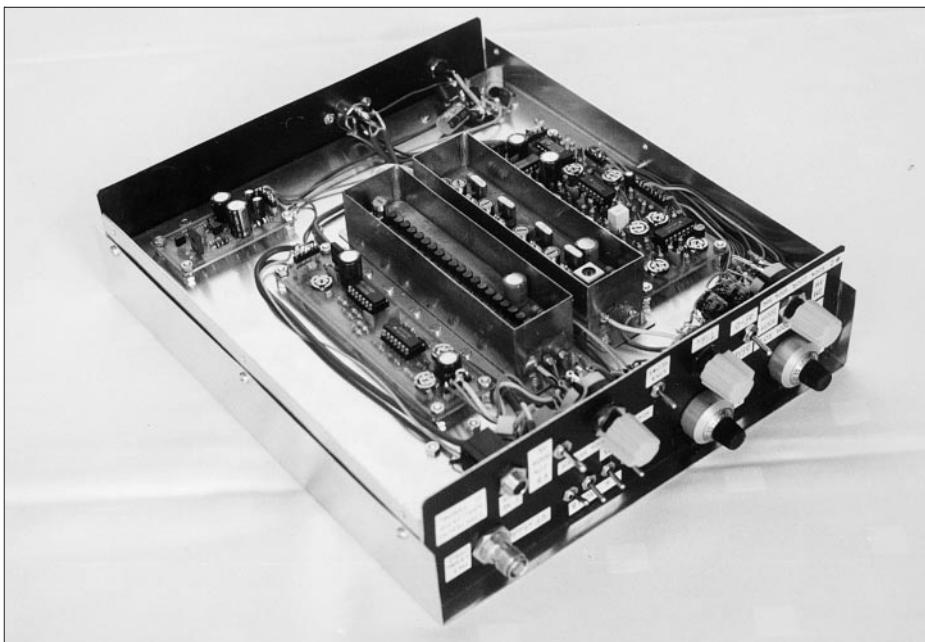
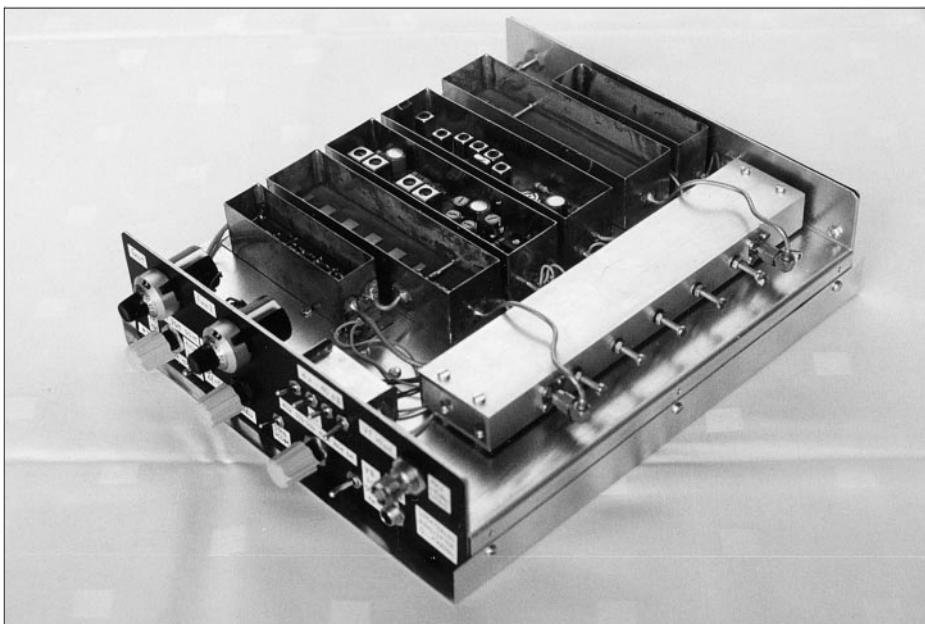
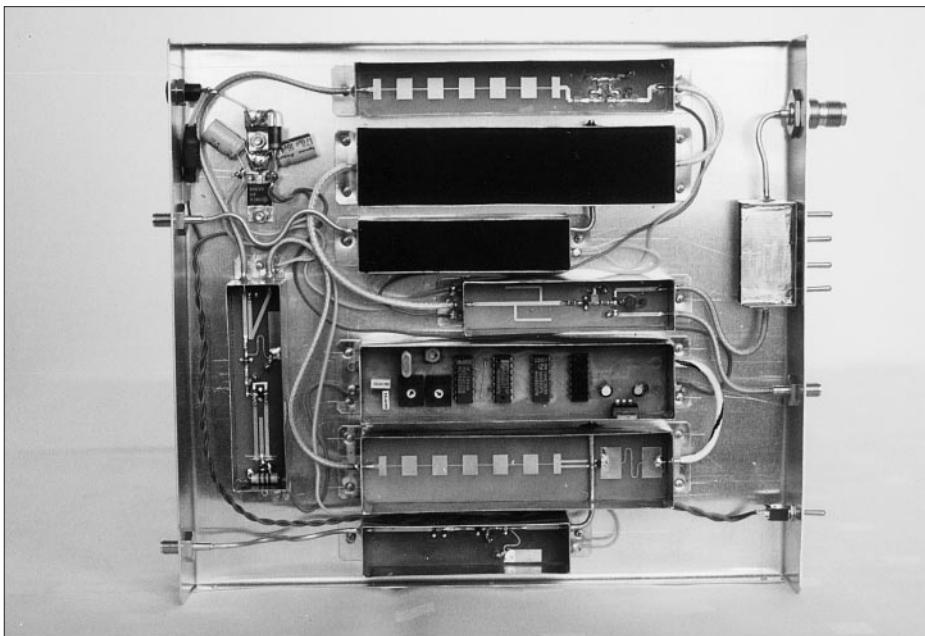
Slika 22 - Vezava vtičnice prikazovalnika.



Slika 23 - Izvor 100MHz.



Slika 24 - Izvor harmonikov do 2GHz.



Sledilni izvor za spektralni analizator 100kHz...1750MHz

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Osnovni načrt sledilnega izvora

Eden osnovnih in zelo uporabnih dodatkov k spektralnemu analizatorju je sledilni izvor (tracking generator). Sledilni izvor proizvaja visokofrekvenčni signal točno na tisti frekvenci, kjer takrat sprejema spektralni analizator. Sledilni izvor zato omogoča meritve odziva posameznih sklopov (sita, ojačevalnikov ipd), ki sami od sebe ne proizvajajo visokofrekvenčnih signalov. Z dodatnim smernim sklopnikom ali mostičkom lahko merimo tudi prilagojenost oziroma impedanco v celotnem frekvenčnem pasu spektralnega analizatorja.

Skoraj vsi proizvajalci spektralnih analizatorjev nudijo sledilne izvore že vgrajene v sam spektralni analizator ali pa kot dodatno opremo. Ker sledilni izvor običajno ne vsebuje zelo dragih sestavnih delov, proizvajalci pa kljub temu zanj zahtevajo četrtino cene spektralnega analizatorja ali celo več, ga radioamaterji pogosto izdelamo sami tudi za kupljene, tovarniške spektralne analizatorje.

V tem sestavku bom opisal sledilni izvor, ki je načrtovan za delovanje s spektralnim analizatorjem, objavljenim na prejšnjih straneh. Ker večina tovarniških spektralnih analizatorjev uporablja podobne vrednosti prve medfrekvence v pasu 2...3GHz, je verjetno večina vezij predstavljenega sledilnega izvora uporabnih tudi v povezavi s tovarniškimi spektralnimi analizatorji. Točno vezje sledilnega izvora je seveda treba prilagoditi VCOjem in mešalnikom v uporabljenem spektralnem analizatorju.

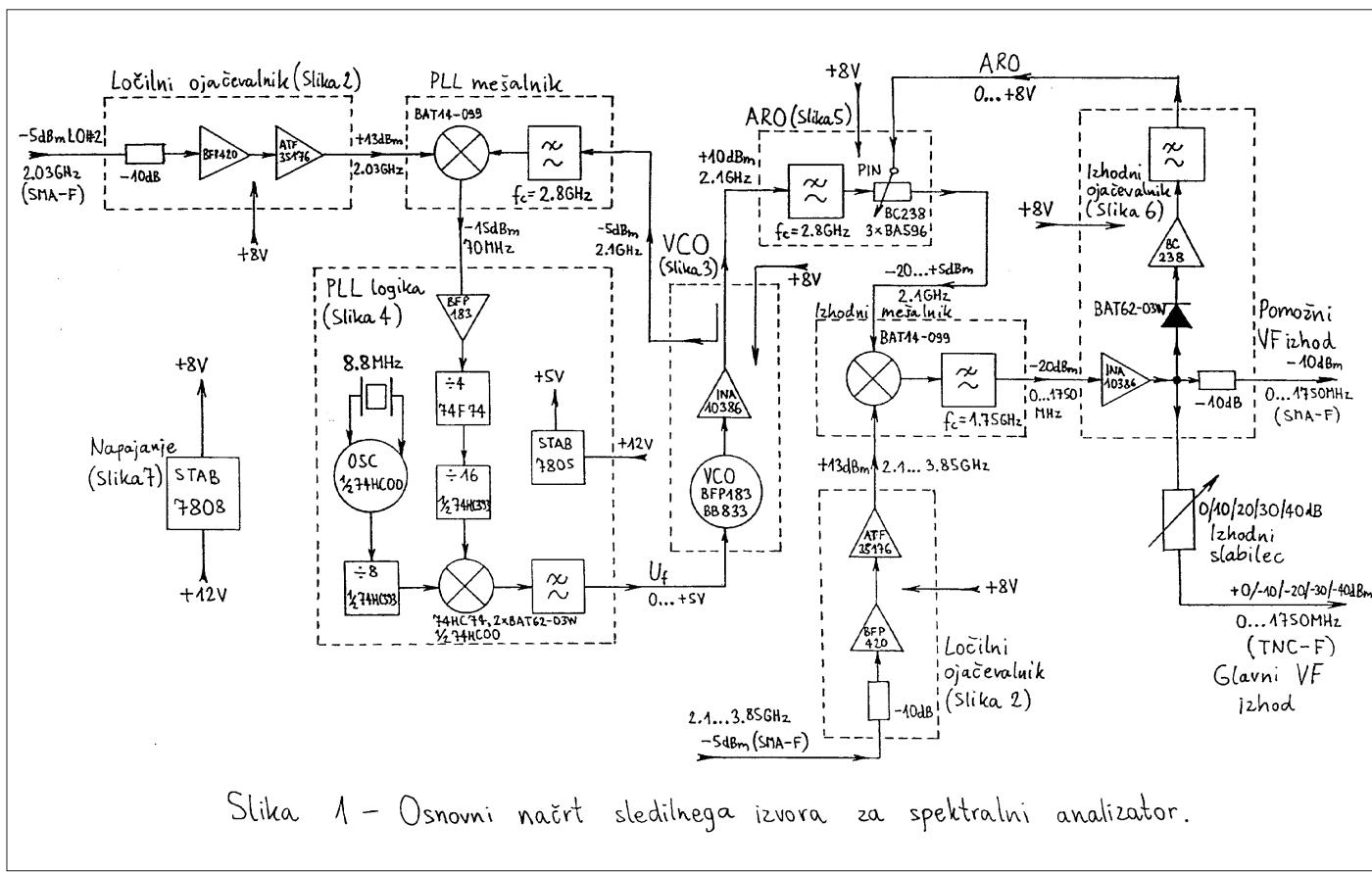
Sledilni izvor mora pravzaprav sestaviti izhodni signal točno v obratnem vrstnem redu, kot potekajo mešanja frekvenc v spektralnem analizatorju. Sledilni izvor zato potrebuje vse signale spremenljivih oscilatorjev (VCOjev) iz spektralnega analizatorja. Spektralni analizatorji so v ta namen opremljeni z VF izhodi prvega, drugega ali celo tretjega VCOja.

Spektralni analizator vsebuje dva spremenljiva oscilatorja (VCOja) za prvo in drugo mešanje. Takšnemu postopku mešanja signalov je prirejen tudi osnovni načrt sledilnega

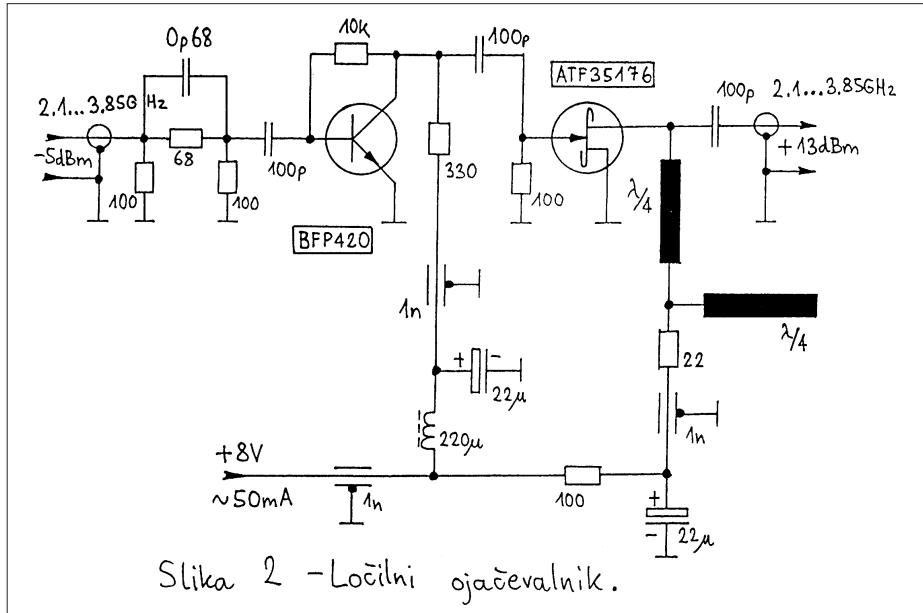
izvora, prikazan na sliki 1. Sledilni izvor mora najprej prišteti vrednost druge, nespremenljive medfrekvence 70MHz signalu drugega VCOja na 2.03GHz (+/-10MHz). Vsota daje prvo medfrekvenco okoli 2.1GHz, ki se nato odšteje od frekvence prvega VCOja 2.1...3.85GHz. Avtomatska regulacija ojačanja (ARO) poskrbi, da se jakost izhodnega signala čimmanj spreminja v celotnem pasu 0...1750MHz.

Seštevanja in odštevanja frekvenc so lahko izvedena na različne načine: mešalniki in sita oziroma fazno-sklenjene zanke (PLL). V sledilnem izvoru so vsi signali razmeroma močni in moramo vedno paziti na neželjene proizvode mešanja. Na drugi strani pa toplotni šum niti zdaleč ni tako nadležen kot v spektralnem analizatorju in drugih sprejemnikih. Končno moramo pri načrtovanju sledilnega izvora preprečiti potovanje signalom po neželjenih poteh s primernim oklapljanjem enot in uporabo ločilnih ojačevalnikov.

V prikazanem sledilnem izvoru je prvo seštevanje frekvenc 70MHz in 2.03GHz izvedeno s fazno-sklenjeno



Slika 1 – Osnovni načrt sledilnega izvora za spektralni analizator.



Slika 2 - Ločilni ojačevalnik.

zanko (PLL), drugo seštevanje (odštevanje) 2.1...3.85GHz manj 2.1GHz pa z mešalnikom in nizkoprepustnim sitom na izhodu. Dva ločilna ojačevalnika zapirata pot neželenim signalom iz sledilnega izvora nazaj v VCOja v spektralnem analizatorju. ARO nastavi jakost izhodnega signala na 1mW (+0dBm), ki jo s slabilcem po želji znižamo do -40dBm. Pomožni izhod -10dBm je predviden za frekvencmeter.

Opisani sledilni izvor je sestavljen iz devetih oklopljenih visokofrekvenčnih enot in napajalnika. Nekatere enote so popolnoma enake tistim iz spektralnega analizatorja: mešalnik v PLLju je enak drugemu mešalniku v spektralnem analizatorju, izhodni mešalnik z nizkoprepustnim sitom pa prvemu mešalniku v spektralnem analizatorju. Tudi izhodni slabilec s koraki po 10dB je izdelan povsem enako kot slabilec na vhodu spektralnega analizatorja. Opisa vseh teh enot v tem sestavku seveda ne bom ponavljjal.

2. Ločilna ojačevalnika

Sledilni izvor vsebuje dva enaka ločilna ojačevalnika za signala obeh VCOjev v spektralnem analizatorju. Ločilna ojačevalnika imata dve nalogi: ojačiti signala VCOjev na približno 20mW (+13dBm) za krmiljenje mešalnikov in preprečiti motilnim signalom pot nazaj v VCOja ter od tam naprej v oba mešalnika v samem spektralnem analizatorju.

Načrt (enega) ločilnega ojačevalnika je prikazan na sliki 2. Ločilni ojačevalnik vsebuje -10dB slabilec in dve ojačevalni stopnji.

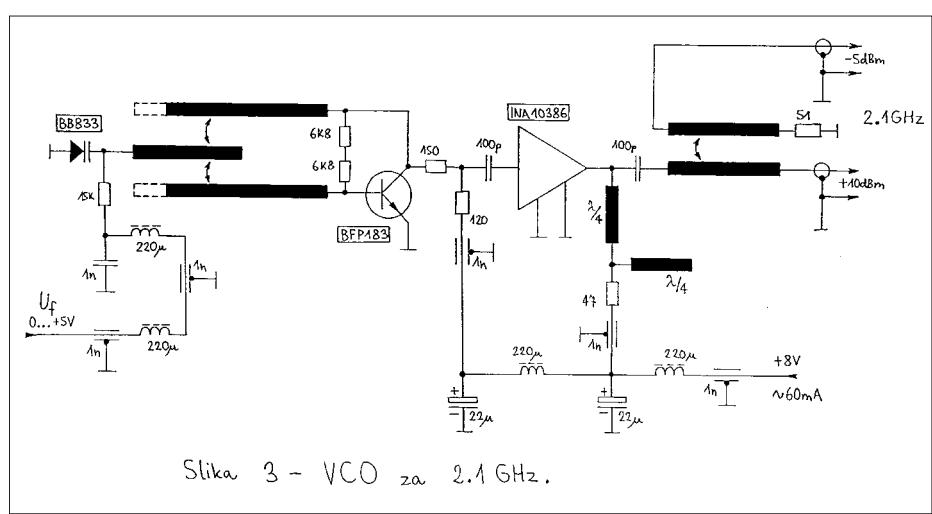
stopnje lahko sicer precej odstopa zaradi toleranc Idss tranzistorja ATF35176, vendar to ne moti delovanja ojačevalnika. Odstopanje napetosti ponora (Uds) v mejah 2...3.5V je povsem običajno.

3. PLL za 2.1GHz

Prvi korak obdelave signalov v sledilnem izvoru je seštevanje frekvenč drugega VCOja in druge medfrekvence. Sledilni izvor mora seveda sam vsebovati oscilator, ki proizvaja natančno vrednost druge medfrekvence (približno 70MHz). Seštevanje 70MHz in 2.03GHz bi sicer lahko enostavno izvedli z mešalnikom, le izsejati neželjene produkte mešanja (predvsem zrcalno na 1.96GHz in ostanke 2.03GHz) ni prav enostavno: potrebovali bi veliko in komplikirano rezonatorsko sito za 2.1GHz kot v prvi medfrekvenci spektralnega analizatorja ter avtomatsko regulacijo ojačenja, da mešalnika ne bi prekrmlili.

Isto naložo enostavnejše in boljše opravi fazno-sklenjena zanka (PLL) s svojim lastnim VCOjem. VCO te zanke niha na izhodni frekvenci 2.1GHz. Delček signala na 2.1GHz mešamo s signalom drugega VCOja spektralca na 2.03GHz, razliko primerjamo z željeno vrednostjo 70MHz ter glede na rezultat primerjave popravljamo frekvenco VCOja na 2.1GHz. Tako dobljeni signal na 2.1GHz je spektralno zelo čist brez uporabe zahtevnih (gradnja in uglashevanje) rezonatorskih sit. Seveda moramo PLL načrtovati tako, da se zanesljivo ujame in dovolj hitro sledi spremembam, ko je drugi VCOja spektralca krmiljen z izvorom žagaste napetosti.

VCO za 2.1GHz je prikazan na sliki 3 in je zelo podoben drugemu VCOju



Slika 3 - VCO za 2.1 GHz.

na 2.03GHz v spektralnem analizatorju. Tudi VCO na 2.1GHz je ozkopasoven in vsebuje le eno varikap diodo BB833, mikrotrakasto interdigitalno sito v povratni vezavi tanzistorja BFP183 ter izhodni ločilni ojačevalnik z integriranim vezjem INA10386. Del izhodnega signala na 2.1GHz (okoli -5dBm) se odcepi preko sklopnika za krmiljenje PLL mešalnika.

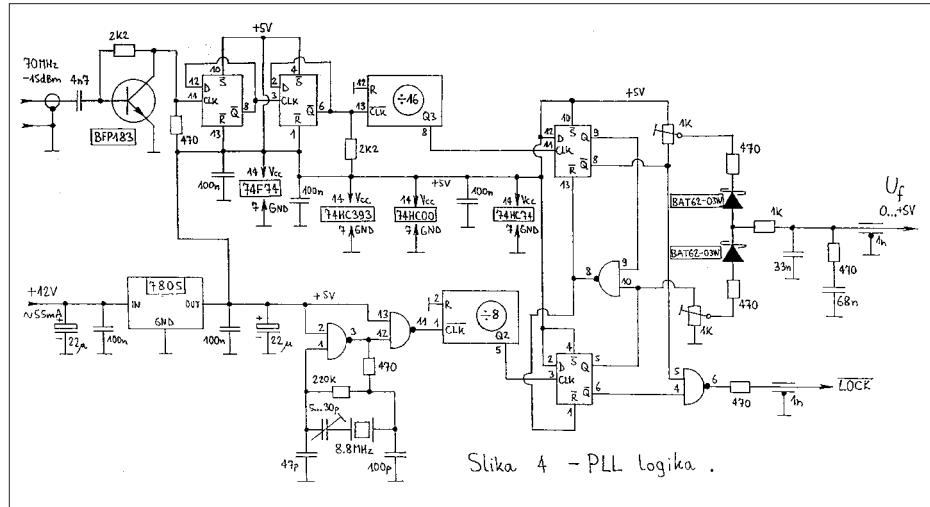
VCO na 2.1GHz je izdelan na povsem enakem tiskanem vezju kot drugi VCO spektralca. Zaradi višje frekvence delovanja sta oba trakasta voda v bazi in kolektorju BFP183 skrajšana po 2mm vsak (na odprttem koncu). Uporabljena je tudi drugačna varikap dioda, predvsem pa je spremenjeno nizkprepustno sito za krmilno napetost, saj mora frekvenčno/fazni primerjalnik razmeroma hitro krmiliti varikap diodo.

Kot mešalnik je v PLLju uporabljeno kar enako vezje kot za drugi mešalnik v spektralnem analizatorju. Izvod VCOja na 2.1GHz je priključen na nizkprepustno sito z mejno frekvenco 2.8GHz. Ločilni ojačevalnik je priključen na simetrirni člen namesto drugega VCOja. Razliko obeh frekvenc (70MHz) dobimo preko nizkprepustnega sita z mejno frekvenco 800MHz.

Za primerjavo med nazivno vrednostjo 70MHz in dobljeno razliko ter krmiljenje VCOja na 2.1GHz poskrbi PLL logika, ki je prikazana na sliki 4. Vezje PLL logike je pravzaprav le izboljšana zelo zanesljivega PLLja iz WBFM postaje za packet-radio (CQ ZRS 3/93) z uporabo novejših sestavnih delov. Vezje vsebuje kristalni oscilator, dva delilnika za merjeni in referenčni signal ter frekvenčno/fazni primerjalnik.

Pred ukljenitvijo PLLja lahko frekvenca razlike mešanja močno odstopa od nazivnih 70MHz. Gornjo mejo postavlja vhodni delilnik 74F74, ki s prikazanim krmilnikom (BFP183) zanesljivo deli frekvence vse do 140MHz. Frekvenca razlike mešanja se deli s 64, referenčna frekvenca kristalnega oscilatorja na 8.8MHz pa z 8. Primerjalna frekvenca zato znaša 1.1MHz, kar omogoča hitro zasledovanje frekvence drugega VCOja spektralca, ko tega krmili žagasta napetost.

Frekvenca referenčnega kristalnega oscilatorja je izbrana tako, da njen osmi harmonik ustreza drugi medfrekvenci spektralnega analizatorja. Točna vrednost torej zavisi od kristalov v tretjem mešanju (običajno



Slika 4 - PLL logika .

60.000MHz) in kristalnem situ (običajno 10.700MHz) spektralnega analizatorja. Za nazivno vrednost medfrekvence 70.700MHz naj bi kristalni oscilator nihal na 8837.5kHz, kar se običajno da doseči s CB kristalom za 26.510MHz na svoji osnovni rezonančni frekvenci.

Območje izhodne napetosti frekvenčno/faznega primerjalnika je največ 0...5V, a še to je za delovanje PLLja preveč, saj lahko frekvenca razlike mešanja naraste preko 140MHz. Območje izhodne napetosti je zato nastavljivo z dvema trimnjema 1kohm, da je frekvenca razlike mešanja omejena na vrednost, ki jo PLL logika zanesljivo zmore obdelati. "Charge-pump" vezju z diodama BAT62-03W sledi običajno RC nizkprepustno sito, ki določa čas vnihanja in stabilnost fazno-sklenjene zanke.

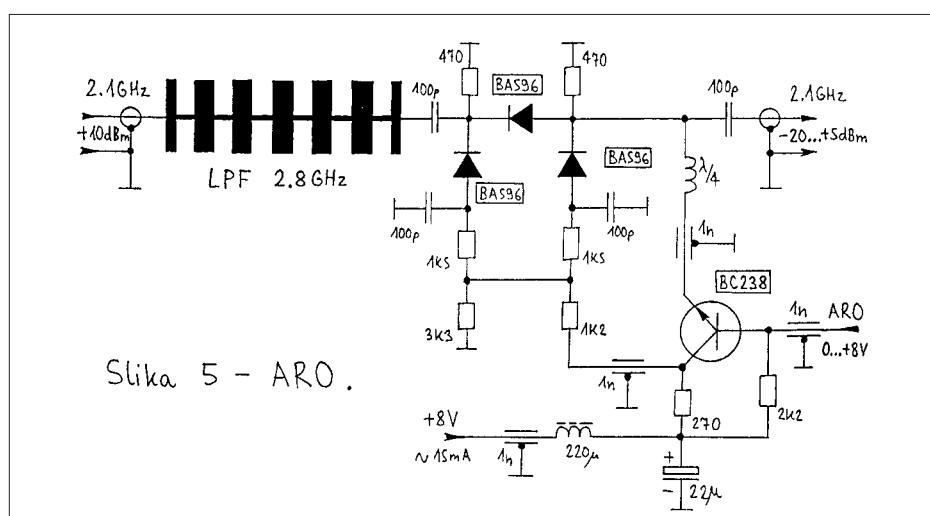
4. Izhodni mešalnik z ojačevalnikom in ARO

Drugi korak obdelave signalov v sledilnem izvoru je odštevanje frek-

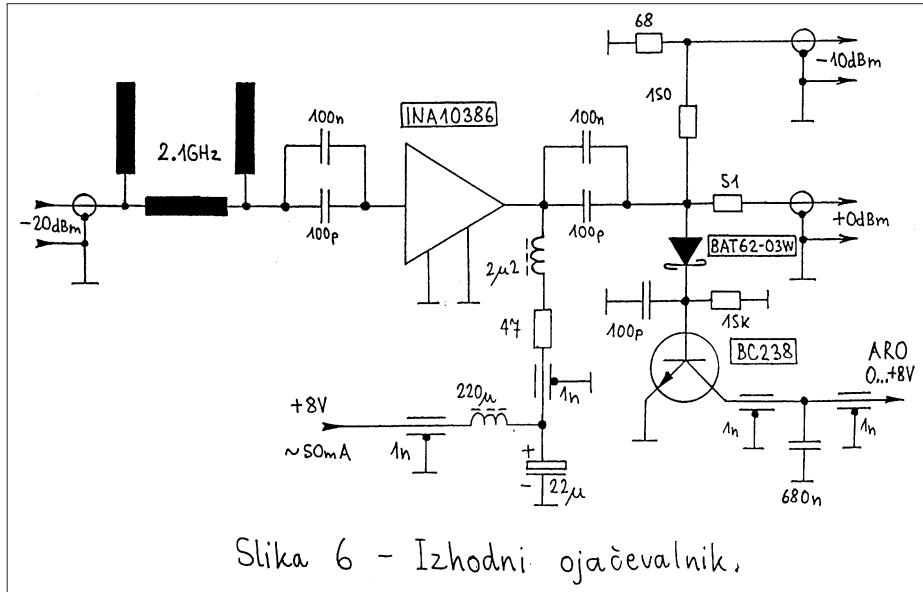
vence signala na 2.1GHz (prva medfrekvencia spektralca) od frekvence prvega VCOja spektralnega analizatorja 2.1...3.85GHz. Pri pravilno načrtovanem izhodnem mešalniku lahko vse neželjene proizvode mešanja preprosto odstranimo z nizkprepustnim sitom na izhodu, kjer ostane le željeni signal v pasu 0...1750MHz. V tako širokem razponu izhodnih frekvenc je fazno-sklenjena zanka dosti teže izvedljiva.

Kot izhodni mešalnik je v sledilni izvor vgrajena kar enota prvega mešalnika spektralnega analizatorja, ki vsebuje tudi nizkprepustno sito z mejno frekvenco 1.75GHz. Signal prvega VCOja v pasu 2.1...3.85GHz gre preko ločilnega ojačevalnika na simetrirni člen mešalnika brez kakšne posebne obdelave. Harmoniki prvega VCOja oziroma prekrmiljenje mešalnika s signalom prvega VCOja spektralca namreč ni škodljivo, saj ne povzroča nobenih neželenih proizvodov mešanja, ki se jih ne bi dalo izsejati z enostavnim nizkprepustnim sitom.

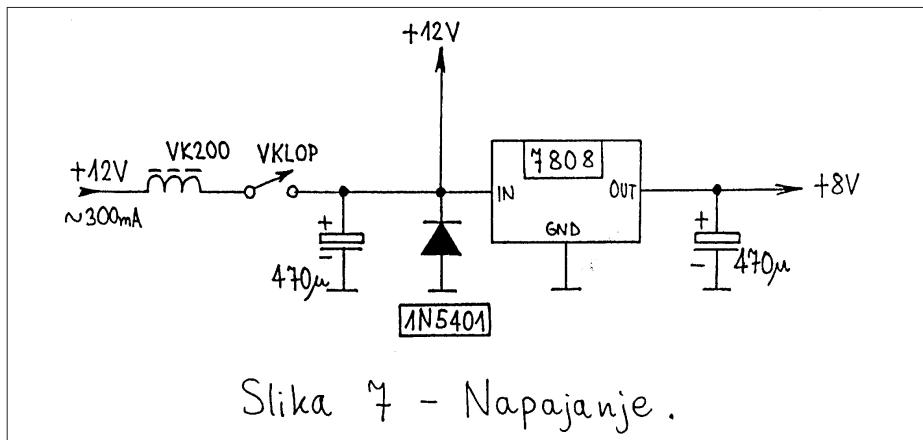
Signal 2.1GHz, ki prihaja iz fazno-sklenjene zanke, zahteva dosti



Slika 5 - ARO .



Slika 6 - Izhodni ojačevalnik.



Slika 7 - Napajanje.

bolj skrbno obdelavo. Harmoniki 2.1GHz oziroma prekmiljenje izhodnega mešalnika s tem signalom naredijo kopico neželjenih produktov mešanja, ki padejo v izhodni frekvenčni pas 0...1750MHz. Pri uporabi sledilnega izvora s spektralnim analizatorjem kot selektivnim merilnim spremennikom opisani neželjeni izhodni signali sicer niso zelo nevarni, vendar lahko povzročijo neželjene odzive merjenca, če tudi ta vsebuje nelinearne sestavne dele.

Iz izhodnega signala fazno-sklenjene zanke na 2.1GHz odstrani neželjene harmonike nizkoprepustno sito, jakost signala pa nastavi slabilec s PIN diodami. Obe omenjeni vezji sestavljata enoto ARO, ki je prikazana na sliki 5. Enota ARO zagotavlja, da dobi izhodni mešalnik res čist signal na 2.1GHz in ni s tem signalom nikoli prekmiljen.

Nizkoprepustno sito ima mejno frekvenco 2.8GHz. Podobno, vendar krajše sito je vgrajeno še v enoto izhodnega mešalnika. Nastavljeni slabilec je PI vezje iz treh PIN diod, ki jim z enosmernim tokom nas-

tavljam upornost za visoke frekvence. Tranzistor BC238 poskrbi za to, da dobijo vse tri PIN diode pravilne enosmerne tokove glede na vhodno krmilno napetost 0...+8V. Pri tem krmilna napetost +8V ustreza najmanjšemu slabljenju, krmilna napetost 0V pa največjemu slabljenju.

Ker izhodnega mešalnika ne smemo prekmiliti, je tudi izhodni signal mešalnika razmeroma slaboten, okoli 10uW ali -20dBm. Ker zahtevata večina meritev s sledilnim izvorom kot tudi ARO detektor precej močnejše signale, je na izhod mešalnika priključen še dodaten izhodni ojačevalnik, ki je prikazan na sliki 6.

Izhodni ojačevalnik je izdelan z integriranim vezjem INA10386, ki omogoča ojačenje 26dB in izhodno moč preko 10mW (+10dBm) v celotnem frekvenčnem pasu do 1750 MHz. Ojačevalnik INA10386 seveda potrebuje sklopna kondenzatorja na vhodu in izhodu, ki omejujeta navzdol frekvenčno področje sledilnega izvora na približno 100kHz. Vsak sklopni kondenzator je sestavljen iz vzporedne vezave dveh

SMD kondenzatorjev: 100pF (NP0) za visoke frekvence in preko njega zacinjeni 100nF (Z5U) za nizke frekvence.

Neposredno na izhod ojačevalnika je priključen ARO detektor z diodo BAT62-03W, ki krmili ARO ojačevalnik s tranzistorjem BC238. Kondenzator 680nF določa časovno konstanto ARO. Zaradi velikega ojačenja zanke ARO se izhod ojačevalnika obnaša kot izvor z majhno notranjo impedanco. Glavni 50-ohmski izhod (+0dBm) ima zato zaporedno vezan upor 51ohm. Upora 150ohm in 68ohm omogočata pomožni izhod -10dBm in hkrati poskrbita za enosmerno zaključitev tokokroga ARO detektorja.

Na glavni izhod sledilnega izvora je povezan še izhodni slabilec s štirimi preklopniki, s katerimi nastavljamo izhodno moč sledilnega izvora od -40dBm do +0dBm v korakih po 10-dB. Slabilec je izdelan povsem enako kot vhodni slabilec spektralnega analizatorja, zato tu opisa ne ponavljam.

5. Izdelava sledilnega izvora

Sledilni izvor je izdelan v enaki tehniki gradnje kot pripadajoči spektralni analizator. Vse enote sledilnega izvora so vgrajene v oklopljena ohišja iz 0.5mm debele medeninaste pločevine. Za napajanje +8V včine enot poskrbi stabilizator 7808, prikazan na sliki 7. Le PLL logika ima svoj lastni regulator 7805, ki se napaja neposredno z napetostjo +12V. Sledilni izvor je smiselnopremi s stikalom za vklop na prednji plošči, da lahko takoj preverimo poreklo signalov na zaslonu spektralnega analizatorja.

Z izjemo PLL logike vsebuje sledilni izvor le mikrotrakovaste tiskanine, ki so prikazane na sliki 8. Mikrotrakovaste tiskanine so izdelane iz dvostranskega vitroplasta FR4 debeline 0.8mm povsem enako kot v spektralnem analizatorju. Tiskanina PLL logike je prikazana na sliki 9 in je izdelana na enostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm.

Mikrovalovni absorber (črna pena) je vrajen le v dve enoti: v ločilni ojačevalnik za signal prvega VCOja 2.1...3.85GHz in v izhodni mešalnik. Ostale enote sledilnega izvora običajno ne potrebujejo absorberja v svojih škatlicah. Mikrovalovni absorber tudi ni potreben v prostoru med posameznimi medeninastimi škatlicami.

Razporeditev enot sledilnega izvora je prikazana na sliki 10. Škatla sledilnega izvora ima enako globino (240mm) in širino (220mm) kot spektralni analizator, tako da jo lahko enostavno postavimo pod ali nad spektralni analizator. Višina škatle sledilnega izvora je samo 32mm, saj so vse enote razporejene v eni sami ravnini. Dno škatle je preprosto kos pločevine, upognjen v obliko črke U z nosilnimi ušesi za pokrov, ki je prav tako kos pločevine, upognjen v obliko črke U.

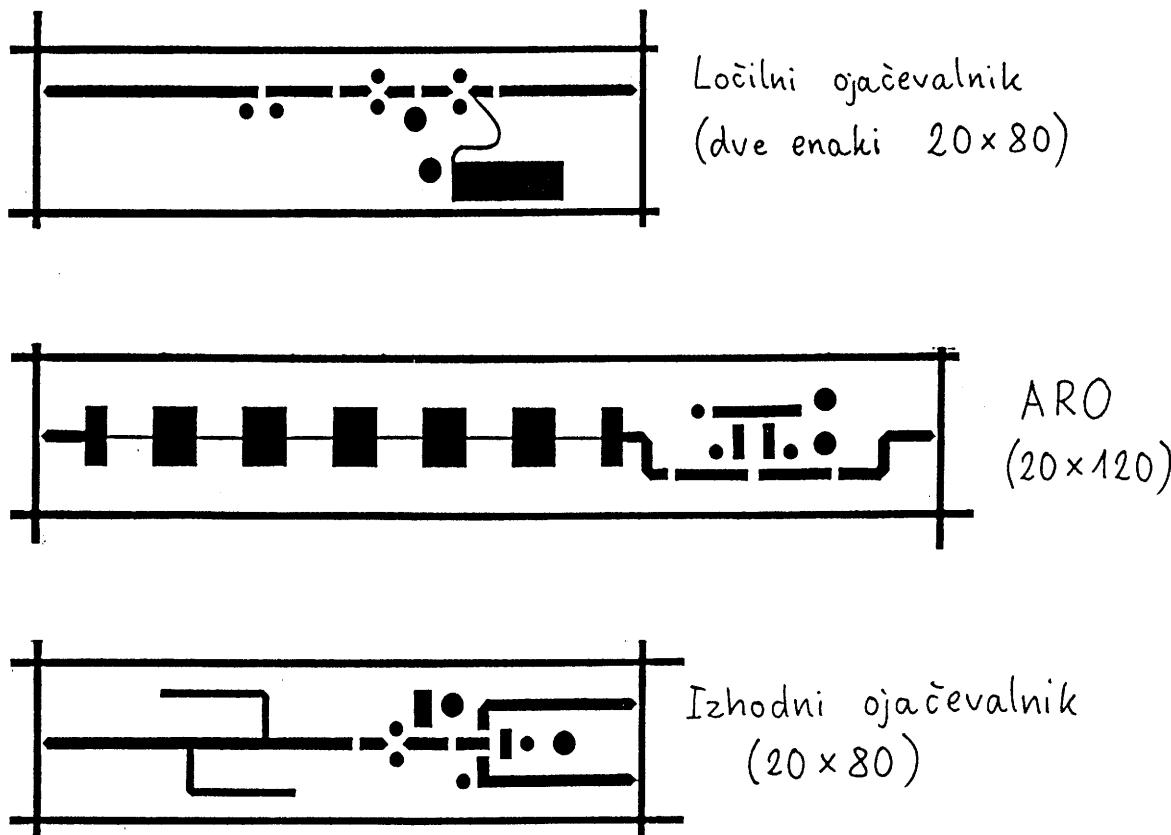
6. Oživljjanje sledilnega izvora

Sledilni izvor je dosti bolj enostavna naprava od spektralnega analizatorja, zato je tudi njegovo oživljjanje enostavnejše. Seveda potrebujemo za oživljjanje spektralni analizator, ki bo sledilnemu izvoru dovajal potrebna signala obeh spremenljivih lokalnih oscilatorjev prvega in drugega mešanja. Pred izdelavo ožičenja med posameznimi enotami sledilnega izvora je seveda smiselno preizkusiti vsaj nekatere enote

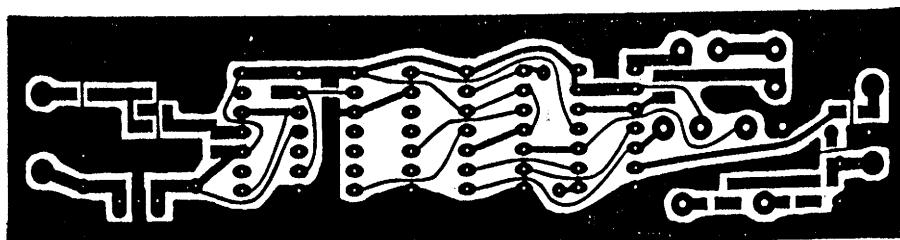
posamezno.

V vseh enotah je smiselno preveriti enosmerne delovne točke polprevodnikov. Na ta način izločimo večino grobih napak. Nato lahko začnemo z visokofrekvenčnim preizkusom enot. Oba ločilna ojačevalnika enostavno preizkusimo tako, da na vhod pripeljemo signal ustreznega VCOja ter pomerimo moč na izhodu.

Pri VCOju za 2.1GHz ne smemo pozabiti skrajšati trakcev na tiskanini, saj je tiskanina sicer prirejena delovanju na nižji frekvenci. Pri



Slika 8 - Mikrotrakaste tiskanine.



Slika 9 - Tiskanina PLL logike (30x120).

krajšanju trakcev seveda sproti preverjamo pokrivanje VCOja pri krmiljenju z napetostjo 0...5V na vari-kap diodi. Nazivno frekvenco 2100 MHz bi morali doseči pri napetosti 3...3.5V, ko imajo trakci pravilne dolžine. Po potrebi pri tem malenkost skrajšamo tudi srednji trakec, večina skrajšanja pa seveda doleti krajna trakca interdigitalnega sita.

V enoti PLL logike najprej preverimo frekvenco kristalnega oscilatorja. Drsnika oben trimerjev nastavimo na vroči konec, da bo razpon izhodnih napetosti največji. Brez vhodnega signala se mora izhodna napetost Uf povzpeti na +5V. Če na vhod preko majhne zankice sklopimo grid-dip meter in vsilimo frekvenco nad 70.7MHz, mora izhodna napetost Uf upasti na 0V.

Iz preizkušenih enot nato sestavimo fazno-sklenjeno zanko in preverimo njeno delovanje. Pri ukljenjeni zanki mora napetost na merilni točki LOCK (ni nikamor povezana) upasti na zelo majhno vrednost (pod 0.2V). Trimerja v PLL logiki končno nastavimo tako, da napetost Uf ne more zapeljati VCOja več kot +/-60MHz od nazivne frekvence 2100MHz. Pri preizkusu PLLja seveda pazimo, da je glavni izhod VCOja zaključen na breme oziroma ga preko slabilca odpeljemo na frekvencmeter.

Ko je PLL preizkušen, povežemo še ostale enote sledilnega izvora. V teh enotah sploh ni nobene nastavitev in moramo le preveriti njihovo delovanje. Spektralni analizator nastavimo tako, da preleta celotno področje 0...1750MHz in ustrezno izberemo največjo možno širino sita v medfrekvenci (4MHz). Ko priključimo izhod sledilnega izvora na vhod spektralnega analizatorja, se mora dvigniti celotna črta od 0 do konca področja. Črta bo verjetno precej nagubana, ampak to bomo reševali kasneje.

Kot prvi poskus preklopimo spektralni analizator na ožje sito v medfrekvenci. Pri 700kHz se črta verjetno še ne premakne, pri ožjih sitih pa začne padati. Črto dvignemo nazaj na svoje mesto s trimerjem pri kristalu v PLL logiki, da na ta način natančno pociljamo drugo medfrekvenco spektralnega analizatorja. Če trimer zaporedno s kristalom ne zadošča, dodamo vzporedni kondenzator ali celo trimer zamenjamo z nastavljivo tuljavo. V skrajnem slučaju, če 60MHz kristal v tretjem mešanju spektralca preveč odstopa,

moramo poiskati drugačen kristal.

Nato preverimo delovanje ARO. Y vhod osciloskopa, ki ga uporabljamo kot prikazovalnik spektralca, odklopimo in priključimo na ARO napetost v sledilnem izvoru. ARO napetost se v skrajnih mejah giblje pasu 0...8V, v pravilno delujočem sledilnem izvoru pa v pasu 1...3V. Prenizka oziroma previsoka ARO napetost nam tudi pove, kaj je narobe z vezji sledilnega izvora. Pri preizkusu ARO mora biti seveda vsaj glavni izhod pravilno zaključen. Pri nezaključenem izhodu bo potek ARO napetosti precej bolj valovit in lahko izpadne iz zahtevanega področja 1...3V.

Preizkus sledilnega izvora je z meritvijo napetosti ARO zaključen, čaka kaj nas le še fine nastavitev tako v spektralnem analizatorju kot v sledilnem izvoru. Predvsem želimo izenačiti odziv spektralnega analizatorja na različnih frekvencah. Sledilni izvor bi moral narediti na zaslonu spektralnega analizatorja ravno črto, v resnici pa dobimo komplikirano vijugo, ki lahko odstopa tudi +/-5dB od srednje vrednosti.

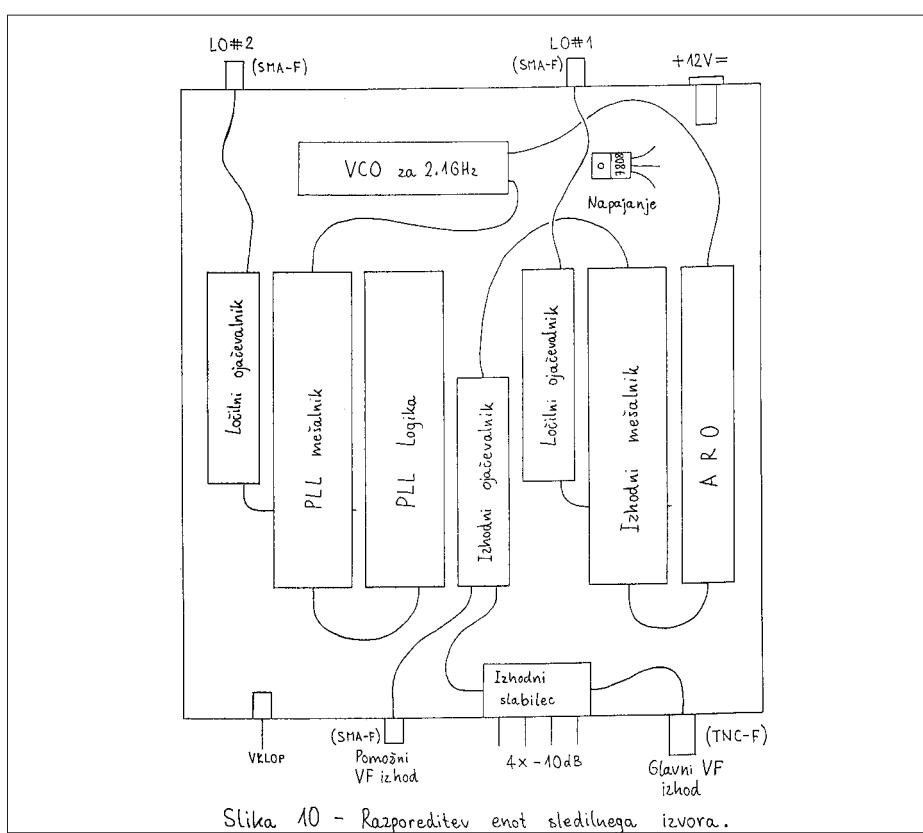
Glavni krivec za neenakomeren odziv spektralnega analizatorja je prvi mešalnik in impedance, na katere je zaključen. S prilagoditvijo impedanc lahko krivuljo odziva precej poravnamo, oziroma premaknemo luknje tja, kjer se kompenzirajo z navzgornjimi bunkami. Nekateri zobčki se precej premaknejo, če spre-

menimo dolžino kabla med prvim mešalnikom in rezonatorskim sitom. Še večje spremembe dosežemo z majhnimi koščki bakrene pločevine, ki jih prispajkamo na izhodni vod prvega VCOja in tako popravimo prilagoditev impedance na mešalnik.

Precejšnjo neprilagoditev impedance, predvsem na frekvencah nad 1GHz, vnašata tudi oba nastavljava slabilca z malimi klecnimi stikali. Pri točnejših meritvah zato rajši uporabimo pomožni izhod sledilnega izvora, ki se izogne vsaj enemu slabilcu na klecna stikala. Še bolj ploščat odziv dosežemo tako, da med sledilni izvor in spektralni analizator vstavimo kvaliteten mikrovalovni slabilec za 10dB ali več.

Če je odziv dokončanega merilnika v mejah +/-2dB v frekvenčnem pasu od 0 do 1.6GHz, smo z rezultatom uglasjevanja lahko zadovoljni. Nad 1.6GHz začne odziv upadati že zaradi nizkoprepustnega sita na vhodu. Točnost meritve +/-2dB je sicer primerljiva s tistim, kar nudijo dosti dražji tovarniški merilniki.

Točnejše meritve bi omogočal slikovni pomnilnik, ki prikaže razliko merjenega in shranjenega (referenčnega) odziva. Takšno enoto lahko dokupimo za večino tovarniških merilnikov oziroma zgradimo sami iz cenenih integriranih vezij za naš spektralni analizator s sledilnim izvorom domače izdelave.



Slika 10 - Razporeditev enot sledilnega izvora.

Harmonski konverter za spektralni analizator

Matjaž Vidmar - S53MV

Spektralni analizator je pravzaprav samo merilni sprejemnik. V povezavi s sledilnim izvorom uporabimo spektralni analizator tudi za merjenje prevajalne funkcije oziroma prilagoditve (impedance) bremena. Frekvenčno področje meritev lahko razširimo z zunanjimi mešalniki in konverterja. Pri tem moramo seveda razmislišti, koliko nas takšna razširitev frekvenčnega področja stane ne samo v smislu cene dodatnih naprav, pač pa tudi dinamičnega področja meritve.

Eden njenostavnejših dodatkov za katerikoli spektralni analizator je prav gotovo harmonski konverter. Osnovni načrt harmonskega konvertera je prikazan na sliki 1. Harmonski konverter vsebuje mikrovavovni oscilator in mešalnik, ki vhodne frekvence meša z osnovno oziroma višjimi harmoniki oscilatorja. Uporabnost naprave dodatno povečuje možnost nastavljanja frekvenčnosti oscilatorja v širšem frekvenčnem pasu.

Harmonski konverter preprosto vstavimo med merjenca in spektralni analizator. Če pri tem dobimo nejasno sliko na zaslonu spektralnega analizatorja, si pomagamo s spremenjanjem frekvenčnosti oscilatorja v harmonskem konverterju, da določimo red harmonika in smer mešanja za posamezne odzive na zaslonu. S spremenjanjem frekvenčnosti oscilatorja se tudi izognemo luknjam harmonskega mešalnika oziroma uporabimo tisti harmonik, ko je mešalnik najbolj učinkovit.

Če nastavimo frekvenčnost oscilatorja natančno na vrednost medfrekvenčnosti spektralnega analizatorja, lahko uporabimo izhod prvega oscilatorja spektralca kot sledilni izvor. Neželeni presluh oscilatorja harmonskega konverterja v prvo medfrekvenčno spektralca preprečimo z ločilnim ojačevalnikom za signal VCOja spektralca ter z nizkoprepustnim sitom na izhodu harmonskega konvertera.

Praktična izvedba harmonskega mešalnika zato vsebuje enak VCO kot v prvem mešanju spektralnega analizatorja, ki pokrije frekvenčno področje 2.1-3.85GHz. Harmonski mešalnik nima nobenega sita na vhodu, da pokrije čim širši frek-

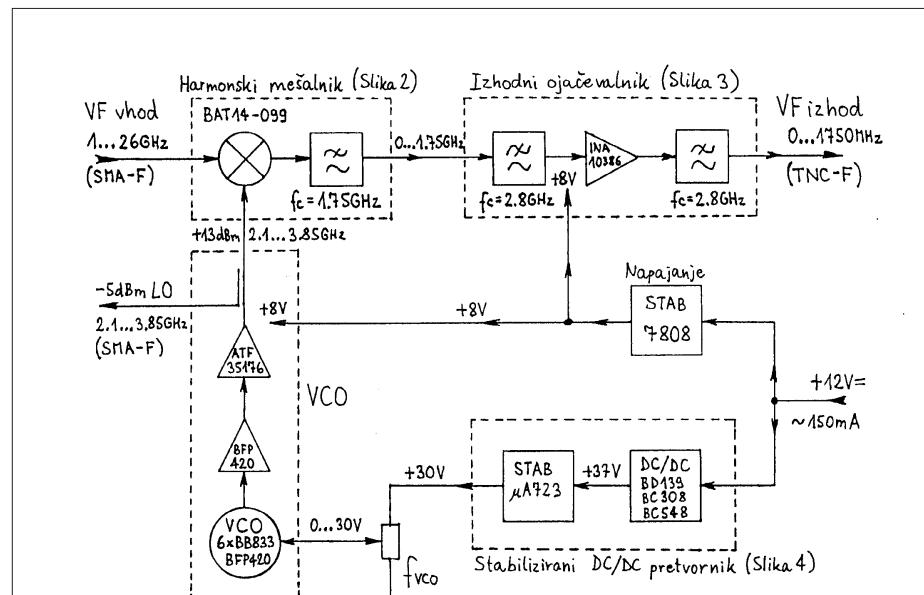
venčni pas. Izhod harmonskega mešalnika je treba skrbno očistiti z več nizkoprepustnimi siti, da ostanki signala oscilatorja in neželenih produktov mešanja ne zaidejo v spektralni analizator.

Harmonski konverter vsebuje tudi širokopasovni izhodni ojačevalnik, ki nadomesti visoke izgube harmonskega mešalnika oziroma pokrije razmeroma veliko šumno število spektralnega analizatorja. Opisani harmonski konverter je sicer izdelan kot samostojna enota v lastnem ohišju in ga lahko uporabimo s katerimkoli

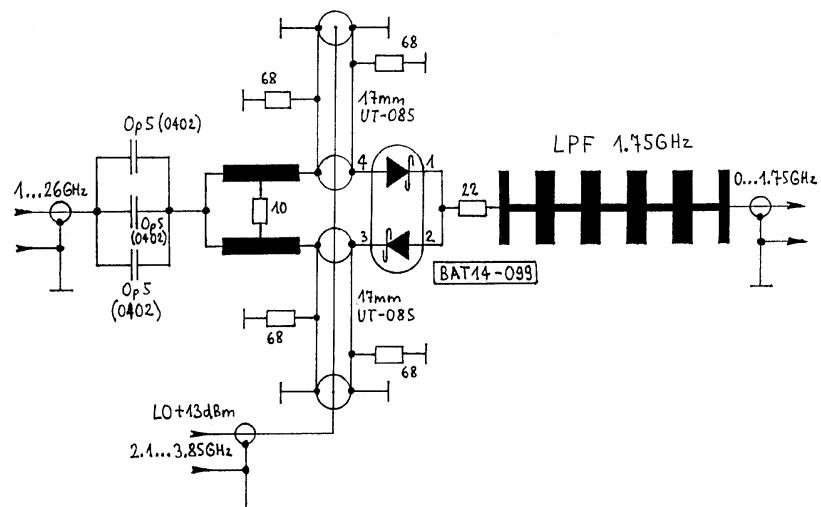
spektralnim analizatorjem s prvo medfrekvenco v pasu med 2 in 3GHz. Harmonski konverter zato vsebuje tudi vse potrebne napajalnike: stabilizator za +8V za napajanje VCOja in izhodnega ojačevalnika ter DC/DC pretvornik in stabilizator za +30V za varikap diode.

2. Harmonski mešalnik

Načrt harmonskega mešalnika je prikazan na sliki 2. Načrt samega mešalnika se sicer kaj dosti ne raz-



Slika 1 - Osnovni načrt harmonskega konvertera za spektralni analizator.



Slika 2 - Harmonski mešalnik.

likuje od prvega ali drugega mešalnika v spektralnem analizatorju. Dvojna schottky dioda BAT14-099 proizvaja obilico harmonikov do vsaj 30GHz, ko jo krmili razmeroma močni (+13dBm ali 20mW) signal osculatorja v pasu 2.1-3.85GHz.

Če naj harmonski mešalnik pokriva celoten mikrovalovni frekvenčni pas brez globokih lukenj, je treba skrbno zadušiti vse neželjene rezonance sestavnih delov vezja. Vhodni signal je zato sklopljen preko SMD kondenzatorjev velikosti 0402. Ker znaša širina enega kondenzatorja komaj 0.5mm, jih vgradimo tri vzporedno, da 50-ohmski mikrotrakasti vod širine 1.5mm ni nikjer preščipnjen.

Neželjene rezonance simetričnega vezja mešalnika s poltrdim kablom UT-085 dušijo širje upori po 68ohm. Tudi upora 10ohm in 22ohm sta namenjena dušenju rezonanc vezja. Končno je pod pokrov medeninaste škatlice z mikrotrakastim vezjem vgrajen mikrovalovni absorber v obliki črne "antistatične" pene.

Harmonski konverter ne vsebuje nobenega vhodnega slabilca. Z amaterskimi sredstvi je namreč težko izdelati dobre slabilce za frekvence nad 10GHz, še težje pa je takšne slabilce preklapljati v vezju. Običajni preklopni (klecna stikala) niso uporabni na frekvencah nad 2GHz. Dodatne slabilce zato po potrebi priključimo kar na vhodno SMA

vtičnico. SMA vtičnica tudi omejuje uporabni frekvenčni pas harmonskega konverterja na približno 26GHz.

3. Izhodni ojačevalnik

Načrt izhodnega ojačevalnika je prikazan na sliki 3. Izhodni ojačevalnik je načrtovan z integriranim vezjem INA10386, ki zagotavlja raven frekvenčni odziv, ojačenje preko 20dB in šumno število pod 4dB v celotnem frekvenčnem pasu do 2GHz. Izhodni ojačevalnik nadomešča velike mešalne izgube v harmonskem mešalniku in hkrati pokriva šum spektralnega analizatorja.

Izhodni ojačevalnik je vgrajen v lastno medeninasto škatlico, saj je dodatno oklapljanje nujno potrebno. Tudi nizkoprepustno sito z mejno frekvenco 1.75GHz na izhodu harmonskega mešalnika ne zadošča. Izhodni ojačevalnik zato vsebuje dve dodatni nizkoprepustni siti z mejno frekvenco 2.8GHz, ki skupno s sitoma v harmonskem mešalniku ter vhodnem mešalniku spektralca preprečita nastanek "brkov" in drugih neželjenih odzivov. Ker povzročajo "brke" tudi višje harmoniske VCO-ja v konverterju, potrebuje tudi ozka in dolga škatlica ločilnega ojačevalnika mikrovalovni absorber pod pokrovom.

Ojačevalnik INA10386 seveda potrebuje sklopna kondenzatorja na vhodu in izhodu, ki navzdol omejujeta pas izhodnih frekvenc na približno 100kHz. Ker harmonski konverter običajno uporabljamo pri večjih pasovnih širinah medfrekvence spektralnega analizatorja (150kHz in več), omenjene frekvenčne omejitve navzdol običajno sploh ne opazimo. Vsak sklopni kondenzator je sestavljen iz vzporedne vezave dveh SMD kondenzatorjev: 100pF (NP0) za visoke frekvence in preko njega zacinjeni 100nF (Z5U) za nizke frekvence.

4. Napajalniki

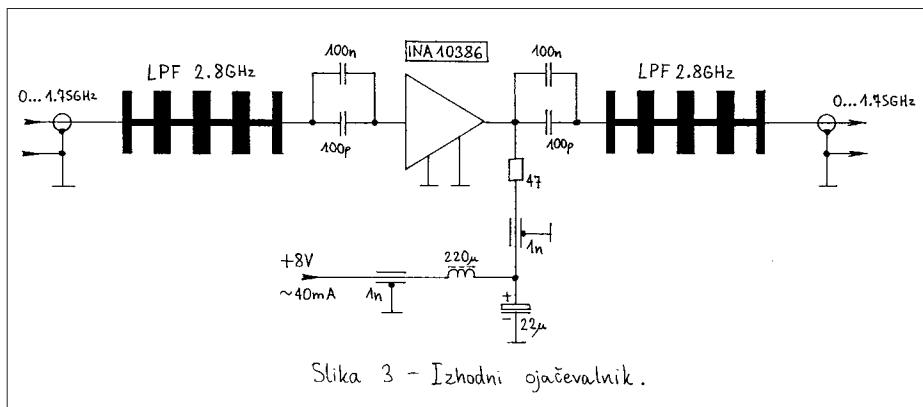
Za napajanje VCO-ja in izhodnega ojačevalnika poskrbi integrirani regulator 7808. Vezava regulatorja je povsem enaka tisti v spektralnem analizatorju (slika 16) oziroma v sledilnem izvoru (slika 7). Harmonski konverter je običajno stalno vključen, da se VCO ogreje na stabilno temperaturo in se njegova frekvenca čimmanj seli. Harmonski konverter zato nima stikala za vklop.

Varikap diode v VCO-ju seveda potrebujejo precej višjo napetost do +30V, da VCO pokrije široko področje od 2.1GHz do 3.85GHz. Razen tega mora biti krmilna napetost VCO-ja zelo dobro stabilizirana in filtrirana, saj se v harmonskem konverterju vsakršna nestabilnost frekvence osculatorja še množi z redom harmonika.

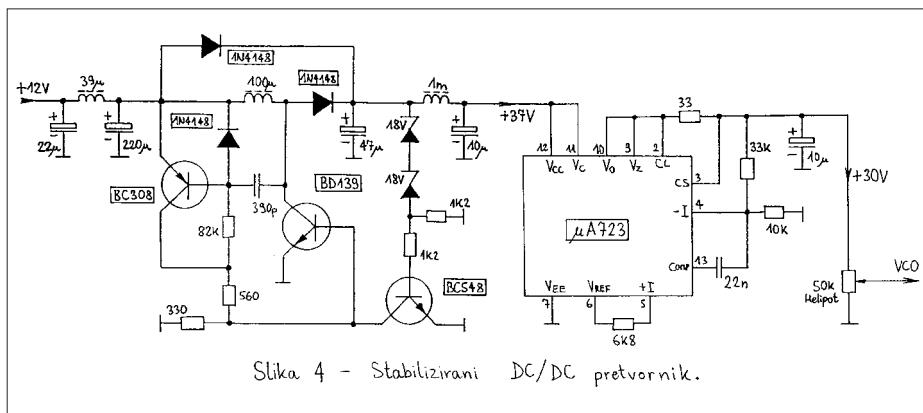
Napajalnik za varikap diode je prikazan na sliki 4. Napajalnik vsebuje switching DC/DC pretvornik s tranzistorji BC308 in BD139. Za grobo stabilizacijo izhodne napetosti +37V poskrbita dve zener diodi za 18V in tranzistor BC548. Napetost +37V na izhodu DC/DC pretvornika seveda niti zdaleč ni dovolj stabilna za neposredno napajanje varikap diod v VCO-ju.

Za dodatno stabilizacijo izhodne napetosti na +30V poskrbi integrirano vezje uA723. Zaradi majhne porabe na +30V (edini merljivi porabnik je potenciometer) zadošča že sam uA723 brez dodatnih močnostnih polprevodnikov. uA723 seveda še vedno potrebuje peščico uporov za nastavitev izhodne napetosti in tokovne omejitve ter nekaj kondenzatorjev, ki preprečujejo divjanje povratne vezave.

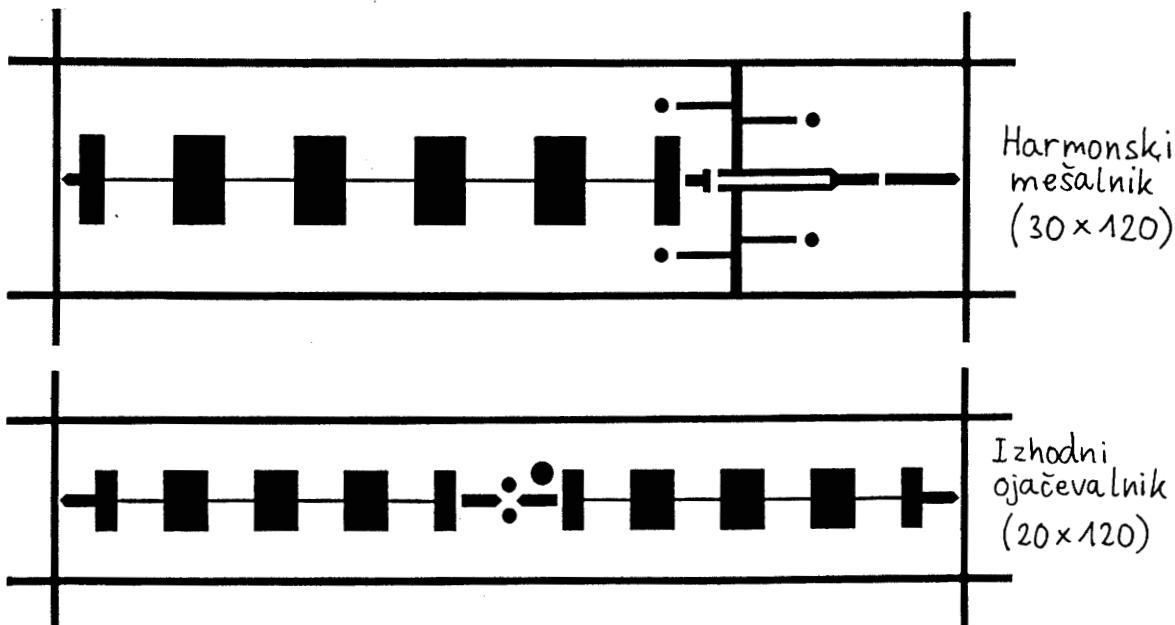
Krmilno napetost za varikap diode dobimo preko Helipot potenciometra



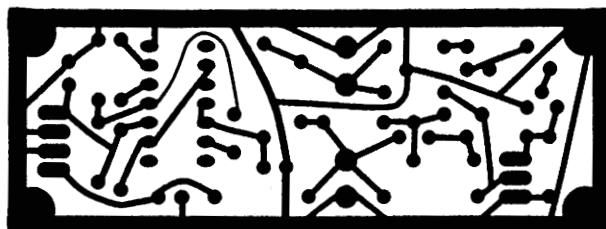
Slika 3 - Izhodni ojačevalnik.



Slika 4 - Stabilizirani DC/DC pretvornik.



Slika 5 - Mikrotrakaste tiskanine.



Slika 6 - Tiskanina DC/DC pretvornika (30x80).

50kohm. Potenciometer je seveda vgrajen na prednjo ploščo harmonskega konverterja in opremljen z gumbom za štetje obratov. Ker harmonski konverter ne vsebuje vezja za linearizacijo VCOja, bo skala na potenciometru zelo nelinearna. V praktični uporabi se izkaže celo koristno, da je skala na gornjem koncu zelo razvlečena, saj ravno v tem področju uporabljam harmonski konverter pri opazovanju zelo visokih frekvenc nad 10GHz.

VCO je povsem enak prvemu VCOju v spektralnem analizatorju (slika 4). Glavni izhod VCOja (+13dBm) krmili harmonski mešalnik, pomožni izhod VCOja (+5dBm) pa je speljan na SMA vtičnico na zadnji plošči harmonskega konverterja, kamor lahko priključimo frekvencmeter oziroma uporabimo harmonski konverter kot izvor signalov v frekvenčnem pasu 2.1-3.85GHz.

Pri gradnji celotnega merilnega kompleta spektralnega analizatorja moramo zato izdelati dva enaka VCOja. Če nam zaradi toleranc sestavnih delov ne uspe izdelati dveh enakih VCOjev, vgradimo boljšega v sam spektralni analizator. Slabši VCO uporabimo v harmonskem konverterju, saj so tu zahteve bistveno manj ostre kot v spektralnem analizatorju.

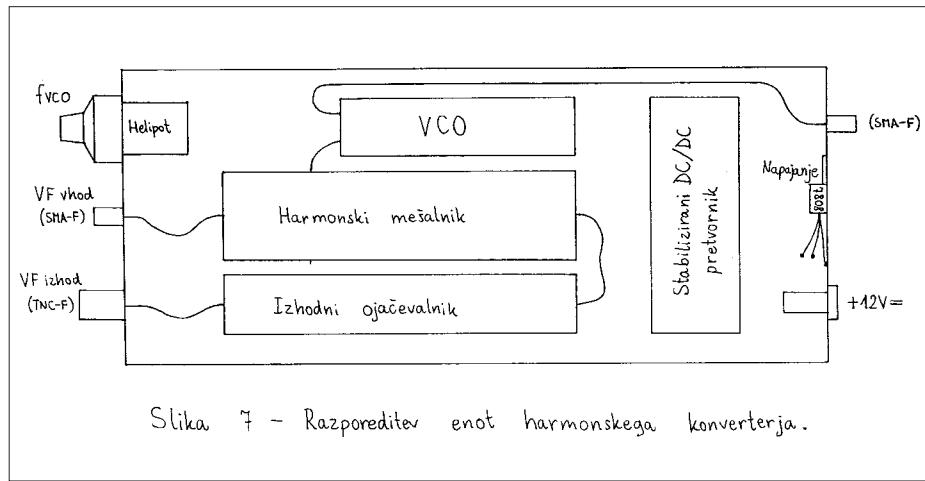
Končno lahko v harmonskem konverterju povečamo filtracijo krmilne napetosti VCOja, saj tu VCOja ne krmilimo z žago in so vse spremembe počasne. V ta namen zamenjamo kondenzator 15nF z elektrolitom 10uF, ki ga prav tako vgradimo vzporedno skozniku 1nF za krmilno napetost 0...30V za varikap diode. VCO bo na ta način varnejši pred vdorom nizkofrekvenčnih motenj iz napajanja, predvsem iz DC/DC pretvornika.

5. Izdelava harmonskega konverterja

Z izjemo DC/DC pretvornika vsebuje sledilni izvor le mikrotrakaste tiskanine, ki so prikazane na sliki 5. Mikrotrakaste tiskanine so izdelane iz dvostranskega vitroplasta FR4 debeline 0.8mm povsem enako kot v spektralnem analizatorju. Tiskanina DC/DC pretvornika je prikazana na sliki 6 in je izdelana na enostranskem vitroplastu FR4 debeline 1.6mm.

Vse tri mikrotrakaste tiskanine (harmonski mešalnik, VCO in izhodni ojačevalnik) so vgrajene v oklopljena medeninasta ohišja podobno kot enote spektralnega analizatorja (20). Vse tri medeninaste škatlice potrebujejo tudi mikrovavlovni absorber, črno "antistatično" peno pod pokrovom za dušenje rezonanc.

Razporeditev enot harmonskega



konverterja je prikazana na sliki 7. [katla harmonskega konverterja ima enako globino (240mm) kot spektralni analizator, širina pa je samo 100mm. Višina škatle harmonskega konverterja je samo 32mm, saj so vse enote razporejene v eni sami ravnini. Dno škatle je preprosto kos pločevine, upognjen v obliko črke U z nosilnimi ušesi za pokrov, ki je prav tako kos pločevine, upognjen v obliko črke U.

Stabilizator 7808 je privit na zadnjo stranico škatle zaradi hlajenja. Ostali sestavni deli stabilizatorja za +8V (kondenzatorja 470uF, dušilka VK200 in zaščitna dioda 1N5401) so preprosto vgrajeni v "zraku" med priključki 7808 in vtičnico za napajanje

+12V. Poraba celotnega harmonskega konverterja znaša okoli 150mA.

6. Oživljjanje harmonskega konverterja

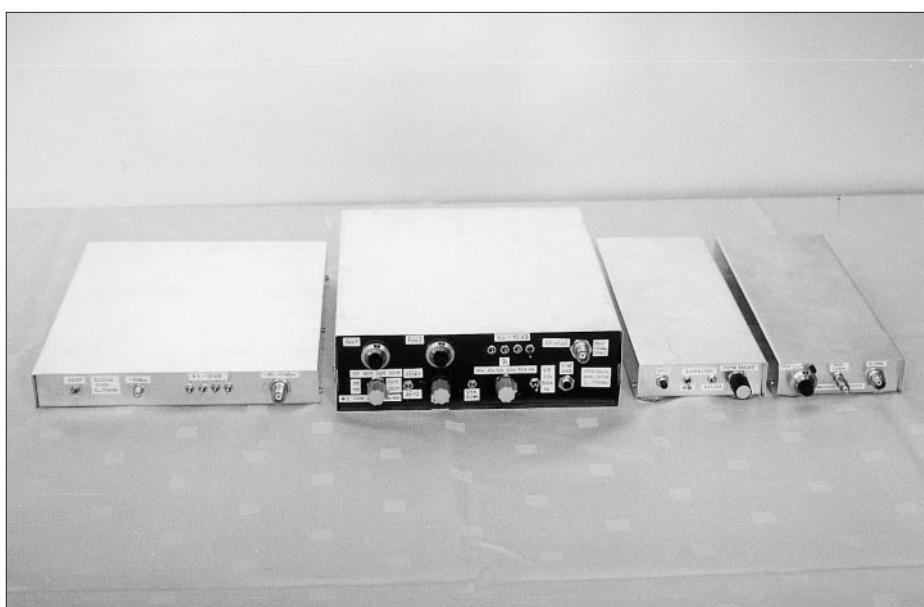
Harmonski konverter je v primerjavi s spektralnim analizatorjem ali sledilnim izvorom razmeroma enostavna naprava. Opisani harmonski konverter sploh nima uglaševalnih točk. V prvem koraku preverimo delovanje napajalnih vezij, predvsem regulatorja 7808 in DC/DC pretvornika s stabilizatorjem za 30V.

Najzahtevnejša sestavna enota harmonskega konverterja je prav gotovo širokopasovni VCO. Podobno kot v spektralnem analizatorju preverimo

frekvenčno področje pokrivanja in izhodno moč pred vgradnjeno VCOjem v celotno vezje. Posebno pazimo na to, da VCO nima "lukenj", kjer bi izhodna moč padla pod +10dBm. Če gradimo harmonski konverter hkrati s spektralnim analizatorjem, potem preverimo delovanje obeh širokopasovnih VCOjev ter vgradimo boljšega v spektralni analizator in slabšega v harmonski konverter.

Na spektralnem analizatorju mora biti viden šum izhodnega ojačevalnika harmonskega konverterja. Pri vhodnem slabljenju 0dB mora biti šum dobro viden, pri slabljenju 10dB pa komaj dvigne zeleno travico na zaslono osciloskopa. Na ta način pravzaprav preizkusimo spektralni analizator, ki bi moral dosegati šumno število pod 20dB pri vhodnem slabljenju 0dB.

Končno povežemo -5dBm izhod prvega VCOja spektralca na vhod harmonskega konverterja. Harmonski konverter nastavimo tako, da se nam črta na osciloskopu dvigne skoraj do vrha zaslona. Pri tej nastavitevi harmonskega konverterja uporabljamo prvi VCO spektralca kot sledilni izvor. Delovanje harmonskega konverterja preverimo seveda za poljubno nastavitev VCOja, ko dobimo le nekaj posamičnih odzivov na zaslono spektralca.



Slikovni pomnilnik za spektralni analizator

Matjaž Vidmar - S53MV

Slikovni pomnilnik je bil sprva mišljjen kot zamenjava za spominsko katodno cev v spektralnem analizatorju. Spominska cev oziroma digitalni slikovni pomnilnik omogočata razmeroma počasne prelete frekvenčnega področja, ko uporabljamo najožje sita (manj kot 10kHz) v medfrekvenci spektralnega analizatorja. Uglashedevanje merjenca ali iskanje napake je seveda zelo težavno pri tako počasnem osveževanju slike na zaslonu spektralnega analizatorja. Ker ima spektralni analizator najožje sito širine 10kHz, bi bil takšen slikovni pomnilnik zanj skoraj neuporaben.

Uporabnost spektralnega analizatorja nam lahko bistveno povečajo različni dodatki. Med najpomembnejše sodi vsekakor sledilni izvor, ki omogoča meritev prevajalne funkcije sicer pasivnih vezij. Harmonski konverter običajno uporabljamo za razširitev frekvenčnega področja spektralnega analizatorja, v povezavi z izhodom prvega VCOja spektralca pa lahko merimo tudi prevajalne funkcije pasivnih vezij.

Pri merjenju prevajalne funkcije nas seveda moti neidealni odziv merilne opreme, spektralnega analizatorja in sledilnega izvora, še posebno v slučaju uporabe harmonskega kon-

verterja. Pri meritvi prevajalne funkcije shranimo v pomnilnik krivuljo odziva brez merjenca in potem primerjamo z merjencem. S slikovnim pomnilnikom enostavno primerjamo dva različna merjenca med sabo.

Na izhodu slikovnega pomnilnika lahko novo krivuljo odštejemo od stare. Ker uporablja spektralni analizator logaritemsko skalo za jakost signalov, pomeni odštevanje v logaritemski skali v resnici deljenje odzivov. Na ta način lahko povsem izločimo netočnosti sledilnega izvora in spektralnega analizatorja, da izmerimo čisti odziv merjenca. Takšen slikovni pomnilnik nam proizvajalci spektralnih analizatorjev in analizatorjev vezij ponavadi ponujajo pod imenom "storage normalizer".

V tem članku bom opisal slikovni pomnilnik vrste "storage normalizer" za spektralni analizator, ki ga enostavno priključimo med spektralni analizator in osciloskop. S stikali na prednji plošči enostavno izbiramo neposredno sliko iz spektralnega analizatorja, vsebino pomnilnika ali razliko neposredne slike in pomnilnika.

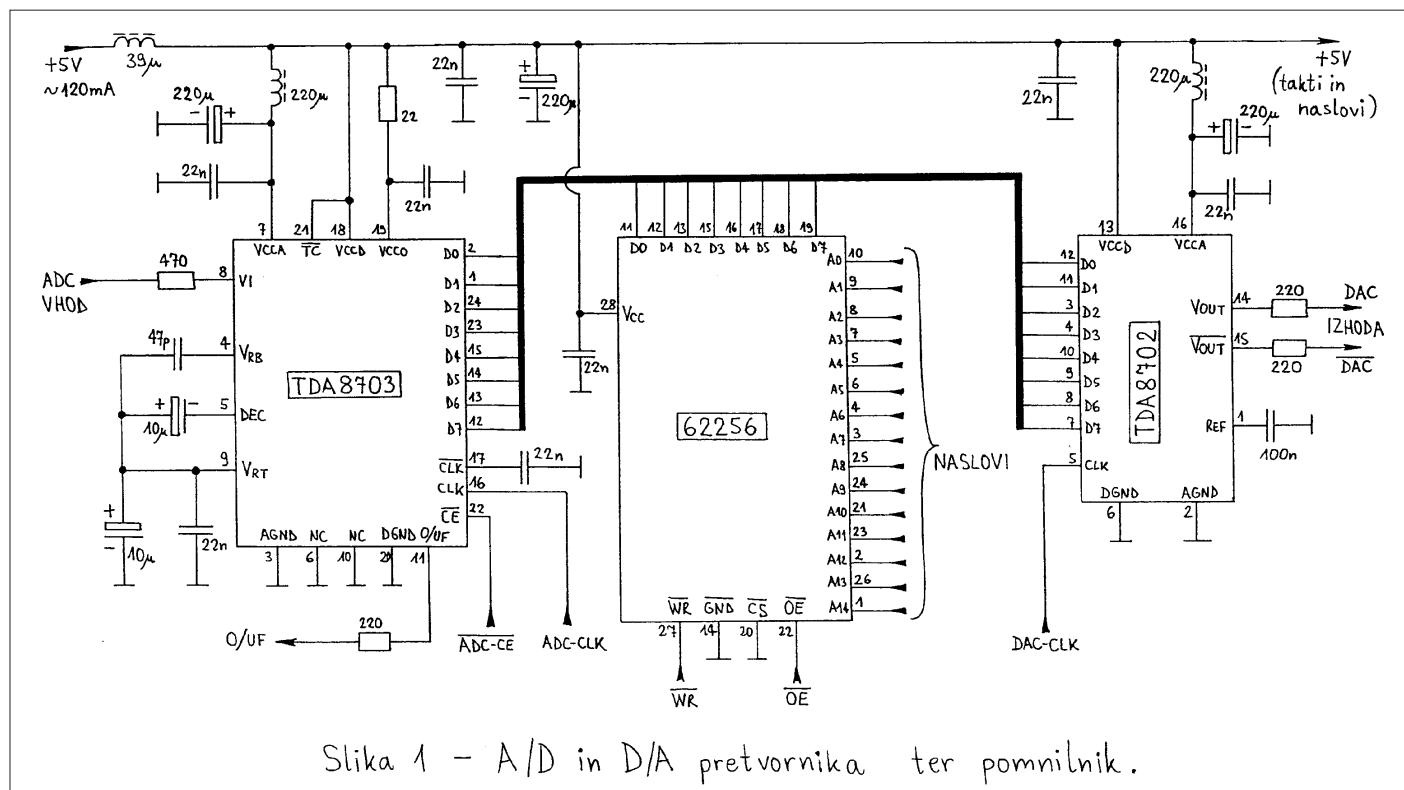
Slikovni pomnilniki tovarniških spektralnih analizatorjev in analizatorjev vezij imajo pogosto neprijetno

napako: slika iz pomnilnika je dosti slabša od neposredne slike. Vzrok je v premajhnem pomnilniku, ki slikovni signal vzorči v maloštevilnih točkah. Glavni razlog ponavadi ni razpoložljivost večjih pomnilnikov, pač pa počasnost A/D in D/A pretvornikov ter mikroracunalnika, ki skrbi za prekladanje podatkov.

Pri načrtovanju slikovnega pomnilnika sem zato izbral hitra A/D in D/A pretvornika ter dovolj velik CMOS pomnilnik. Mikroracunalniku sem se preprosto odrekel, saj sploh ni nujno potreben. V slučaju enostavnega slikovnega pomnilnika zadostča preprost izvor taktov in naslovov, izdelan iz nekaj TTL vezij družine 74HCxxx.

Zahteve za slikovni pomnilnik seveda določajo lastnosti video signala, ki ga daje spektralni analizator. Ker znaša pasovna širina video signala na izhodu opisanega logaritemskoga detektorja okoli 500kHz, je smiselna izbira vzorcevalne frekvence 1MHz. Frekvenca vzorcev 1MHz je previšoka za večino znanih mikroracunalnikov, za enostavno logiko iz TTL vezij pa ne predstavlja nobene težave.

Dinamično področje logaritemskoga detektorja v spektralnem anali-



zatorju dosega skoraj 100dB. Uporaba 8-bitnih A/D in D/A pretvornikov ter pomnilnika pomeni, da znaša ločljivost slikovnega pomnilnika 0.4dB. Velikost stopničk 0.4dB je sicer povsem primerljiva s točnostjo 10-stopenjskega logaritemskoga detektorja v spektralnem analizatorju.

A/D in D/A pretvornika ter pomnilnik so prikazani na sliki 1. Kot A/D pretvornik je uporabljen "flash" A/D pretvornik TDA8703, ki omogoča vzorčno frekvenco do 30MHz. "Flash" A/D pretvorniki vsebujejo za vsako stopničko prenosne funkcije po en primerjalnik, se pravi kar 255 primerjalnikov v 8-bitnem A/D pretvorniku. Prednost je hiter odziv, ki omogoča visoko vzorčevalno frekvenco. "Flash" A/D pretvornik tudi ne potrebuje "sample-and-hold" vezja na vhodu, kar poenostavlja gradnjo naprave.

A/D pretvornik TDA8703 je sicer opremljen s "tri-state" TTL izhodi, da ga lahko neposredno priključimo na podatkovno vodilo. Koristna posebnost vezja TDA8703 je tudi O/UF (over/underflow) izhod. Ta izhod gre na logično enico, ko je vhodni signal previsok ali prenizek, torej izven običajnega delovnega področja A/D pretvornika. Pri preizkusu slikovnega pomnilnika zato priključimo izhoda O/UF preko upora 220ohm svetlečo diodo na maso, ki nam bo s

svetlikanjem povedala, kdaj jakost vhodnega signala ni primerna.

62256 je znan 32-kilobajtni CMOS pomnilnik, ki se danes uporablja v marsikateri elektronski napravi, vključno z znanim TNC2 za packet-radio. Pri vzorčni frekvenci 1MHz omogoča 32-kilobajtni pomnilnik posnetek dolžine 32ms. Pomnilnik je torej namenjen (s smiselnim rezervo) uporabi pri hitrosti preleta 2ms/razdelek oziroma 20ms čez cel zaslon spektralnega analizatorja. Tudi 62256 lahko neposredno priključimo na podatkovno vodilo, saj preko istih priključkov D0...D7 vpisujemo oziroma čitamo vsebino pomnilnika.

Tudi D/A pretvornik TDA8702 omogoča visoke frekvence vzorčenja do 30MHz. D/A pretvornik TDA8702 vsebuje svoj lastni vmesni 8-bitni pomnilnik (zapah), v katerega se vpiše bajt podatkov s taktom DAC-CLK. Zapah zadrži podatke za celoten cikel takta, medtem pa se podatkovno vodilo lahko uporablja tudi v druge namene. TDA8702 ima dva komplementarna analogna izhoda. V vezju slikovnega pomnilnika sta uporabljeni oba, da se na ta način izločijo motnje in nestabilnost napajalne napetosti +5V.

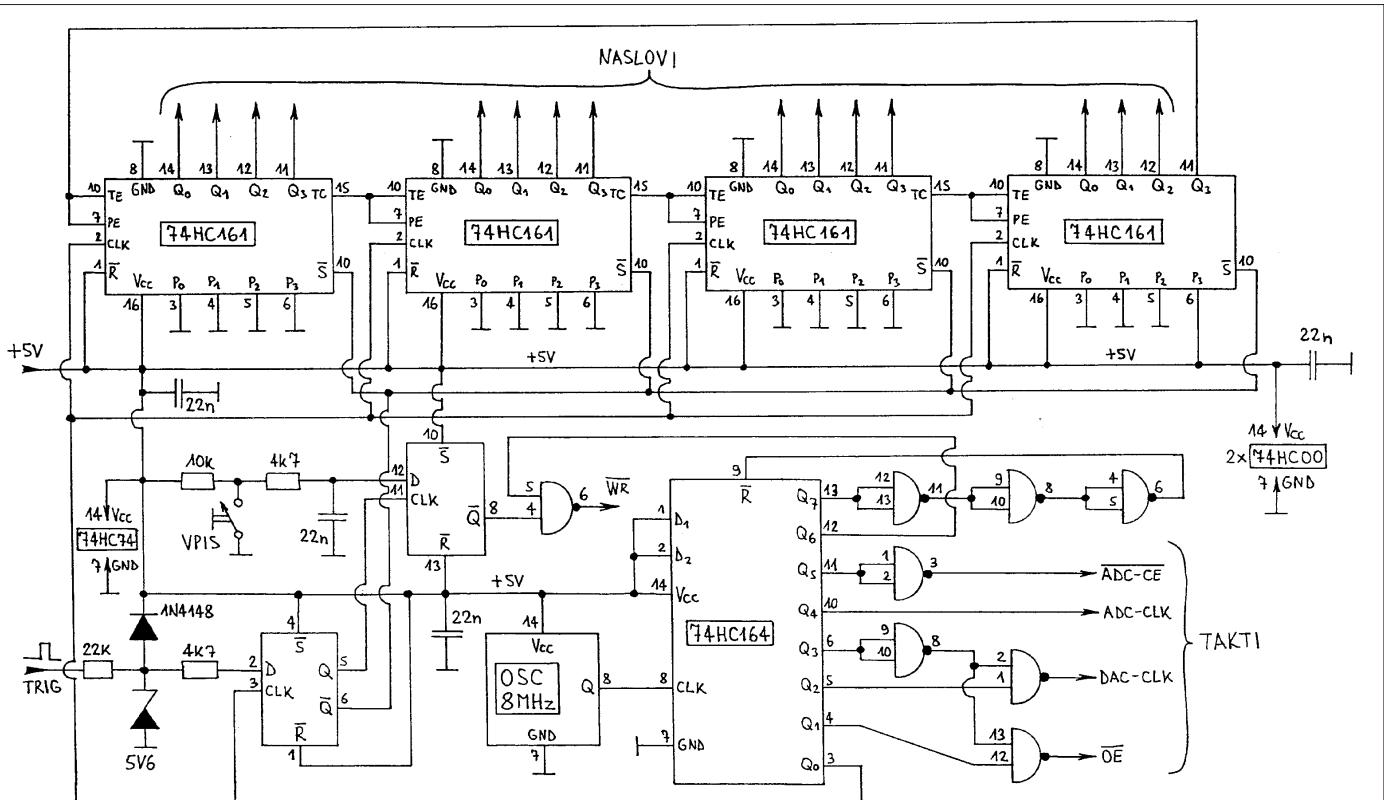
A/D in D/A pretvornika ter pomnilnik potrebujejo celo vrsto različnih krmilnih signalov. Izvor ustreznih takтов in naslovov je prikazan na

sliki 2. Vsi takti imajo frekvenco 1MHz, vendar različno trajanje in fazo. Taktne impulze proizvaja oscilator 8MHz, ki krmili 8-bitni pomikalni register 74HC164. Pomikalni register je povezan kot delilec frekvence z osem, različne takte pa dekodirajo vrata dveh 74HC00.

A/D pretvornik TDA8703 opravi eno pretvorbo za vsak taktni impulz ADC-CLK. Izhode TDA8703 vključi signal /ADC-CE. Vpis pomnilnika krmili takt /WR, čitanje pomnilnika pa takt /OE. Končno prepiše vsebino pomnilnika takt DAC-CLK v zapah v D/A pretvorniku TDA8702. Ko vsi omenjeni takti mirujejo, izhod Q0 74HC164 pomakne izvor naslovov na naslednji naslov.

Izvor naslovov vsebuje štiri sinhronne števce 74HC161. Prožilni impulz TRIG iz spektralnega analizatorja se najprej očisti v D-flip-flopu (1/2 74HC74) za zanesljivo resetiranje in sinhronizacijo naslovnega števca. Naslovni števec krmili pomnilnik s 15-bitnim naslovom. Zadnja stopnja števca, izhod Q3 zadnjega 74HC161, poskrbi za zaustavitev štetja do naslednjega prožilnega impulza.

Vpis pomnilnika sprožimo ročno s pritiskom na istoimensko tipko. Stanje tipke se prepiše v D-flip-flop (druga polovica 74HC74) ob začetku preleta zaslona, da se v pomnilnik



vpiše celotna meritev ne glede na morebitno odskakovanje kontakta tipke. Pritisak na tipko "VPIS" vključi takt /WR, ki bi sicer ostal v neaktivnem visokem logičnem nivoju.

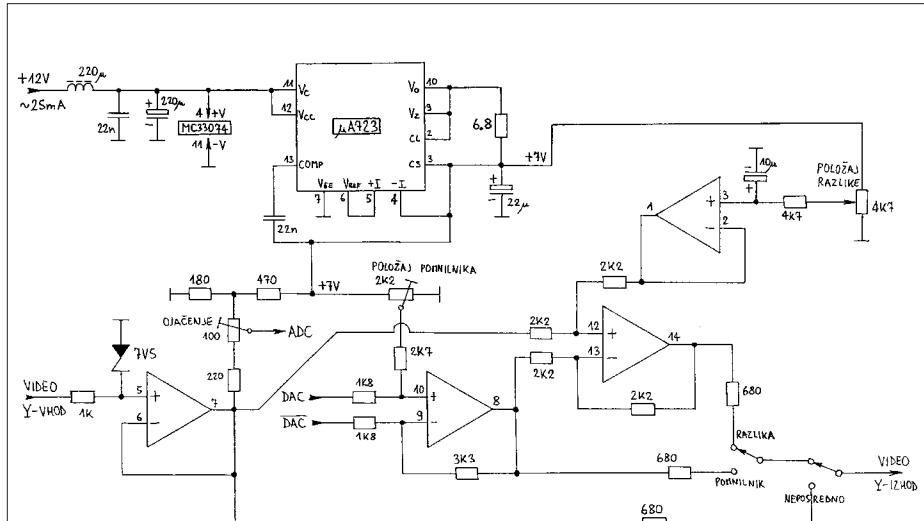
Slikovni pomnilnik potrebuje še analogni vmesnik, prikazan na sliki 3, ki poskrbi za prilagoditev vhodnih in izhodnih napetosti in impedanc A/D in D/A pretvornikov na vrednosti, ki jih uporablja povezava med spektralnim analizatorjem in osciloskopom (20dB/V in 680ohm). Vmesnik vsebuje tudi vezje operacijskih ojačevalnikov, ki izračuna razliko neposredne meritve in vsebine pomnilnika.

Analogni vmesnik je zgrajen s četverčkom operacijskih ojačevalnikov v integriranem vezju MC33074. Prvi operacijski ojačevalnik (5,6,7) je le napetostni sledilnik za vhodni signal. A/D pretvornik dobi le del tega signala preko uporovnega delilnika. Drugi operacijski ojačevalnik (8,9,10) ojači izhodni signal D/A pretvornika na enako vrednost, kot jo daje spektralni analizator. Tretji operacijski ojačevalnik (12,13,14) izračuna razliko signalov. Četrti operacijski ojačevalnik (1,2,3) je le napetostni sledilnik za potenciometer položaja razlike.

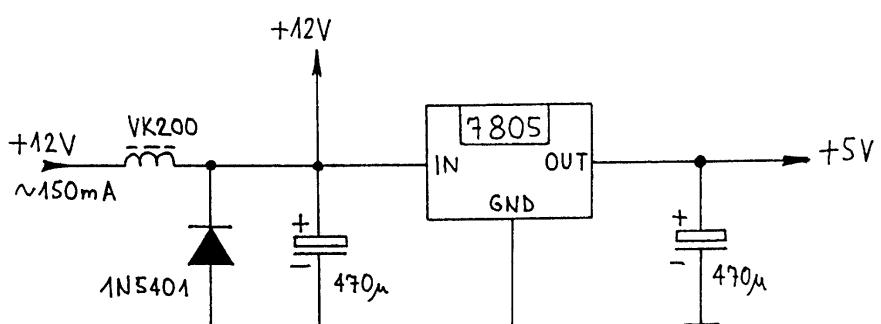
Operacijski ojačevalniki v analognem vmesniku se napajajo z napetostjo +12V, saj je običajni razpon vhodnega video signala približno med 1V in 6V. Za stabilno referenčno napetost +7V poskrbi integrirano vezje uA723. Napajjalnik celotnega slikovnega pomnilnika je sicer prikazan na sliki 4. Napajjalnik vsebuje regulator 7805 za +5V napajanje digitalnih vezij ter neposredni izhod +12V za analogni vmesnik.

Vezava sestavnih enot slikovnega pomnilnika je prikazana na sliki 5. Spektralni analizator proizvaja štiri signale za krmiljenje prikazovalnika: video (Y odklon), proženje (TRIG), gašenje (BLANK) in žaga (X odklon). Slikovni pomnilnik potrebuje le dva: video signal jasno potuje skozi vezja pomnilnika, proženje pa poskrbi za sinhronizacijo naslovnega števca pomnilnika.

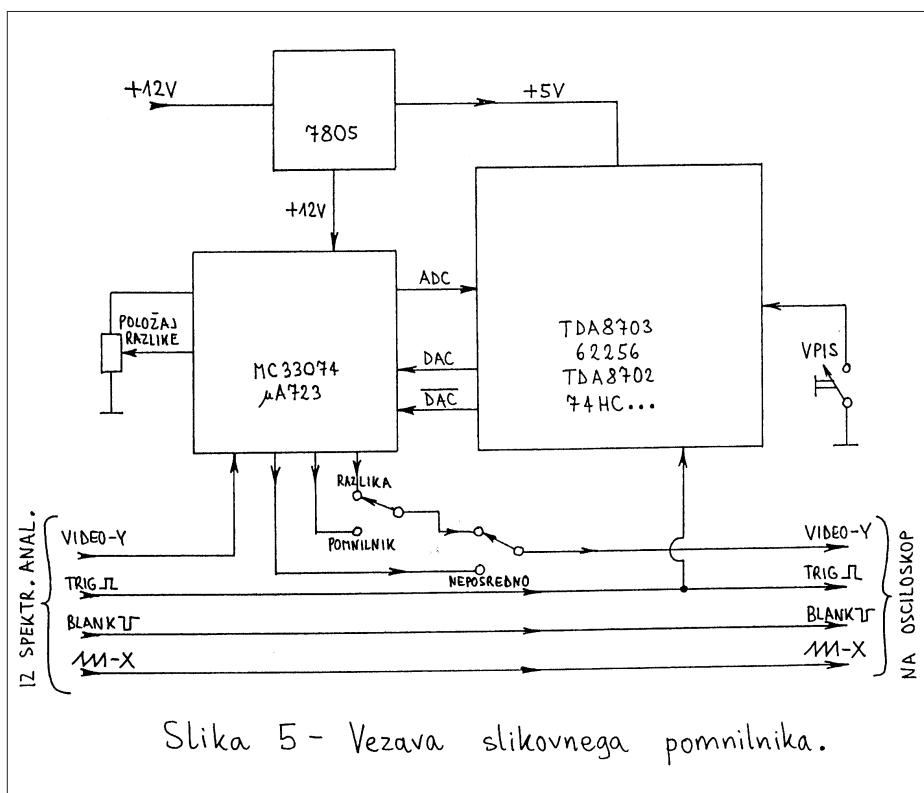
Slikovni pomnilnik je zgrajen na dveh tiskanih vezjih, le sestavni deli napajjalnika so nameščeni v bližini vtičnic in regulatorja 7805, ki je zaradi hlajenja privit na ohišje. Digitalni del pomnilnika, se pravi A/D in D/A pretvornika, pomnilnik ter izvor takтов in naslovov, je zgrajen na dvostranski tiskanini z izmerami 120mmX80mm iz 1.6mm debelega



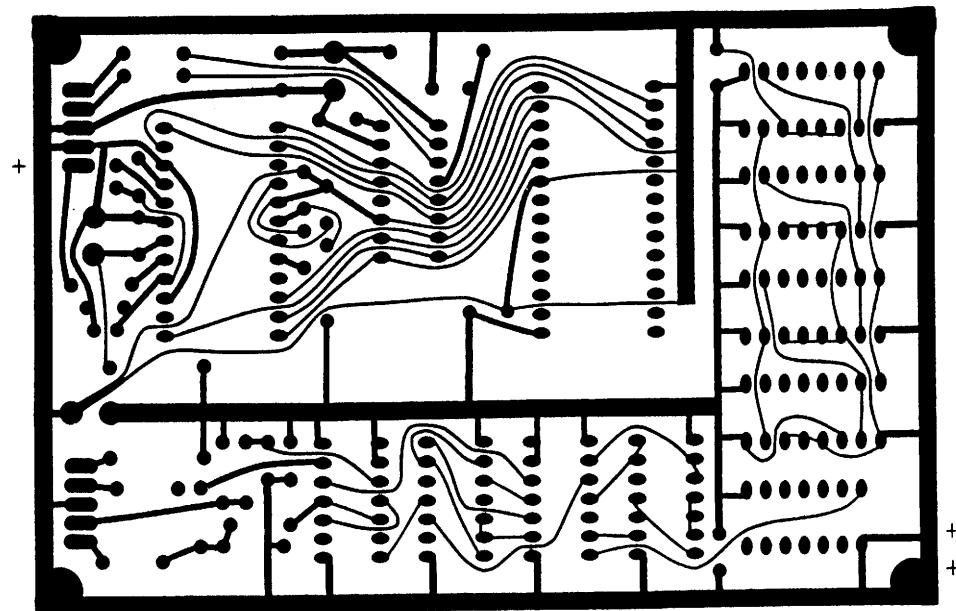
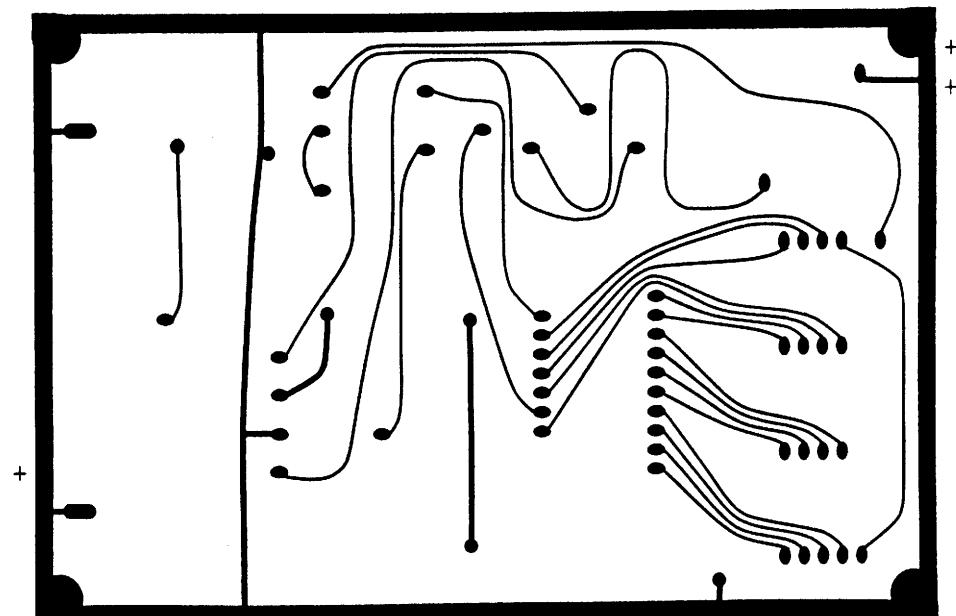
Slika 3 - Analogni vmesnik.



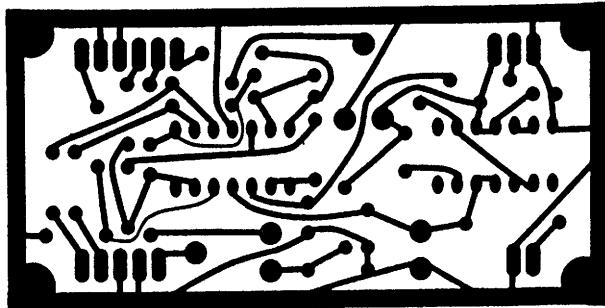
Slika 4 - Napajjalnik.



Slika 5 - Vezava slikovnega pomnilnika.



Slika 6 – Tiskanina digitalnega dela pomnilnika.



Slika 7 - Tiskanina analognega vmesnika.



Slika 8 - Razporeditev enot slikovnega pomnilnika.

vitroplasta, ki je prikazana na sliki 6. Analogni vmesnik je zgrajen na manjši enostranski tiskanini z izmerami 80mmX40mm, prav tako iz 1.6mm debelega vitroplasta, ki je prikazana na sliki 7.

Razporeditev enot slikovnega pomnilnika je prikazana na sliki 8. [katla slikovnega pomnilnika ima enako globino (240mm) kot spektralni analizator, širina pa je samo 100mm. Višina škatle slikovnega pomnilnika je samo 32mm, saj so vse enote razporejene v eni sami ravni. Dno škatle je preprosto kos pločevine, upognjen v obliko črke U z nosilnimi ušesi za pokrov, ki je prav tako kos pločevine, upognjen v obliko črke U.

Čeprav je slikovni pomnilnik skoraj nizkofrekvenčno oziroma digitalno vezje, analogni vmesnik zahteva kar nekaj nastavitev, da čim boljše izkoristimo dinamično področje uporabljenih A/D in D/A pretvornikov. Seveda bi moral sestavljeni slikovni pomnilnik za silo delati tudi brez vsakršnih nastavitev, kar lahko takoj

preverimo z osciloskopom.

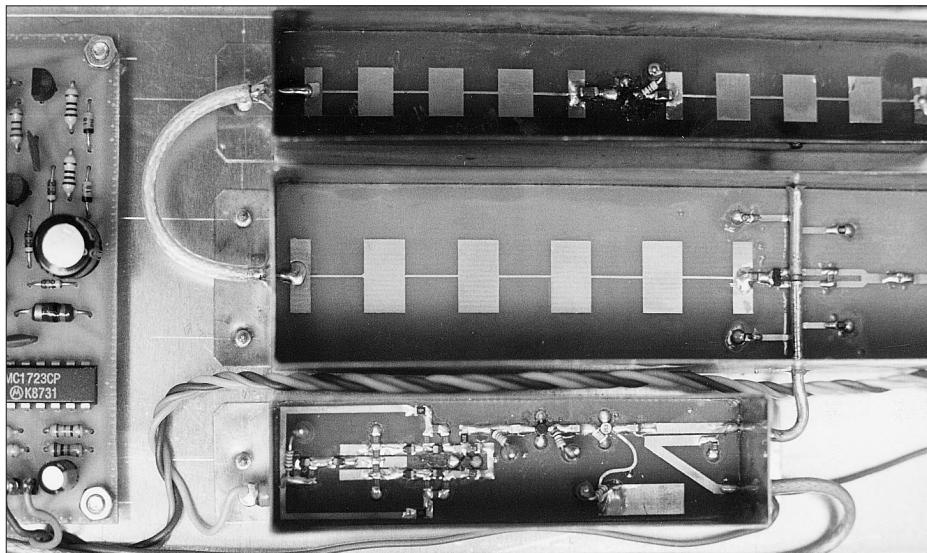
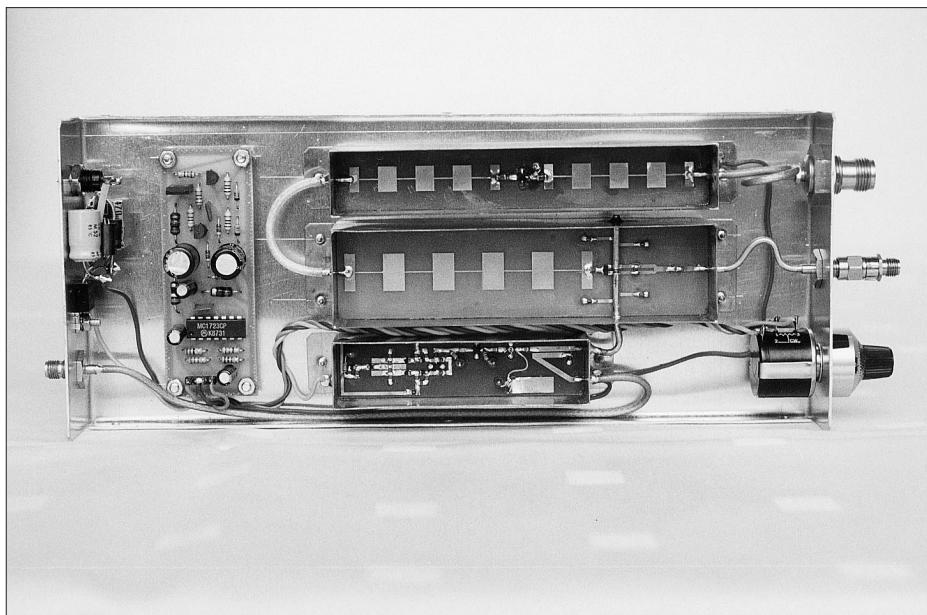
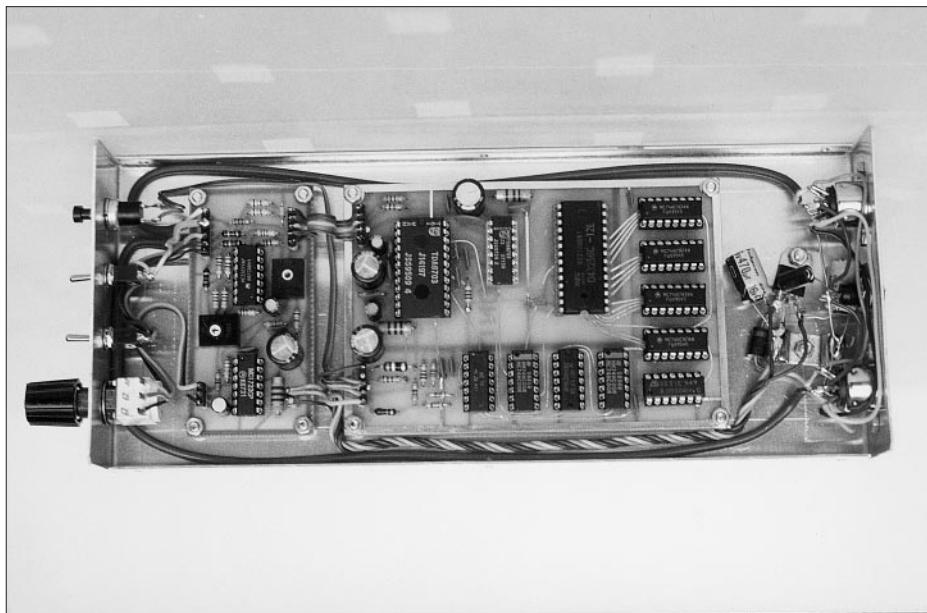
V slikovnem pomnilniku moramo najprej nastaviti območje vhodne napetosti v A/D pretvornik. Na spektralnem analizatorju poiščemo čim bolj razgibano sliko, najbolje en sam širok "kucelj" čez celoten zaslon. Oba trimerja in potenciometer nastavimo v srednji položaj. Nato slikovni pomnilnik preklopimo v položaj "RAZLICA" in držimo pritisnjeno tipko "VPIS". Pri pritisnjeni tipki "VPIS" nastavimo trimer "OJAČENJE" tako, da dobimo na zaslonu povsem ravno črto.

Če dobimo na sliki zobce, ki se jih ne da izločiti, s svetlečo diodo preverimo izhod O/UF. Če je A/D pretvornik še vedno prekrmljen, potem bo verjetno treba popraviti trimer "Y-POLOŽAJ" v video ojačevalniku v spektralnem analizatorju. Svetleča dioda pri pravilno delujočem slikovnem pomnilniku ni nujno potrebna, zato ni vgrajena na prednjo ploščo.

Ko je trimer "OJAČENJE" pravilno

nastavljen, preklopimo slikovni pomnilnik v "NEPOSREDNO" oziroma "POMNILNIK". Trimer "POLOŽAJ POMNILNIKA" nato nastavimo tako, da pri preklopu NEPOSREDNO/POMNILNIK ne opazimo razlike. Končno, "POLOŽAJ RAZLIKE" je potenciometer na prednji plošči slikovnega pomnilnika, ki ga nastavljamo sproti glede na vrsto meritve: spektralni analizator sam, sledilni izvor in merjenje izgubnega vezja oziroma merjenje vezja z vstavitvenim ojačenjem.

Pri uporabi slikovnega pomnilnika se moramo zavedati, da pomnilnik pravzaprav nič ne ve o nastavivah spektralnega analizatorja. Ko smo meritni sistem umerili in odziv sistema shranili v pomnilniku, ne smemo več sprememnati nobene nastavivte spektralnega analizatorja. Vsaka sprememba seveda zahteva ponovno umerjanje in ponoven vpis v slikovni pomnilnik.



Marker frekvenčmeter za spektralni analizator

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Prikaz frekvence in jakosti

Spektralni analizator je merilnik, ki meri frekvenco in jakost radijskih signalov. Obe veličini zato načeloma odčitamo z zaslona katodne cevi. Ko spektralni analizator preiskuje le ozek delček frekvenčnega področja, potrebujemo še podatek, kje se ta delček nahaja v celotnem frekvenčnem področju merilnika. Pri ločljivosti komaj 10dB na razdelek bi žeeli tudi točnejši prikaz jakosti, vsaj v eni ali nekaj zanimivih točkah zaslona.

Prvi spektralni analizatorji so imeli podobno kot ostali radijski sprejemniki mehansko skalo s kazalcem in pogonom na vrvice. Točnost frekvenčne skale je zagotavljal kako-vosten žični potenciometer (Helipot), ki je krmilil tokovni generator za elektromagnet YIG oscilatorja. Frekvenca YIG oscilatorja je namreč pre-mosorazmerna magnetnemu polju oziroma toku skozi tuljavo elektromagneta.

Nerodno mehansko skalo, ki je bila pogosto vzrok okvare spektralnega analizatorja, je kmalu zamenjal digi-

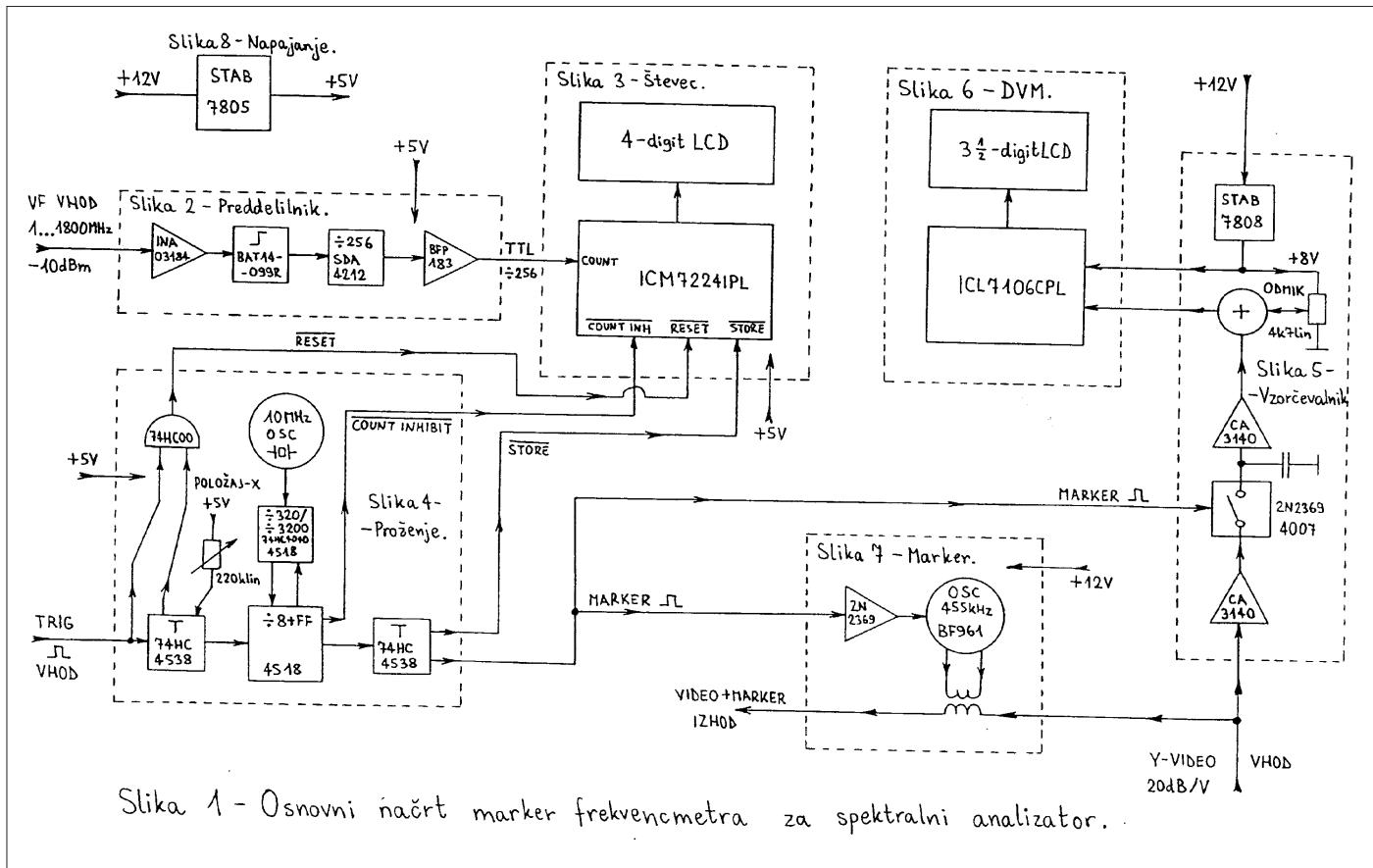
talni miliampmetri na tri ali štiri številke. Številski prikaz seveda takoj pokaže pomanjkljivosti takšne enostavne elektronske frekvenčne skale. Vsak uporabnik hitro opazi prevaro, da ne gre za pravi digitalni frekvenčmeter. Zadošča že nastaviti frekvenco merilnika na nič, potem na najvišjo možno frekvenco in se spet vrniti na nič. Histereza jedra elektromagneta YIG oscilatorja bo poskrbela, da se skala premakne tudi za 20MHz!

Pred dobrim desetletjem so hitri frekvenčni delilniki končno omogočili vgradnjo pravih frekvenčnih sintetizatorjev tudi v mikrovalovna vezja spektralnega analizatorja. Takšni spektralni analizatorji edini razpolagajo z resnično točno frekvenčno skalo. Točnost prikaza frekvence tedaj zavisi izključno od referenčnega kristalnega oscilatorja. Kljub temu dobimo danes na tržišču številne nove merilnike, tudi takšne z računalniško-podprtим prikazovalnikom, ki razpolagajo le z razmeroma netočno analogno frekvenčno skalo (meritev toka skozi elektromagnet YIG oscilatorja).

Vsakemu spektralnemu analizatorju lahko seveda dodamo zunanj digitalni frekvenčmeter. Ker je spektralni analizator sprejemnik z več mešanji, moramo izmeriti frekvence vseh lokalnih oscilatorjev in nazadnje še pravilno prištetti vrednost zadnje medfrekvence. Razen tega moramo vrata števca frekvenčmetra sinhronizirati s skaniranjem časovne baze spektralnega analizatorja, da merimo vse frekvence vedno v isti znani točki skaniranja.

Nalogo znatno poenostavi sledilni izvor, ki je sicer zelo koristen pomiček spektralnega analizatorja. Sledilni izvor opravi vsa seštevanja oziroma odštevanja medfrekven in lokalnih oscilatorjev, da je njegova izhodna frekvenca enaka vhodni frekvenci spektralnega analizatorja. S pomočjo sledilnega izvora lahko izmerimo frekvenco spektralnega analizatorja s katerikoli frekvenčmetrom, le skaniranje spektralnega analizatorja moramo med meritvijo frekvence zaustaviti (zero span).

Spektralni analizatorji z računalniško-podprtим prikazovalnikom lahko merijo frekvenco v katerikoli točki



skale na zaslonu. Merilna točka ozira točke, če jih je več, so prikazane z dobro vidnimi značkami na zaslonu, ki jih imenujemo markerji. Frekvence in jakost signala vsakega markerja se izpišejo v številski obliki.

Načrtovanje primernega frekvencmetra s prikazom in meritvijo frekvence in jakosti markerjev torej dopušča veliko različnih možnosti, skoraj ne glede na vrsto osnovnega spektralnega analizatorja in druge opreme (sledilni izvor, slikovni pomnilnik). Za samo meritev frekvence zadošča že števec, ki mu vrata odpira žaga iz spektralnega analizatorja. Druga skrajnost je računalniško-podprt prikazovalnik, kjer mogoče predstavlja edino omejitev le zmogljivost mikroracunalnika, ki ga uporabimo za risane slike.

V tem sestavku bom opisal enostaven marker frekvencmetre za delovanje s spektralnim analizatorjem in pripadajočim sledilnim izvorom. Uporaba sledilnega izvora omogoča enostaven frekvencmetr z enim samim vhodom in enim preddelilnikom, ki za razliko od običajnih števcov frekvence potrebuje le synchronizacijo proženja s spektralnim analizatorjem.

Osnovni načrt marker frekvencmetra za spektralni analizator je prikazan na sliki 1. Vezje marker frekvencmetra ima tri naloge: v izbrani točki na zaslonu mora izmeriti frekvenco in jakost signala ter narisati primerno značko na zaslon osciloskopa.

Frekvencmetri sestavljajo tri enote: preddelilnik, števec in proženje. Preddelilnik deli izhodno frekvenco sledilnega izvora z 256, kar omogoča uporabo razmeroma počasnega števca. Enota števca vsebuje tudi vmesni pomnilnik in krmilnik za LCD prikaz. Enota proženja poskrbi za reset in odpiranje vrat števca ter prepis vsebine v pomnilnik. Točko merjenja frekvence nastavimo z zakasnitvijo impulza TRIG iz izvora žage spektralnega analizatorja.

Vzorčevalnik Y-VIDEO signala se proži istočasno z odpiranjem vrat frekvencijskega števca. Vzorec napetosti se shrani v kondenzatorju in izmeri z digitalnim voltmetrom (DVM). Skala voltmetra je umerjena kar v decibelih, dodaten potenciomenter pa omogoča nastavitev poljubnega odmika.

Končno, isti prožilni impulz "MARKER" krmili tudi vezje, ki nariše značko na zaslonu osciloskopa.

Enota markerja vsebuje oscilator za 455kHz. Izhodni signal oscilatorja se preprosto prišteje Y-VIDEO signalu, ki krmili Y vhod osciloskopa.

Ker spektralni analizator uporabljam kot občutljiv merilni sprejemnik, je marker frekvencmetra vgrajen v lastno oklopljeno ohišje. Kovinski oklop zadošča v večini meritev, celo s sprejemno anteno vgrajeno neposredno na spektralni analizator. Učinkovitost oklapljanja marker frekvencmetra in sledilnega izvora lahko takoj preverimo z izklopom napajanja obeh enot. Vezja marker frekvencmetra so zato načrtovana tako, da v odsotnosti napajanja ne motijo signalov Y-VIDEO in TRIG.

2. Preddelilnik

Izhodna frekvanca sledilnega izvora spektralnega analizatorja se giblje v zelo širokem razponu začenši skoraj z enosmerno vse do nekaj GHz. Meritev visokih frekvenc vsekakor zahteva preddelilnik. Preddelilnik seveda upočasnjuje delovanje frekvencmetra. Izbira faktorja deljenja preddelilnika zato ni poljubna.

Meritev frekvence sledilnega izvora mora biti v vsakem slučaju hitrejša od časa enega preleta spektralnega analizatorja, običajno okoli 20ms. Ločljivost frekvencmetra je omejena na 100kHz, kar zahteva čas meritve 2.56ms pri uporabi preddelilnika z modulom deljenja 256. Višja ločljivost frekvencmetra bi lahko dosegli s povprečenjem rezultata več zaporednih meritev.

Dodatno težavo predstavlja ničla na frekvenčni skali. Delovanje sledilnega izvora je povsem nezanesljivo v bližini ničle, preddelilnik pa je še bolj nezanesljiv pri zelo nizkih frekvencah. Meritev frekvence v neposredni bližini ničle bi omogočal edino bolj komplikiran frekvencmeter, ki bi meril frekvence vseh oscilatorjev spektralnega analizatorja

z več ločenimi preddelilniki in števci ter izračunal končni rezultat s prištevanjem medfrekvenc.

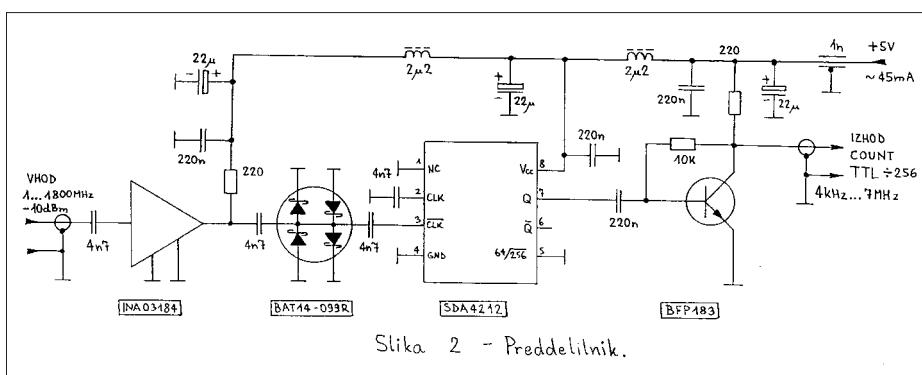
Spodnja frekvenčna meja sledilnega izvora znaša manj kot 100kHz. 100kHz je zelo nizka frekvenca za ECL preddelilnike. Ceneni preddelilniki za TV sprejemnike so načrtovani za delovanje v frekvenčnem področju od 70MHz do 900MHz. Razširitev frekvenčnega področja preddelilnika zahteva skrbno obdelavo vhodnega signala, na kar načrtovalci amaterskih in tovarniških frekvencmetrov marskdaj pozabijo.

V opisanem frekvencmetru sem najprej preizkusil preddelilnke U664 in U891 tovarne Telefunken, ki jih zlahkoto najdemo pri nas kot rezervne dele za televizorje. Gornja frekvenčna meja obeh omenjenih preddelilnikov znaša okoli 1.6GHz z velikimi odstopanjji med primerki istega vezja. Gornja frekvenčna meja hitro upada s segrevanjem čipa in narašča z višanjem napajalne napetosti.

Žal se pri U664 in U891 nikakor ne da znižati spodnje frekvenčne meje pod 20MHz, niti pri krmiljenju z lepimi pravokotnimi impulsi. Vzrok je verjetno kapacitivno sklopljen ojačevalnik, vgrajen na vhod omenjenih delilnikov. Na srečo takšnih vhodnih vezij preddelilniki drugih proizvajalcev (družina SDA... tovarne Siemens, družina uPB... tovarne NEC) izgleda ne vsebujejo.

V vezju sem se zato odločil za preddelilnik SDA4212, ki ga z malo sreče še vedno najdemo kot rezervni del za televizor. SDA4212 doseže gornjo frekvenčno mejo okoli 1.8GHz pri sobni temperaturi, kar je ravno še zadost za opisani spektralni analizator in sledilni izvor. Spodnja frekvenčna meja zavisi od vhodnega vezja in oblike vhodnega signala. Poskusi so pokazali, da preddelilniki družine SDA... še vedno delujejo pri vhodnih frekvencah pod 1MHz.

Celotno vezje preddelilnika je prikazano na sliki 2. Vhodni ojačevalnik INA03184 je potreben predvsem na



Slika 2 - Preddelilnik.

nizkih frekvencah, da iz sinusnega izhodnega signala sledilnega izvora naredi pravokotnik za ECL preddelilnik. Še bolj pomembno vlogo ima četverček schottky diod BAT14-099R, ki hkrati oblikuje vhodni signal preddelilnika in preprečuje prekmiljenje ECL vhodnega vezja v SDA4212.

Preddelilnik SDA4212 ima standardno razporeditev nožic. V isto podnožje lahko zato vtaknemo tudi U891, ki bo deloval povsem pravilno, le frekvenčno področje bo omejeno na 20MHz do 1.6GHz. Izhodni signal preddelilnika z ECL logičnim nivojem ojačuje tranzistor BFP183 na TTL logični nivo.

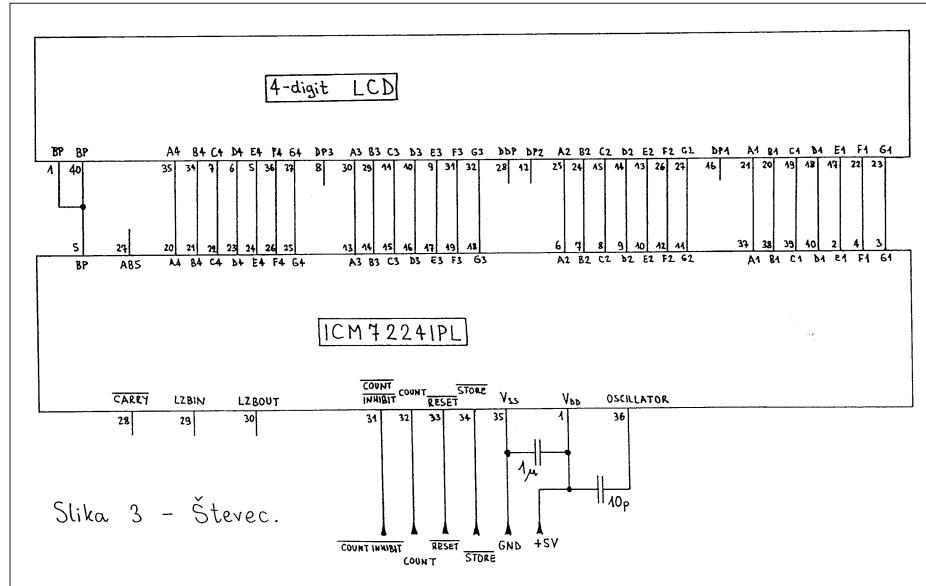
Večina omenjenih ECL preddelilnikov omogoča izbiranje modula deljenja z nožico 5. V opisanem frekvenčmetru sem se odločil za modul deljenja 256, ker ta modul omogoča večina znanih preddelilnikov. Deljenje z 256 pomeni izhodno frekvenco okoli 7MHz pri vhodni frekvenčni 1.8GHz. Ker glavni števec frekvenčmetra omogoča deljenje frekvenč vse do 16MHz, bi z boljšim preddelilnikom (naprimer uPB1505) lahko dosegli tudi 4GHz in tako neposredno merili frekvence oscilatorjev v spektralnem analizatorju.

Enota preddelilnika potrebuje eno samo napajalno napetost +5V. Vsi sestavnici deli so SMD izvedbe z izjemo SDA4212. Poskusi so pokazali, da SDA4212 deluje celo bolje, če je vgrajen na kvalitetno podnožje. Izgleda, da kontakti podnožja poskrbijo za boljšo prilagoditev impedance kot v slučaju, ko je SDA4212 neposredno zacinjen v tiskano vezje.

3. Števec

Števec je osnovni sestavni del vsakega digitalnega frekvenčmetra. Vsebino števca moramo seveda pripeljati na primeren prikazovalnik. Amaterski frekvenčmetri so običajno izdelani z LED prikazovalniki. Svetleče diode imajo razmeroma veliko porabo, kar pomeni veliko segrevanje naprave in motnje na napajanju. V občutljivem merilniku, kot je to spektralni analizator, je oboje skrajno nezaželeno. Uporaba LCD prikazovalnika je zato skoraj nujna.

LCD prikazovalnike dobimo več različnih vrst. Njenostavnejši za uporabo so multipleksirani moduli, ki vsebujejo tudi krmilnik in jih lahko neposredno priključimo na mikroračunalnik. Multipleksirani moduli imajo žal dve hudi pomanjkljivosti:



Slika 3 - Števec.

prikazani znaki so razmeroma majhni in kontrast je zaradi multipleksiranja slab, še posebno pri poševnem gledanju prikazovalnika.

V frekvenčmetru sem se zato odločil za nemultipleksiran LCD s štirimi velikimi številkami, ki se uporablja v namiznih urah. Za takšen LCD na srečo obstaja ustrezen krmilno vezje ICM7224IPL, ki vsebuje tudi števec frekvenčmetra, vmesni pomnilnik in 7-segmentni dekoder. Uporaba programljivega mikrokrmilnika oziroma kopice vezij družin 74HC... ali 40... zato ni potrebna.

Povezava krmilnika ICM7224IPL na LCD je prikazana na sliki 3. Števec krmilimo preko vhodov COUNT in /COUNT-INHIBIT. Na vhod COUNT pripeljemo izhod preddelilnika. Preko vhoda /COUNT-INHIBIT sprostimo oziroma zaustavimo števec. Logika znotraj ICM7224IPL je izvedena tako, da preskoki stanja /COUNT-INHIBIT ne prožijo števca. Na ta način je zagotovljeno, da zadnja številka frekvenčmetra manj pleše. Vsebino števca prepišemo v vmesni pomnilnik z impulzom na vhodu /STORE. Končno, z vhodom /RESET postavimo števec nazaj na ničlo za naslednjo meritev.

Ker je LCD nemultipleksiran, potrebuje vsak segment prikazovalnika lastno ločeno povezavo do krmilnika ICM7224IPL. ICM7224IPL krmili tudi skupno elektrodo vseh segmentov prikazovalnika z imenom BP (backplane). LCD namreč zahteva krmiljenje z nizkofrekvenčno izmenično napetostjo nekaj deset ali sto Hz. Frekvenco krmiljenja določa oscilator, ki je vgrajen v samo vezje ICM7224IPL.

ICM7224IPL in LCD prikazovalnik

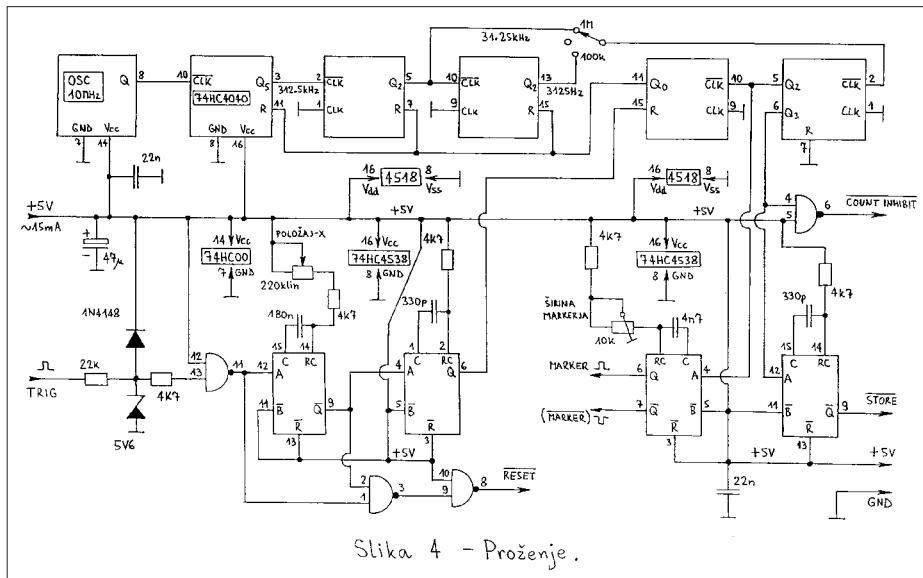
imata še nekaj nepovezanih nožic. V opisanem vezju niso povezane decimalne pike prikazovalnika. ICM7224IPL bi sicer lahko krmilil še polovico pete številke (segment AB5), žal pa je ustrezen LCD skoraj nemogoče najti na tržišču. Izhod /CARRY sicer omogoča povezavo več ICM7224IPL v verigo. Vhod LZBIN in izhod LZBOUT pri tem omogočata brisanje nepotrebnih ničel. V prikazanem vezju je vhod LZBIN nepovezan, saj ga drži v pravilnem logičnem stanju že notranji upor v vezju ICM7224IPL.

Vezje ICM7224IPL zahteva eno samo napajalno napetost +5V in pri tej napetosti omogoča štetje vse do 15...25MHz. Zaradi varčevanja s prostorom na prednji plošči merilnika je ICM7224IPL vgrajen kar pod LCD prikazovalnik. Enostanska tiskanina sicer zahteva še dva mostička (za Vdd in BP) pod samim ICM7224IPL.

4. Proženje

Frekvenčmeter spektralnega analizatorja zahteva nekoliko drugačno proženje od običajnih digitalnih frekvenčmetrov. Predvsem mora biti proženje natančno sinhronizirano z žago spektralnega analizatorja. Razen tega moramo upoštevati tudi čas trajanja meritve frekvence, ki ni zanemarljiv v primerjavi s periodo žage. Če je skaniranje frekvence dovolj linearno, bo izmerjeno povprečje preprosto ustrezalo frekvenci sredi merilnega intervala.

Razen krmiljenja števca mora vezje proženja sporočiti trenutek merjenja frekvence ostalim vezjem, da narišejo primerno značko (marker) na pravem



Slika 4 - Proženje.

mestu zaslona in istočasno vzorčijo jakost signala v isti točki. Celotno veže proženja je prikazano na sliki 4.

Proženje krmili signal TRIG (povratak žage) iz spektralnega analizatorja. Signal TRIG resetira števec (signal /RESET na ICM7224IPL) in sproži prvi monostabilni multivibrator 74HC4538. Nastavljava zakasnitev (potenciometer POLOŽAJ-X) omogoča izbiro časa proženja oziroma izbiro točke, v kateri merimo frekvenco in jakost signala. Po izteku zakasnitve se sproži druga polovica istega 74HC4538 in naredi na izhodu impulz dolžine približno ene mikrosekunde.

Impulz 1us požene časovno bazo frekvencmetra tako, da resetira flip-flop v drugem 4518 (nožice 10, 11 in 15). Izhod flip-flop-a sprosti reset verigi delilcev (74HC4040 in prvi 4518), ki jo krmili 10MHz kristalni oscilator. Veriga delilcev proizvede eno od dveh frekvenc: 31.25kHz ali 3125Hz, ki določata čas trajanja meritve in s tem ločljivost frekvencmetra (1MHz ali 100kHz).

Dekadni števec v drugem 4518 (nožice 2, 5 in 6) čaka v stanju 8. Takt iz verige delilcev ga pomika naprej v stanja 9, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 in nazadnje spet 8, ko se sproži flip-flop in zaustavi verigo delilcev. Izhod /COUNT-INHIBIT pri tem sprosti števec v stanjih od 0 do 7, kar da skupaj 8 period oziroma 256us (ločljivost 1MHz) ali 2.56ms (ločljivost 100kHz). Po končanem štetju sledi še mikrosekundo dolg impulz /STORE, ki vsebino števca prepiše v vmesni pomnilnik v vezju ICM 7224IPL.

Točno sredi štetja, pri prehodu dekadnega števca iz stanja 3 v stanje 4, se sproži tudi monoflop za impulz

MARKER (polovica drugega 74HC4538). Širina markerja je pri tem nastavljena na približno 30 mikrosekund, kar daje dobro vidno značko na zaslolu osciloskopa in hkrati zadošča za vzorčevalnik.

Tudi vezja proženja zahtevajo le eno napajalno napetost +5V, ki na enostranski tiskanini potrebuje tudi en mostiček pod monostabilnim multivibratorjem 74HC4538. Vsi krmilni signali za števec (/RESET, /COUNT-INHIBIT in /STORE) so na razpolago na eni vtičnici vključno s +5V napajanjem in maso. Vhod TRIG je zaščiten z upori in diodami tudi takrat, ko je napajanje marker frekvencmetra izključeno.

5. Vzorčevalnik

Čeprav lahko jakost signala razmeroma natančno odčitamo z zaslona katodne cevi spektralnega analizatorja, je dodatni številski prikaz vsekakor dobrodošel. Spektralni analizator razpolaga z analognim

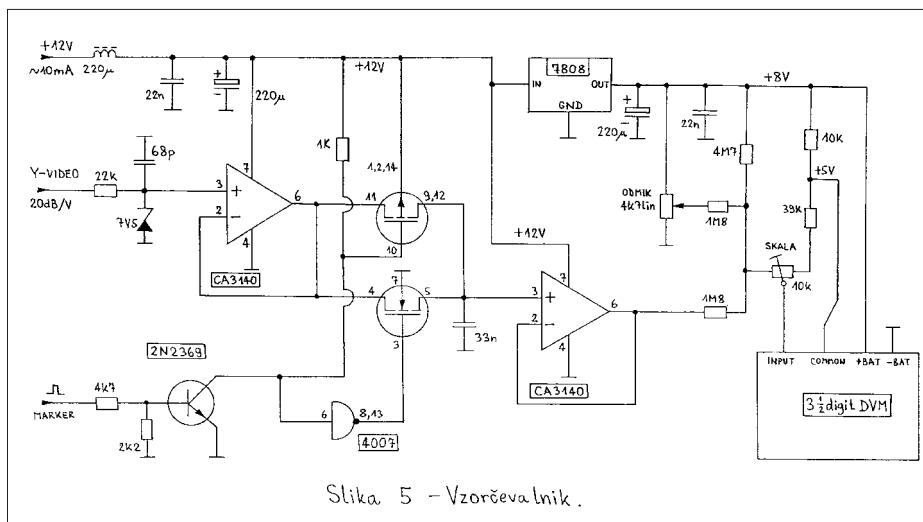
Y-VIDEO izhodom 20dB/V, ki se sveda stalno spreminja skladno s preletavanjem frekvenčnega pasu. Za meritev jakosti signala na določeni frekvenci moramo zato vzorčiti Y-VIDEO signal v pravem trenutku.

Načrt vzorčevalnika je prikazan na sliki 5. Vhodni Y-VIDEO signal gre najprej skozi preprosto nizkoprepustno sito (upor 22kohm in kondenzator 68pF) na napetostni sledilnik s prvim operacijskim ojačevalnikom CA3140. CA3140 poskrbi, da vzorčevalnik ne obremenjuje voda z Y-VIDEO signalom v nobenem slučaju: ko vzorčevalnik deluje in ko je vzorčevalnik izključen. Zener dioda 7V5 pri tem ščiti občutljivi MOS vhod vezja CA3140.

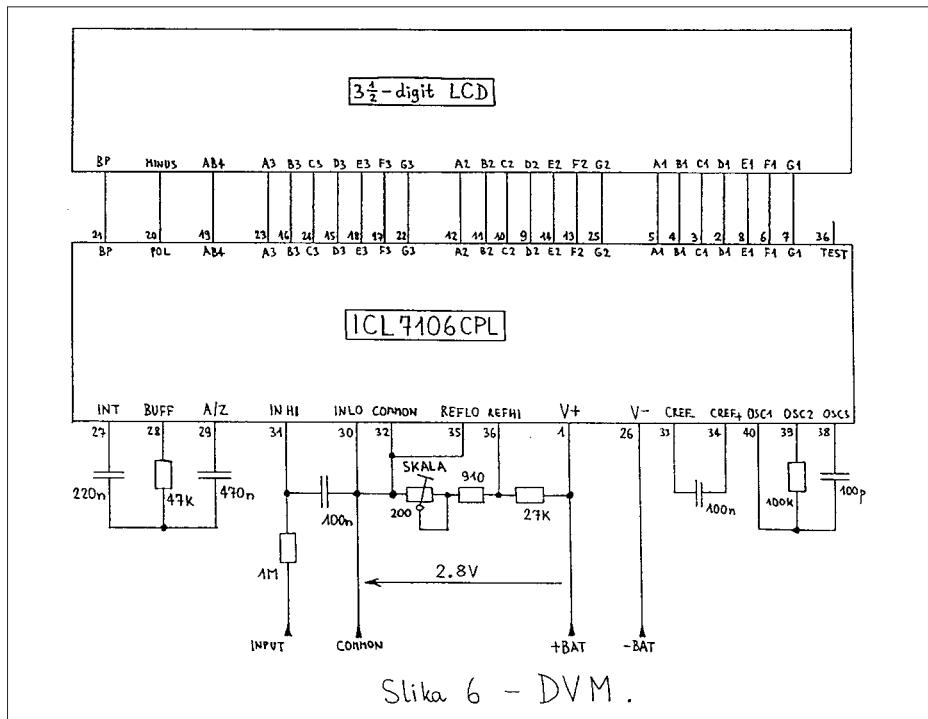
Sam vzorčevalnik je izdelan s CMOS stikalom (vezje 4007) in kondenzatorjem 33nF. CMOS stikalo je vključeno le za kratek čas trajanja impulza MARKER, ki ga tranzistor 2N2369 ojači na CMOS logični nivo. V preostalem času napetost zadrži kondenzator 33nF, izhod pa ojači še en napetostni sledilnik z MOS operacijskim ojačevalnikom CA3140.

Operacijski ojačevalniki CA3140 imajo več pomembnih lastnosti. Razen visoke vhodne impedance MOS tranzistorjev dopuščajo tako na vhodih kot na izhodu napetosti vse do ničle. Hkrati zdržijo veliko prekrmiljenje na vhodu brez poškodb ali kratkih stikov, tudi do +8V preko pozitivnega napajanja. Vezje 4007 sem izbral za CMOS stikalo zaradi ponovljivosti. Bolj običajna CMOS stikala 4016 različnih proizvajalcev se med sabo močno razlikujejo tudi v notranjem vezju.

Izhodni signal lahko prikažemo na različne načine. Najpreprostejša rešitev je uporaba modula za digitalni voltmeter (DVM) s podobnim nemultipleksiranim LCDjem, kot je



Slika 5 - Vzorčevalnik.



uporabljen v frekvencmetru. DVM moduli so sicer poceni, vendar imajo pomanjkljivost, ki je ponavadi opisana le z drobnimi črkami v priloženih navodilih za uporabo: napajanje DVM modula bi moralo biti električno povsem izolirano od izvora merjene napetosti.

Zahlevi po dvojnem napajanju se zlahkoto izognemo, če preučimo notranji načrt digitalnega voltmatra. Ker načrt voltmетra običajno ni priložen k navodilom za uporabo, ga objavljam na sliki 6. Večina LCD voltmeterom uporablja integrirano vezje ICL7106CPL oziroma podobna vezja drugih proizvajalcev.

Zunanje napajanje takšnega voltmetra je nazivno 9V baterija med nožicama +V in -V. V notranjosti vsebuje vezje ICL7106CPL kvaliteten regulator za referenčno napetost 2.8V med nožicama COMMON in V+. Regulator se hkrati uporablja kot izvor referenčne napetosti med nožicama REFLO in REFHI preko primerenega uporovnega delilnika ter kot referenčna točka za vhodno napetost, saj je eden od vhodov (običajno INLO) neposredno povezan na COMMON.

Za napajanje DVM modula je v enoto vzorčevalnika vgrajen stabilizator 7808. +BAT tako dobi +8V, -BAT pa povežemo na maso. Priključek COMMON se tedaj nahaja na napetosti približno +5.2V. Pri tem se moramo zavedati, da se priključek COMMON lahko obnaša le kot ponor električnega toka (breme proti +8V). Priključka COMMON ne moremo

obremeniti kot izvor toka (breme proti masi), saj se takoj sesede.

DVM moduli so običajno izdelani za občutljivost +/-200mV za celo skalo merjenja. Za merjenje višjih napetosti moramo dodati ustrezni uporovni delilnik, da dobimo med točkama INPUT in COMMON napetost v območju +/-200mV. Če pri tem potrebujemo tok iz priključka COMMON, moramo notranji regulator za 2.8V obremeniti s primernim uporom proti +8V. To zadnjo nalogo opravlja upor 10kohm na sliki 5.

Skalo digitalnega voltmetra je smiselno umeriti kar v decibelih oziroma bolj točno v desetinah decibelov. Y-VIDEO signal 20dB/V pomeni

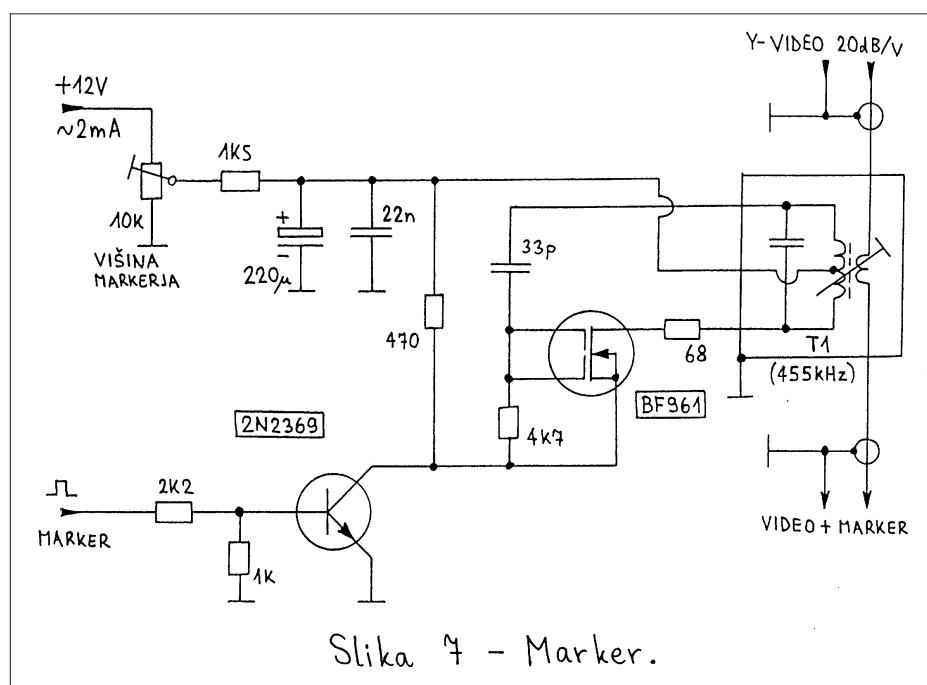
spremembo 5mV za vsako desetinko decibela, zadnja številka DVM modula pa gre s korakom 0.1mV pri celotnem območju +/-200mV. Izhodno napetost vzorčevalnika je zato treba deliti s 50 s primerno uporovno mrežo. Točno skalo seveda nastavimo s trimerjem 10kohm. Uporovna mreža poskrbi tudi za nastavljen odmak skale s potenciometrom 4.7kohm.

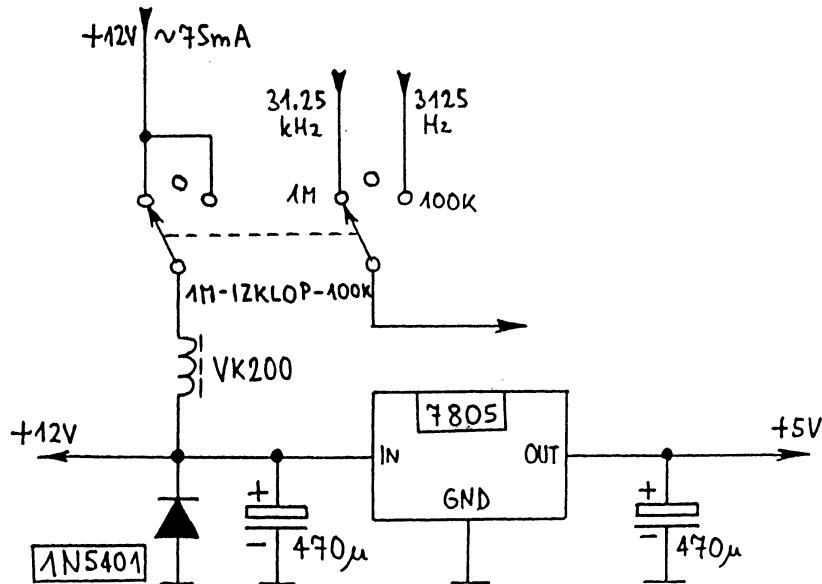
Enota vzorčevalnika se napaja z nestabilizirano napetostjo +12V, ki neposredno napaja oba CA3140 in 4007. Za napajanje modula voltmetra in potenciometra za odmak poskrbi stabilizator 7808. Vhod vzorčevalnika je načrtovan tako, da ne obremenjuje Y-VIDEO signala tudi takrat, ko je celotno vezje vzorčevalnika brez napajanja.

6. Marker

Meritve frekvence in jakosti signalov so popolnoma neuporabne, če ne vemo, v kateri točki zaslona veljajo. Točko meritev najenostavneje označimo tako, da na zaslon narišemo primerno značko (marker). Značko lahko seveda narišemo na različne načine, pač glede na to, do katerih krmilnih signalov katodne cevi oziroma drugega prikazovalnika sploh imamo dostop: samo pokončni odklon Y, odklon v obeh smereh X in Y ali celo krmiljenje jakosti žarka na zaslonu cevi (os Z).

V najsplošnejšem primeru osciloskopa kot prikazovalnika za spektralni analizator imamo dostop le do po-





Slika 8 - Napajanje.

končnega odklona Y. Značko - marker torej dodamo le signalu Y-VIDEO. Pri izbiri vzorca značke pazimo seveda na to, da značke ne zamenjamo z značilnimi vzorci na zaslonu spektralnega analizatorja. Naprimer, najpreprostejšo značko dobimo tako, da impulz MARKER preprosto prištejemo signalu Y-VIDEO. Takšno značko seveda ni težko spregledati v izobilju zobcev, ki jih ponavadi vidimo na zaslonu spektralnega analizatorja.

Kot vzorec značke sem si zato izbral pokončno črtico, ki sega nad in pod prikazano krivuljo na zaslonu spektralnega analizatorja. Pokončno črtico nariše nekaj nihajev visokofrekvenčnega oscilatorja. Ustrezno vezje markerja je prikazano na sliki 7.

Visokofrekvenčni oscilator markerja uporablja MOS tranzistor BF961 kot aktivni sestavni del in medfrekvenčni transformator za 455kHz kot selektivno povratno ve-

zavo. MOS tranzistor omogoča hitro vnihanje oscilatorja ob vklopu in prav tako hitro iznihanje oscilatorja ob izklopu napajanja. Iznihanje pospešuje upor 470ohm vzporedno z napajanjem oscilatorja.

Izhodni signal markerja prištevamo signalu Y-VIDEO preko sekundarnega navitja medfrekvenčnega transformatorja. Vezje je načrtovano tako, da pri uporabi običajnega medfrekvenčnega transformatorja za 455kHz (jedro bele barve) dobimo značko v obliki črtice višine približno enega razdelka ali izmenični signal okoli 0.5V vrh-vrh. Upor 470ohm vzporedno z napajanjem pri tem pomaga dušiti neželjeno impedanco transformatorja za signal Y-VIDEO takrat, ko je marker izključen.

Oscilator markerja vključuje in izključuje tranzistor 2N2369. Višino značke nastavimo kar z napajalno napetostjo preko trimerja 10kohm. Oscilator markerja sicer deluje le

kratkotrajno in se napaja iz elektrolitskega kondenzatorja 220uF, ki se v preostalem delu periode žage potem nazaj napolni preko trimerja in upora 1.5kohm. Ker +12V napajanje celotnega vezja ni stabilizirano, se višina značke lahko malo spreminja.

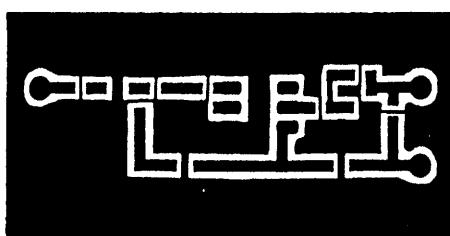
7. Izdelava marker frekvenčmetra

Marker frekvenčmeter je izdelan v enaki tehniki gradnje kot pripadajoča spektralni analizator in sledilni izvor. Za napajanje +5V za frekvenčmeter poskrbi stabilizator 7805, ki je prikazan na sliki 8. Stikalo za vklop marker frekvenčmetra ima tri položaje, da z njim hkrati izbiramo ločljivost frekvenčmetra (1MHz ali 100kHz). Na ta način prihranimo malo prostora na prezasedeni prednji plošči.

Marker frekvenčmeter vsebuje le eno visokofrekvenčno tiskanino za preddelilnik, ki je izdelana v SMD tehniki in okopljena z medeninasto škatlico z izmerami 30mmX60mmX30mm. Tiskanina preddelilnika je prikazana na sliki 9 in je izjedkana na enostranskem vitroplastu FR4 debeline 0.8mm.

Vse ostale tiskanine nosijo le nizkofrekvenčna vezja in nosijo le običajne sestavne dele z žičnimi izvodi. Ostale tiskanine so prikazane na sliki 10 in so izjedkane na enostranskem vitroplastu FR4 debeline 1.6mm. Enostranske tiskanine seveda potrebujejo nekaj žičnih mostičkov: v števcu sta dva takšna mostička pod vezjem ICM7224IPL, v proženju pa en mostiček pod vezjem 74HC4538. Digitalni voltmeter običajno dobimo kot sestavljen modul, zato zanj ne objavljam tiskanine.

Razporeditev enot marker frekvenčmetra je prikazana na sliki 11. Škatla marker frekvenčmetra ima enako globino (240mm) in širino



Slika 9 - Tiskanina preddelilnika (30 x 60).

(220mm) kot spektralni analizator, tako da jo lahko enostavno postavimo pod ali nad spektralni analizator. Višina škatle marker frekvencmetra je prilagojena višini obeh LCD prikazovalnikov in tiskanin, ki ju nosita. V mojem slučaju sem izbral višino 42mm, ki jo je določal tovarniško sestavljen modul za digitalni voltmeter.

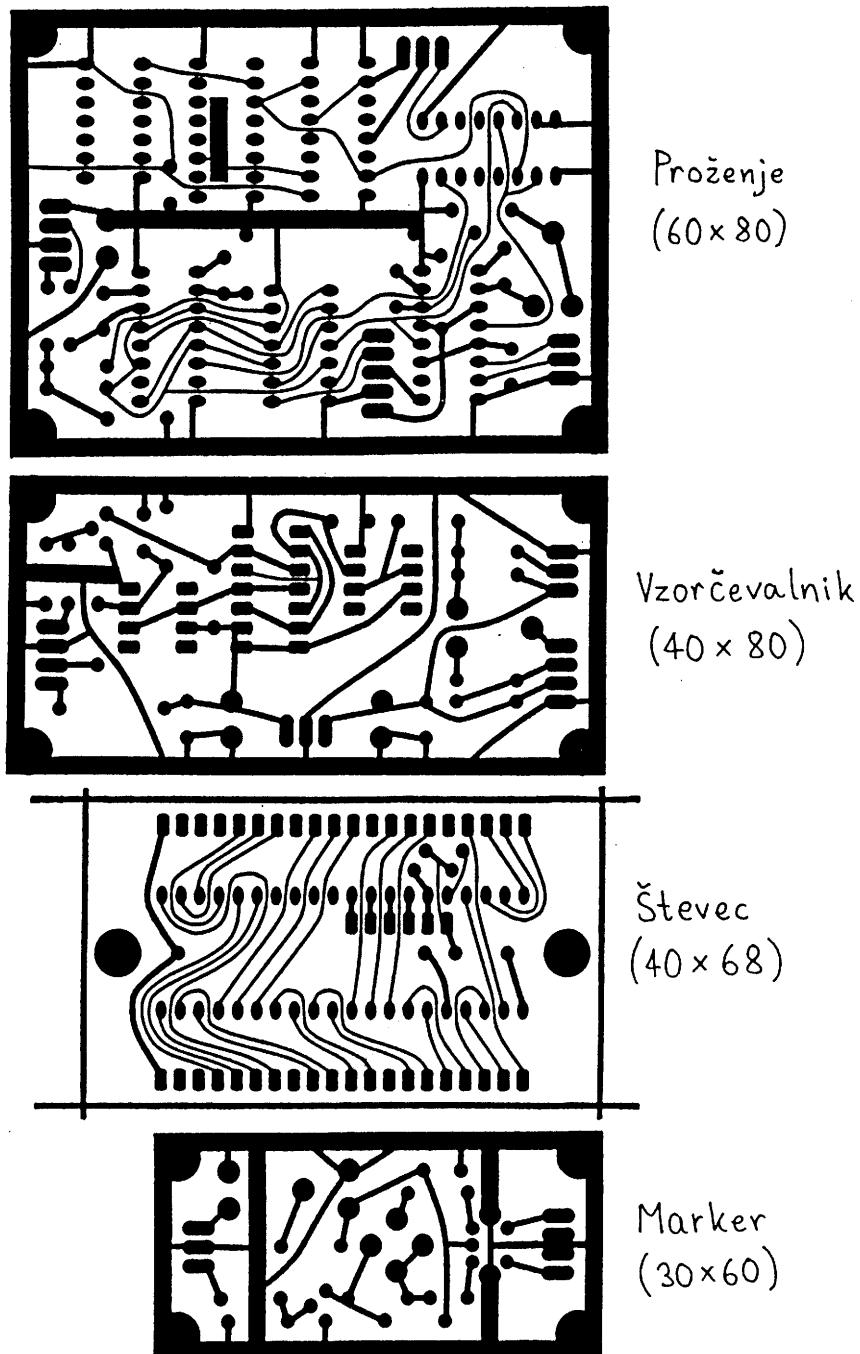
Škatla je sicer precej prazna, saj je enot marker frekvencmetra raz-

meroma malo. Praznina bo mogoče prav prišla za dodatke, naprimer za računalniški vmesnik. Vse enote so razporejene v eni sami ravnini. Dno škatle je preprosto kos pločevine, upognjen v obliko črke U z nosilnimi ušesi za pokrov, ki je prav tako kos pločevine, upognjen v obliko črke U.

Marker frekvencmeter je razmeroma preprosta naprava, ki bi morala delovati brez vsakršnega uglaševanja. Nekatere nastavitev so sa-

moumevne, naprimer trimerja za širino in višino markerja. Če vezje markerja ne deluje pravilno ozira na moremo nastaviti zadostne višine značke, potem poskusimo z drugačnim medfrekvenčnim transformatorjem, ki naj bi imel odcep približno na sredini primarnega navitja.

Točnost frekvencmetra je določena s kristalnim oscilatorjem za 10MHz, ki ne dopušča nastavitev. Pri merjenju večjega števila kristalnih osci-



Slika 10 – Ostale (nizkofrekvenčne) tiskanine.

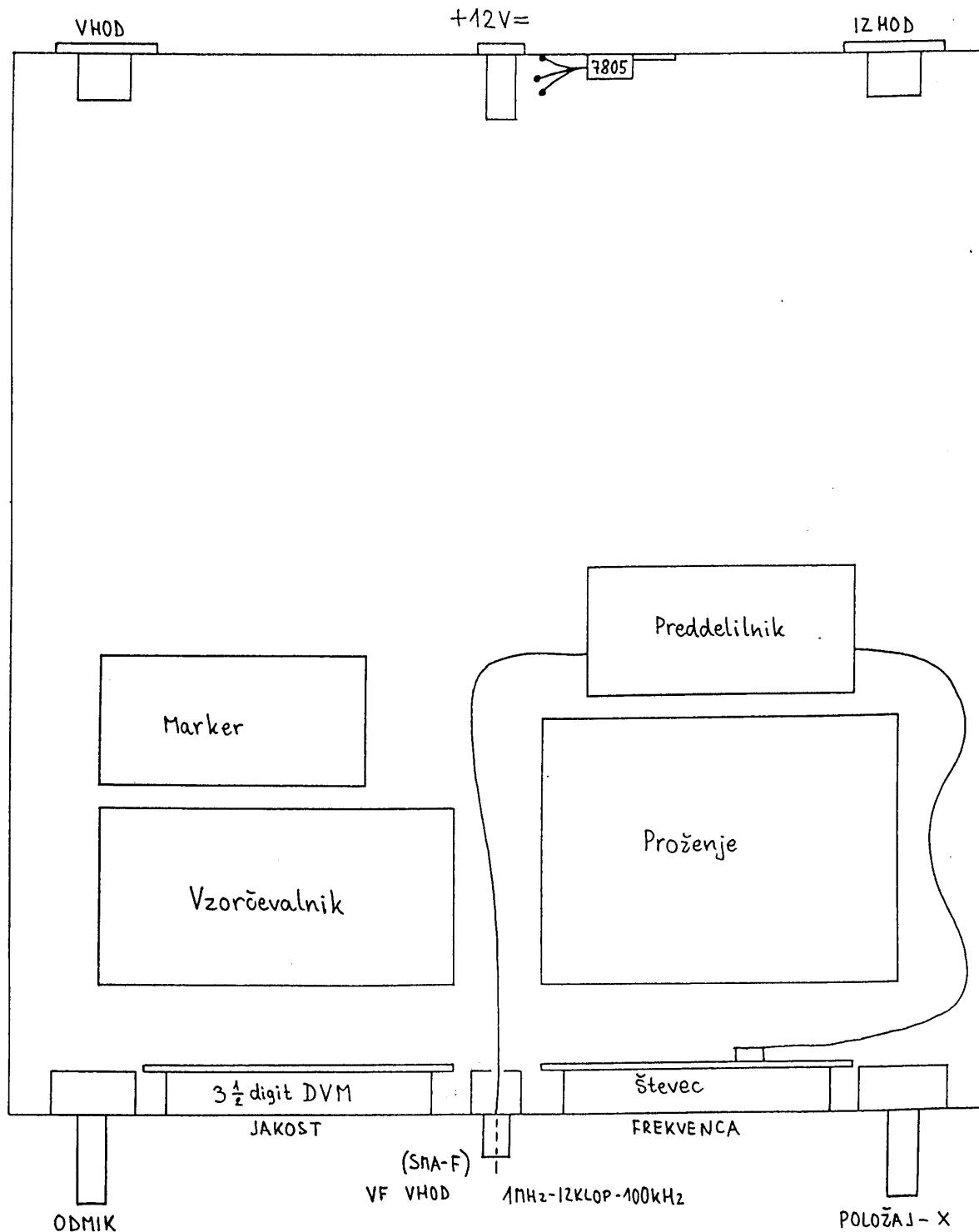
latorjev različnih proizvajalcev so se izkazali najtočnejši oscilatorji tovarne KYOCERA, tip KXO-01-1. Pri preizkusu frekvenčmetra je seveda smiselno preveriti spodnjo in gornjo frekvenčno mejo preddelilnika.

Končno moramo nastaviti še enega od trimerjev za skalo digitalnega voltmetra, da prikazane številke v resnici ustrezajo izmerjenim decibelom. To

verjetno najlaže storimo s trimerjem na tiskanini vzorčevalnika. Rezultat preverimo z umerjenim slabilcem na vhodu spektralnega analizatorja.

Povezava decimalnih pik LCD prikazovalnikov ni ravno enostavna, saj moramo tekoči kristal krmiliti samo z izmeničnim signalom. Nekateri ceneni DVM moduli imajo mostičke, ki spojijo decimalne pike

na nožico COMMON vezja ICL7106CPM. Zaradi nižje izmenične napetosti pika sicer potemni, vendar nekoliko manj od ostalih segmentov LCDja. Na podoben način lahko vključimo tudi pike frekvenčmetra, če jih spojimo preko primerenega kondenzatorja na maso.



Slika 11 – Razporeditev enot marker frekvenčmetra

Dodatne merilne naprave spektralnega analizatorja

Darko Volk - S57UUD

Ob delu s spektralnim analizatorjem, ki ga je v publikacijah objavil Matjaž Vidmar, sem naletel na potrebo točnejše meritve frekvence, kasneje pa še možnosti dokumentiranja izmerjenih vrednosti in oblik odzivov. Tako je nastal **Merilnik frekvence in analogno digitalni pretvornik signalov s prenosom podatkov na osebni računalnik**. To sta dve ločeni napravi. Med seboj sta povezani le toliko kolikor je nujno potrebno za prenos podatkov na osebni računalnik. Opis, ki tukaj sledi torej opisuje vsako napravo posebej.

Merilnik frekvence

Izbira koncepta

Imel sem kar nekaj idej kako tak merilnik realizirati, vendar je nekaj natančnejših izračunov pokazalo, da sta uporabni le dve od meni poznanih in dostopnih idej. Vsaka ima svoje prednosti in tudi slabosti.

Meritve s pomočjo sledilnega izvora.

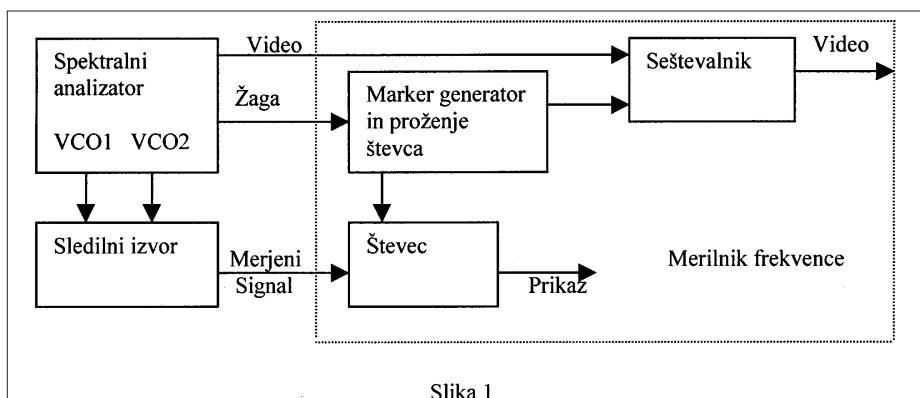
Meritve se vrši tako, da se v čisto določenem trenutku izmeri frekvenco sledilnega izvora spektralnega analizatorja. Glej sliko 1.

Meritve obeh VCO-jev spektralnega analizatorja

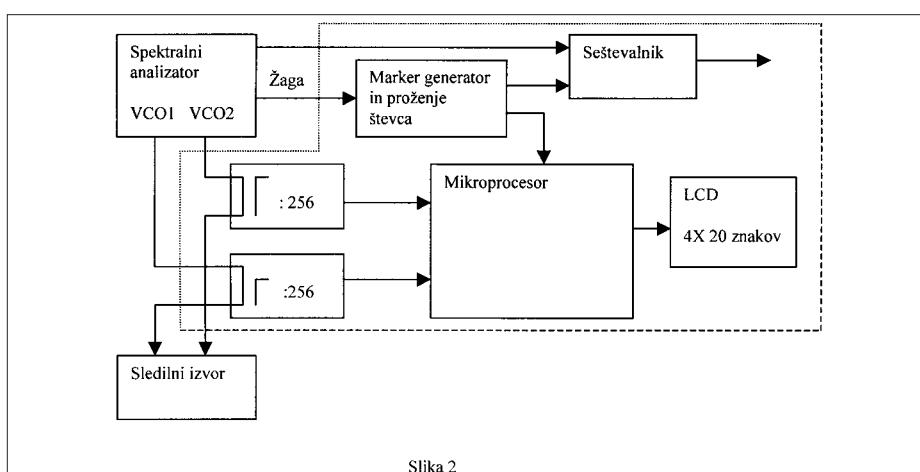
Meritve je zahtevnejša, predvideva namreč meritve frekvence obeh VCO v spektralnem analizatorju in nato izračun merjene frekvence z upoštevanjem medfrekvence spektralnega analizatorja. Glej sliko 2.

Problemi pri meritvah

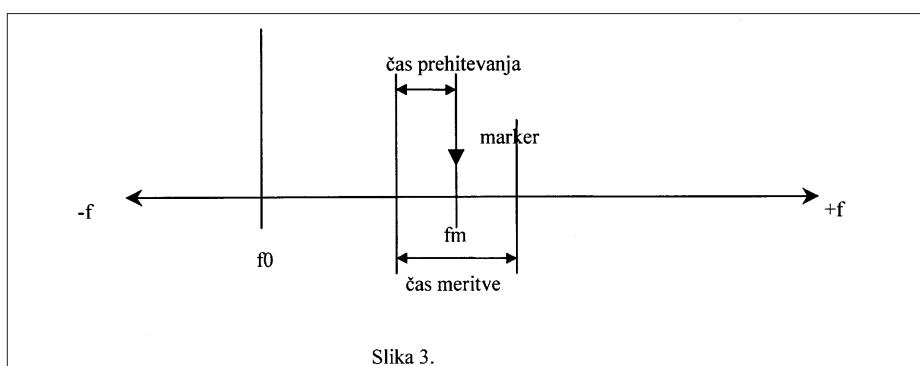
Ker se frekvence (fm) nekega signala ne da izmeriti v neskončno majhnem času, moramo z startom meritve pričeti preden prikažemo oznako (marker). Čas meritve (glej sliko 3.) pa mora biti ob predpostavki, da je sprememba frekvence v času meritve linear, dvakrat večji čas prehitevanja. Ker sprememba frek-



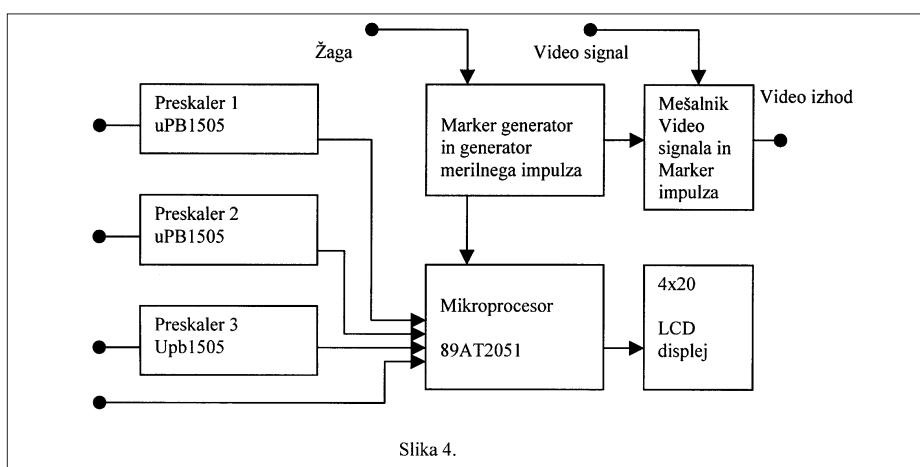
Slika 1



Slika 2



Slika 3.



Slika 4.

TA STRAN JE PRAZNA
NAČRT JE PRI S57UUD

TA STRAN JE PRAZNA
NAČRT JE PRI S57UUD

vence v času meritve ni nikoli čisto linearna, se nam napaka meritve veča z večanjem časa meritve. Iz povedanega sledi, da želimo imeti zelo kratke čase merjenja. Vendar prekratki meritni časi tudi prispevajo k nenatančnosti meritve. Pa si problem oglejmo podrobnej. Če računamo, da se prelet žarka izvrši sto krat v sekundi, čas meritve pa naj bi bil recimo stotino celotnega preleta. Tako kratek čas pade v razred debeline osciloskopskega žarka in bi popolnoma ustrezal. Čas meritve je tako definiran na 0.1 ms, kar da natančnost +- 10kHz, pred preskalerjem. Ker zaradi zanesljivosti delovanja, frekvence osnovnega števca nima smisla navijati preko 15 MHz, je faktor deljenja preskalerja postavljen na najmanj 128. V praksi pa se je bolje obnesla vrednost 256 in zgornja meja števca 7 MHz. Z upoštevanjem faktorja deljenja 256 je natančnost meritve pri tako kratkem času, komajda +-2.5 MHz. Pri merjenju v mejah od 0 do 1.7 GHz je to izpod 0.15 %, kar sicer zadovoljuje, vendar se katastrofalno slabša z oženjem mej meritve. Pri razponu meritve 50 MHz je natančnost že manjša od 5 % ! Tako zelo kratek čas meritve torej nikakor ni uporaben. Desetkrat daljši čas pa že daje čisto uporabne rezultate. Natančnost meritve lahko bistveno izboljšamo, če meritev ponovimo večkrat izpišemo pa povprečen rezultat. Takšen postopek imenujemo povprečenje. Če pri upoštevanju izračuna povprečenja zanemarimo najvišji in najnižji rezultat se natančnost še nekoliko izboljša.

Problemi pri meritvah s pomočjo sledilnega izvora

Območje meritve pri spektralnem analizatorju se seveda giblje od -f do +f, pri čemer so vse frekvence levo od f0 zrcalna preslikava okrog f0. Na enak način se obnaša tudi sledilni izvor. Ker merilnik frekvence ne more upoštevati faze oziroma predznaka frekvence, je meritev po metodi 1, napačna pod pogojem, da se start meritve prične pred f0. Pri prvi metodi merjenja se meritvi f0 lahko samo približamo, izmeriti pa je nikakor ne moremo. Kako zelo se bomo f0 lahko približali, pa je odvisno od tega kako velik čas meritve si izberemo. Če si za meritev izberemo eno desetino časa preleta žarka bo spodnja frekvenčna meja, ki

jo je še mogoče izmeriti je pri večjih meritnih območjih v okviru 5% celotnega območja, pri majhnih območjih pa je odvisna kar od spodnje frekvenčne meje preskalerja, ki pri statičnih izvedbah doseže nekaj Mhz. Ko meritve izvajamo samo v spodnjem delu frekvenčnega pasu, se temu problemu izognemo tako, da meritve opravimo brez priključenega preskalerja. S tem se tudi natančnost meritve poveča za faktor 256.

Povsem podoben problem natančnosti nastane v bližini f+, vendar tu ni tako pereč, saj se s pravilno izbiro območja meritve napaki lahko ognemo (razen na najvišjem območju 0-1700 MHz). Sicer pa tega problema tudi pri merjenju frekvence obeh VCO-jev ne rešimo. Vnaša pa tak način v meritev še en problem. Sledilni izvor namreč ne sledi spektralnemu analizatorju z absolutno natančnostjo. Razlike v primerjavi z ostalimi napakami so zanemarljive, vendar se je treba tega dejstva zavedati, saj napaka v delovanju ali priključitvi sledilnega izvora povzroči tudi napako v meritvi frekvence. Je pa sledilni izvor pri določenih meritvah, hkrati lahko tudi izvor motilnega signala.

Problemi pri meritvah frekvence obeh VCO-jev

Pri tem načinu merjenja frekvence se moramo zavedati, da je potrebno za vsako meritev frekvence izmeriti pravzaprav dva vira signalov. To pa pomeni, da moramo na rezultat čakati še enkrat dlje kot v prvem primeru. Pri enkratni meritvi to sicer ni problem, se pa časovna odzivnost krepko pozna, ko merimo s povprečenjem. Povprečenje pa je vedno aktualno, saj za mikroprocesor algoritom ni zahteven, brez mikroprocesorja pa ne moremo, saj ni enostavnejšega vezja, ki bi izračunal razliko VCO-jev in medfrekvence spektralnega analizatorja. Pri tem načinu lahko natančno merimo tudi preko f0 v negativno stran, če se le potrudimo narediti aritmetiko, ki upošteva predznak za dani mikroprocesor, saj v resnici merimo frekvence obeh VCO-jev. Tudi napaka meritve zaradi kratkega časa merjenja je tu teoretično dvakrat večja, saj moramo upoštevati najslabšo možnost, ki nastane takrat, ko pri obeh VCO-jih izmerimo najvišje oziroma najnižje vrednosti sočasno. V praksi pa je rezultat meritve mnogo

bolj natančen, še posebej, če iz meritve pri povprečenju izločimo najnižje in najvišje izmerjene rezultate. Kljub temu so napake pri meritvah nizkih frekvenc relativno zelo velike. Razlog tiči v tem da moramo pri tem načinu dva približno enaka zelo točno izmerjena rezultata med seboj odštetiti, pri čemer dobimo zelo majhen rezultat, napake pa se pri tem seštevajo.

Primer:

VCO 1 je 2110.8 MHz +-0,25 MHz
VCO 2 je 2030.6 MHz+-0,25 MHz
MF 70.7 MHz

Rezultat meritve :

2111,3-2030,6-70,7 MHz +-0,5 MHz =
10 MHz+-0,5 MHz

Pri merjenju frekvence vsekakor nismo vajeni tako slabe točnosti, vendar pa je treba vedeti, da je že sama velikost markerja v razredu 1%. No na višjih frekvencah so točnosti meritve bistveno boljše.

Tak način meritve zahteva tudi precej zmogljive preskalerje. VCO1 se namreč giblje v razponu od 2-4 Ghz, VCO2 pa je okrog 2 GHz.

Blokovna shema in opis

Ker ima vsak od zgoraj opisanih načinov merjenja svoje prednosti sem se odločil zgraditi napravo, ki bo vsebovala možnosti obeh načinov merjenja. Na blok shemi (slika 4) lahko vidimo osnovne sestavne dele takega merilnika.

Merilnik vsebuje tri preskalerje, mikroprocesorsko vezje, generator merilnega impulza, marker generator, vezje ki definira merilno območje, analogni seštevalnik, ki meša video signal z signalom markerja in LCD video displej.

Tako sestavljena naprava deluje na več načinov. Možna je meritev obeh VCO-jev in preračun frekvence z upoštevanjem medfrekvence spektralnega analizatorja, s tretjim preskalerjem je možna meritev izhoda sledilnega izvora, rezultate je mogoče istočasno primerjati med seboj. Četrти merilni vhod nima preskalerja - z njim lahko merimo frekvence do 50 MHz z teoretično natančnostjo +-1kHz. (najmanjša pasovna širina filtra v spektralnem analizatorju je 10kHz !!). Če pa na tretji preskaler pripeljemo signal iz harmonskega mešalnika, lahko z upoštevanjem pravilnega harmonika merimo frekvence vse do 24 GHz. Natančnost meritve je v tem primeru še nekaj slabša in znaša v odvisnosti od

harmonika do + 10 Mhz, kar pa je v večini primerov bolje od 1 %, torej vnaša debelina osciloskopskega žarka v končni rezultat večjo napako, kot meritev sama.

Naprava ima možnost izbire več markerjev, meritve pa izvaja zaporedoma. Dva od osmih možnih markerjev zato koristimo za meritev spodnje in zgornje frekvenčne meje – frekvenčni obseg. Ker je pozicija markerja definirana z presečiščem žagaste in enosmerne napetosti, spreminjamamo pozicijo markerja kar z enosmerno napetostjo na potenciometru z desetimi obrati. Napetosti na obeh koncih tega potenciometra nastavimo napetosti tako, da z vrtenjem potenciometra z markerjem pokrijemo celotno frekvenčno območje. Če napetosti na obeh koncih potenciometra pripeljemo na prvi in drugi vhod za generiranje markerjev, bo naprava pravilno merila tudi frekvenčno območje spektralnega analizatorja.

Izvedba vseh treh preskalerjev je sicer enaka, le odvzem signala je prilagojen njihovemu namenu. Preskalerja, ki merita signal VCO1 in VCO2 odvzemata signal preko smernega sklopnika. Sklopni pa so različni za VCO1 in VCO2, prvi je dimenzioniran za frekvence okrog 3 Ghz, tako da pokrije celoten obseg od 2 do 4 Ghz. Drugi sklopnik odvzema signal z VCO2 in ni kritičen, saj se VCO2 giblje v mnogo ozjemu področju okrog 2 Ghz. Smerni sklopni imajo od 15 do 20 dB slabljenja, odvisno od frekvence, zato je dodatno ojačenje pred preskalerjem nujno. Tretji preskaler signala ne odvzema, ampak ga meri direktno. Tu dodatno ojačenje ni potrebno, vendar je uporaba ločilnega ojačevalnika smiselna, saj je preskaler dražji in težje dobavljen element.

Generator merilnega impulza in marker generator nam omogočata natančno meritev. Predvsem mora biti dolžina merilnega impulza zelo točno definirana. To je narejeno z pomočjo kvarčnega oscilatorja frekvence 10.240 Mhz. Signal, ki nastane v oscilatorju (74HC00) delimo s primernimi delilniki (74HC74). V času polovice trajanja merilnega impulza, pa naredimo še impulz za marker. S stikali lahko nastavljamo širino marker impulza in število prehodov žarka v tej širini. Generator merilnega impulza omogoča, da lahko naredimo tudi dvakrat širše impulze. Tako povečamo natančnost meritve, na žalost pa tudi čas me-

ritve. Funkcijo nadzoruje mikroprocesor.

Merilni impulz se torej ne začne točno ob presečišču žage z enosmerno napetostjo, pač pa sinhrono z prvim impulzom iz oscilatorja, kontroliranega s kvarcem. Na ta način dosežemo, da je širina impulza vedno enaka.

Seštevalnik video signala in signala marker generatorja

Seštevalnik je realiziran z enim samim integriranim vezjem MC33074, v katerem pa je več operacijskih ojačevalnikov. Za vzor sem imel vezje, ki ga je Matjaž uporabil v video pomnilniku.

Mikroprocesor in merjenje frekvence

Mikroprocesor 89C2051 sicer vsebuje števec s pomočjo katerega je mogoče narediti merilnik frekvence, vendar je zmogljivost takega merilnika preskromna v vsaj dveh lastnostih. Zgornja frekvenčna meja je nekaj pod 1 Mhz, tudi raster (16 biten števec) ne ustreza. Oba problema sem rešil z 74HC590 števcem. Proizvajalci tega čipa zagotavljajo 60 Mhz za zgornjo frekvenco pri kateri števec še šteje. Po končanem merilnem impulzu mikroprocesor odčita še stanje števca v 74HC590 in tako dobimo 24 bitni rezultat, kar je vsekakor dovolj natančno. Prosesor krmili tudi potrebno logiko, ki določi na katerem od štirih merilnih vhodih se trenutno meri frekvenca. Na tak način zbrani podatki se še dodatno obdelajo (množenje, deljenje, odštevanje, pretvorba formatov..) nato pa se vsi rezultati izpišejo na štiri vrstičnem LCD displeju. Celotno procesorsko vezje je narejeno tako, da imamo 74HC137 selektor, ki omogoča, da je izbrano eno samo vezje oziroma naprava, do katere dostopa procesor, ali pa naprava pošilja podatke procesorju.

AD-DA –RS232 pretvornik video signala.

Razmišljanja o tem kako deluje video pomnilnik, ki ga je naredil Matjaž Vidmar (S53MV) me je privedlo do ideje kako prenesti sliko s spektralnega analizatorja na PC in kasneje še na printer. Njegov video pomnilnik sem križal s mikroprocesorjem in dobil napravo, ki zmore sledeče:

- Analogno digitalno pretvorbo video signala.
- Hranjenje video slike v enem od

štirih delov pomnilnika.

- Digitalno analogna pretvorba in prikaz shranjene slike zopet na osciloskopu
- Prenos podatkov slike s posameznih delov pomnilnika preko RS232 na PC.
- Prenos podatkov o sliki s PC v določen polnilnik in prikaz slike na osciloskopu
- Prenos podatkov z merilnika frekvence v pomnilnik. Tako so digitalizirane slike opremljene z podatki o območju meritve in frekvenco markerja.

Vse pretoke informacij seveda nadzira mikroprocesor.

Opis naprave

AD in DA pretvornik ne bom posebej opisoval, saj je popolnoma enak kot pri pomnilniku video signala, le da posamezne signale nadzoruje mikroprocesor. Tokrat sem uporabil raje 89C53, ki se je ob razvoju programa izkazal kot nenadomestljiv. V končno verzijo naprave seveda lahko vgradimo cenejši 89C51. Pomnilnik je zgrajen z dvema 23512 integriranimi vezjema in je razdeljen na štiri logične dele. Mikroprocesor pa določa kateri od štirih delov je trenutno aktivен. Mikroprocesor seveda lahko dostopa do bilo katerega pomnilniškega naslova. Na tem naslovu lahko podatke vpisuje in – ali prečita. To je pomembno zato, ker se slika pred pošiljanjem na PC opremi še s podatki o merilnem frekvenčnem območju in o frekvenci markerja. Mikroprocesor dobi podatke po osem bitnem vodilu. Pošlje mu jih merilnik frekvence. Za časovno usklajenost poskrbita program, ki sta v mikroprocesorjih.

Naprava video signal vzorči zelo hitro, zato ena slika zapolni 32k pomnilnika, pri čemer vsak By predstavlja eno točko na X osi. Pri shranjevanju slike na disk in kasneje vračanju in prikazovanju na osciloskopu, je tako velika količina podatkov smiselna, pri prikazovanju slike na PC monitorju in pri izpisovanju na tiskalnik pa nikakor ni potrebna. Te naprave namreč delujejo z mnogo manjšo ločljivostjo. Približno 600 točk po X osi običajno povsem zadovoljuje. To pa omogoča, da v treh segmentih spomina hranimo do 150 meritev, ki jih kasneje prenesemo na PC.

Prenos na PC je serijski, hitrost RS232 prenosa pa znaša 57600

baudov. Kabel za prenos ima le tri žice.

Programska oprema

Bistven del obeh naprav je seveda programska oprema, saj so škatle brez nje popolnoma mrtve. Celoten sklop programske opreme pa je sestavljen iz dveh, pravzaprav iz treh delov – programov.

Program, ki se nahaja v merilniku frekvence in je prilagojen procesorju

AT89C2041 je popolnoma samostojen program, ki lahko krmili frekvenčni merilnik in ostalih naprav ne potrebuje za svoje normalno delovanje.

Program v AT89C53, ki je srce AD-RS232-DA pretvornika za svoje delovanje potrebuje tudi merilnik frekvence na eni strani in seveda najmanj terminalskega program na strani PC. Boljša rešitev na PC strani pa je seveda nalašč za te potrebe pisani program, ki zmore grafični prikaz slike na VGA monitorju.

Podroben opis naprave bo verjetno objavljen v CQ ZRS. Programi so sicer že deluječi, vendar se še izpoljujejo. Tudi navodila za uporabo še niso napisana. Posamezne verzije programov so na razpolago tudi v izvorni obliki pri meni. Nekatere verzije in izvirne oblike, pa so tudi na LJUBBS.

Vsi, ki bi jih naprava zanimala se lahko obrnejo na:

HAM: S57UUD @S50BOX.SVN.EU

E-mail: darko.volk@siol.net

Tel.: +386 67 632-765



Malošumni predojačevalnik za 144 MHz

Robert Vilhar - S53WW

1. Uvod

Ko teče beseda o tranzistorjih, ki se uporabljajo v malošumnih predojačevalnikih za radioamatersko dvo-metrsko področje, skoraj vedno pomislimo na mikrovalovne GAAS FET-e. Temu botruje njihova nizka cena, tako da je marsikateremu VHF amaterju izpod časti uporabiti kakšen drugačen tranzistor. Skoraj vsi so že pozabili na FET z dvemi vrti - BF981, ki je bil zelo popularen pred desetimi leti. Njegova cena je danes do 10-krat nižja od raznih GAAS FET-ov, v električnih lastnostih pa ne zaostaja prav veliko. Nasprotno, na 144 MHz ima BF981 vsaj dve prednosti: večji dinamični obseg in boljšo stabilnost. S FET-om BF981 je bilo objavljenih veliko načrtov, tako da tu predstavljena shema ne predstavlja nobene "inovacije". Pomembnejši naj bi bil spremni tekst, ki obravnava dinamično območje sprejemnika. Poskusil bom tudi razložiti (čeprav se zavedam, da je to bolj jalovo početje!) dejstvo, da **na 144 MHz ne potrebujemo sprejemnika s skupnim šumnim številom manjšim kot 2,2 dB!**

2. Nekaj besed o dinamičnem območju sprejemnika

Kljud temu, da je v biltenu CQ ZRS že tekla beseda o dinamičnem obsegu sprejemnika (št. 4/93), pa v vsakodnevnih razgovorih z radioamaterji opažam, da nekaterim zadeva ni povsem jasna. Dinamični obseg sprejemnika na spodnji meji določa lasten šum in zunanji šum, ki ga sprejemamo z anteno. Običajno se ta meja podaja s šumnim številom (redkeje z ekvivalentno šumno temperaturo) ali pa z občutljivostjo (angl. sensitivity). Z razvojem malošumnih tranzistorjev nimamo več problemov z doseganjem skoraj idealne občutljivosti sprejemnikov. Najprej moramo razumeti, da dobimo na antenskem konektorju tako želeni signal kakor tudi šum. Ta šum nima nič opraviti s kakovostjo običajne amaterske antene (in v prvem približku tudi ni odvisen od njenega ojačenja). To je naravni šum in je močno frekvenčno odvisen. Tako je

na primer naravni šum na kratkovlajnih področjih tudi do 10000-krat večji od šuma na 144 MHz (zato na KV ne potrebujemo predojačevalcev!). Torej imamo na vhodu sprejemnika popolnoma dolčeno razmerje signal/šum (S/N), ki ga na noben način ne moremo izboljšati. Idealen sprejemnik bi to razmerje ohranil, v praksi pa ga vedno le poslabšamo. Če nam na primer vezje sprejemnika (antenski kabel, predojačevalnik, mešalnik ipd.) doda ravno toliko šuma kot ga sprejemamo iz okolice, potem se razmerje S/N zmanjša na polovico, to je za 3 dB. Pri običajnih zemeljskih zvezah na 144 MHz (včasih pa tudi pri EME zvezah), je nihanje sprejemelanega signala zaradi fadinga precej večje kot pa 3 dB. **Zato za sprejemni sistem za zemeljske zvezze povsem zadošča zahteva, da naj ne pokvari razmerja signal/šum za več kot 3 dB.** To v praksi pomeni, da je **zadostno šumno število sprejemnega sistema na 144 MHz tisto, ki je manjše ali enako 2,2 dB.** Tu se pogovarjam o zelo konkretnem sprejemnem sistemu, ki je sestavljen iz:

- antenskega vodnika od antenskega konektorja do predojačevalnika, ki ima L1 dB izgub,
- predojačevalnika s šumnim številom F dB in ojačenjem G dB,
- antenskega vodnika od predojačevalnika do sprejemnika, ki ima L2 dB izgub in
- sprejemnika s šumnim številom F dB.

F [dB]	T [K]
0,5	35
1,0	75
1,5	120
1,8	149
2,0	170
2,2	191
2,5	226
3,0	289
6,0	865

Ker je s šumnim številom zelo težko računati, vpeljimo veliko bolj uporabno mero za opis šumnih lastnosti vezij; to je ekvivalentna šumna

temperatura. Beseda "ekvivalentna" pomeni, da ta temperatura nima nobene zveze s fizično temperaturo vezja. Zveza med šumno temperaturo in šumnim številom je:

$$T = 290(10^{F/10} - 1) \quad [\text{K}]$$

$$F = 10 \log(1 + \frac{T}{290}) \quad [\text{dB}]$$

Nekaj vrednosti je podanih v tabeli 1. Ravno tako podajamo šum, ki ga sprejema antena iz okolice z ekvivalentno šumno temperaturo antene. Najnižja šumna temperatura antene na 144 MHz je okoli 400 K, čeprav se pri EME zvezah včasih zgodi (pri pravi konstelaciji zvezd!), da je le ta okrog 200 K. Sredi ali v bližini večjega mesta pa seveda dobimo 400 K le redkokdaj (v nedeljo zjutraj, naprimer), ker prevlada industrijski šum (čez 1000 K na 144 MHz). Samo za primerjavo; minimalna šumna temp. antene na 14 MHz je okrog 100.000 K, na 1296 MHz pa okrog 20 K.

Ekvivalentno šumno temperaturo sprejemnega sistema izračunamo tako:

$$\text{Tsys} = 290 * (L1-1) + T + 290 * (L2-1) / G + \text{Trx} / G * L2,$$

kjer so L1, L2 in G dani kot faktorji in ne v decibelih.

Primer: prvi kabel naj ima 0,1 dB izgub, drugi kabel pa 2 dB izgub. Predojačevalnik naj ima šumno število 1,5 dB in 10 dB ojačenja. Šumno število sprejemnika pa je 3 dB. Torej imamo:

- L1=0,1 dB ali 1,0233
- L2=2,0 dB ali 1,5849
- F=1,5 dB oz. T=120 K
- G=10 dB ali 10
- Frx=3 dB oz. Trx=289 K

Gornja enačba se glasi:

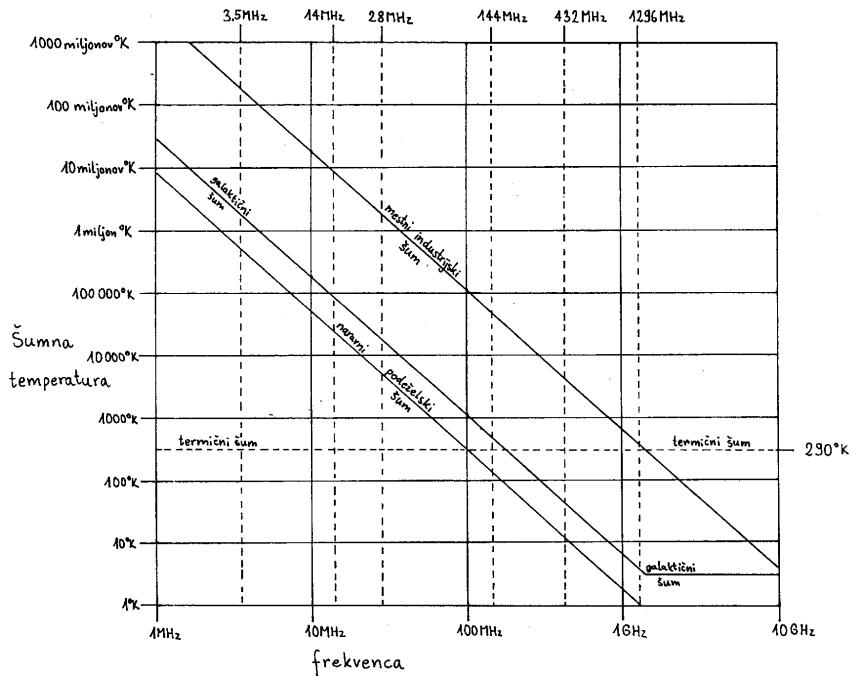
$$\text{Tsys} = 290 * (1.0233-1) + 120 + 290 * (1.5849-1) / 10 + 289 / 10^*$$

$$*1.5849 = 6.8 + 120 + 17.0 + 45.8 = 190 \text{ K}$$

Vidimo, da k šumu sprejemnega sistema prispeva največ šum predojačevalnika. Ostali prispevki so zanemarljivi. Poglejmo, kaj se zgodi, če ima predojačevalnik 20 dB ojačanja (to je 100):

$$\text{Tsys} = 290 * (1.0233-1) + 120 + 290 * (1.5849-1) / 100 + 289 / 100 * 1.5849 = 6.8 + 120 + 1.7 + 4.6 = 135 \text{ K}$$

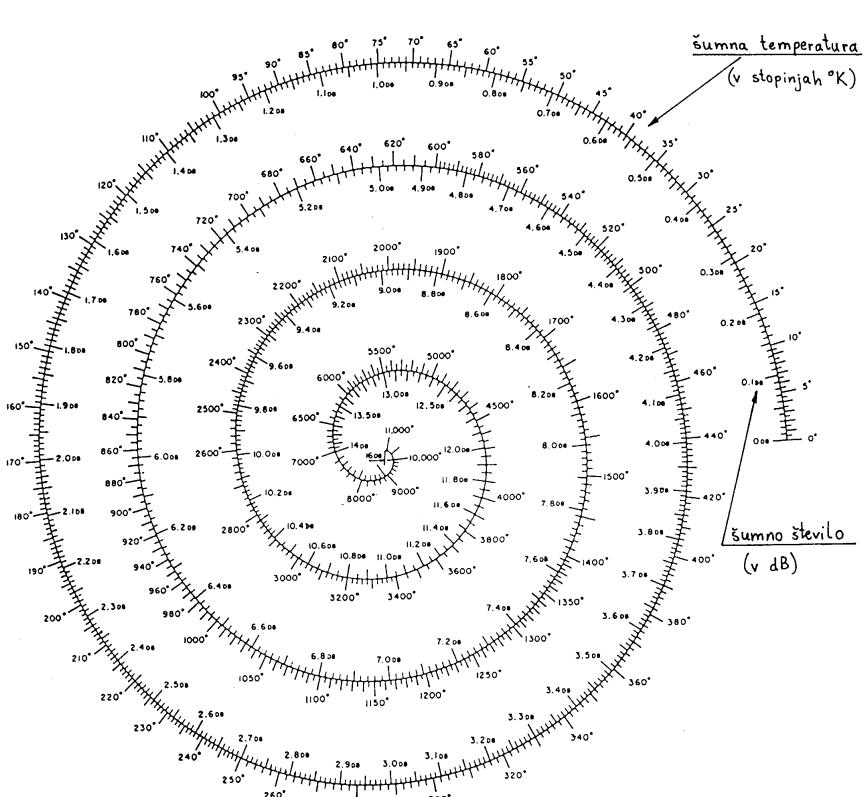
Mogoče izgleda pridobitev 55 K velik dosežek (šumno število 2,2 dB



Slika 1 - Jakost izvorov šuma.

proti 1,7 dB), vendar v resnici ni tako. Minimalna možna šumna temperatura okolice na 144 MHz je 200 K (veliko bolj verjetna šumna teperatura pa je od 400 K do 1000 K). Torej je celotna šumna temperatura sprejemnika v prvem primeru 390 K, v drugem pa 335 K. Razmerje signal/šum je sorazmerno jakosti signala in obratnorazmerno šumni temperaturi. Torej smo v danem primeru pridobili na razmerju S/N le borih $10\log(390/335) = 0,66$ dB. S prostim ušesom ni mogoče zaznati tako majhne razlike v razmerju S/N. Sмо pa zato v drugem primeru za 10 dB zmanjšali odpornost sprejemnika na močne signale. Praktično gledano, če nas je prej motila postaja z močjo 1kW, nas bo sedaj enako motila ta ista postaja s 100 W. Če so nas prej motile postaje v povprečnem radiju 20 km, se sedaj ta radij poveča na 60 km. Torej se zlahka zgodi, da s povečanjem ojačenja predojačevalnika v tekmovanju ne bomo slišali več sibkih signalov, temveč manj!

Zgornjo mejo dinamičnega območja določa obnašanje sprejemnika pri močnih signalih. Naj omenim le dva najvažnejša efekta, ki povzročata popačenje v sprejemniku. To sta preobremenitev in intermodulacija. Preobremenitev nastopi, ko se na vhodu pojavi izredno močan signal, ki spravi v nasičenje eno ali več stopenj sprejemnika. Posledica je tako imenovana desentizacija sprejemnika - sprejemnik postane neobčutljiv, oz. popolnoma ogluši. Pri tem sploh ni potrebno, da je to signal, ki ga želimo sprejemati. Še več, motilni signal se lahko nahaja izven amaterskega območja. Lahko je to signal radijskega oddajnika, ki oddaja nekje okrog 100 MHz, naš sprejemnik pa nima zadostnega VF filtra. V takem primeru je lahko v nasičenju že prvi ojačevalnik in pomaga edino pasovnopropustni filter na vhodu sprejemnika. Intermodulacijsko popačenje pa povzročita dva ali več relativno močnih signalov na vhodu (glej CQ ZRS 3/93). Recimo, da sprejemamo močna signala dveh postaj na 144,250 MHz in 144,300 MHz. Eden od intermodulacijskih produktov tretjega reda se nahaja na 144,200 MHz. In če na tej frekvenci oddaja neka tretja postaja, je jasno, da jo bomo sprejemali v motnjah. Velikost teh motenj zavisi od jakosti tega produkta, ta pa je odvisna od linearnosti celotnega sprejemnika. Najboljša mera za linearnost sprejemnika je presečna točka inter-



$$F[\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{T}{290 \text{ °K}} \right)$$

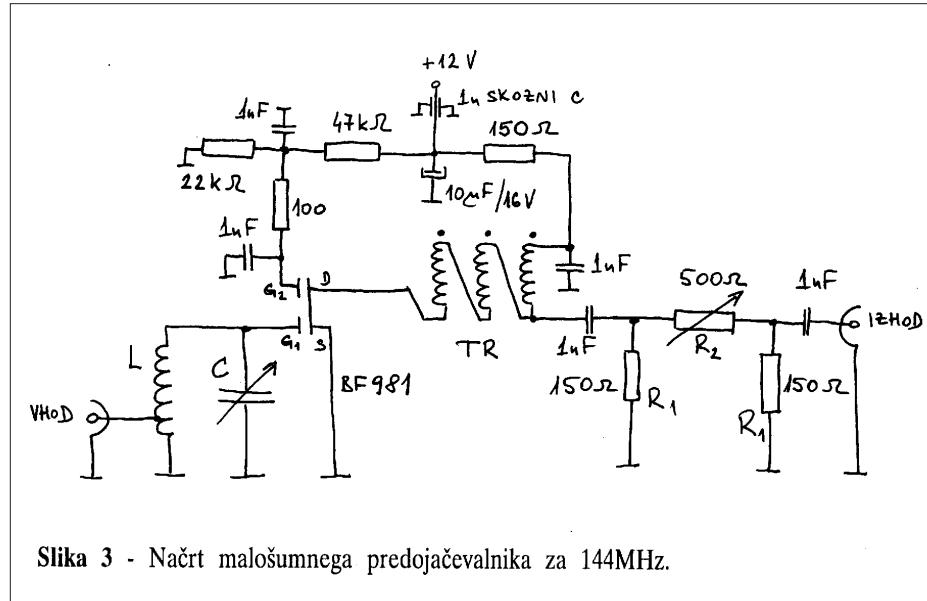
$$T[\text{°K}] = 290 \text{ °K} \cdot \left(10^{\frac{F}{10}} - 1 \right)$$

Slika 2 - Povezava med šumno temperaturo in šumnim številom.

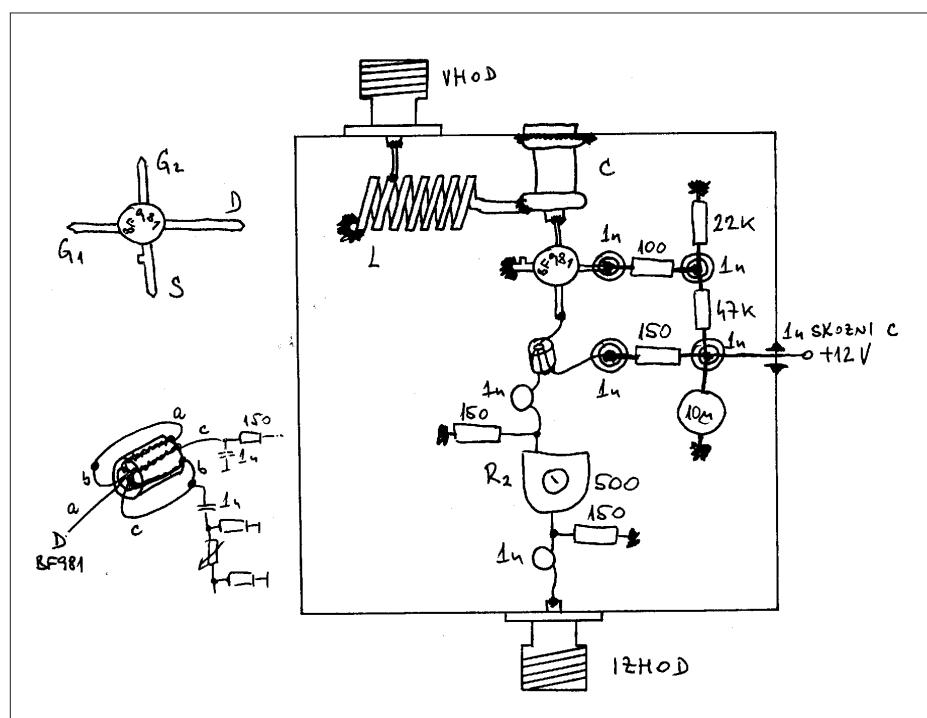
modulacije tretjega reda IP3 (angl. third order intercept point), ki jo podajamo v dBm. Čim višji je IP3, tem boljši je naš sprejemnik. Vsako aktivno vezje ima svoj IP3 (pa tudi nekatera pasivna!) in povsem jasno je, da bo popačenje manjše, če bodo signali šibkejši (manj ojačanja). Praktično pa IP3 celotnega sprejemnika določa ojačevalna stopnja pred mešalnikom, mešalnik in ojačevalna stopnja za mešalnikom. Največjo omejitve prinaša mešalnik in vsako nepotrebitno ojačanje pred mešalnikom le še dodatno poveča njegovo intermodulacijsko popačenje. Ker imajo mešalniki skupaj s filtrom relativno visoko šumno število (okrog 10 dB), potrebujemo predojačevalnik, da popravimo spodnjo mejo dinamičnega območja (občutljivost). Vendar mora biti tega ojačanja ravno dovolj, da preveč ne pokvarimo zgornje meje. In koliko je to? Toliko, da ima celoten sprejemnik takšno šumno temperaturo, kot je šumna temperatura okolice. Zato na KV področju ne potrebujemo predojačevalnika, ker je šum okolice precej večji od šuma mešalnika s preselektorjem. Novejše KV postaje vsebujejo tudi predojačevalnik in magično tipko AIP, s katero povečamo IP3 tako, da predojačevalnik izključimo.

3. Opis sheme in gradnje predojačevalnika

Shemo predojačevalnika vidimo na sliki 3. Vezje za prilagodenje vhoda na najmanjši šum sestavlja vzopredno vezana tuljava L z odcepom in kondenzator C. Izvod prilagodimo s transformatorjem TR, ki optimalno izhodno upornost FET-a transformira v razmerju 9:1. Transformatorju sledi stabilnik z nastavljivim slabljenjem (R1, R2). Ostale komponente služijo za nastavitev delovne točke. Najbolj kritična komponenta je feritno jedro za transformator TR (ljubljanske "štacune z el. kramo" jih ne držijo). Uporabimo kar feritne obročke (perle, angl. ferit bead), ki služijo za dušenje in filtriranje VF motilnih signalov ter samooskulacij na napajalnih žicah in medsebojnih žičnih povezavah v visokofrekvenčnih vezjih (obroček je nataknjen na žico, nogo kondenzatorja ali tuljave ipd.). V poštev pridejo obročki z zunanjim premerom 4 - 8 mm. V vsakem TV tunerju je mogoče najti več takšnih feritnih obročkov, ki povsem



Slika 3 - Načrt malošumnega predojačevalnika za 144MHz.



Slika 4 - Praktična izvedba predojačevalnika za 144MHz.

ustrezajo tej uporabi.

Vezje najlažje in najhitreje zgradimo v "lebdeči" tehniki na ploščici iz vetronita ali medenine, ki istočasno služi za spodnjo stranico ohišja (glej sliko 4). Oporni elementi za "lebdenje" so blokirni kondenzatorji. Ti naj bodo keramični, vrednosti okrog 1 nF. Še najbolje se obnesejo disk keramični kondenzatorji (brez priključnih žičk), ki pa se malo težje dobijo v naših krajih (nikakor pa ne smemo uporabiti raznih čip kondenzatorjev, razen če nismo prepričani, da so namenjeni za VF rabo). Če uporabljamo običajne kondenzatorje, potem je smiseln oporne elemente narediti iz vetronita - kva-

dratki 5x5mm. Razpored elementov ne igra posebne vloge in tudi pregrada med vhodnim in izhodnim vezjem ni potrebna (lahko pa jo vgradimo). Kondenzator C mora imeti visoko kvaliteto. Najbolje se obnesejo zračni spremenljivi kondenzatorji, bodisi v koaksialni izvedbi ("multi-turn") ali pa "metuljčki". Vrednost tega kondenzatorja mora biti nastavljiva nekje med 1 pF in 10 pF. Tuljavo L navijemo s posrebreno žico debeline 1 mm (če uporabimo lakirano bakreno žico, se bo šumno število poslabšalo le za 0,1 do 0,2 dB) na tuljavniku premera 7,5 mm. Tuljava naj ima 6,5 ovoja in razmak med ovoji naj bo 1 mm. Odcep za

vhod je 1,5 ovoja od ozemljenega konca tuljave. Tuljavo montiramo položno, 2 - 3 mm nad maso vezja. Tuljava naj bo od stranskih stranic ohišja oddaljena vsaj 1 cm. Ker sta tuljava L in kondenzator C največji komponenti vezja, pričnemo gradnjo z njuno namestitvijo. Če uporabljamo koaksialni kondenzator, potem najprej v nosilno ploščico (ali stransko stranico ohišja) zvrtamo luknjo ustrezne velikosti. Montiramo kondenzator in zalotamo tuljavo. Nadaljujemo s tranzistorjem in oporniki-kondenzatorji ter ostalim vezjem za nastavitev delovne točke. Nato dodamo slabilnik in na koncu zalotamo transformator. Transformator navijemo trifilarno, kar pomeni: vzamemo tri konce lakirane bakrene žice premera 0,1 do 0,5 mm in dolžine 45 mm. Žicam na konceh odstranimo lak v dolžini 5 mm in konce pocinimo. Vse tri žice nasukamo tako, da dobimo eno samo žico s tremi žičkami (žic ne prepletamo). To žico potem navijemo na feritni obroček. Normalno bi morali dobiti 3 ali pa 4 ovoje, odvisno pač od velikosti (dolžine) obročka. Če je naš obroček prevelik (premajhen) in dobimo manj (več) kot 3 (4) ovoje (en ovoj na obročku je en pretik žice skozenj!), potem vzamemo toliko dolgo žico, da dobimo 3 (4) ovoje. S pomočjo ohmmetra najdemo prave pare. Mogoče ni slabo, če začetno žičko označimo (npr. s koščkom lepilnega traku). Nato ustrezne pare zalotamo tako, kot je to prikazano na sliki 4. Pred lotanjem še enkrat preverimo, če je to pravi par! Če transformatorja ne vgradimo takoj po tem, ko smo ga navili, je pametno označiti še izhodni priključek (to bosta dve žički).

4. Uglasitev predajačevalnika

Preden predajačevalnik prvič priključimo na napetost, nastavimo potenciometer R2 v slabilniku na maksimum, vhod pa zaključimo s 50 ohmskim bremenom (ne z anteno!). Predoj. priključimo preko ampermetra. Teči mora okrog 12 mA toka

(Idss). Po podatkih proizvajalca je Idss lahko med 4 mA in 25 mA, vendar je srednja vrednost 11 mA. S stališča zgornje meje dinamičnega območja so boljši FET-i z višjim Idss, bodo pa tudi malce bolj šumeli. FET-e z Idss manjšim kot 10 mA raje ne uporabimo. Prav tako zamenjammo tranzistor, če je Idss večji od 20 mA, ker se v tem primeru FET preveč greje! Če je torej vse OK, priključimo predoj. med anteno in SSB (ali FM) sprejemnik. Šum se le malo poveča, ker je R2 maksimalen in ker vhodni krog še ni ugašen. Najprej R2 zmanjšamo na minimum in nato kond. C nastavimo na največji šum (ali signal radijskega svetilnika na maksimum). Tako je predoj. ugašen na največje ojačenje, ki mora biti 15 dB (+ 4 ali - 1 dB - odvisno od ferita za TR). To zlahka preverimo na poljubnem signalu, le da ne smemo povsem verjeti S metru sprejemnika. Z vrtenjem R2 manjšamo ojačenje, kar se mora lepo videti na S metru. Pri vrednosti R2 okoli 500 ohmov, je ojačenje le še slabe 3 dB. Če predoj. kaže znake nestabilnosti (brez pokrova škatle), potem je verjetno nekaj narobe s transformatorjem. Če predoj. zaniha takrat, ko ga pokrijemo s pokrovom, potem bo pomagala pregrada med vhodnim in izhodnim vezjem ali pa košček mikrovalovnega absorberja, prilepljen na del pokrova, ki pokriva izhodno vezje.

Sledi uglasitev predajačevalnika na najmanjši šum in nastavitev potrebnega ojačenja. To najlažje naredimo s pomočjo merilnika šuma, ki pa večini radioamaterjev ni dosegljiv. Vsako ugaševanje sprejemnika na najmanjši šum je v bistvu ugaševanje na največje razmerje signal/šum. Zelo težko je izvesti takšno ugaševanje "na uho". Zato izkoristimo lastnost FM demodulacije in skvelč vezja. Meja med odličnim in zanič demoduliranim FM signalom nastopi v zelo ozkem pasu okoli razmerja signal/šum 10 dB (pred demodulatorjem). Z nastavljivijo skvelča dočimo pri kakšnem razmerju S/N demoduliranega signala se sprejemnik "odpre". To lastnost FM demodulacije lahko uporabimo pri

ugaševanju sprejemnika na največje razmerje S/N. Potrebujemo šibak FM signal, ki ga lahko "poberemo" tudi kje z "banda". V tem primeru bomo pri ugaševanju samodejno upoštevali tudi šumne lastnosti okolja (zato je najbolje, če ugašujemo v nedeljo zjutraj). Jakost tega signala z vključenim predajačevalcem (nastavljenim na največje ojačenje!) mora biti tolikšna, da je kvaliteta komaj sprejemljiva (težko razumljiv FM signal v šumu). Postopek ugaševanja je sledeč:

- nastavimo skvelč na mejo vrednost, tako da ga signal ravno še odpira,
- počasi zavrtimo C v smeri povečanja (!) kapacitivnosti, dokler se signal ne izboljša,
- ko gremo s C preko te točke, se signal zopet slabša in skvelč ga začne "sekati",
- ponovno zavrtimo C nazaj, tako da je signal najboljši.

To je vse. V praksi je najlažje izvesti ugaševanje tako, da z vrtenjem C poiščemo dve točki, kjer je signal enako slab (na vsaki strani optimalne točke eno). Optimalna nastavitev je na sredini med obema točkama (položajema kondenzatorja C). Pri opisanem ojačevalniku je vrednost kondenzatorja C pri uglasitvi na najmanjši šum večja, kot pri uglasitvi na največje ojačenje (frekvenca, kjer je ojačenje največje se pomakne navzdol). Tako ugašen predajačevalnik ima šumno temperaturo okoli 75 K ($NF=1,0$ dB).

Na popolnoma enak način nastavimo najmanjše potrebno ojačenje. Upor R2 v slabilniku večamo toliko časa, dokler se kakovost signala ne prične slabšati (zapiranje skvelča). Nato R2 toliko zmanjšamo, da ne opazimo več razlike v izboljšanju signala.

Na ta način smo naš sprejemni sistem poglasili na največji dinamični obseg; z uglasitvijo predajačevalnika na najmanjši šum smo določili njegovo spodnjo mejo, z uglasitvijo na najmanjše potrebno ojačenje pa minimalno pokvarili njegovo zgornjo mejo.

Šumomer

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Električni šum kot merilni signal

Skoraj vsak opis gradnje visokofrekvenčne naprave se zaključuje z opisom preizkušanja in ugleševanja. Za preizkus in ugleševanje seveda potrebujemo izvor primernega signala, ki bo krmilil novozgrajeno napravo, ter merilnik na izhodu, ki bo izmeril odziv naprave. Potrebe po merilnih inštrumentih naraščajo zelo hitro s komplikiranostjo naprave, spisek želja postane hitro tako dolg, da si ga ne morejo privoščiti niti profesionalci, kaj šele radioamaterji.

Občutljivost vseh sodobnih sprejemnikov je tako velika, da lahko v vsakem slučaju zaznamo prisotnost šuma, ki edini omejuje domet dobro načrtovane naprave. Šum imenujemo povsem naključen električni signal, ki je običajno topotnega izvora, bodisi v sestavnih delih naprave same (šum ojačevalnikov in drugih, predvsem aktivnih stopenj), bodisi šum, ki ga ujame antena. Če je šum v vsakem slučaju škodljiv pojav v radijski zvezi, ker omejuje domet zvez, ga lahko vsaj izkoristimo za meritve. Šum oziroma signali, ki ustrezajo šumu, so lahko odličen preizkusni signal za sprejemnik.

Meritve s šumom kot preizkusnim signalom seveda zahtevajo ustreznno, posebno izdelano, a razmeroma enostavno in ceneno merilno opremo. Čeprav obstajajo ustreznii merilniki, šumomerji oziroma merilniki šumnega števila že dolgo vrsto let na tržišču profesionalne merilne opreme, jih profesionalci uporabljajo bolj poredko. Vzrok je predvsem v njihovem tehničnem nepoznavanju meritev s šumom kot signalom. Profesionalci običajno nadomestijo svoje tehnično neznanje z denarnico in nakupijo najrazličnejše generatorje signalov, le šumomerja se pridno izogibljejo. Temu seveda potem povsem ustrezajo opisi ugleševanja v navodilih profesionalnih naprav.

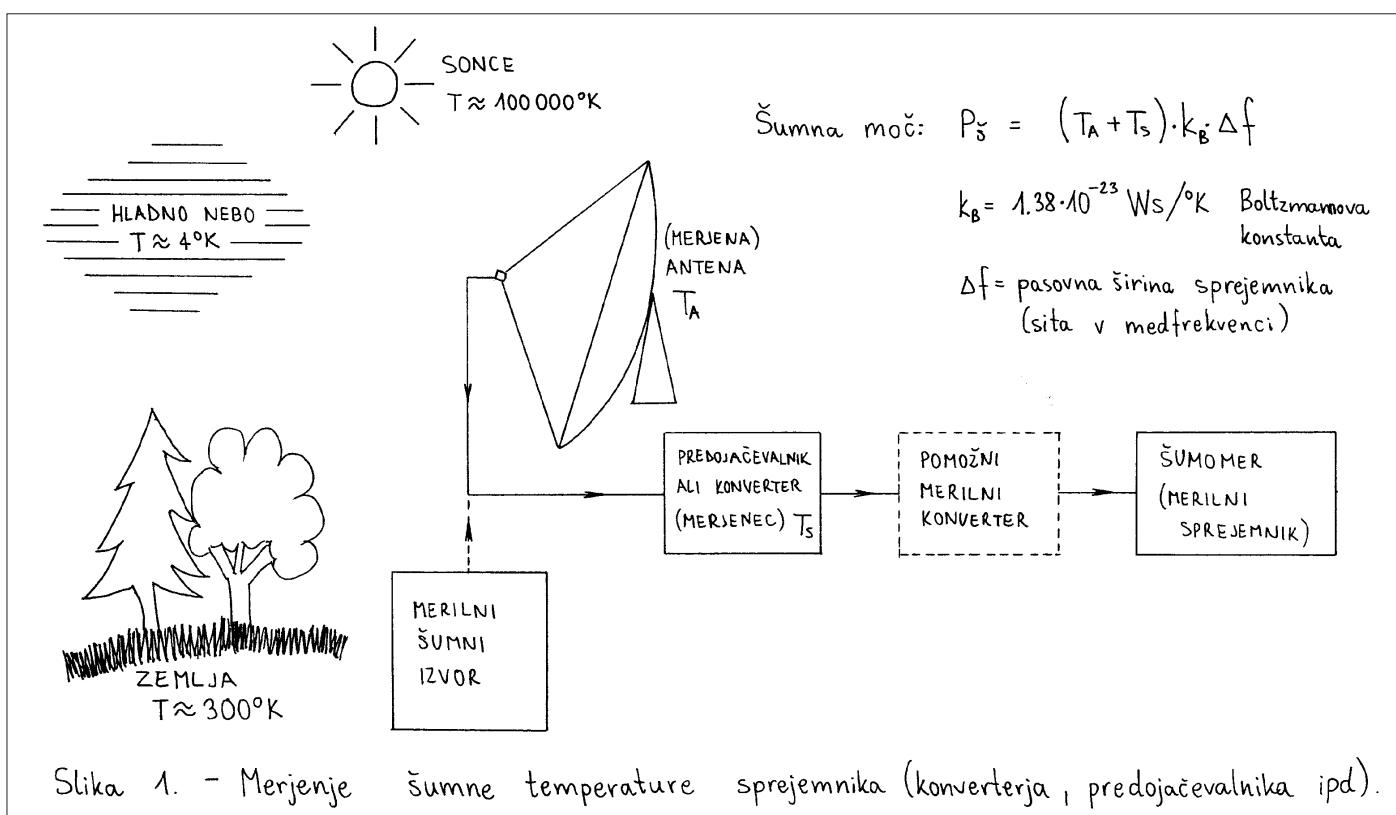
Radioamaterji si dragih merilnih priprav ne moremo privoščiti, zato se meritvam šuma skoraj ne moremo izogniti. Navsezadnje vsaj zaenkrat še ni treba nikomur plačevati prispevkov ali davkov za šum, ki ga seva naravno okolje: Zemlja, Sonce in ostalo nebo. Kot je razvidno iz Slike 1., nam lahko naravni izvori šuma oziroma enostaven šumni generator s plazovno diodo nadomestijo drag signal generator.

Težave nastanejo na drugem

koncu. Večina naših sprejemnikov je sicer opremljena s S-metrom oziroma drugim podobnim merilnikom jakosti signala, vendar je občutljivost teh naprav daleč nezadostna za našo meritev. Območje S-metra je za meritve šuma enostavno preveliko: če znaša celotna skala 80 ali 100dB, je na njej povsem nemogoče opaziti razliko 0.5dB ali tudi manj, ki nastane, ko anteno obrnemo iz hladnega neba v toplo Zemljo. Opisano težavo bi rešili edino z odklopom vezja samodejne nastavitve ojačenja sprejemnika in dodatkom ustreznega merilnika (izmeničnega voltmeterja) na NF izhod sprejemnika, kar pa je v sodobnih sprejemnikih z integriranimi vezji v medfrekvenci skoraj neizvedljivo.

Tudi običajni profesionalni merilni inštrumenti, tu mislim predvsem spektralni analizator, za meritve šuma niso najbolj primerni. Na zaslonu spektralnega analizatorja se šum predstavi kot naključna "trava" višine kakšnih 10dB, na kateri prav gotovo ne moremo oceniti sprememb, manjših od 1dB! Prava rešitev je seveda ustrezen merilni sprejemnik, ki ga priključimo na merjeno vezje.

Pri meritvah s šumom je treba



najprej doumeti, da je šum širokopasoven in naključen signal. Razpoložljiva šumna moč je prenosorazmerna pasovni širini sprejemnika, se pravi širini sita v medfrekvenci. Jakost šuma zato enostavneje opišemo z navidezno šumno temperaturo T_s , to je absolutno temperaturo, na katero bi morali segreti upor, da bi proizvajal enako šumno moč v istem vezju. Ker je šum povsem naključen signal, se pri povezovanju različnih izvorov šuma vedno seštevajo le moči oziroma šumne temperature. Računanje s šumi je torej lahko tudi enostavnejše od računov s čistimi sinusnimi signali, vendar je treba nalogo pozнатi in razumeti.

Pri ugaševanju sprejemnika lahko najprej izkoristimo šum vhodnih ojačevalnih stopenj za ugaševanje ostalih delov sprejemnika. Če tega šuma ni dovolj, si lahko vedno pomagamo s cenenim izvorom šuma s plazovno diodo. Ker je izvor šuma sam po sebi širokopasoven izvor, moramo seveda paziti, da ugašujemo na pravo frekvenco. Tu nam lepo pomagajo sestavni deli, ki so že tovarniško nastavljeni na pravo frekvenco, naprimer kristalna ali keramična sita v sprejemniku.

Končni preizkus sprejemnika z anteno vred spet naredimo z meritvijo šuma, kot je to prikazano na Sliki 1. Antena je znan izvor šuma, če jo usmerimo proti predmetom z znano temperaturo. Naprimer, na mikrovalovnih frekvencah nad 1GHz je nebo zelo hladno, komaj 4 stopinje K, Zemlja in predmeti na njej in to predvsem tisti, ki dobro vpijajo mikrovalove (drevesa in drugo gosto zelenje) pa sevajo s svojo temperaturo v velikostnem razredu 300 stopinj K. Če anteno obrnemo najprej v zelenje, potem pa v hladno nebo in izmerimo razmerje sprejetih moči šuma, lahko iz obeh znanih temperatur antene. Ta določimo temperaturo sprejemnika T_s in iz te izračunamo šumno število sprejemnika.

Zelo močen izvor šuma je tudi Sonce. Kot skoraj točkast izvor bi nam lahko pomagal pri določevanju dobitka antene, žal pa se jakost sevanja Sonca v področju radijskih frekvenc od dneva do dneva zelo spreminja skladno z dogajanjem na Soncu. Jakost Sončevega radijskega šuma tudi hitro upada s frekvenco. Sonca zato ne moremo uporabiti kot izvor šuma znane jakosti, pač ap le kot močen točkast izvor, s katerim lahko preverimo, če je s smernim

diagramom naše antene vse v redu ali ne.

2. Zasnova in izvedba šumomerja

Šumomer ni v svoji osnovi prav nič drugega kot zelo občutljiv in natančen S-meter, ki ga priključimo na merjeni sprejemnik. Šumomer mora zato vsebovati vsaj svoj lasten medfrekvenčni ojačevalnik in amplitudni demodulator, da lahko z njim merimo jakosti šumnih signalov. Seveda se mora šumomer prilagoditi medfrekvenci oziroma frekvenci delovanja merjenja.

Dodatno spremenljivka je pasovna širina. Šumne meritve so točnejše v večji pasovni širini, ker potrebujemo manj ojačanja pred detektorjem in hitreje določimo povprečno jakost signala. Velika pasovna širina seveda pomeni večjo občutljivost na motnje. Idealni šumomer naj bi zato svojo pasovno širino lahko prilagajal glede na različne slučaje merjenja.

Zasnova opisanega šumomera je prikazana na Sliki 2. Šumomer vsebuje širokopasoven ojačevalnik od 1 do 100MHz z nastavljivim ojačanjem ter kvadratični detektor. V sam šumomer se po potrebi vključi še 10MHz nizkoprepustno sito, da omeji pasovno širino v medfrekvenci. Šumomer lahko seveda izkoristi tudi pasovno sito v medfrekvenci merjenca oziroma kombinacijo obeh pasovnih sit.

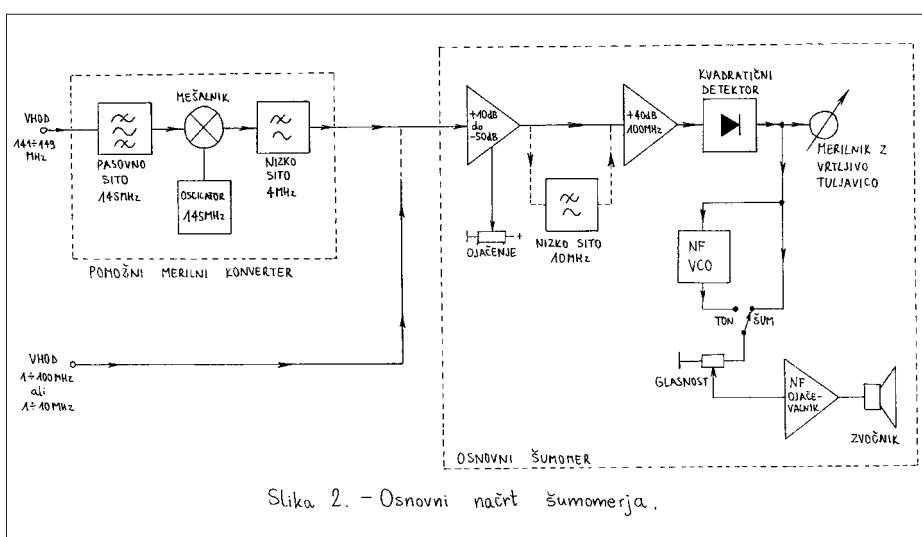
Ker večina radioamaterskih transverterjev in konverterjev uporablja kot medfrekvenco področje 145MHz, ima šumomer še poseben merilni konverter za 145MHz. Ta merilni konverter vsebuje pasovna sita, da meritve ne bi motil lokalni oscilator transverterja (90 do 120MHz, običajno 96MHz). Po potrebi lahko

seveda dodamo še drugačne merilne konverterje oziroma uporabimo obstoječi transverter kot merilni konverter, naprimer za meritve na mikrovalovnih predajačevalnikih.

Osnovni šumomer je opremljen s kvadratičnim detektorjem, da je izhodna enosmerna napetost sorazmerna moči vhodnega signala. V profesionalnih šumomerkjih odčitamo izhodni signal le na analognem ali digitalnem voltmetu. V slučaju brezhibne meritve to sicer zadošča, v praksi pa se je izkazalo, da na ta način nikakor ne moremo odkriti motenj, samooskulacij ali drugih izvorov napak pri meritvi. Zato ima opisani šumomer dodan še nizkofrekvenčni ojačevalnik z zvočnikom, da lahko takoj slišimo, če sploh merimo šum ali kaj drugega.

Pri iskanju minimumov ali maksimumov pri ugaševanju naprave oziroma uporabi grid-dip metra ali Lecherjevega voda je lahko odčitavanje vrednosti s skale inštrumenta zelo nerodno. Tudi človeško uho težko zazna spremembo jakosti šuma, ker je šum že sam po sebi naključen signal. Opisani šumomer ima zato vgrajen še nizkofrekvenčni piskač, izhodna napetost detektorja pa krmili višino tona piskača, na kar je človeško uho še posebno občutljivo.

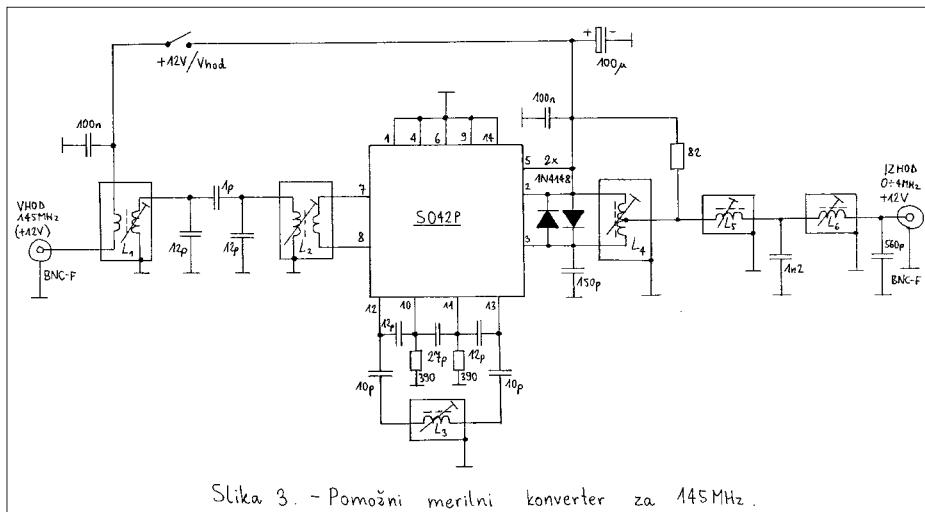
Končno ima opisani šumomer dodatek, ki običajno zelo prav pride pri ugaševanju predajačevalcev in konverterjev. Marsikateri preajačevalec dobri napajalno napetost kar po izhodnem visokofrekvenčnem kablu, zato so ustrezna napajalna vezja vgrajena v sam šumomer in v merilni konverter. Napajalna vezja lahko seveda izključimo, če merjenec ne predvideva napajanja po kablu oziroma ima celo izhodne sponke v kratkem stiku za enosmerni tok.



Slika 2. – Osnovni načrt šumomera.

3. Merilni konverter za 145MHz

Električni načrt pomožnega merilnega konverterja za 145MHz je prikazan na Sliki 3. Vezje je zasnovano na mešalniku S042P, ki vsebuje lasten lokalni oscilator. Lokalni oscilator dela na vhodni frekvenci 145MHz, ki se zato preslika v vrednost medfrekvence nič! Mešalniku sledi nizko sito z mejno frekvenco 4MHz, kar pomeni, da bo opisani konverter preslikal vhodni pas od 141MHz do 149MHz v medfrekvenčni pas od 0 do 4MHz.



Slika 3. - Pomožni merilni konverter za 145MHz.

Vhodna nihajna kroga s tuljavama L1 in L2 ne predstavlja nobenega znatnega dušenja za zrcalno frekvenco, saj konverter preslika oba pasova 141-145MHz in 145-149MHz v isti medfrekvenčni pas. V slučaju meritev šuma zrcalna frekvenca torej nikakor ne moti meritve. Naloga vhodnih krogov je predvsem izločanje parazitnih frekvenc, predvsem neželenih harmonikov lokalnih oscilatorjev transverterjev, ki so v sprejemnih konverterjih običajno dosti močnejši od merjenih signalov.

Glede na vrsto merjenih signalov in pasovno širino sprejemnika zadošča prost LC oscilator z vezjem S042P. Kristali tu v resnici niso potrebni. Tok skozi oscilator in skozi celotno vezje S042P je povečan z upori 390ohm, da se poveča ojačenje in zviša frekvenca delovanja vezja S042P. Visoko izhodno impedanco vezja S042P zniža širokopasovni transformator L4, ki mu sledi nizko sito s tuljavama L5 in L6. Diode 1N4148 naj bi predvsem ščitile vezje S042P pred napetostnimi sunki iz izhodnega konektorja, saj dobi

tiskanini.

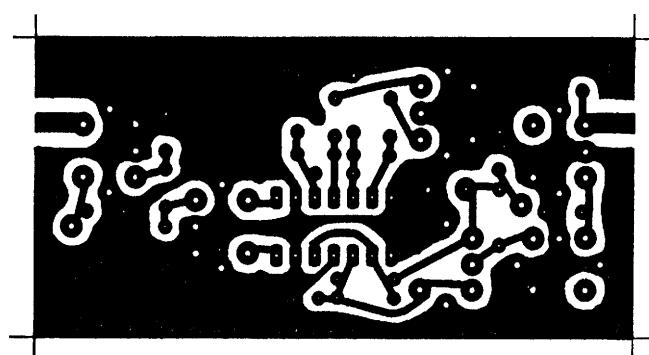
Vseh šest tuljav v merilnem konverterju je navitih na okloppljenih podstavkih televizijskih MF transformatorjev za 36MHz. L1, L2 in L3 imajo plastično kapico, iz ferita je le vijak in ta kljub neprimerenemu feritnemu materialu bistveno ne moti delovanja na 145MHz. L1 in L2 imajo po 3 ovoje vsaka, žica 0.35mm CuL v gornjem prekatu podstavka, link pa ima po en ovoj v sosednjem prekatu. L3 ima 6 ovojev iste žice, navitih v vrhnjih dveh prekatih podstavka. S pomočjo jedra L3 pripeljemo oscilator na željeno delovno frekvenco 145MHz, z L1 in L2 pa poiščemo maksimum signala na dokončanem šumomerju, ko uprabimo kot izvor suma generator s plazovno diodo.

L4, L5 in L6 delajo na znatno nižjih frekvencah, zato imajo vse tri feritno kapico in vijak. L4 ima 36+36ovojev, bifilarno navitje z žico 0.15CuL, L5 in L6 pa po 17ovojev iste žice. L5 in L6 naj bi imele okoli 5uH. Vse tri tuljave L4, L5 in L6 običajno ne zahtevajo nikakršnega uglaševanja.

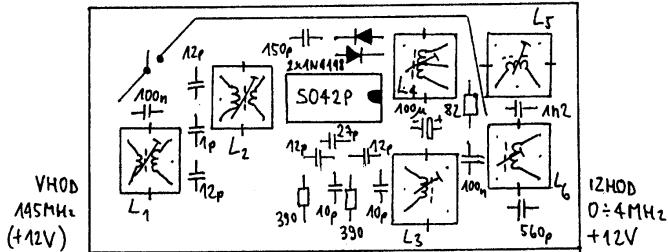
4. Vezja osnovnega šumomera

Osnovni šumomer vsebuje nastavljivi slabilec na vhodu, ojačevalnik za pas 1-100MHz, kvadratični detektor, merilnik z vrtljivo tuljavico, nizkofrekvenčni ojačevalnik ter nekaj pomožnih vezij: 10MHz nizko sito in nizkofrekvenčni VCO. Posamezne stopnje šumomera so smiseln zbrane na treh tiskanih vezjih: slabilec, medfrekvenčni del in nizkofrekvenčni del.

Električni načrt prvega modula, nastavitev ojačanja in pasovne širine šumomera, je prikazan na Sliki 6. Vhodno vezje omogoča napajanje merjenca preko VF koaksialnega



Slika 4. - Tiskanina merilnega konverterja za 145MHz.



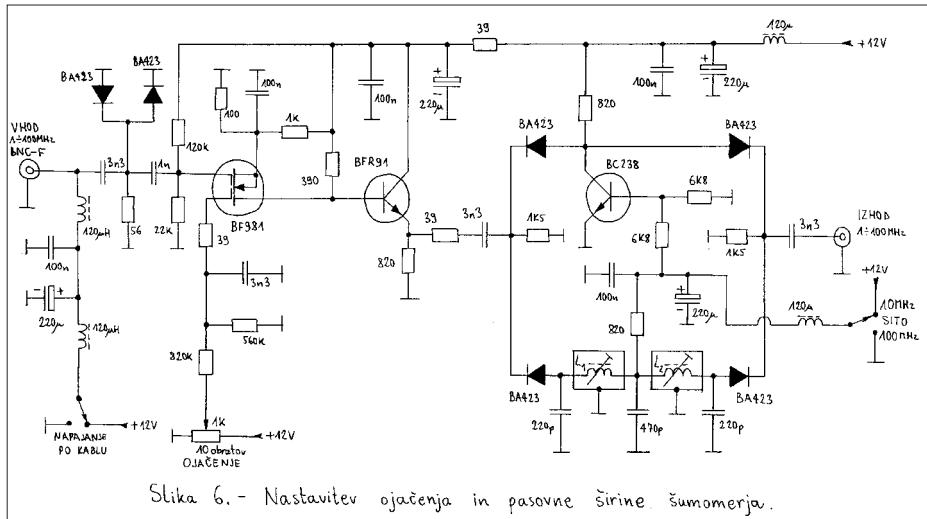
Slika 5. - Razporeditev sestavnih delov merilnega konverterja za 145MHz.

pritrdilne luknje za vijke M3, vse povezave pa so speljanje preko dveh 7-polnih vtičnic na obeh koncih ploščice, izdelanih iz kvalitetnega podnožja za integrirana vezja. Dušilke 120uH so tovarniško izdelane, v obliki upora 1/2W. Tuljavi L1 in L2 sta naviti na podstavkih 10.7MHz MF transformatorjev, po 10 ovojev žice 0.15mm CuL, kar da induktivnost okoli 2uH. Tuljavi L1 in L2 sicer ne potrebujejo uglaševanja, nastavitev bi potrebovali le upori okoli MOSFETA BF981 v slučaju, če so tolerance MOSFETA prevelike.

Električni načrt medfrekvenčnega dela je prikazan na Sliki 9. Kot medfrekvenčni ojačevalnik je uporabljen uA733 (ali NE592), ki daje v opisani vezavi ojačenje 40dB do frekvence okoli 100MHz. Nad to frekvenco ojačenje uA733 strmo pada, spodnjo frekvenčno mejo 1MHz pa določajo sklopni kondenzatorji in dušilke v napajanju. uA733 ali NE592 je sicer možno povezati tudi za drugačno ojačenje s prevezavo nožic 3, 4, 11 in 12, kar je tudi predvideno na tiskanini.

Šumomer potrebuje kvaliteten detektor. Vrsta odziva detektorja, to je premica (linearna), kvadratična (močnostna) ali logaritemsko sicer ni pomembna, vendar jo moramo natančno poznavati, da lahko izračunamo točno razmerje ter iz razmerja dobimo iskane merjene veličine. V šumomernju je dodatna težava še v tem, da ne delamo s sinusnimi signali, pač pa s povsem naključnimi signali.

Kot detektor sem izbral vezje balančnega mešalnika S042P. Vhodni signal se privede na ova vhoda mešalnika, da dela vezje S042P kot kvadratični detektor. Izvodna napetost takšnega detektorja je zato



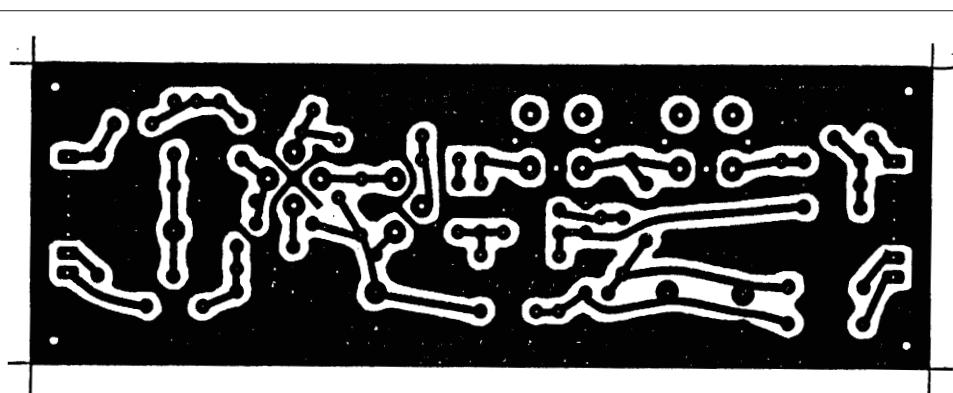
Slika 6. - Nastavitev ojačenja in pasovne širine šumomernja.

kabla z napetostjo +12V, sicer pa je vhod zaščiten z diodama BA423. Kot nastavljeni slabilec je uporabljen MOSFET z dvojnimi vrati, ojačenje ozziroma slabljenje mu nastavljamo z enosmerno napetostjo na drugih vratih. Natančno nastavljanje ojačenja šumomernja omogoča žični potenciometer na 10 obratov (helipot) za upravno napetost MOSFETA.

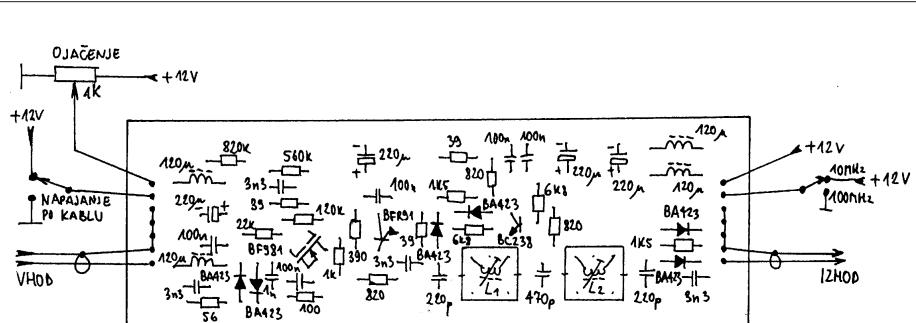
MOSFET BF981 da skupaj z emitorškim sledilnikom BFR91 tudi malenkostno ojačenje, čeprav je

glavna naloga te stopnje zvezno ter zelo fino nastavljivo slabljenje. Nastavljenemu slabilcu sledi nizko-prepustno sito (L1 in L2), ki ga po potrebi vključimo v vezje z diodnim preklopnikom z diodami BA423 (BA243 ali BA244).

Nastavljeni slabilec in sito sta nameščena na enostranski tiskanini dimenij 40mmX120mm, ki je prikazana na Sliki 7. Ustrezna razporeditev sestavnih delov je prikazana na Sliki 8. Ploščica ima v vogalih štiri



Slika 7. - Tiskanina nastavitev ojačenja in pasovne širine šumomernja.



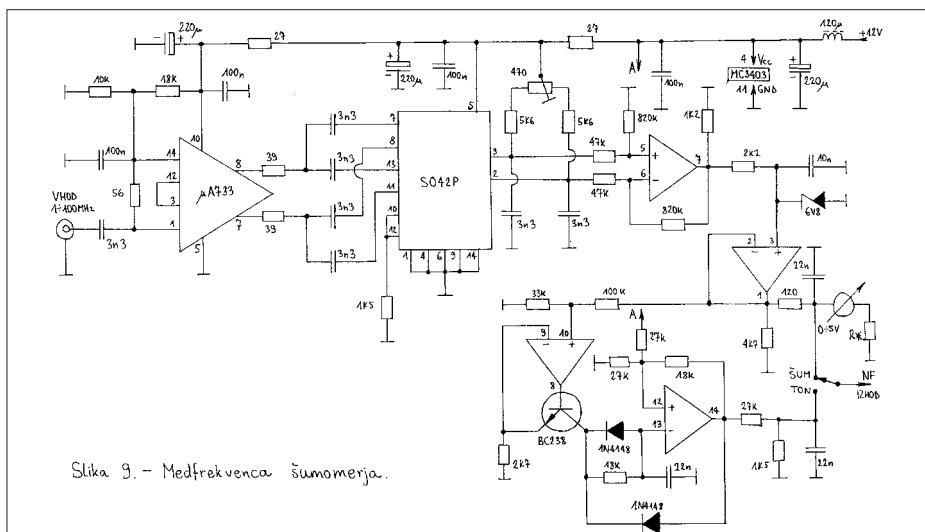
Slika 8. - Razporeditev sestavnih delov nastavitev ojačanja in pasovne širine šumomerja.

sorazmerna moči vhodnega signala, kar je za računanje s šumi še posebno ugodno. Ker se pojavi izhodni signal kot razlika napetosti med nožicama 2 in 3 vezja S042P, dobimo izhodni signal s pomočjo dodatnega operacijskega ojačevalnika (1/4 MC3403). Prednost vezja S042P je tudi v tem, da dela z vhodnimi signali komaj nekaj mV in potrebuje zato dosti manj medfrekvenčnega ojačanja (nevarnost samooscilacij) od raznih diodnih detektorjev.

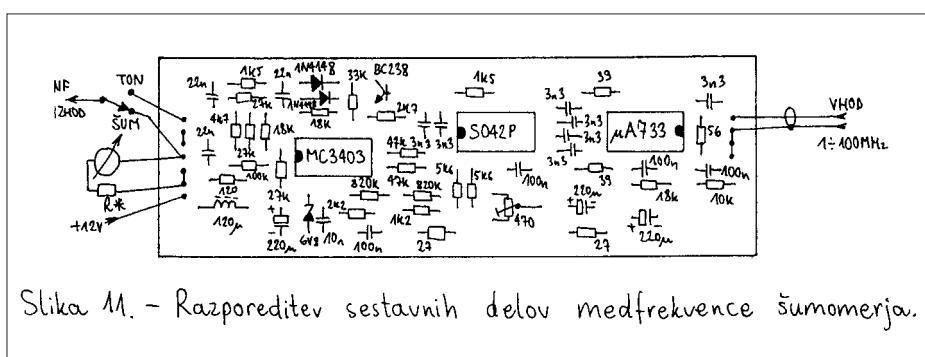
Ostali trije operacijski ojačevalniki MC3403 so uporabljeni kot nizko sito na izhodu detektorja ter kot nizkofrekvenčni VCO. Zener dioda 6V8 predvsem omejuje udarce kazalca merilnika ob konec skale. Zaporedni upor inštrumenta z vrtljivo tuljavico izberemo tako, da ustrezna poln odkon izhodni napetosti približno 5V. Operacijski ojačevalnik MC3403 je sicer izboljšana inačica bolj znanega LM324.

Tudi medfrekvenca šumomerja je zgrajena na enostranski tiskanini dimenij 40mmX120mm, ki je prikazana na Sliki 10. Ustrezna razporeditev sestavnih delov je prikazana na Sliki 11. Pritrditev ploščice in povezave so izvedene enako kot pri slabilcu, le da ima medfrekvenca 4-polno vtičnico na vhodu ter 7-polno vtičnico na izhodu. Medfrekvenca šumomerja vsebuje en sam nastavljeni sestavni del, trimer 470ohm, s katerim nastavimo ničlo kvadratičnega detektorja.

Osnovni šumomer vsebuje še nizkofrekvenčni ojačevalnik, ki je prikazan na Sliki 12. Nizkofrekvenčni ojačevalnik je zgrajen okoli vezja TAA611 na tiskanini dimenij 40mmX60mm, ki je prikazana na Sliki 13. Ustrezna razporeditev sestavnih delov je prikazana na Sliki 14. Vezje TAA611 sicer ni med najnovejšimi integriranimi vezji za to



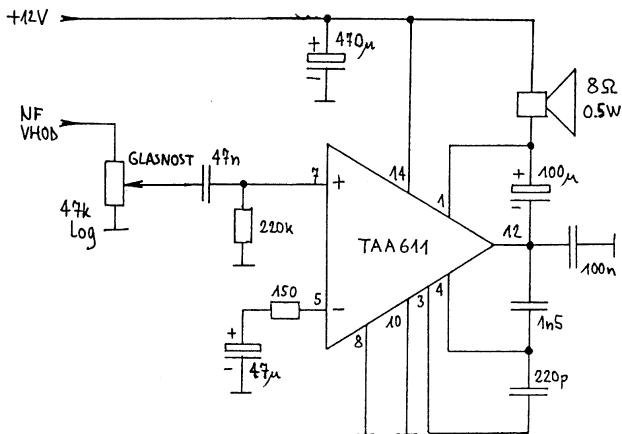
Slika 9. - Medfrekvenca šumomerja.



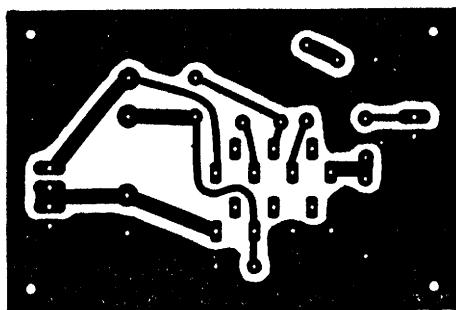
Slika 11. - Razporeditev sestavnih delov medfrekvenca šumomerja.



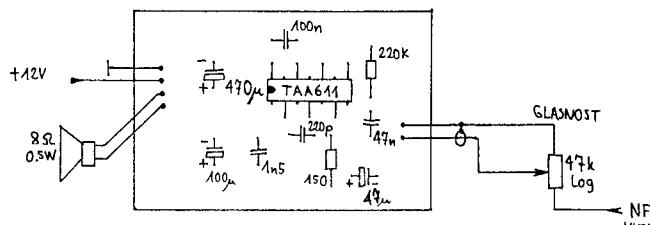
Slika 10. - Tiskanina medfrekvence šumomerja.



Slika 12. – Nizkofrekvenčni ojačevalnik.



Slika 13. – Tiskanina nizkofrekvenčnega ojačevalnika.



Slika 14. – Razporeditev sestavnih delov nizkofrekvenčnega ojačevalnika.

nalogo, ima pa majhno porabo in predvsem malo moti visokofrekvenčna vezja šumomerja. Pri zamenjavi z novejšim NF ojačevalnikom zato priporočam previdnost oziroma po potrebi dodatno filtriranje ali blokiranje napajanja.

Osnovni šumomer je vgrajen v oklopljeno škatlo iz aluminijaste pločevine z dimenzijami 220mmX180mmX40mm, ki vsebuje tudi zvočnik in inštrument z vrtljivo tuljavico. Za šumomer priporočam analogni merilnik s čim večjo skalo, da lažje odčitamo majhne spremembe. Digitalni merilnik bi bil sicer točnejši, ampak je za kakršnokoli uglaševanje, iskanje maksimumov ali minimumov popolnoma neuporaben. Razen tega lahko digitalni merilnik povzroča visokofrekvenčne motnje občutljivim vezjem šumomerja. Bolj smiselna rešitev je dostop do izhodnega signala preko dodatne vtičnice, preko katere lahko vgrajenemu merilniku vzporedno priključimo poljuben zunanjji voltmeter.

Svetilnik 10 GHz

Lojze Poberaj - S51JN

UVOD

Pred dvajsetimi leti, ob prvem pri-bliževanju novemu mikrovalovnemu področju 10 Ghz, sem se tamkaj znašel sam samcat, ker ni bilo nobe-nega korespondenta. Tedaj sem brž ugotovil, da je vsaj delna rešitev za odpravo nekaterih problemov izdela-va, nabava vsaj dveh mikrovalovnih protivlomnih napravic.

Eno, z napajalnikom vred, sem takoj postavil nekaj sto metrov stran od mojega balkona in jo prižgal. K drugi pa sem postopoma dograjeval usmernik, modulator, nekaj IF stopenj (30 MHz), ter FM diskriminator, NF stopnjo itd. Sto metrov oddaljena naprava z nemoduliranim 10 GHz nosilcem, je tako postala nujno potreben RADIJSKI SVETILNIK.

Služil mi je odlično tudi pri fokusiranju prvih parabol. Te sem izde-loval iz epoksidne smole, armirane s steklenimi vlakni in ojačane z lesenimi rebri, ter prekrite s staniol folijo. Mimogrede naj povem, da sem

naredil kar štiri, tri sem podaril potencialnim kandidatom za 10 GHz, ki pa se še do danes niso pojavili na tem ali bližnjem frekvenčnem področju, zato sem nadaljeval kar sam.

Tudi za meritve, ali vsaj ocenjevanje smernih karakteristik parabol in lijakov mi je svetilnik dobro služil. Omogočil je tudi uglasevanje raznih stopenj FM sprejemnika.

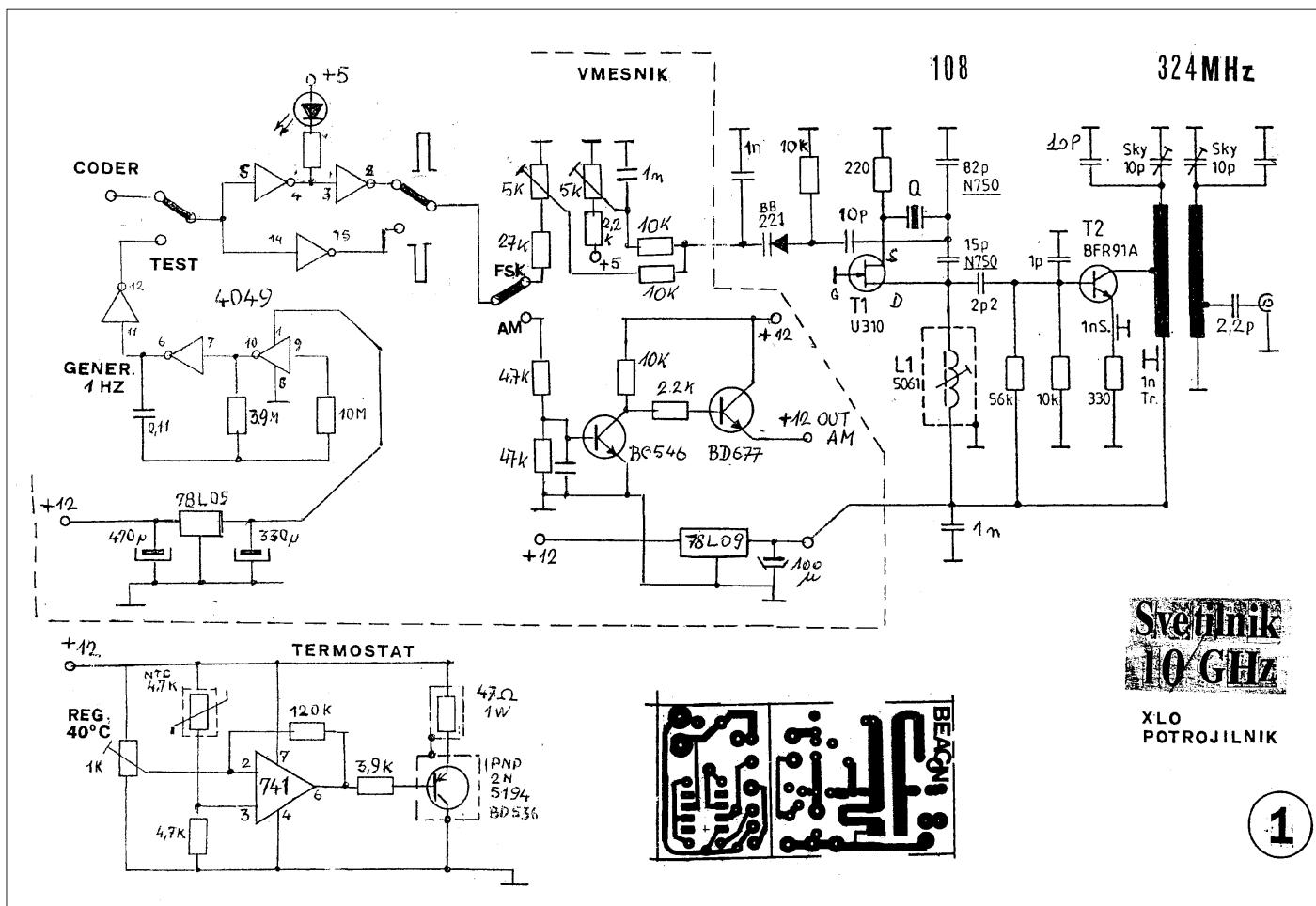
Tak lokalni svetilnik iz protivlomne naprave, je uporaben tudi danes v dobi SSB na 10 GHz, le da jo je potrebno zelo široko frekvenčno modulirati, da pokriva precej spektra okrog določene frekvence in tako prekriva lastno nestabilnost. V SSB sprejemniku se bo slišalo skoraj izključno nek šum, vsebujoč tudi nekaj podobnega tonu s katerim je bil moduliran svetilnik.

Danes je postala nujnost potreba po frekvenčno stabilnih svetilnikih, tudi z večjo močjo, stalno delujočih, postavljenih na primernih visokih točkah, ki pokrivajo čim širša geografska področja.

Ob tem ne gre pozabiti še en splošni razlog za postavitev svetilnikov delujočih na naših radioamaterskih V/U/SHF frekvencah: Razlog je v stalni prisotnosti naših signalov in zato v dobi obrambi proti grozečim težnjam po osvojitvah s strani tistih služb, ki se zavedajo čedalje večje važnosti komunikacij v tem frekvenčnem spektru.

Pred dvemi leti sem v dogovoru z ZRS nabavil osnovna kita za dva svetilnika za 10 GHz po zasnovi DL6NCI. Oscilator v termostatu in prve množilne stopnje sem izdelal sam, razne dele namestil v škatlasti odlitek iz aluminija, ter celoto vgradil v plastično ohišje. SMA izhod naj bi bil povezan s špranjasto (slot) anteno. Določiti bo treba še telegrafsko kodo, ki bo najavljal identifikacijo svetilnika, izdelati dva koderja, ter urediti stalna vira napajanja 12V.

Najti je treba primerno lokacijo (primerna kandidata sta KUM in SLAVNIK) ter seveda zmontirati v zidane objekte.



OPIS SVETILNIKA 10 GHz

Svetilnik deluje na frekvenci 10368.070 (+10 KHz). To je v neposredni bližini frekvence kjer se odvija CW in SSB promet. To ima svoj smisel, saj naj svetilnik nudi tudi referenčno frekvenco tam delujočim postajam.

Sestavljen je iz naslednjih delov:

- Termostatni osnovni kristalni oscilator, delujoč na 108 MHz in prva stopnja množenja na 324 MHz.
- Množilne stopnje x2x2x2 kjer dosežemo frekvence 648, 1296, in 2592 MHz.
- Množilna stopnja x4=10386 MHz ter štiri stopnje ojačanja signala do 150 mW.
- Ploščica z vmesnikom za posredovanje tipkanja, ki naj bo po izbiri s premikanjem frekvence oscilatorja (FSK) ali amplitudno (AM) s prekinjanjem napajanja nekaj množilnih stopenj. Iz te ploščice gre tudi porazdelitev različnih napajalnih napetosti v oddajnik.
- Kasneje bo potrebno vgraditi telegrafski koder, ter priključiti anteno in vir napajanja.

Ad 1. Ploščica s tišanim vezjem (označenim beacon) vsebuje kristalni oscilator, potrojilnik, ter termostat.

Pri oscilatorju je vgrajen FET U310, tranzistor BFR 91A ima uglašen izhod s sitom za 324 MHz. Kapacitivna dioda BB 221 posreduje frevenčni premik v slučaju izbire FSK načina telegrafije. Velikost devijacije (običajno 750 Hz) je določljiva s potenciometrom, ki se nahaja zunaj na vmesniku. Drugi potenciometer določa minimalne stalne premike osnovne frekvence.

Ohišje kristala je prislonjeno na bakreno steno, ki je vgrajena na ploščici med oscilatorjem in termo-statnim sistemčkom. Na drugi strani stene sta prislonjena upor 47 Ohm (v posebnem tulcu) in močnostni tranzistor. Oba grejeta steno, tako tudi kristal in celotni prostor kjer se nahaja oscilator. Izbrana je temperatura 40°C ki je določena s potenciometrom 1 KOhm. NTC upor, prav tako v termičnem stiku s steno, ter operacijski ojačevalnik 741 skrbita za vklapljanje in izklapljanje gretja z zelo tesno toleranco. Bakrena masa stene omogoča termično vztrajnost sistema, ki je seveda še dodatno zagotovljena s termično izolacijo celotne škatljice napram zunanjščini.

Ad 2. Z množilnimi stopnjami dosežemo frekvenco 2592 MHz. Prva stopnja samo ojača signal 324 MHz, vsaka ostala pa podvoji. Izhod je med 5 in 10 mW.

V primeru AM načina telegrafiranja, impulzi delujejo na napajanje vseh teh stopenj. To izhaja iz dveh tranzistorjev (BC 546 in BD 677), ki delujeta kot stikalno in sta nameščena na vmesniku. Pri FSK načinu je napajanje stalno prisotno.

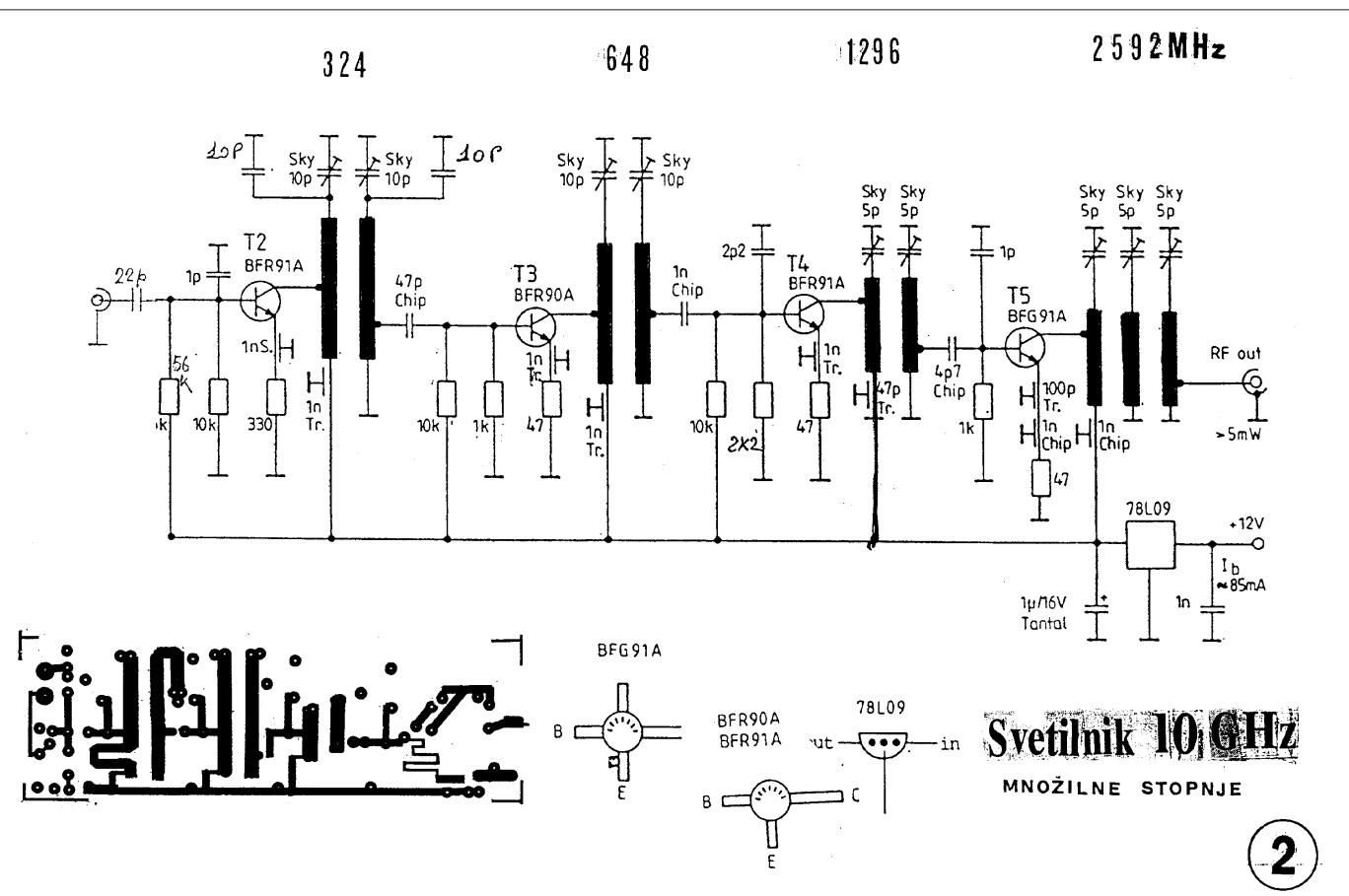
Ad 3. Množilne stopnje za dosego 10368 MHz in 150 mW izhoda. Ta enota je izdelana iz kita avtorja DL6NCI. Prvi GAS FET MGF 1302 pomnoži vhodni signal za 4 krat, tako da je prvi votlinski resonator uglašen na 10368 MHz. Sledi veriga ojačevalnih stopenj, zadnja nudi na izhodu 150 mW. Tu deluje močnostni GASFET MGF 1601. Ker naj deluje svetilnik v neprekinjenem režimu, zadnji tranzistor ni izkoriščen do polne zmogljivosti, tako da se ne pregrevata. Vse te stopnje so napajane skozi stabilizator 7806.

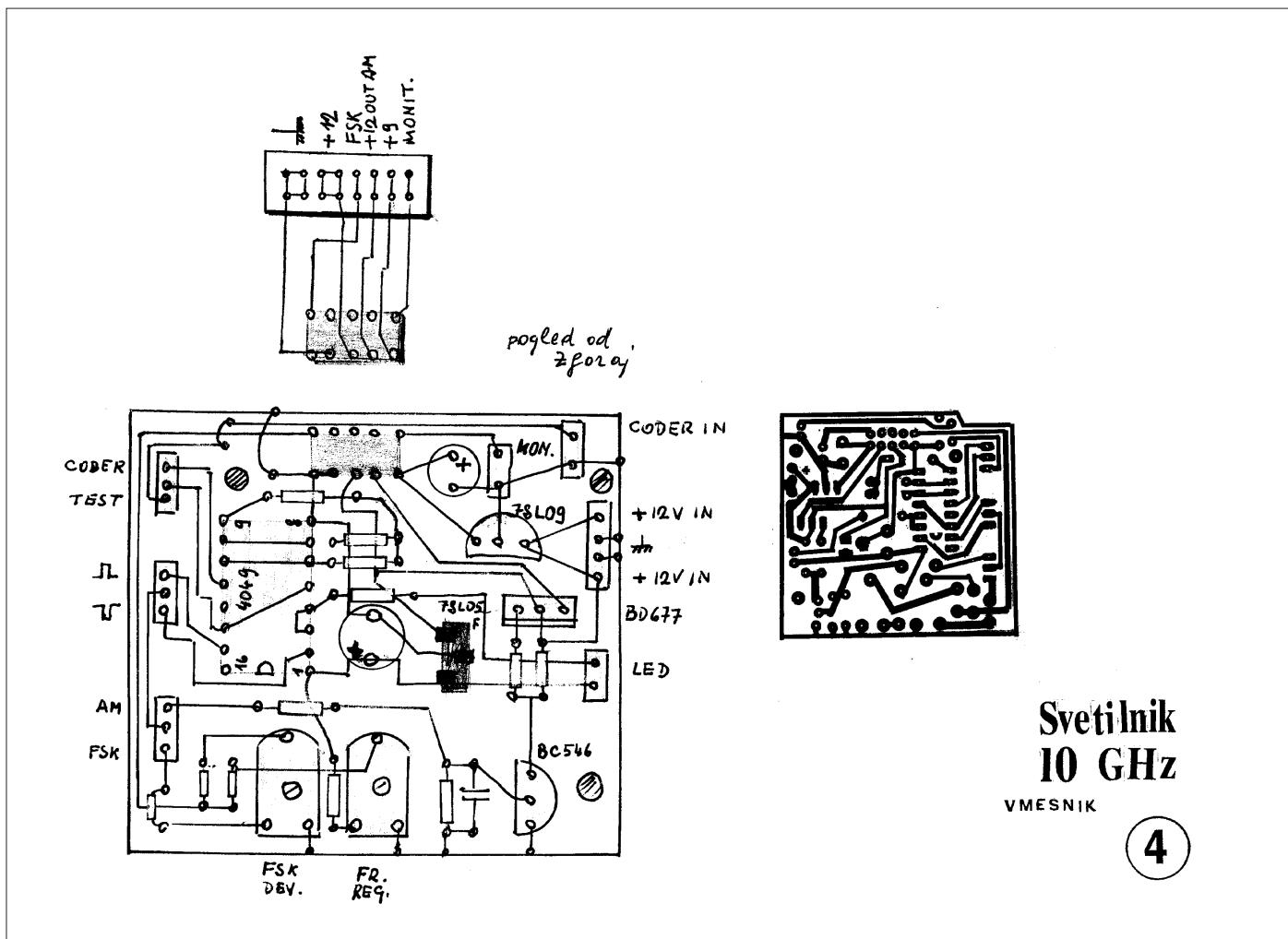
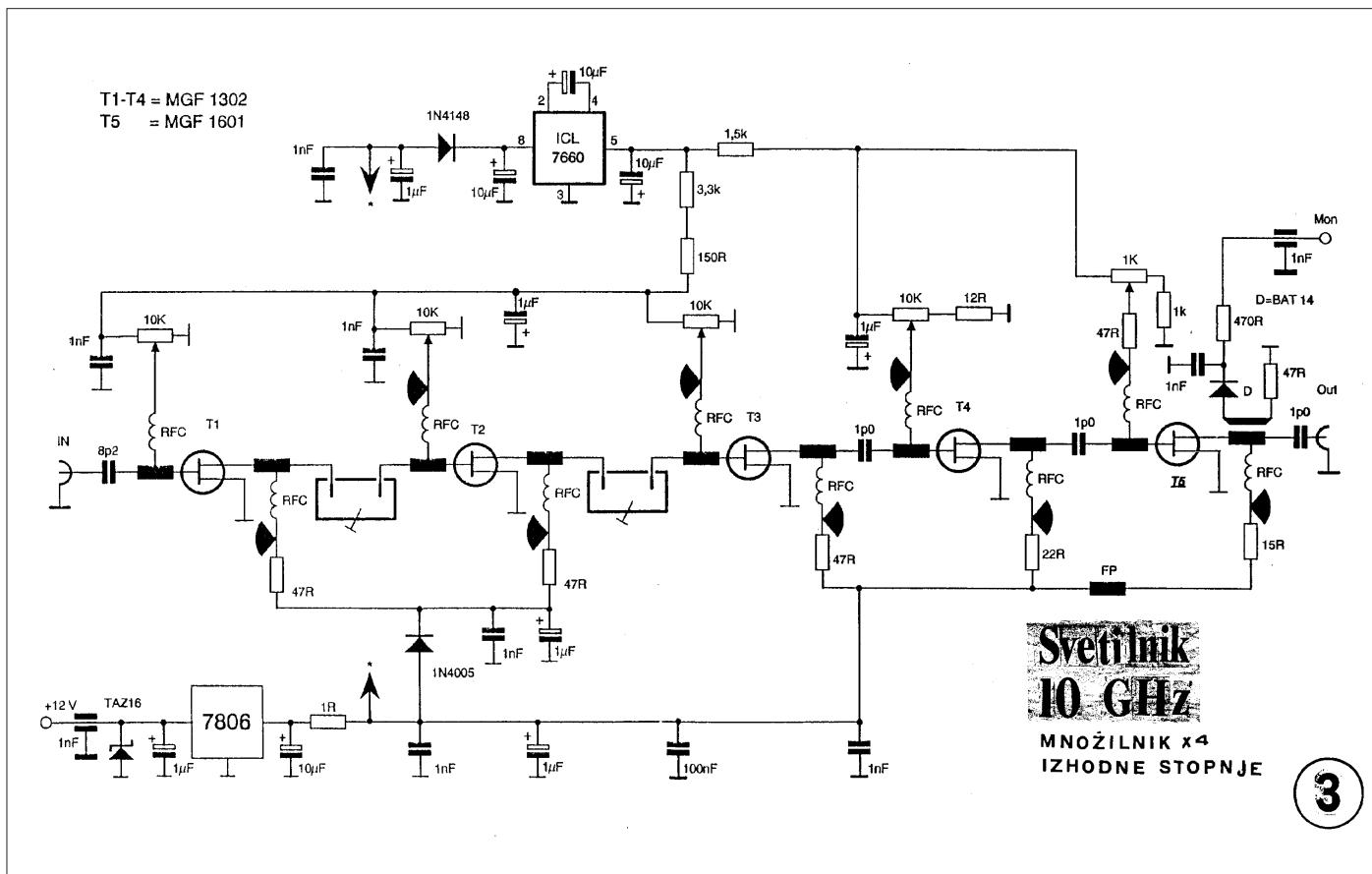
Ad 4. O vmesniku je bilo že nekaj povedanega. Ostane še pojasnilo od treh pretikalčkih ki se tam nahajajo:

Prvo izbira med zunanjim koderjem ali testnim generatorjem pravokotnih impulzov frekvence 1 Hz. Le-ta omogoča preizkušanje delovanja svetilnika tudi v odsotnosti koderja.

Drugo pretikalce obrne po potrebi polariteti impulzov.

Tretje izbira delovanje v FSK ali AM načinu.





Kaj bi radioamater moral vedeti o VF vodih?

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Visokofrekvenčni vodi

Nekoč so ljudje živeli v srečnih časih: na podeželju je bilo vse kot v pravljiči. Tudi radioamaterji so se imeli lepo: ni bilo se televizorjev, niti pralnih strojev, niti jeznih sosedov, ki bi za težave s pralnim strojem seveda krivili radioamaterje...

Tudi sicer so bile stvari za radioamaterje zelo enostavne: v oddajniku je zadoščal en sam nihajni krog v anodnem vezju elektronke z vrtljivim kondenzatorjem in tuljavo z nastavljinim odcepom, s katerim se je dalo (zaradi srečnega naravnega naključja) zelo dobro prilagoditi kakršenkoli kos žice kot odlično anteno, da je bil le daljši od približno ene desetine valovne dolžine...

Žal je vseh lepih stvari enkrat konec. Enostavna žična antena je lahko zelo učinkovita tudi pod leseno streho kmečke hiše, v železobetonskem stanovanjskem bloku pa je njena učinkovitost enaka ničli, če izvzamemo raznovrstne vzorce na zaslonu sosedovega televizorja. Razen tega smo radiiamaterji začeli uporabljati vedno višja frekvenčna območja, ki zahtevajo čisto posebne antene in nam navaden kos žice ne

zadošča več. S podobnimi težavami se je seveda srečal tudi naš sosed: stari radijski sprejemnik mu je delal že s kosom žice, vrženim za omaro, za televizor pa je moral odšteti celo premoženje za ustrezni antenski sistem in napeljavko.

Obe napravi, sosedov televizor in naša radijska postaja, imata zdaj nekaj skupnega: antene ne moremo več postaviti na samo radijsko postajo ali televizor, pač pa jo je treba povezati preko daljšega visokofrekvenčnega voda. Dolžina tega voda lahko znaša kar nekaj valovnih dolžin, zato ne moremo preprosto zanemariti kapacitivnosti med žicami voda, niti induktivnosti samih žic, kot to počnemo pri nizkih frekvencah. Razen tega se neprimerno izdelan visokofrekvenčni vod lahko obnaša tudi kot antena in po njem potujejočo visokofrekvenčno energijo izseva, preden ta doseže želeni porabnik. In ne nazadnje, vsak visokofrekvenčni vod ima izgube tudi zaradi ohmske upornosti žic in dielektrika (izolatorja) med njimi, enako kot vsi ostali električni vodi.

Pri visokofrekvenčnih vodih si zato spet pomagamo s srečnim naravnim naključjem, da se vpliv kapacitivnosti

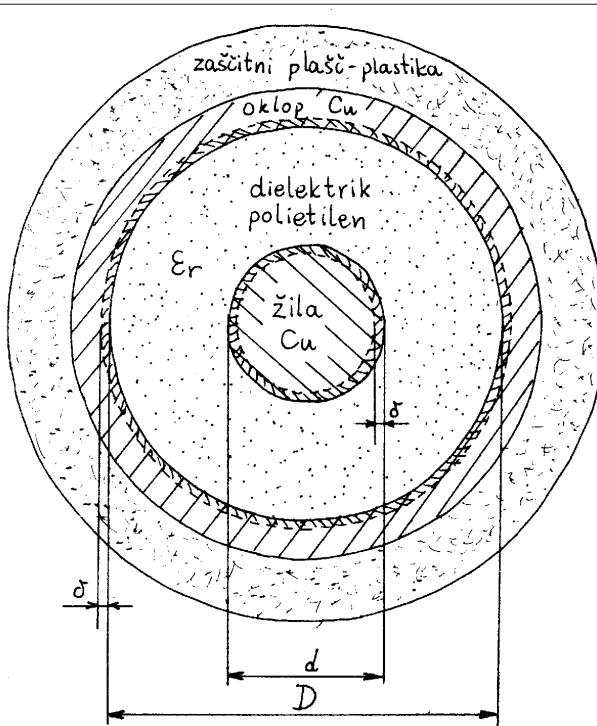
med žicama in induktivnosti žic kompenzirata med sabo. To se seveda ne zgodi za vsako možno breme enako dobro: kapacitivnost in induktivnost žic se natančno kompenzirata takrat, ko vod obremenimo z bremenom, ki ima impedanco enako KARAKTERIŠČNI IMPEDANCI VODA (oznaka "Z_k"). Za breme s pravilno impedanco lahko torej vstavimo poljubno dolžino voda brez dodatnih izgub zaradi kapacitivnosti ali induktivnosti.

S primerno konstrukcijo visokofrekvenčnega voda se lahko tudi izognemo sevanju potupoče električne energije: najenostavnnejša rešitev je, da visokofrekvenčni vod oklopimo in tako preprečimo, da bi se vod obnašal kot neželjena antena. Čemur se v nobenem slučaju ne moremo izogniti so izgube zaradi ohmske upornosti vodnikov in izgube v izolatorju (dielektriku) med vodniki. Te izgube predstavljajo glavnino izgub dobro načrtovanega visokofrekvenčnega voda in se dajo s primerno konstrukcijo voda le zmanjšati, ne pa tudi povsem izločiti. Izvoru, ugotavljanju in merjenju teh izgub v koaksialnih kablih je navsezadnjeg posvečen tudi ta članek.

2. Koaksialni kabli

Koaksialni kabel je prav gotovo najbolj znana in najbolj razširjena praktična izvedba visokofrekvenčnega voda, in je tudi najenostavnnejši za praktično uporabo. Verjetno ga ni radioamaterja, ki ne bi vedel, kako je narejen koaksialni kabel. Ker pa je okoli razumevanja delovanja koaksialnega kabla tudi med radioamaterji precej nejasnosti, bom to tukaj skušal opisati.

Prečni presek koaksialnega kabla je prikazan na Sliki 1. Kabel sestavlja vodniki: žila in oklop, ter izolator (dielektrik) med njima. Pri večini kablov je oklop prevlečen še z zaščitnim plaščem, običajno iz plastike, za zaščito pred mehanskimi poškodbami, vlago in drugimi neželenimi vplivi. Da so izgube v kablu čim manjše, je treba uporabiti za gradnjo kabla kvalitetne materiale: čisti polietilen, polietilensko peno ozziroma teflon za dielektrik in čim-



Slika 1. Prečni presek koaksialnega kabla.

$$Z_k = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \log_e \frac{D}{d} = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_e \frac{D}{d}$$

Slika 2. Karakteristična impedanca koaksialnega kabla.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f}} \sqrt{\frac{\sigma}{\pi \mu_0}}$$

f	δ (za Cu)
1MHz	65.6 μm
10MHz	20.8 μm
100MHz	6.6 μm
1GHz	2.1 μm
10GHz	0.66 μm
100GHz	0.21 μm

$\sigma \equiv$ specifična upornost
($0.017 \cdot 10^{-6} \Omega \text{m}$ za Cu)

$f \equiv$ frekvenca [Hz]

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$$

$\delta \equiv$ vdorna globina [m]

Slika 3. Izračun vdorne globine.

boljši prevodnik (baker, aluminij, srebro) za vodnike.

Pri visokih frekvencah tečejo električni tokovi zaradi kožnega pojava le po tanki plasti na površini prevodnikov. Zato tečejo tokovi v koaksialnem kablu le po površini žile in po notranji površini plašča kabla (dvojno šrafirana površina na Sliki 1.), saj kabel običajno uporabljamo tako, da se tok, ki teče po srednji žili, vrača nazaj po oklpu kabla in zunaj oklpa zato ni elektromagnetnega polja. Zato so za elektirčne lastnosti koaksialnega kabla pomembni le debelina žile "d", notranje premer oklpa "D" in materiali, iz katerih je izdelan kabel: specifična upornost vodnikov in relativna dielektričnost "Er" izolatorja.

Za dani koaksialni kabel bi vsekakor radi vedeli naslednje tehnične podatke: (A) Kolikšna je karakteristična impedanca kabla "Zk"? (B) Kolikšne so izgube v kablu na dani frekvenci? (C) Kolikšno največjo visokofrekvenčno moč lahko prenašamo? (D) Kolikšna je napetostna prebojna trdnost kabla?

Odgovor na prvo vprašanje je enosveten: karakteristično impedanco

kabla "Zk" lahko izračunamo iz kapacitivnosti in induktivnosti kabla, kapacitivnost in induktivnost pa dobimo iz snovno-geometrijskih podatkov za kabel. Končni rezultat je napisan na Sliki 2., kjer so vsi logaritmi mišljeni kot naravnii logaritmi (loge oziroma ln) z osnovo e=2.7182818.... Karakteristična impedanca zavisi le od razmerja premerov žile in oklpa (D/d) ter od vrste dielektrika med njima (Er). Za točnost naših računov zadošča, če fizikalne konstante v točnem izrazu zamenjamo s konstanto 60ohm, kot je to prikazano v drugem delu izraza na Sliki 2.

Iz izraza na Sliki 2. vidimo, da se praktično ne da izdelati kabla s poljubno karakteristično impedanco: karakteristična impedanca manjša od nekaj ohmov bi zahtevala razmerje D/d blizu ena oziroma izredno tanek izolator, karakteristična impedanca večja od nekaj sto ohmov pa zelo veliko razmerje D/d oziroma izredno tanko žilo kabla. Praktično se zato koaksialni kabli izdelujejo le za karakteristične impedance "Zk" nekje med 30ohmi in 100ohmi.

Če koaksialni kabel pravilno uporabljamo, so lahko vzroki izgub

(dušenja) visokofrekvenčnega signala naslednji:

- Izgube v vodnikih zaradi ohmske upornosti.
- Dielektrične izgube v izolatorju.
- Sevanje skozi oklop kabla.

Medtem ko se prvima dvema vzrokoma izgub nikakor ne moremo izogniti in si ju bomo natančneje ogledali v naslednjem odstavku, je vzrok izgub zaradi sevanja le predek oziroma nepravilno pleten oklop kabla. Izdelava oklopa pomeni največjo porabo bakra in zato največji strošek pri izdelavi kabla, zato imajo kabli varčnih proizvajalcev velike izgube zaradi sevanja skozi oklop.

Največja prenašana moč po koaksialnem kablu je odvisna od tega, kako odvajamo toploto, ki se razvija zaradi izgub v kablu. Ker izgube v kablu naraščajo s frekvenco, največja dopustna moč upada z višanjem frekvence delovanja. Večje moči zato prenašamo s kabli večjega preseka, ki imajo manjše izgube in se hkrati bolje hladijo, ter z uporabo materialov, ki prenesejo višje temperature (teflon namesto polietilena).

Iz podatkov za izolator kabla in oblike električnega polja lahko izračunamo tudi napetostno prebojno trdnost kabla, vendar ta podatek običajno omejuje le vršno moč za impulzne oddajnike (radarji). Pri delu v režimu s stalno ali malo spremenljivo močjo (tudi radioamaterski oddajniki) pa dosti prej dosežemo mejo segrevanja kabla zaradi izgub.

Razen vseh omenjenih omejitev je dodatna omejitev pri koaksialnem kablu tudi frekvenčne meja, ko se kabel začne obnašati kot okrogli valovod. Ta frekvenca je tem nižja, čim večji je presek kabla. Radioamaterji običajno uporabljamo kable daleč pod to frekvenčno mejo, ker je kabel na teh frekvencah neuporaben že zaradi velikih izgub.

3. Izgube v koaksialnih kablih

Če hočemo razumeti izvor izgub v koaksialnem kablu, si moramo najprej še bolj natančno ogledati pojave v samem kablu, predvsem izvir toka in kožni pojav pri visokih frekvencah, ter mehanizem izgub v dielektriku kabla.

Vsek tok potrebuje za svoj nastanek padec: vodni tok potrebuje na primer višinski padec, električni tok pa potrebuje napetostni padec oziroma električno polje. Kovine zelo hitro

zadušijo elektromagnetno valovanje: če postavimo kos kovine v visokofrekvenčno elektromagnetsko polje, jakost polja zelo hitro upada z globino pod površino kovine. Tam kjer ni polja, pa ne more biti električnega toka, zato lahko visokofrekvenčni tokovi tečejo samo po površini kovin.

Kako goboko lahko še tečejo visokofrekvenčni tokovi pod površino kovine? Natančno toliko, kolikor lahko v kovino prodre elektromagnetno polje, ki potem požene tokove. Vdorna globina elektromagnetskega polja je odvisna od frekvence in vrste kovine, izraz za frekvence v radijskem spektru je prikazan na Sliki 3. Vdorna globina običajno označimo z grško črko delta. Vdorna globina je manjša pri boljših prevodnikih, saj ti hitreje dušijo elektromagnetno polje, ter je obratno sorazmerna s kvadratnim korenem frekvence.

Na Sliki 3. so izračunane vdorne globine v bakru za nekaj frekvenc med 1MHz in 100GHz. Kaj praktično pomenijo te številke? Če uporabljamo okroglo bakreno žico premera 1mm na frekvenci 100MHz, potem tokovi v tej žici tečejo samo na njeni površini, v plasti debeline 6.6 mikrometra oziroma 0.0066 mm! Ohmska upornost žice je zato za visokofrekvenčni tok frekvence 100MHz približno 38-krat večja kot pa za enosmerni tok, ki teče po celotnem preseku žice. Tudi toplotne izgube so za isti faktor večje.

V vseh kvalitetnih visokofrekvenčnih kablih predstavljajo ohmske izgube v vodnikih, povečane zaradi kožnega pojava, glavni izvor izgub. Iz znanega mehanizma izgub v koaksialnem kablu je za praktično uporabo smiselno izračunati izgube, izražene v decibelih na en meter dolžine kabla, kot je to prikazano na Sliki 4. Iz izraza na Sliki 4. razberemo, da za izgube zaradi kožnega pojava veljajo naslednje trditve:

- Izgube so sorazmerne s kvadratnim korenem frekvence "f".
- Izgube so obratno sorazmerne z zunanjim premerom kabla "D".
- Izgube so večje v kablih z dielektrikom z velikim "Er".
- Izgube so komplikirana funkcija karakteristične impedance in naraščajo pri zelo majhnih in pri zelo velikih "Zk".
- Izgube so odvisne se od specifične upornosti in magnetne permeabilnosti vodnikov.

Če hočemo izdelati kabel s čim manjšimi izgubami, je seveda smi-

$$\frac{A}{l} = \frac{\sqrt{f}}{D} \cdot \frac{10\sqrt{\mu_0 g}}{\sqrt{\pi} \cdot \log_e 10} \cdot \frac{1 + e^{\frac{Z_k \sqrt{Er}}{60 \Omega}}}{Z_k} \quad \left[\frac{dB}{m} \right]$$

Slika 4. Izgube v koaksialnem kablu zaradi kožnega pojava.

selno najprej izbrati ustrezna "Zk" in "Er", ki jih lahko v določenih mejah izbiramo. Če narišemo izgube (slabljenje) kabla kot funkcijo "Zk" vidimo, da bojo izgube v kablu najmanjše, ko je "Zk" nekje med 50ohmi in 75ohmi, v odvisnosti od relativne dielektričnosti "Er". Ker se da kabel s takšno vrednostjo Zk tudi praktično izdelati, so te vrednosti danes v glavnem standardizirane.

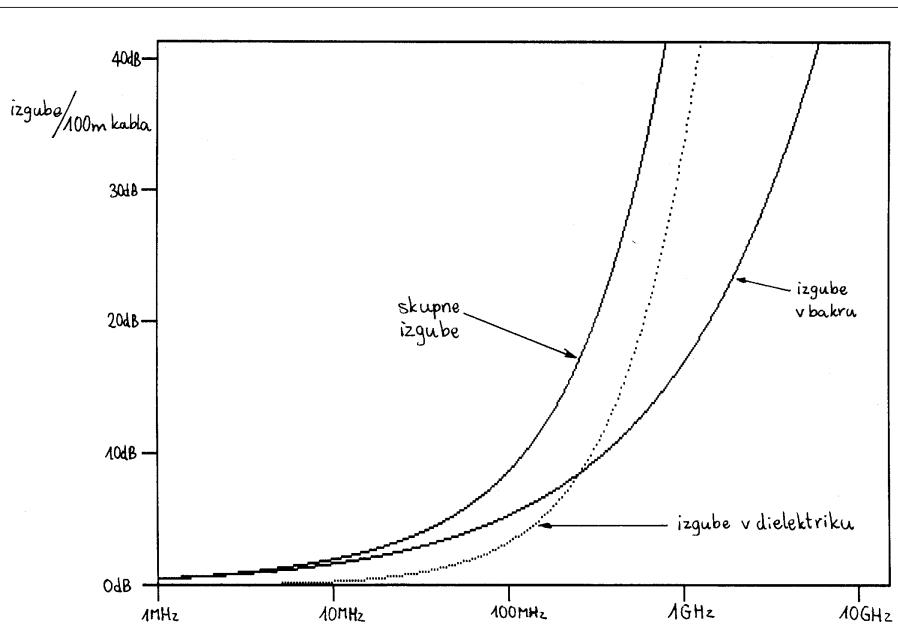
Izgube lahko zmanjšamo tudi z uporabo izolatorja z manjšo relativno dielektričnostjo "Er". Zato imajo kabli z majhnimi izgubami penast dielektrik (penasti polietilen ali pa penasti teflon) oziroma kar zrak za izolacijo, žilo kabla pa v tem slučaju držijo na mestu distančniki oziroma spirala iz polietilena.

Izgube v kablu lahko zmanjšamo tudi z uporabo boljših prevodnikov. Žal je že sam baker precej draga surovina, edina boljša alternativa pa je še dosti dražje srebro. Zaradi kožnega pojava pa ni treba izdelati celotne žile in oklopa kabla iz srebra, za visokofrekvenčne lastnosti kabla zadošča, če na površino žile in

notranjo površino oklopa nanesemo plast srebra, ki je debelejša od vdorne globine, se pravi nekaj mikrometrov!

Tudi posrebrena žila in oklop ne prineseta kakšnega bistvenega zmanjšanja izgub, saj so te sorazmerne kvadratnemu korenju specifične upornosti materiala vodnikov. Po drugi strani pa lahko brez bistvenega povečanja izgub uporabimo cenejše materiale, na primer aluminij. Izjema so feromagnetni materiali: v njih je zaradi visoke permeabilnosti vdorna globina dosti manjša, kabel z žilo iz železa pa bi zato imel 100-krat večje izgube od bakrenega kabla!

Po vsaki teoretski izpeljavi je vsekakor zanimivo preizkusiti, koliko se izpeljani izrazi res ujemajo s praktično izmerjenimi vrednostmi. Izgube, izračunane po izrazu na Sliki 4., se zelo dobro ujemajo s podatki, ki jih lahko izmerimo pri kvalitetnih kablih, na primer za 1/2" celflex kabli. Pri cenenih kablih, vrste RG-xxx in podobnih, pa so izmerjene izgube vedno večje od teoretske vrednosti. Izmerjene izgube so za okroglo 25% večje zato, ker imajo ti



Slika 5. Frekvenčni potek izgub resničnega kabla.

kabli pleteno žilo in oklop iz več tanjših žičic, tokovi pa se ne porazdelijo enakomerno po površini žičic.

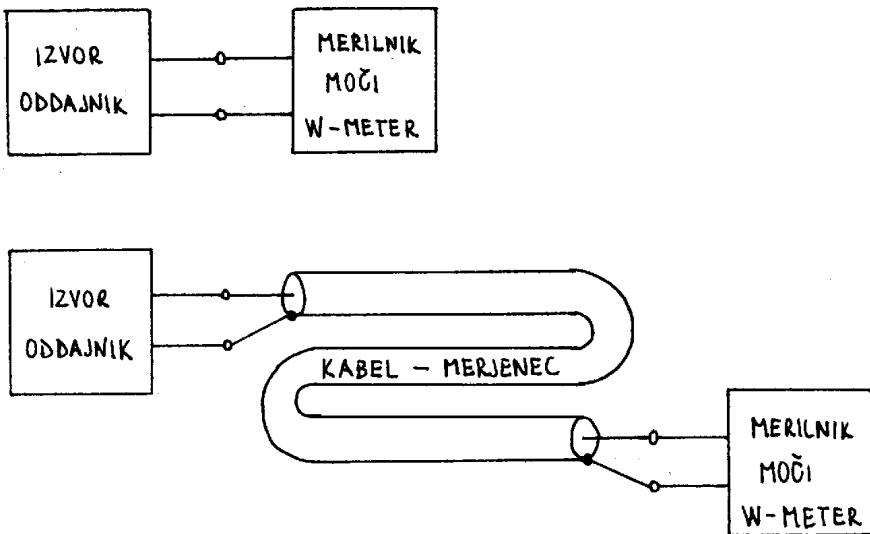
Razen tega povečujejo izgube cenenih kablov tudi izgube v dielektriku kabla, ki se naravnost prištevajo izgubam zaradi kožnega pojava. Izgube v dielektriku ne moremo preprosto izračunati zato, ker fizikalnih lastnosti samega dielektrika ne poznamo oziroma jih je zelo težko izmeriti. Zato je za dani kabel smiselno, da izmerimo celotne izgube in od teh odštejemo izračunane izgube v bakru, razliko seveda predstavljajo izgube v dielektriku.

Vzrok izgub v dielektriku kabla so predvsem nečistoče. Nečistoče lahko pridejo v dielektrik kabla, če proizvajalec uporablja nekvalitetne surovine (nečiste kemikalije), lahko pa pridejo v kabel tudi kasneje. Eden od izvorov nečistoč je lahko zaščitni plašč kabla: če je ta izdelan iz neprimerenega materiala, nečistoče počasi pronicajo skozi pleteni oklop v polietilenski dielektrik. Pri takšnih nekvalitetnih kablih lahko po nekaj letih izmerimo povečano slabljenje tudi v slučaju, ko je bil kabel medtem vskladiščen na suhem, hladnem in temnem mestu!

Za visoke frekvence se dielektrik z izgubami obnaša kot zaporedna vezava upora in kondenzatorja. Za dodatne izgube v kablu s takšnim dielektrikom potem velja:

- Izgube v dielektriku so PREMOSORAZMERNE s frekvenco.
- Izgube v dielektriku niso odvisne od premera kabla "D".
- Izgube v dielektriku niso odvisne od karakteristične impedance kabla "Z_k".

Ker so izgube v dielektriku kabla premosorazmerne s frekvenco, izgube zaradi kožnega pojava pa so sorazmerne s kvadratnim korenom frekvence, bojo pri zelo visokih frekvencah v vsakem slučaju prevladale izgube v dielektriku. Ta pojav je prikazan na Sliki 5., kjer je izrisano slabljenje za 100m nekvalitetnega kabla RG-8 (ali RG-213). Na nizkih frekvencah, v področju kratkih valov do 30MHz, so edini izvor izgube v bakru zaradi kožnega pojava (spodnja polna črta). Izgube v dielektriku hitro naraščajo s frekvenco (pikasta črta) in predstavljajo na frekvencah nad 300MHz glavni izvor izgub.



Slika 6. Merjenje izgub v vodu z merilnikom moči.

4. Izbera koaksialnega kabla

Na tržišču dobimo kopico najrazličnejših kablov, običajno neznanega porekla. Prav pogosto se zgodidi, da dobimo za malo denarja res kvaliteten kabel ali obratno, da nam za dosti denarja ponujajo škart iz proizvodnje. Če poznamo fizikalni princip delovanja kabla in mehanizme izgub, bo pravilna odločitev vsekakor lažja, tudi brez merilnih instrumentov na licu mesta. Najzanesljivejši pristop je vsekakor meritve izgub in drugih parametrov kabla, vendar si tega ne moremo vedno privoščiti.

Preden se odločimo za nakup kabla si ga vsekakor temeljito oglejmo! Trgovca je treba vsekakor prepričati, da nam olupi deset centimetrov dolg košček kabla in si tako lahko ogledamo tudi oklop, dielektrik in žilo in ne samo zunanjii zaščitni plašč kabla. Verjetno je vsem jasno, da zaščitni plašč ne sme biti trhlen oziroma lepljiv, sicer je s kablom prav gotovo kaj narobe. Nekateri proizvajalci reklamirajo svoje kable kot "non-contaminating jacket", se pravi z zaščitnim plaščem, ki ne sprošča nečistoč skozi pleteni oklop v dielektrik, vendar je boljše stvar preveriti.

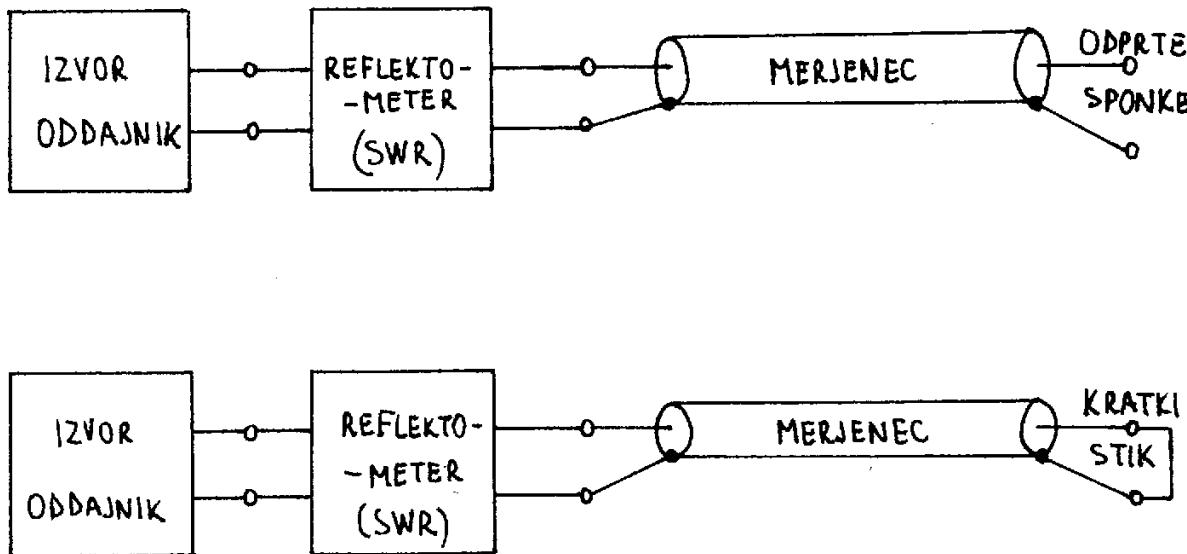
Oklop dobrega kabla mora biti pravilno pleten in zadosti gost: skozi zadosti gosto pleten oklop ne smemo videti prav nič dielektrika! Za frekvence nad 300MHz se zato rajši odločimo za malo dražje kable z dvojnim oklopom. Oklop mora biti tudi enakomerno pleten: če se v

oklalu periodično pojavljajo napake, bo imel tak kabel zelo velike izgube pri frekvenci, ko perioda napak ustreza polovici valovne dolžine. Povsem jasno ne sme biti na oklolu nobenih znakov korozije: bakrene žičke oziroma bakrena folija morajo biti lepe, svetleče rdeče bakrene barve.

Dielektrik mora biti čist, bel, napol prosojen polietilen oziroma čista bela pena brez kakršnekoli umazanije kakršnekoli barve. Dielektrik se mora točno prilegati oklolu, srednja žila pa mora biti točno v sredini dielektrika.

Pri izbiri kabla se moramo tudi odločiti za vrsto srednje žile: ena sama trda bakrena žica ali cevka omogoča manjše izgube, kabel s pletenico iz sedem ali več žic kot srednjo žilo pa je lažje zvijati. Ker izgube zaradi kožnega pojava zavisijo v glavnem od površine kovinskih delov kabla, je ugodno, da sta srednja žila in oklop posrebrena. Pozor! Pri nekaterih cenenih kablih, predvsem RG-58, sta žila in oklop cinkana (sive barve). Ker ima cink veliko večjo specifično upornost od bakra, ima tak kabel zelo velike visokofrekvenčne izgube!

Najzanesljivejši pristop je vsekakor meritve izgub v kablu, in to na čim več različnih frekvencah. Če merimo izgube na več različnih frekvencah, lahko tudi ugotovimo izvor izgub: kožni pojav v vodnikih, izgube v dielektriku ali kaj drugega. Če imamo kvaliteten kabel in izmerimo 2dB izgub na 144MHz, potem bo isti kabel imel na devetkrat višji frekvenci 1296MHz trikrat več izgub, se pravi okoli 6dB. To pomeni, da izgube



Slika 7. Merjenje izgub v vodu z reflektometrom.

naraščajo s kvadratnim korenom frekvence oziroma je njihov vzrok ohmska upornost vodnikov in kožni pojav. Če pa na 1296MHz izmerimo bistveno več, tudi 18dB izgub, potem je vzrok v gnilem dielektriku oziroma predenkem ali slabo pletenem oklopu kabla.

Izgube v koaksialnih kablih in drugih visokofrekvenčnih vodih najpogosteje merimo na dva načina: z merilnikom moči in z reflektometrom. Meritev izgub v vodu z merilnikom moči je enostavna in je prikazana na Sliki 6. Merilnik moči najprej priključimo neposredno na oddajnik, potem pa preko merjenca - kabla. Rezultat meritve je preprosto kvocient izmerjenih moči, ki ga je treba le se pretvoriti v decibele. Merilna metoda omogoča merjenje poljubno velikih izgub v kablu, seveda v območju delovanja merilnika moči.

Če so izgube v kablu majhne (in to si običajno želimo), jih lahko izmerimo z reflektometrom, kot je to prikazano na Sliki 7. Reflektometer priključimo kot običajno med oddajnik in kabel, drugi konec kabla pa pustimo nezaključen: odprte sponke ali pa kratki stik. Izmerjeno razmerje med napredajočim in odbitim valom na kablu (v dB) ali prilagojenost je

tedaj enaka dvakratnim izgubam v kablu (v dB). Na primer, če z reflektometrom izmerimo prilagojenost 6dB (odbojnost 0.5 oziroma valovitost 3) potem so tedaj izgube v kablu enake 3dB.

Meritev bi morala dati enak rezultat za odprte sponke in za kratki stik na drugem koncu kabla. Zaradi netočnosti reflektometra se to skoraj nikoli ne zgodi! Da dobimo točnejši rezultat, si zato pomagamo tako, da v račun vzamemo povprečje obeh meritev za odprte sponke in za kratki stik. Netočnost meritve z reflektometrom je sicer tem večja, čimvečje so izgube v kablu. Z običajnimi amaterskimi reflektometri je zato opisana metoda neuporabna za merjenje izgub, večjih od približno 6 do 8dB!

5. Zaključek

Koaksialni kabel ni edina vrsta visokofrekvenčnega voda, ki ga uporabljam v radioamaterski tehniki, je pa verjetno najbolj praktičen in enostaven za uporabo. Z odprtim simetričnim vodom lahko dosežemo pet do desetkrat manjše izgube ob enaki potrošnji bakra, toda odprti vod ni okopljen in ga je treba speljati

na primerni razdalji od kovinskih predmetov in izvorov motenj. Enako razmišljanje velja za Goubau-jevo linijo (odprt vod z enim vodnikom), ki sicer spada med najcenejše načine prenosa mikrovalovne energije. Kovinski valovodi različnih presekov so sicer okopljeni, vendar so tu potrošnja bakra pri gradnji in zahtevane tolerance še dosti večje kot pa pri koaksialnih kablih ter jih zato uporabljamo le v mikrovalovnih frekvenčnih področjih.

V tem članku namenoma nisem niti omenil valovnih pojavov v kablih in drugih vodih, se pravi napredajočih in odbitih valov, ko breme na drugem koncu voda ni prilagojeno na karakteristično impedanco voda. Vsi ti pojavi lahko samo še povečajo izgube v kablu in drugih vodih glede na idealni slučaj, ko je breme prilagojeno.

Namen tega članka je razložiti mehanizme izgub v visokofrekvenčnih vodih, saj sta ohmska upornost kovin in kožni pojav glavna vzroka izgub v vseh kovinskih visokofrekvenčnih vodih. Razen dielektričnih izgub pa imamo v nekvalitetno izdelanih vodih se celo vrsto drugih izvorov izgub, ki jih je treba razumeti. Navsezadnje, če med anteno in našo radijsko postajo, televizorjem ali

drugo napravo že moramo postaviti visokofrekvenčni vod kot nujno zlo, potem moramo vsaj znati poiskati takšen vod, ki bo vnašal najmanjše izgube ob za nas sprejemljivi ceni.

Mikrovalna sonda za merjenje moči

Primož Lemut - S53KS

Uvod

Velikokrat nam uspe sestaviti razne amaterske naprave brez temeljnih meritev in smo zadovoljni že po kratkem preizkusu. Ob kasnejših ne-pojasnjenih dogodkih, prenehanju delovanja in podobno se ponavadi zamislimi in vzamemo v roke merilni instrument. Pri sestavljanju mikrovalovnih SSB radijskih postaj si lahko s primernimi merilnimi instrumenti prihranimo marsikakšno urico iskanja napak, poti in nadlegovanja kolegov. Eden izmed enostavnijih, pa kljub temu zelo uporaben, je merilnik moči.

Princip delovanja

Zasnova sonde, ki jo predstavljam, je že stara, novejše so le komponente, s katerimi jo izdelam. Na seminarju o gradnji mikrovalovnih SSB postaj nam je Matjaž-S53MV predstavil BAT 62-03W, ki je primeren za gradnjo takega instrumenta. Poleg visoke frekvenčne meje je njena poglavitna lastnost še visoko dovoljena zaporna napetost (40V).

Shema sonde je predstavljena na sliki 1. Asimetričnen VF vod zaključimo z bremenom 50 ohm, preko diode BAT62-03W pa merimo vrhno napetost, ki jo gladimo z disk kondenzatorjem 1nF s primernim VF karakteristikami. Od tod preko upora 1kohm vodi moenosmerno napetost preko skoznika 1nF skozi kovinsko ohišje merilnika. Upor 1kohm je namenjen samo zaščiti diode pred

$$P = \frac{U^2}{2Z_0} [W]; Z_0 = 50\Omega$$

$$P_1 = 10\log \frac{P}{0.001} = 10\log(10U^2) = 10 + 20\log U [dBm]$$

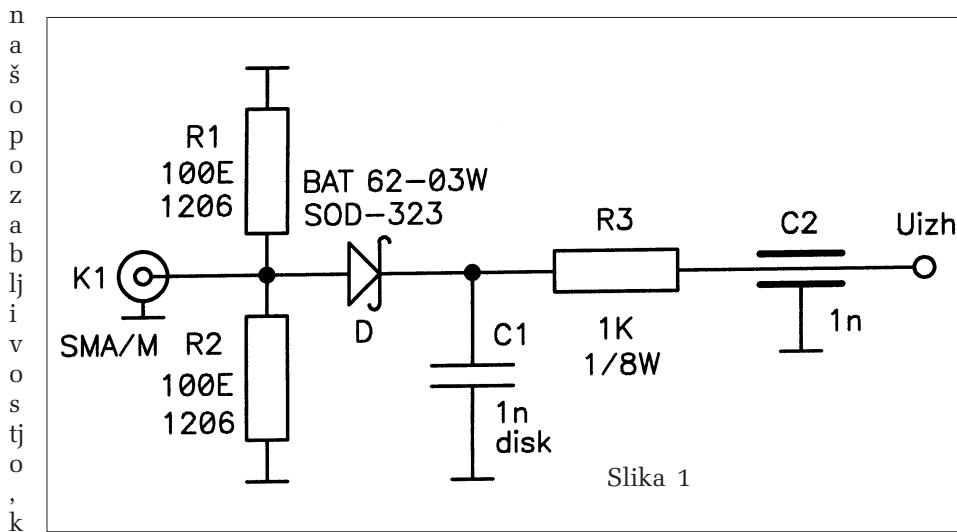
Slika 2 - Izračun moči iz izhodne napetosti.

opu instrument pač na tokovnem območju npr. 10A. Omenjena dioda namreč stane veliko manj, kot je vreden trud, da razspajkamo kovinsko škatlico, zamenjamo diodo in jo zopet sestavimo. Na izhodno točko priključimo V-meter in iz izmerjene napetosti določimo moč bodisi v mW ali dBm. Poudariti velja, da veljajo zvezze (izračun) s slike 2 samo do neke napetosti (0,2V), če gremo še nižje, moramo uporabiti korekcijsko krivuljo. Le-ta upoštevamo tudi ohmsko obremenitev sonde z voltamperom (slika 3).

IZDELAVA SONDE

Sondo vsekakor vgradimo v kovinsko škatlico, saj na tak način najlažje zaustavimo neželeno sevanje in s tem povezane moteče pojave. VF moč dovedemo v sondu preko kratkega kosa poltrdega koaksialnega kabla UT41, na konec katerega montiramo kvaliteten moški SMA konektor. Kvalitetni konektorji so izdelani tako, da je srednji kontakt kar srednja žila poltrdega kabla, s čimer se izognemo velikim spremembam impedance in s tem povezanimi izgubami. Taka izvedba ima le to slabo lastnost, da deluje ob priključitvi

konektorja precejšnja vzdolžna sila na srednjo žilo poltrdega kabla. Če bi ob vstopu kabla v kovinsko škatlico enostavno prispajkali zaključitvena SMD upora, bi to zanesljivo posmenilo njuno uničenje. Zato sem v škatlico vgradil dodatno ploščico s kratkim mikrotrakastim 50 ohmskim vodom. Na FR4 laminatu debeline 0,8mm je širina voda približno 1,5 mm ali 60 mils. Dolžina voda v prototipu je 4mm. Poleg utrditve srednje žile nam opisana ploščica omogoča še enostavnejšo montažo ostalih elementov, predvsem kar se tiče toplotne obremenitve le-teh pri spajkanju. Disk kondenzator prispajkamo v izvrtino v ploščici. Med izvrtino in koncem mikrotrakastega voda je približno 1mm. Izvrtino za kondenzator kakor tudi izvrtini za ozemljitev zaključitvenih uporov z druge strani zapremo s koščkom tanke medeninaste ali bakrene pločevine. Anodo diode prispajkamo prav na konec mikrotrakastega voda med SMD upora velikosti 1206. Mehanska izvedba sonde je prikazana na sliki 4, približne dimenziije tiskanega vezja in razporeditev elementov pa so podane na sliki 5. Sam sem ploščico izdelal kar iz ostankov priključenega voda nekega mikrotrakastega filtra, zato predloge tiskanega vezja nimam. Z disk kondenzatorja prispajkamo upor 1kohm (1/8W) na skoznik v zadnji stranici sonde. Če želimo sondu uporabljati tudi na 10GHz področju, jo moramo vgraditi v škatlico, ki ima večji dimenzijsi manjši od 20 mm, da so



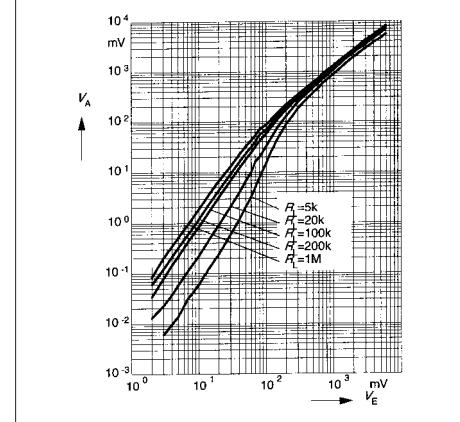
Slika 1

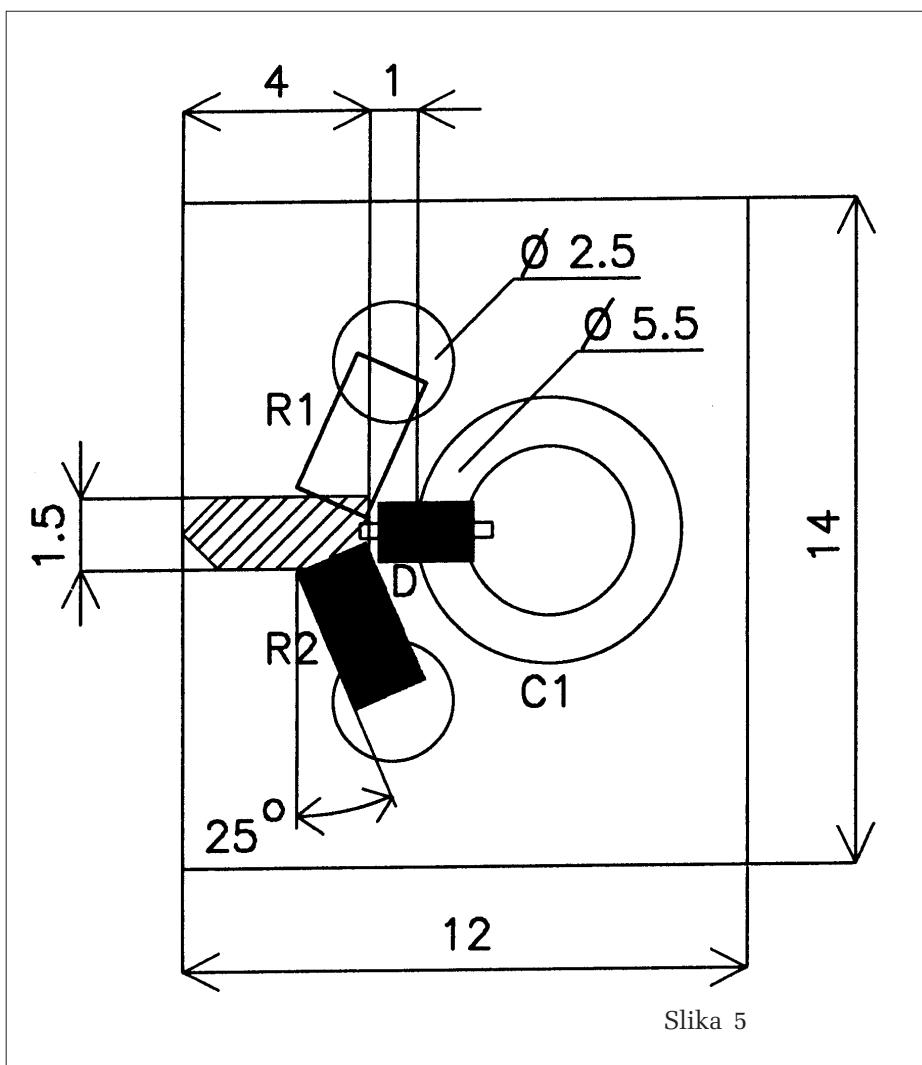
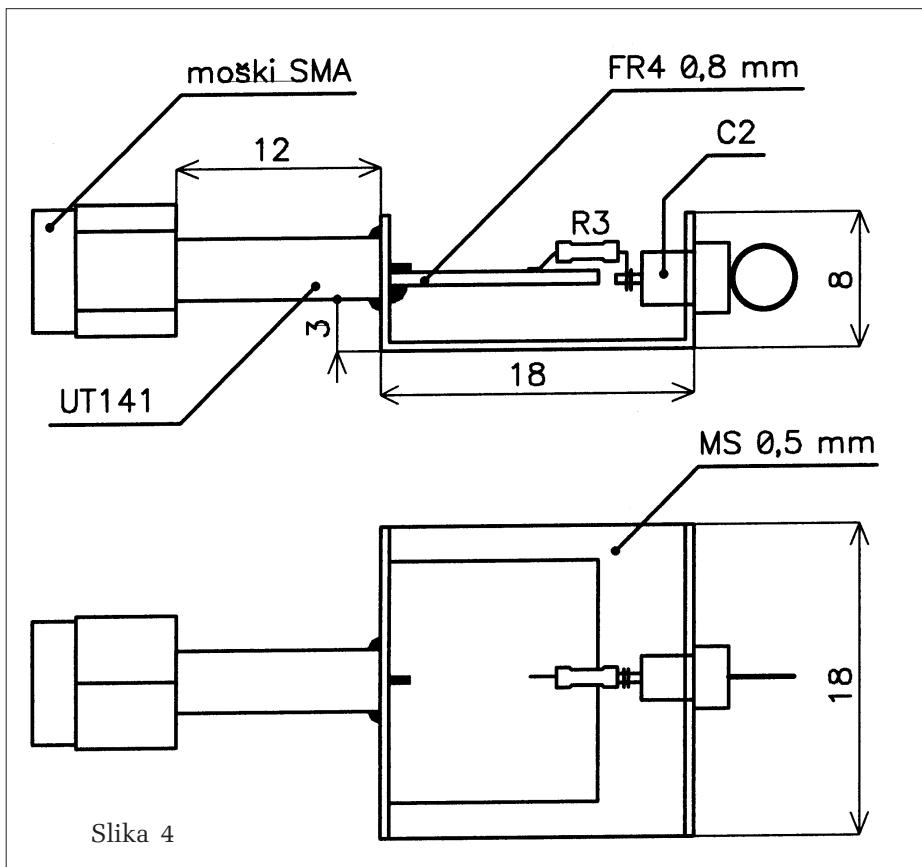
$$\text{Rectifier voltage } V_0 = f(V_i)$$

$$f = 900\text{MHz}$$

$$R_L = \text{parameter in } \Omega$$

Slika 3





m izbral zunanje mere $18 \times 18 \text{ mm}$. Pokrovček iz enega ali tanjšega materiala kot nosilni del vgradimo po preizkusu. Prispajkamo ga po vseh stranicah.

REZULTATI IN UPORABA

Izdelamo sondu sva z Matjažem-S53MV preizkusila na amaterskih področjih med 1 in 10GHz. Na 23 cm področju sonda kaže pravo vrednost, na 13 cm pa kakšnih 20% premalo. Vzrok slednjega najbrž tiči v ne dovolj kvalitetnem disk kondenzatorju 1 nF , ki ima ravno tam eno svojih resonanc. V 5 in 3 cm področju je izhodna napetost prava. Precejšnje presenečanje je pravi odziv v 3 cm področju, se večja pa zelo dobra prilagoditev. V 5 cm področju je prilagoditev nekoliko slabša, a še vedno boljša od 15 dB.

Da bi opisano sondu po pravici lahko imenovali merilni instrument, bi bilo potrebno vložiti precej truda v izdelavo korekcijskih tabel za posameznega frekvenčnega področje. Pa še te bi bilo potrebno ob zamjenavi posamezne komponente z enako drugega proizvajalca popraviti. Zato je ta sonda namenjena merjenju nivojev z natančnostjo $\pm 1 \text{ dB}$, kar tudi ni premajhna natančnost, če pomislimo s kolikšnim dinamičnim območjem imamo ponavadi opraviti. Posamezne enote tudi niso občutljive na tako majhne spremembe nivoja. Na primer, izhodna moč, spremenjena za 1 dB , ne bo odločilna za vzpostavitev zveze, enako spremenjen nivo lokalnega oscilatorja prav tako ne bo povzročil bistvenega povečanja šuma ali prekmiljenja mešalnika. Na izhod sonde ponavadi priključimo analogen voltmeter, še bolje takega z vgrajenim vhodnim ojačevalnikom, kar omogoča točnejše meritve pri nivojih pod 0 dBm . Pred tem se moramo seveda prepričati, da slednji ni podvržen VF motnjam. Podobno velja za digitalni voltmeter, čeprav le-ta ni najbolj uporaben pri uglaševanju. Z uporabo korekcijske krivulje s slike 3 lahko merimo moči od -30 dBm (0.01V) do $0.5\text{W}/27 \text{ dBm}$ (7.1V), prenese pa tudi kratkotrajne obremenitve z $1\text{W}/30 \text{ dBm}$ (10V). Največjo točnost doseže v področju nad 0 dBm . Za instrument, ki ga sestavimo v nekaj urah in nam ne stanjša preveč denarnice, prihranimo pa precej ugibanj, je to dovolj.

Mehko spajkanje v elektroniki

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Kaj je to mehko spajkanje?

Če v začetku radijske tehnike, se pravi na začetku tega stoletja, spajkanja v elektrotehniki sploh poznali niso, si danes sploh ne moremo zamisliti elektronike brez spajkanja. Glavni razlog je v številu sestavnih delov in številu električnih priključkov, ki jih ti sestavni deli imajo. Pri enostavnih napravah bi torej lahko nekako shajali brez spajkanja, pri sodobnih komplikiranih napravah pa to prav gotovo ne gre več. Razen tega je večina sodobnih sestavnih delov prilagojena prav takšnemu načinu vgradnje, se pravi mehkemu spajkanju, zato tudi radioamaterji nima druge izbire.

Tudi radioamaterji se moramo naučiti kvalitetnega spajkanja, saj si tu napak preprosto ne moremo privoščiti. Naprimer, najenostavnnejša radijska postaja ima 500-1000 spajkanih spojev. En sam hladen spoj bo povzročil zelo neprijetno prekinjajočo napako, ki se ne bo pojavila takoj, pač pa čez čas in še to ne vedno, tako da bo iskanje napake zamudno delo.

Ker sem opazil, da večina radioamaterjev čedalje slabše obvladuje našo osnovno veščino, se pravi spajkanje, mladim pa izgleda teh reči nihče ne razлага več, sem se odločil napisati tale članek o spajkanju. Za kvalitetno spajkanje potrebujemo res skromna sredstva in malo zdrave pameti, da razumemo, kako stvar gre. Z nekvalitetnim spajkanjem pa bomo najverjetneje samo uničili kup elektronskih sestavnih delov, saj slabo sestavljeni naprave tudi strokovnjak ne bo mogel oživeti.

S spajkanjem spajamo skupaj kovinske dele s primerno zlitino, ki ima dosti nižje tališče od spajanih delov. Zlitino za spajanje imenujemo spajko. Razlikujemo trdo in mehko spajkanje. Pri trdem spajkanju uporabljamo spajko na osnovi srebra (Ag), pri mehkem spajkanju pa spajko na osnovi kositra ali cina (Sn). V elektroniki v glavnem uporabljamo mehko spajkanje predvsem zaradi nižje potrebne temperature.

V elektroniki v glavnem uporabljamo spajko iz kositra (Sn) in svinca (Pb). Kositer in svinec tvorita evtektično zlitino, ki ima dosti nižje

tališče od čistega svinca ali čistega kositra. Za lastnosti spajke je seveda pomembno razmerje kositra in svinca v zlitini. Spajka lahko seveda vsebuje tudi druge primesi. Z indijem (In) lahko naprimer dosežemo še nižje tališče spajke.

Ker zlitine ponavadi ne izdelujemo sami, si oglejmo pojav evtektične zlitine z vodo in soljo. Kaj pomaga zimsko soljenje zasnežene ceste, ko pa ima sol tališče preko 300 stopinj Celzija? Sol sama zase ima resda visoko tališče, ampak zmes soli in vode ima celo nižje tališče od same vode. Po soljenju ceste se sneg pretvori v brozgo, ki vsebuje slano vodo, to je evtektično zlitino soli in vode v pravilnem razmerju, in pa preostale snežene kristale iz čiste vode, saj je količina soli dosti manjša od količine snega.

Podoben pojav opazimo z vodovodarsko spajko, ki vsebuje le 30-35% kositra in 65-70% svinca. Takšna spajka se pri povišani temperaturi spremeni v gosto kašo, precej podobno zimski cestni brozgi. Takšna kaša je zelo primerna za spajkanje svinčenih cevi za odtoke, je pa povsem neuporabna za spajkanje elektronskih sestavnih delov.

V elektroniki uporabljamo drugačno spajko, ki ima nekje 60-63% kositra, 35-38% svinca in okoli 2% bakra (Cu). Takšna evtektična zlitina ima točno določeno tališče, ko spajka preide iz trdnega stanja v tekoče. Tališče evtektične zlitine je zelo nizko, takšna spajka se tali že pri komaj 180 stopinjah Celzija! Dodatek bakra ne izboljuje fizikalnih lastnosti spajke, pač pa preprečuje prekomerno obrabo konice spajkalnika.

Pri spajkanju seveda ne zadošča, da z vročo konico spajkalnika stalimo spajko. Staljena spajka se pri temperaturi taljenja še ne veže na druge kovine. Temperatura konice spajkalnika mora biti dovolj visoka, da staljena spajka omoči kovinske dele, ki jih želimo spajkati. Običajna temperatura konice spajkalnika zato znaša 300-400 stopinj Celzija

Potrebna temperatura močno zavisi od vrste kovine, ki jo spajkamo. Spajka iz kositra in svinca naprimer zelo hitro tvori zlitino z zlatom, srebrom ali bakrom, zato spajka zelo hitro omoči omenjene kovine. Pov-

sem drugače gre z železom, še slabše z jeklom. Nekaterih vrst jekla spajka sploh ne omoči, tudi pri zelo visokih temperaturah ne.

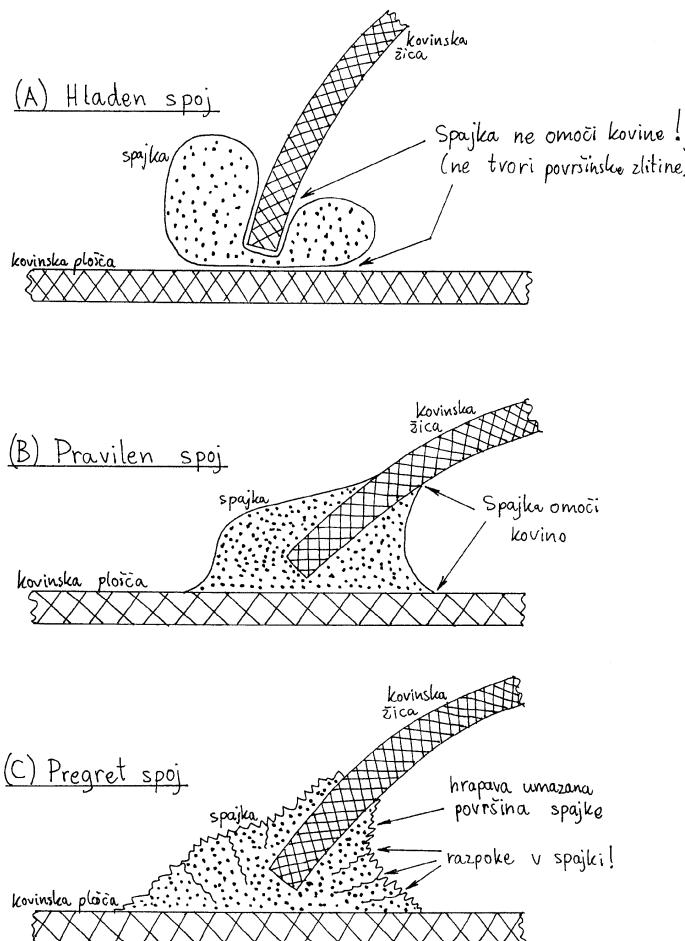
Najrazličnejša umazanija na površini kovinskih delov običajno zelo učinkovito preprečuje, da bi spajka omočila kovino. Umazanijo lahko sicer v grobem mehansko odstranimo, vendar ostane na površini večine kovin vsaj tanek sloj oksida iste kovine. Aluminija naprimer ne moremo mehko spajkati z običajnimi sredstvi, ker se na površini aluminija zelo hitro tvori aluminijev oksid Al_2O_3 , ki je povrhu vsega zelo obstojna kemična spojina in mu večina čistilnih sredstev ne pride do živega. Tudi na površini same spajke se tvorijo oksidi, še posebno pri povišani temperaturi pri spajkanju.

Tanek sloj oksida najlažje očistimo s kemičnimi čistilnimi sredstvi, ki jih imenujemo fluks. Fluks je lahko vgrajen v samo spajko v obliki žice, ki ima sredico iz kolofonije in plašč iz zlitine kositra in svinca. Fluks lahko dodamo tudi od zunaj. Glede na količino in vrsto umazanije uporabimo kolofonijo, stearin, pasto za spajkanje ali solno kislino (HCl). Z ustreznim fluksom lahko mehko spajkamo celo aluminij. Večina fluksov je kemično neutralnih pri sobni temperaturi in se kemično aktivirajo šele takrat, ko jih segregemo s spajkalnikom.

2. Kako pravilno spajkamo

Opisana teorija spajkanja se zelo lepo sliši, vendar se moramo praktične veščine spajkanja naučiti prav vsi. Koliko spajke in koliko fluksa sploh potrebujemo na določenem spajkanem mestu? Kolikšna naj bo temperatura spajkalnika in koliko časa naj traja spajkanje? In nazadnje, po končanem spajkanju, kako in kdaj očistiti neželjene ostanke fluksa in viške spajke s spajkanega mesta in s konice spajkalnika?

Osnovni pojavi pri spajkanju so prikazani na sliki 1. Če je temperatura konice spajkalnika prenizka oziroma če spajkanje prehitro zaključimo, dobimo hladen spoj, ki je prikazan na sliki 1A. Pri hladnem



Slika 1 - Hladen spoj, pravilen spoj in pregret spoj.

spoju spajka samo oblige, ampak ne omoči kovinskih delov in ne tvori površinske zlitine s kovinami. Pri prenizki temperaturi spajkanja se fluks samo stali, ampak se kemično še ne aktivira, tako da na površini kovin ostane plast oksidov in druge umazanije.

Hladen spoj je prav gotovo povsem neuporaben spoj in predstavlja največjo nevarnost pri spajkanju. Hladen spoj je namreč lahko tako zakrit, da ga neveče oko sploh ne opazi. V slučaju hladnega spoja držijo skupaj kovinske dele pravzaprav ostanki raztaljenega, ampak neaktiviranega fluksa. Mehanska trdnost takšnega spoja je zato nična, pa tudi električni kontakt ni zagotovljen.

Pri pravilnem spajkanju spajka zelo lepo omoči vse spajkane kovinske površine, kot je to prikazano na sliki 1B. Površina spajke pri tem ostane gladka in svetleča. Pri pravilnem spoju naredimo ustrezno veliko kapljico spajke, saj sta mehanska trdnost in električna prevodnost spajke dosti nižji od bakra, medenine ali drugih

mo. Pravilen spoj mora biti mehansko trden.

Če v nasprotnem slučaju pretiravamo s količino dovedene topote, se pravi v slučaju previsoke temperature konice spajkalnika oziroma predolgega spajkanja, dobimo pregret spoj, kot je to prikazano na sliki 1C. Pri pregrettem spoju se spajka razlije in omoči celo preveliko površino kovinskih delov. Sloj spajke je zato tanek, površina spajke pa pri previsoki temperaturi oksidira. Oksidirana površina spajke je sivkaste barve in je hrapava. V takšni spajki se zelo hitro širijo razpoke, saj je kositer kovina, ki zelo rada razpoka. Mehanska trdnost takšnega spoja je zelo slaba. Takšen spoj bo zaradi neenakih topotnih raztezkov ali skrčkov s časom povsem odpovedal.

Hladen spoj lahko takoj popravimo s spajkalnikom, ki je segret na primerno temperaturo za spajkanje. V okolini hladnega spoja je ponavadi ostala obilica neizkorisčenega fluksa, pa tudi spajke je zadosti. Pri po-

k pravljanju pregretega spoja pa moramo dodati vsaj fluks, da odstranimo okside s površine spajke. Običajno je treba dodati tudi spajko, saj je omočena površina prevelika.

Pri spajkanju se nam pogosto zgodi, da en kovinski del spajka omoči takoj, drugega dela pa se zlepa ne prime. Kaj storiti v tem slučaju? Takšen spoj je najpametnejše spet razstaviti. Nepocinjeni kos kovine nato po potrebi najprej mehansko očistimo, glede na obliko dela z nožičkom, pilo ali brusnim papirjem. Če je del kromiran, s pilo odstranimo kromirano plast, saj spajka dosti lepše omoči podlago. Nato sam del pocinimo s primerno količino fluksa in spajke in šele nazadnje obo dela spet sestavimo in zaspajkamo skupaj.

Pri spajkanju večjih sestavnih delov drugače sploh ne gre. Velike sestavne dele najprej pocinimo vsakega posebej na mestih, kjer bi jih radi spajkali skupaj. Nato obvezno preverimo, kako nam je to uspelo: spajka se ne sme v nobenem slučaju "odluščiti" od kovinske površine. Končno sestavimo dele skupaj in dodamo potrebno spajko, kar pa lahko storimo pri nižji temperaturi, saj so posamični deli že omočeni s spajko.

Proizvajalci elektronskih sestavnih delov se običajno potrudijo in vnaprej pocinijo žičnate izvode sestavnih delov oziroma jih prevlečajo s kovino, ki jo spajka zelo rada omoči. Tudi industrijsko izdelana tiskana vezja so prevlečene s plastjo kositra ali spajke. Doma izdelana tiskana vezja, konce žic za povezave in robove koščkov pločevine za oklapljanje visokofrekvenčnih stopenj moramo seveda pociniti sami.

Večina elektronskih sestavnih delov ima žičnate izvode, ki jih moramo pred ali po spajkanju primerno skrajšati. Pri krajanju izvodov moramo seveda paziti, da jih ne skrajšamo preveč oziroma da pri krajanju ne prerežemo spajke. Pri krajanju izvodov moramo biti še posebno previdni pri vgrani delov na enostranska tiskana vezja brez metaliziranih lukenj. Na takšnih tiskanih vezjih morajo izvodi štrleti vsaj 2mm skozi tiskanino, tako da se s kleščami ščipalkami nikoli ne dotaknemo spajke.

Če namreč spajko prerežemo s kleščami, v spajki nastanejo razpoke. Razpoke se s časom širijo in takšen spoj lahko nepredvidoma odpove. Izvode sestavnih delov je zato smiselno krajeti pred spajkanjem. Če moramo izvode sestavnih delov krajeti po opravljenem spajkanju, potem je

smiselno takšno spajkano mesto še enkrat segreti s spajkalnikom, da spajka spet lepo zalije spajkano mesto.

Pri gradnji profesionalnih naprav, ki morajo biti zelo zanesljive, na primer za vgradnjo na vesoljska plovila, zato uporabljamo dražja tiskana vezja z metaliziranimi luknjami tudi v slučaju enostranskih tiskanih vezij. Na ta način zagotovimo, da je stična površina spajke večja. Hladnim spojem se skušamo izogniti tako, da žične izvode vseh sestavnih delov tik pred vgradnjo še enkrat pocinimo.

l
a
h
k
o
k
u
p
i

3. Izberi cina in fluksa

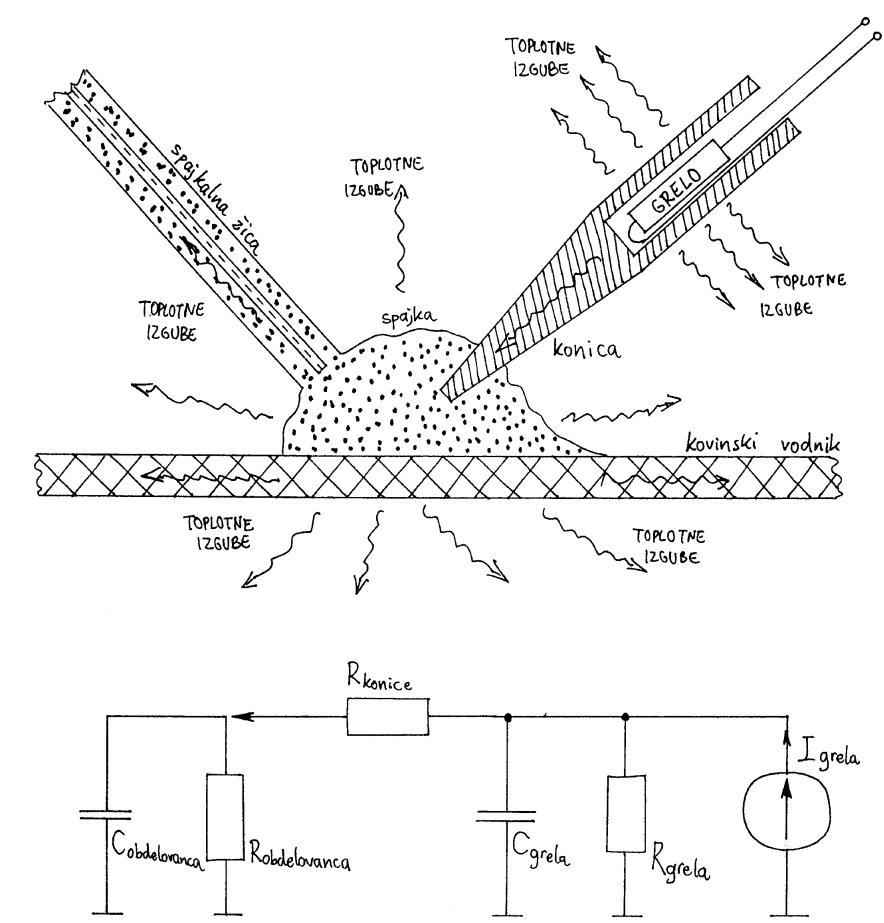
Kvaliteta spajkanja seveda zavisi tudi od osnovnih surovin, se pravi od vrste spajke in vrste fluksa. Pred komaj desetimi leti smo sicer lahko bili srečni, če smo našli kakršenkoli košček cina v domačih trgovinah. Danes nam bo tudi najbolj zakoten trgovec ponudil več različnih vrst žice za spajkanje najrazličnejših premerov in proizvajalcev ter različne vrste dodatnega fluksa za spajkanje.

Debelina žice za spajkanje seveda zavisi od tega, kaj pravzaprav želimo spajkati. Pri spajkanju elektronskih sestavnih delov na tiskana vezja se najbolje obnese žica premora od 1mm do 1.5mm. Tanjšo žico bi rabili le za SMD sestavne dele, debelejšo žico pa za spajkanje pločevine in zelo debelih vodnikov.

Resen proizvajalec bo na kolatu s spajkalno žico označil sestavo zlitine, se pravi procente kositra, svinca in bakra v žici. Še večje razlike so v vrsti in kvaliteti fluksa, ki se nahaja v sredici žice ("rosin core"). Izkušnje kažejo, da se da zelo lepo spajkati z originalnimi izdelki angleških in nemških proizvajalcev. Spajkalne žice nikar ne kupujte v Italiji, ne glede na napise na kolatu...

Razen spajke potrebujemo tudi ustrezna dodatna čistilna sredstva, saj fluks iz sredice spajkalne žice pogosto ne zadošča. Dodaten fluks potrebujemo v slučaju, ko je spajkana površina močno umazana oziroma je izdelana iz kovine, ki jo spajka nerada omoči. Dodaten fluks potrebujemo tudi takrat, ko skušamo prevleči veliko površino (dosti čiščenja!) s tanko plastjo spajke, na primer ko pocinimo tiskano vezje pred vgradnjo sestavnih delov ali pa celotno površino pločevine.

Kot dodaten fluks se najboje obnese stearin. Stearin je vosek, ki ga



Slika 2 – Prenos toplote na mesto spajkanja.

mo v obliki prahu ali zrn v vsaki lekarni. V naših trgovinah z elektronskimi sestavnimi deli ga boste žal zaman iskali. Stearin lahko uporabljamo v prahu ali pa ga pretopimo v kvader velikosti mila. Stearin je pri sobni temperaturi trdna bela snov, ki ni korozivna in je razmeroma dober električni izolator. Stearni postane aktivno čistilno sredstvo šele v tekočem stanju pri povišani temperaturi.

V trgovinah z elektronskimi sestavnimi deli lahko sicer kupimo spajkalno pasto, običajno pod trgovskim imenom "CINOL" ali podobno. Spajkalne paste so sicer zelo nevarno sredstvo, saj so korozivne tudi pri sobni temperaturi ter so običajno električno prevodne. Uporaba "CINOL"-a ali podobnih past je zato pogosto vzrok kratkih stikov in prebojev v elektronskih napravah.

Ko odpovejo vsa milejša sredstva, uporabimo kot fluks pri spajkanju kar solno kislino (HCl). V ta namen si pripravimo krpico na koščku žice, ki jo pomočimo v kislino in potem z njo premažemo dele, ki jih želimo spajkati. S solno kislino običajno spaj-

kamo železne dele, predvsem pocinkano železno pločevino. Solno kislino za spajkanje lahko tudi "gasimo" tako, da v njej raztopimo košček cinka.

Po končanem spajkanju je smiselno odstraniti vsaj prekomerne ostanke neizkoriščenega oziroma zoglenelega fluksa, ki lahko povzročijo korozijo oziroma kratke stike v našem vezju. Najprej seveda mehansko odstranimo večje ostanke fluksa. Ostanke kolofonije oziroma fluksa iz spajkalne žice najlažje odstranimo z navadnim etilnim alkoholom. Stearin se v alkoholu ne raztoplja, se pa zelo dobro topi v acetonus. Ostanki pri spajkanju s solno kislino so kovinske soli, ki se dobro topijo v navadni vodi. Od vseh vrst fluksov so najbolj zahrbtne prav spajkalne paste (CINOL ipd), za katere ne poznamo zanesljivega čistilnega sredstva.

Razen spajkalne žice dobimo spajko tudi v drugačnih oblikah. Kleparji naprimer kupijo spajko v obliki palice brez fluksa, saj žlebove spajkajo s solno kislino. Primerno spajkalno zlitino v obliki palice uporabljamo tudi v elektroniki in sicer za pol-

njenje industrijskih spajkalnih banj za velikoserijsko spajkanje tiskanih vezij. Za domačo radioamatersko uporabo je spajka v palici nekoliko nerodna.

Za spajkanje SMD sestavnih delov uporabljamo pasto, ki vsebuje zmes spajke in fluksa. Pasto nanesemo na ustrezena mesta na tiskanem vezju in potem celotno tiskanino s postavljenimi SMD gradniki segrejemo v peči. Takšen način vgradnje SMD sestavnih delov je sicer bolj primeren za velikoserijsko industrijsko proizvodnjo. Radioamaterji zato spajkamo SMD sestavne dele z običajnim spajkalnikom z dovolj tanko konico in z dovolj tanko spajkalno žico.

4. Izbira spajkalnika in konice

Spajko lahko stalimo in segrejemo na temperaturo vezanja na več različnih načinov: s segrevanjem spajkanih delov, z vročim plinom (z odprtim plamenom), z močno svetlobo oziroma s prenosom topote preko dodatnega kovinskega orodja. Prav ta zadnji način spajkanja se je najbolj uveljavil v elektroniki. Ustrezno orodje z izvorom topote in kovinsko konico imenujemo spajkalnik.

Prvotna "spajkalna kladiva" so imela masivno konico iz bakra, ki smo jo najprej segreli na odprttem plamenu, nato pa z vskladiščeno topoto opravili nekaj spajkanih spojev. Sodobni spajkalniki imajo vgrajen lasten izvor topote. Običajno je to električni upor, obstajajo pa tudi spajkalniki z vgrajenim malim plinskim gorilnikom.

Preden razpravljamo o izbiri spajkalnika in konice, si moramo najprej bolj natančno ogledati način prenosa topote na spajkano mesto, kar je prikazano na sliki 2. Pojave pri prenosu topote najlažje opišemo z nadomestnim vezjem, ki vsebuje izvor topotnega toka, topotne uporosti in topotne kapacitivnosti.

Spajkalnik vsebuje (električno) grelo, ki se obnaša kot izvor topotnega toka Igrela. Če bi bilo grelo dobro topotno izolirano, bi se s časom segrelo na neskončno visoko temperaturo. V resničnem spajkalniku izvor topotnega toka napaja celo vrsto porabnikov. Večinoma so to izgube topote na samem grelu, na konici in na obdelovancu, ki jih ponazorimo z Rgrela, Rkonice in Robdelovanca. Ker pri spajkanju ne smemo zanemariti časovnega poteka segrevanja in ohlajanja, moramo

upoštevati vsaj toplotno kapacitivnost grela Cgrela in toplotno kapacitivnost obdelovanca Cobdelovanca.

Temperaturo konice spajkalnika običajno navajamo v praznem teku, ko se konica ničesar ne dotika. Temperaturo konice tedaj določa edino izgubna toplotna upornost grela Rgrela in doveden toplotni tok Igrela. Temperaturo konice običajno uravnavamo s količino dovedene topote oziroma z ustreznim krmiljenjem grela.

Ko se s konico spajkalnika dotaknemo obdelovanca, spajke ali obeh, temperatura konice jasno upade. Časovni potek seveda zavisi od toplotnih Robdelovanca in Cobdelovanca, kot tudi od toplotne upornosti konice Rkonice. Topotna kapacitivnost grela Cgrela je običajno tako velika, da v času spajkanja dovod nove topote iz grela nima bistvenega vpliva na temperaturo konice.

Enostavni električni spajkalniki ne vsebujejo nobenega krmiljenja moči grela. Temperatura konice takšnih spajkalnikov je zelo visoka v praznem teku, preko 450 stopinj Celzija. Temperatura hitro upade, ko se dotaknemo obdelovanca. Pri visokih temperaturah konica in spajka na njej hitro oksidirata, zato je treba konico stalno mehansko čistiti z brusnim papirjem ali s pilo.

Ker je življenska doba takšne konice razmeroma majhna, je konica izdelana iz cenenega materiala, običajo je to kar malo debelejša bakrena žica. Spajkalnik s konico, ki ji močno niha temperatura in se ji z obrabo spreminja oblika, je precej neroden in zamuden za uporabo. Le dobro izurjen delavec bo s takšnim spajkalnikom kvalitetno spajkal.

Boljši spajkalniki imajo zato vgrajeno krmiljenje moči grela glede na temperaturo konice. Temperatura konice manj niha, predvsem pa nikoli ne doseže skrajno visokih temperatur preko 450 stopinj Celzija. Razen tega je konica prevlečena z zlitino, ki jo sicer spajka dobro omoci, vendar se za razliko od bakra takšna konica v spajki le malenkostno raztaplja. Povsem jasno takšnih sodobnih konic ne smemo v nobenem slučaju čistiti z brusnim papirjem ali s pilo, saj bi takoj uničili prevleko. Konico smemo čistiti le s priloženo, navlaženo krlico.

Tudi najnovejša skrajnost, se pravi spajkalniki s komplikirano škatlo elektronike in LED prikazovalnikom na tri številke za temperaturo konice niso ravno najbolj posrečeni. Le če-

mu tri številke za temperaturo, ko pa temperatura konice v vsakem slučaju zaniha za nekaj deset stopinj Celzija, ko se z njo dotaknemo obdelovanca? Tudi možnost zvezne nastavitev temperature konice je nesmiselna, saj navsezadnje uporabljamo spajkalnik vedno pri isti temperaturi, različnim obdelovancem pa se moramo prilagajati z velikostjo (presekom) konice, nikakor pa ne s temperaturo konice!

Za vse radioamaterske potrebe se mi zdi zato smiselna izbira spajkalnik, ki vsebuje le grobo regulacijo temperature, naprimjer spajkalniki dobro znane tovarne Weller (danes iste reči verjetno proizvaja še kdo drug) z magnetnim stikalom za 220V grelec. Spajkalnik je navsezadnje orodje, enostavnost in zanesljivost delovanja sta bistveni vrlini! Lučke in nerodne škatle z elektroniko rajši prihranite za novoletni drevešček, ker te reči ne sodijo v delavnico.

Za običajno spajkanje sestavnih delov na tiskana vezja je smiselno izbrati konico premera 2mm. Konico premera 1mm potrebujemo le za SMD sestavne dele. Obe konici izberemo za temperaturo 370 stopinj Celzija, to je konica številka 7 pri spajkalnikih tovarne Weller. Le za spajkanje oklopov iz manjših koščkov pločevine priporočam konico številka 8 (410C) premera 3.5mm. S primerno zamenjavo konic lahko torej spajkamo prav vse, od miniaturnih SMD hroščkov do 0.5mm debele medeninaste pločevine z istim spajkalnikom moči 50-60W. Le za večje kose debelejše pločevine potrebujemo močnejši spajkalnik.

Pred leti so se pojavile tudi takojimenovane "hitre spajkalne pištote". Pištote so vsebovale 100W omrežni transformator, ki je neposredno napajal konico v obliki zanke. Pištote so se sicer obnesle pri popravilu TV sprejemnikov na elektronke, za spajkanje integriranih vezij in drugih sodobnih sestavnih delov pa so se izkazale pregrobe. Uporaba takšnih pištol za gradnjo novih naprav je nerodna, saj moramo držati v roki razmeroma težek transformator. Spajkalnih pištol zato danes ne uporabljamo več.

5. Spajkanje občutljivih sestavnih delov

V zlati dobi elektronik so bili vsi sestavni deli naprav razmeroma veliki in so imeli dolge žične izvode, tako da jih pri spajkanju prav gotovo

nismo mogli poškodovati. S pojavom prvih polprevodnikov pa so nekatere razgrete (precej votle) glave zagnale krik in vik o občutljivosti novih sestavnih delov, ki se še do danes ni polegel. Razne zgodbe o občutljivosti na toploto in statično elektriko sicer vsebujejo delček resnice, vendar so večinoma plod domišlje ali bolj točno vraževernosti, ki je navsezadnje za nekatere trgovce z ustreznimi "antistatičnimi" pripomočki zelo dobičkonosna.

Prvi polprevodniški sestavni deli, detektorske diode in nizkofrekvenčni tranzistorji, so bili izdelani iz germanija (Ge), ki je v resnici zelo občutljiv na visoke temperature. Polprevodniški spoj iz germanija sme delovati do največ 75 stopinj Celzija, izgubni tokovi zaporno polariziranih polprevodniških spojev pa postanejo nesprejemljivo visoki že pri nižjih temperaturah. Germanijevih diod in tranzistorjev zato ne smemo spajkati tik ob ohišju, da se med spajkanjem preveč ne segrejejo.

Sodobni polprevodniški sestavni deli so izdelani iz silicija (Si) in galijevega arzenida (GaAs). Oboji smejo delovati vse do 200 stopinj Celzija, omejitev zato prej predstavljajo plastična ohišja teh sestavnih delov. Sodobnih polprevodnikov zato skoraj ne moremo uničiti z vročino pri spajkanju, saj bi prej zažgali tiskano vezje. Vsi sodobni sestavni deli so tudi prirejeni za strojno spajkanje, kjer se še dosti bolj segrejejo kot pa pri ročnem spajkanju.

Pri spajkanju sodobnih polprevodnikov v plastičnih ohišjih moramo upoštevati, da se pri povisani temperaturi plastika zmehča. Takšnih sestavnih delov zato med spajkanjem ne smemo mehansko obremeniti, saj lahko premaknemo kovinske izvode in potržemo tanke bondirne žice do polprevodniškega čipa v notranjosti ohišja. LEDike, fototranzistorji in dru-

išnjih iz prozorne plastike so še posebno občutljivi na mehanske obremenitve izvodov med spajkanjem.

Sodobni polprevodniki so vsekakor bolj odporni na vročino od nekaterih drugih sestavnih delov. Med najbolj občutljive sestavne dele sodijo vsekakor stirofleks kondenzatorji, pa tudi druge vrste folijskih in elektrolitskih kondenzatorjev trpijo vročino med spajkanjem. Zahteve strojnega spajkanja so sicer prisilile proizvajalce vseh sestavnih delov, da danes izdelujejo izključno odporne pasivne sestavne dele. Od vseh sestavnih delov so na vročino najbolj odporni prav miniaturni SMD sestavni deli, ki se med strojnim spajkanjem v celoti segrejejo na temperaturo spajke.

Staro vraževero v občutljivost sestavnih delov na vročino spajkalnika je danes že povsem nadomestila nova vraževera v občutljivost sestavnih delov na statično elektriko. Tudi v novi vraževeri je nekaj malega resnice in veliko pretiravanja. Statična elektrika lahko v resnici uniči sestavne polprevodnike, vendar se temu pojavi izognemo s preprostimi ukrepi. Pretirani ukrepi kot so delovne mize iz črne plastike, čudne ozemljitve delovnega orodja in SMRTNO NEVARNE ozemljitvene zapestnice za osebje prej privedejo do dodatnih poškodb sestavnih delov.

Kako se torej izognemo poškodbam sestavnih delov zaradi statične elektrike? Predvsem tako, da ne delamo v pretirano suhem prostoru, kar tudi našemu zdravju ne koristi. Pohištvo, mize in stolice naj bojo iz lesa ter oblačila iz naravnih snovi, ki ne nabirajo statične elektrike.

Ozemljitev spajkalnika je povsem nepotrebna, pač pa se moramo pred vsakim spajkanjem z roko dotakniti konice spajkalnika, da izenačimo po-

tenciale. Prav tako se pred spajkanjem z roko dotaknemo tudi mase vezja, ki ne sme biti med spajkanjem priključeno nikamor! Če VEDNO upoštevamo teh par enostavnih načel, ne bomo uspeli poškodovati niti najobčutljivejše mikrovalovne mešalne diode ali GaAsFET-a med spajkanjem.

Električne poškodbe sestavnih delov med spajkanjem so zelo pogoste, če moramo spajkati v delujočem vezju oziroma v vezju, ki je kamorkoli priključeno. Še posebno nevarne so ozemljitve, saj vse ozemljitve niso nujno na istem potencialu. V ozemljitvenih zankah lahko stečejo precej veliki tokovi, ki lahko poškodujejo tudi sicer zelo odporne polprevodnike. V takšnih primerih je vsekakor smiselno preveriti izolacijo konice spajkalnika oziroma spajkalnik odklopiti od izvora napajanja grela med spajkanjem v priključeni na pravi.

Na koncu naj odgovorim še na vprašanje, kdaj vgraditi sestavne dele na podnožja? Odgovor je preprost: podnožij ne uporabljamo za zaščito sestavnih delov, pač pa tam, kjer predvidevamo zamenjavo sestavnih delov. Diode, tranzistorje in enostavna logična integrirana vezja (vrata) neposredno spajkamo v vezja brez podnožij, saj lahko tu napako takoj odkrijemo z voltmetrom ali ampermetrom.

Povsem drugače je s komplikiranimi integriranimi vezji: mikroprocessorji, pomnilniki, vmesniki, pa tudi komplikirana analogna vezja. Tudi s primernimi merilnimi inštrumenti je iskanje napak zelo zamudno. Dosti lažje je zamenjati sumljivo integrirano vezje, če je to vgrajeno na podnožje. Pri uporabi podnožij se moramo zavedati, da imajo tudi najkvalitetnejša profesionalna podnožja za integrirana vezja omejeno življensko dobo in so torej potencialni

g
i
s
e
s
t
a
v
n
i
d
e
li
v
o
h

izvor napak. V poskusnih vezjih brez podnožij seveda ne gre.

Antennenmeßbrücke selbstgebaut

Nagy Gyula - HA8ET

Dipl.-Ing. Nagy Gyula, HA8ET

Eine in der Amateurpraxis häufig vorkommende Aufgabe ist das Messen des Stehwellenverhältnisses (SWR) zwischen Antenne und Sender.

Die einfachen der im Handel erhältlichen preiswerte „SWR-Meter“ liefern meistens sehr ungenaue und frequenzabhängige Werte. Meist wird ein Richtkopplersystem verwendet (**Bild 1**). Dabei wird eine von der Leistung abhängige Spannung gemessen.

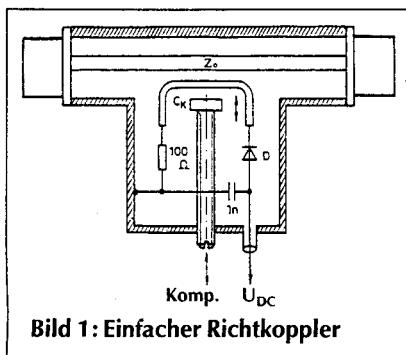


Bild 1: Einfacher Richtkoppler

Benutzt man nicht einen, sondern zwei Richtkoppler (**Bild 2**), dann können bei-

de die Spannung der vorwärtsgerichteten bzw. reflektierten Leistungen erfassen. Ein guter Richtkoppler muß folgende Merkmale aufweisen:

- minimale Einfügedämpfung im Durchgangspfad
- eigenes SWR möglichst 1
- frequenzunabhängige und konstante Koppeldämpfung
- die Richtdämpfung, (= das logarithmische Maß des Verhältnisses der unerwünscht gekoppelten Leistung zur erwünschten gekoppelten Leistung) soll möglichst groß (30...40 dB) innerhalb der Bandbreite sein

Die oben gewünschten Voraussetzungen kann eine Reflexionsbrücke erfüllen. Deren Einsatz entspricht dem eines Reflektometers mit Richtkopplern. Der besondere Vorteil einer Brücke ist die große erzielbare Bandbreite, besonders zu niedrigen Frequenzen hin sowie die frequenzunabhängige Meßspannung. Der Aufwand ist gegenüber reinen

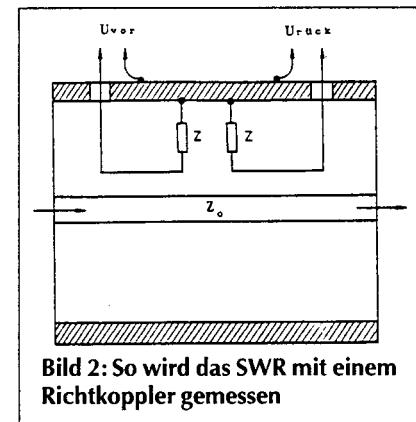


Bild 2: So wird das SWR mit einem Richtkoppler gemessen

Richtkopplerlösungen vergleichsweise gering (**Bild 3**). Der Detektor (D) im Nullzweig der Brücke liefert eine Spannung proportional zur „rücklaufenden“ Welle. Am Eingang (RF) schließt man einen Meß-Sender oder Tx und am Anschluß „TEST“ das Meßobjekt an. Der „REF“ Eingang wird mit einem induk-

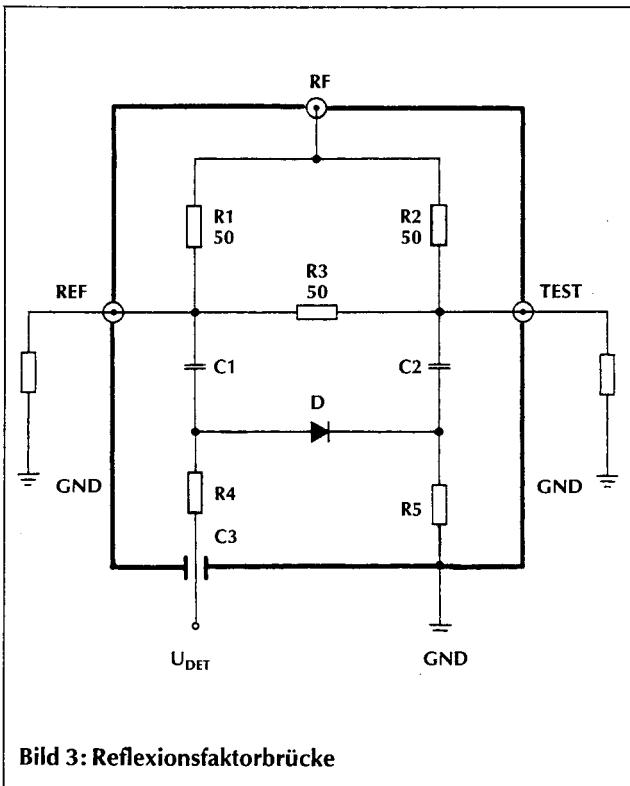


Bild 3: Reflexionsfaktormeßbrücke

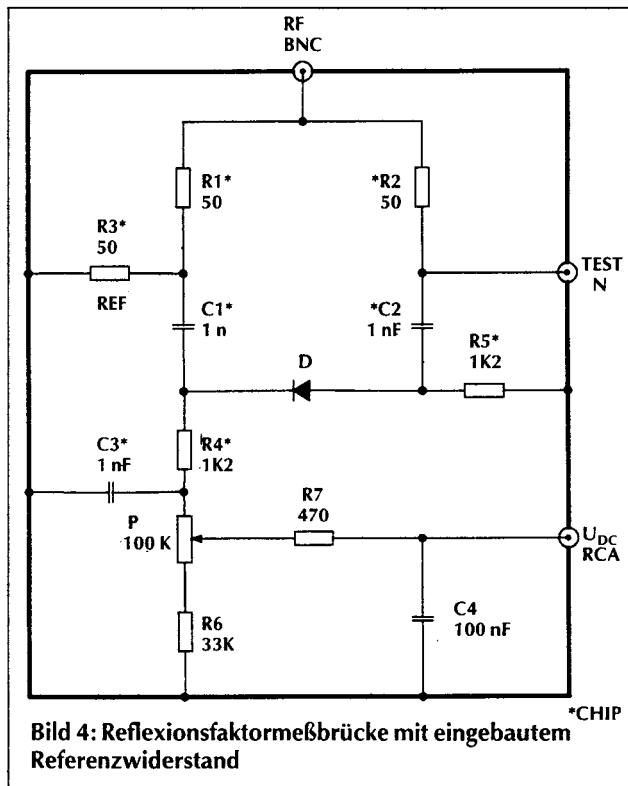


Bild 4: Reflexionsfaktormeßbrücke mit eingebautem Referenzwiderstand

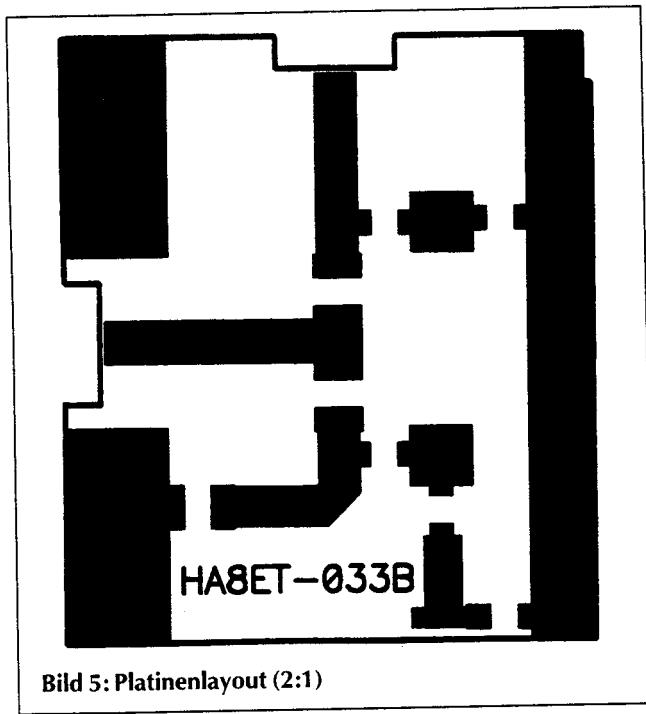


Bild 5: Platinenlayout (2:1)

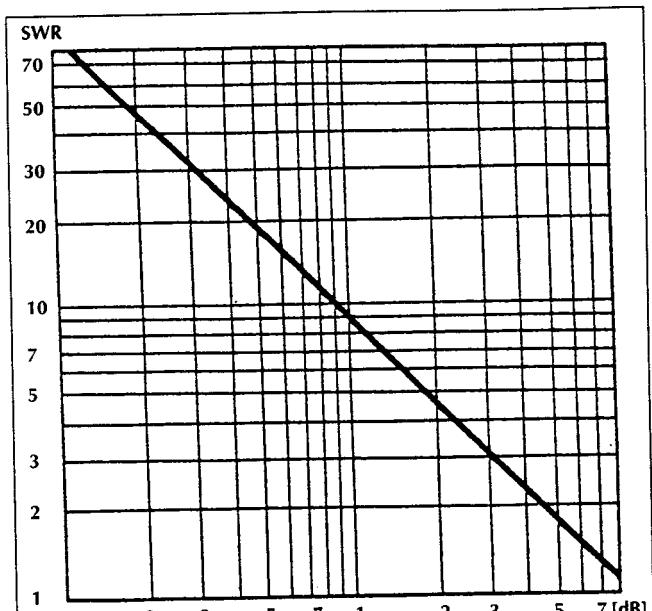


Bild 12: Die Kabeldämpfung können Sie mit einem Kurzschlußstecker an der Brücke bestimmen

tionsfreien 50Ω -Referenzwiderstand abgeschlossen. Wenn der Anschluß „TEST“ (= das Meßobjekt) mit 50Ω abgeschlossen wird, ist die Brücke ausgeglichen. Es liegt keine Spannung an der Diode. Weicht das Meßobjekt von dem Referenzwiderstand ab, bewirkt diese eine Spannungsdifferenz bei der Diode, so daß die Abweichung angezeigt werden kann. Bild 4 zeigt die komplette Brückenschaltung, die auf einer Leiterplatte in Streif-

fenleitungstechnik mit SMD-Widerständen (1 % Toleranz) aufgebaut wurde. Das Layout für die Schaltung ist in Bild 5 zu sehen. Die Platine wurde in einem Weißblechgehäuse (37×74 mm) untergebracht, die Höhe des Gehäuses hängt von der Größe des N-Steckers ab. Die benötigten Bohrungen für das Gehäuse für verschiedene große N-Stecker entnehmen Sie dem Bild 6. Der „TEST“-Eingang ist eine hochwertige N-Buchse. Auf Bild 7 können Sie erkennen, wie die

Platine bestückt wird (Maßstab 2:1). Die Widerstände sollten Sie unbedingt vor dem Einbau und danach mit einem guten Digitalmultimeter auf Genauigkeit prüfen. Alle Bauteile, besonders SMD, sind mit besonderer Sorgfalt zu löten. Die Bilder 8 und 9 zeigen zwei verschiedene hohe Einbauvarianten.

Kalibrieren

Erster Schritt: Wenn Sie die „TEST“-Buchse kurzschließen oder offen lassen,

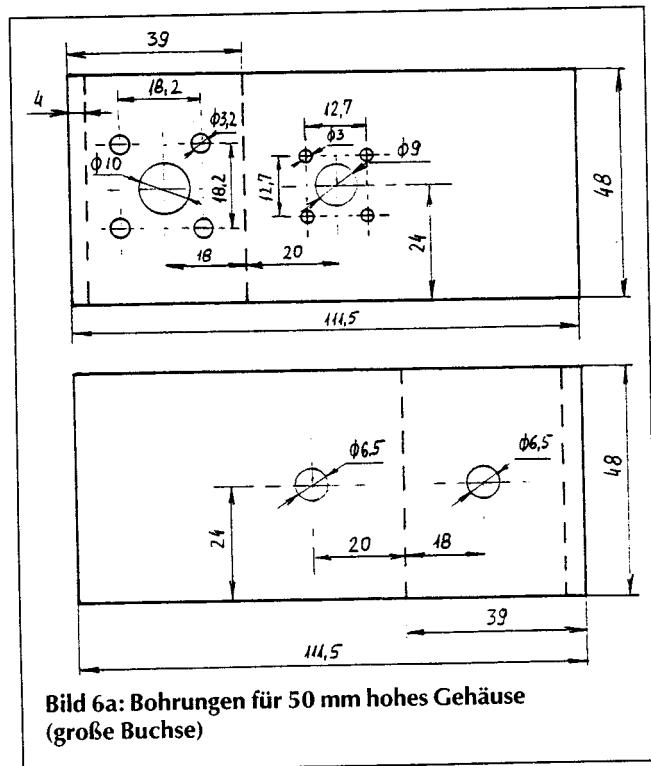


Bild 6a: Bohrungen für 50 mm hohes Gehäuse (große Buchse)

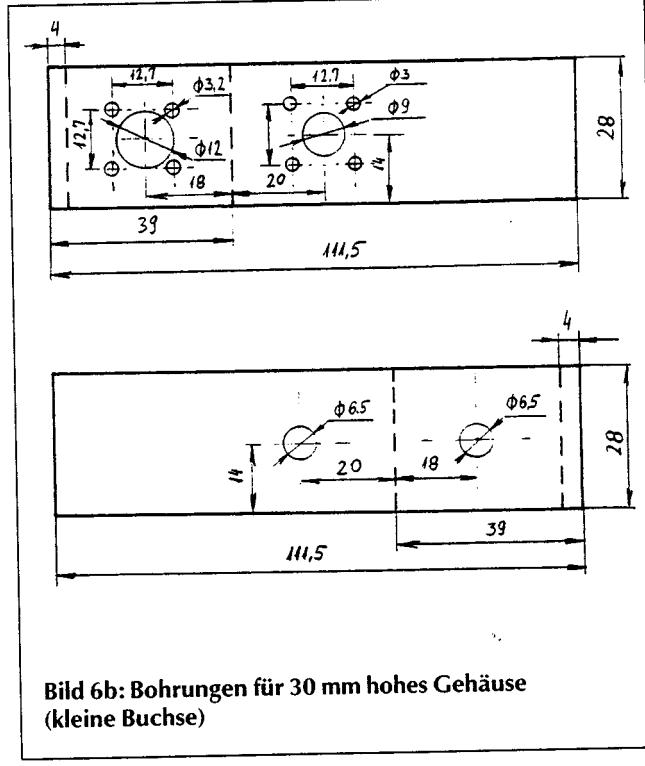


Bild 6b: Bohrungen für 30 mm hohes Gehäuse (kleine Buchse)

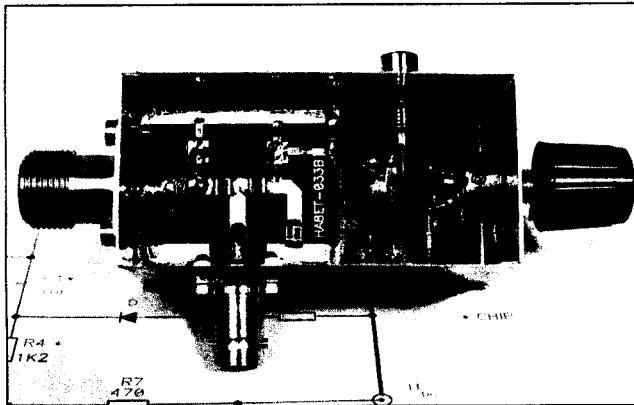


Bild 8: Meßbrücke in 50 mm hohem Gehäuse

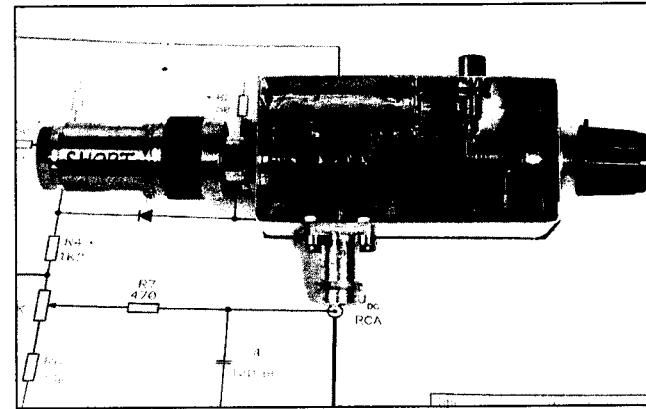


Bild 9: Meßbrücke in 30 mm hohem Gehäuse

sind das SWR ∞ und die Rückflußdämpfung gleich 0 dB. Ein an U_{DC} angeschlossenes Instrument stellen Sie auf Endanschlag ein. Wenn der Meßausgang mit 50Ω abgeschlossen wird, also der Idealfall gegeben ist, dann beträgt das $SWR = 1$. Die Rückflußdämpfung ist (theoretisch) unendlich.

In Wirklichkeit bewegt man sich irgendwo dazwischen. Die gemessenen Zwischenwerte können Sie mit **Bild 11** umwandeln. Eine Meßgenauigkeit bis SWR 1,05, das entspricht einer Rückflußdämpfung von 32,2 dB, reicht in der Amateurpraxis völlig aus. Noch genauer geht es, wenn Sie die Meßbrücke mit einem induktionsarmen Kurzschlußstecker kalibrieren. Dazu benutzen wir einen nach **Bild 12** selbstgebauten UG 21 B/U N-Stecker.

So wird gemessen

Benötigt wird für RF-Eingang ein Hochfrequenzgenerator oder ein Sender, der etwa 1...2 W abgibt. Außerdem brauchen Sie ein Gleichspannungsvoltmeter mit etwa 2 V Endanschlag – möglichst mit einer relativen Skala von 0...100° oder ein Digitalmultimeter. Mit dem Potentiometer stellen Sie das Voltmeter auf Vollanschlag bei der genannten HF-Leistung. Da die Anordnung an sich breitbandig ist, reicht die Kalibration auf einer möglichst hohen Frequenz.

Für niedrige SWR-Messungen im niedrigen Bereich ($<1,5$) benötigt unsere Meßbrücke 2 W HF-Leistung (die maximale Belastbarkeit unserer Brücke), für $SWR > 1,5$ reicht 1 W aus. Auf der Analogskala etwa 6° entspricht $SWR 1,1$ bzw. 26,5 dB Rückflußdämpfung. Die Skala kann in SWR oder dB für Rückflußdämpfung kalibriert werden.

Die Rückflußdämpfung als dB-Wert können wir nach dem Diagramm auf der Bild 11 in dem gewohnten SWR-Wert ablesen.

Mit Hilfe des Kurzschlußsteckers können wir Kabeldämpfungen auf beliebi-

ger Frequenz messen. Ein Ende des Kabels wird mit dem Kurzschlußstecker und das andere Ende am Test-Eingang angeschlossen. Die Kabeldämpfung können wir aus **Bild 12** nach dem gemessenen SWR-Wert bestimmen. Ich habe mein 200elementiges 23-cm-Antennensystem mit dieser Meßbrücke eingestellt.

Dipl.-Ing. Nagy Gyula, HA8ET
Muskatli u. 4.
H-6600 Szentes

Informationen über Bausätze, fertige Geräte beim Autor, bei dem alle Rechte liegen, oder bei DL2SBV, Fax (09 11) 38 33 86.

Stückliste		
Bauteil	Größe	Baumform
○ R1, R2, R3	2 x 100 Ω	SMD, 1206
○ R4, R5	1,2 k Ω	SMD, 5 %, 1206
○ R6	33 k Ω	Metallfilm, 5 %, 0,125 W
○ R7	470 Ω	Metallfilm, 5 %, 0,125 W
○ P	100 k Ω , lin. Poti, 4 mm Achse	
○ C1, C2, C3	1 nF	SMD, 5 %, 63 V
○ C4	1 nF	Keramik, 63 V, RM 2,5
○ D	HP 5082-2800	Schottky-Diode, DO35 Glas
○ Buchsen, Stecker, Gehäuse und Platine		

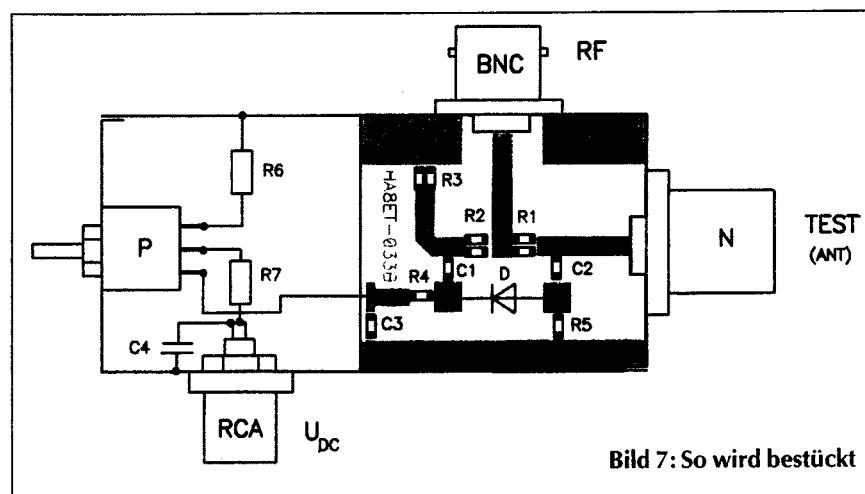


Bild 7: So wird bestückt

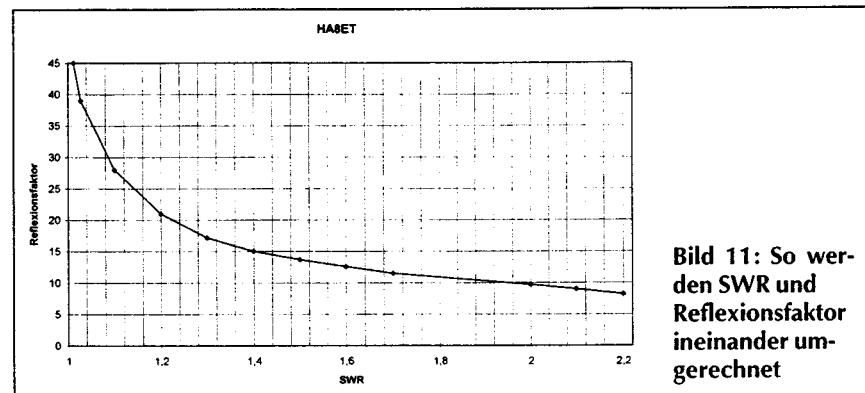


Bild 11: So werden SWR und Reflexionsfaktor ineinander umgerechnet

Kako se lotiti napajalnika?

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Mr. Murphy in napajalniki

Nezmotljivi gospod Murphy trdi v zbirki svojih slavnih pravil, da bo v elektronskih napravah prav gotovo najprej crknil napajalnik, ker se na tak način da povzročiti kar največja škoda. Matematičnega dokaza za to trditev sicer ne vem, sem se pa večkrat lahko sam prepričal o veljavnosti te trditve.

Če se gospod Murphy ne sprašuje, zakaj crkne napajalnik, pa sem sam opazil, da napajalnik le redkokdaj crkne zaradi "zunanjih" vzrokov, kot so prenapetosti v omrežju, udari strele, sušenje cunj na hladilnih rebrih napajalnika ali uporaba "Made in Napoli" tranzistorjev in integriranih vezij v napajalniku. Največkrat se izkaže, da je "napaka" drugje, verjetno v načrtovanju samega napajalnika. Besedo "napaka" tu pišem med navednicami, saj ni nujno nemerna.

Vsi primeri dobro vemo, da so napajalniki v vseh sodobnih barvnih televizorjih načrtovani tako, da se pokvarijo natančno v določenem času, se pravi v dveh do treh letih. Ker predstavljajo te okvare poglavitni vir zasluga raznih kvazimojstrov in serviserjev, jih ne moremo kar tako preprosto odpraviti. Televizorji so seveda mojstrovina sodobnega načrtovanja in "napake" v napajalniku so tako prefinjene, da se jih ne da izločiti s preprosto vgradnjo močnejših sestavnih delov: kvazimojstri so lahko brez skrbi za svoje delovno mesto!

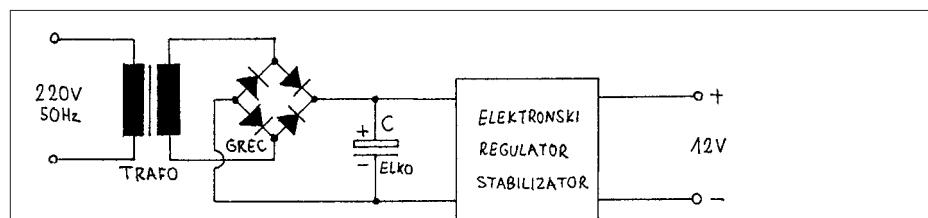
Radioamaterji imamo za naše naprave seveda svoje napajalnike in tudi svojevrstne težave. Poraba naših naprav je lahko skoraj nespremenljiva (računalnik) do zelo spremenljiva (SSB oddajnik), razen tega naše naprave pogosto prevezujemo med različnimi napajalniki, baterijami in akumulatorji, pa se močna visokofrekvenčna polja naših oddajnikov so zraven!

Seveda naj nihče kaj dosti ne pričakuje od "ZetaGi the best for CB" napajalnika. Na prednji plošči sicer piše "POWER SUPPLY 13.8V 3A", v notranosti škatlice pa najdemo omrežni transformator, ki ima sekundar navit s CuL žico 0.5mm fi, ki jo lahko obremenimo le do 500mA brez pre-

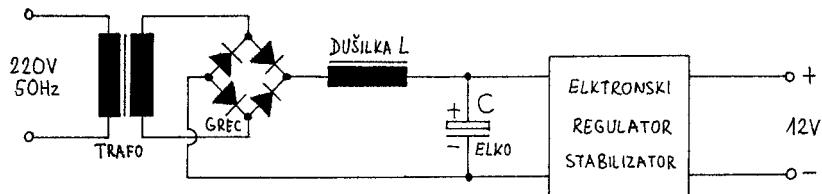
tiranega segrevanja. Da lahko takšen napajalnik da tudi 3A izhodnega toka, je sekundar omrežnega transformatorja navit za 30V, za znižanje in stabilizacijo izhodne napetosti pa poskrbita 2N3055 in uA723 skupaj z minimumom sestavnih delov, da uA723 ne samooscilira. Takšen napajalnik verjetno res da na izhodu tudi 3A pri 13.8V, vprašanje je le, koliko časa to deluje. Ker nobena od dimenzij škatle ne presega 10cm in stena škatle služi tudi kot hladilno rebro za 2N3055, se bo stvar zelo hitro pregrela, 2N3055 bo prebil v kratki stik in porabnik bo namesto

13.8V dobil tudi do 30V...

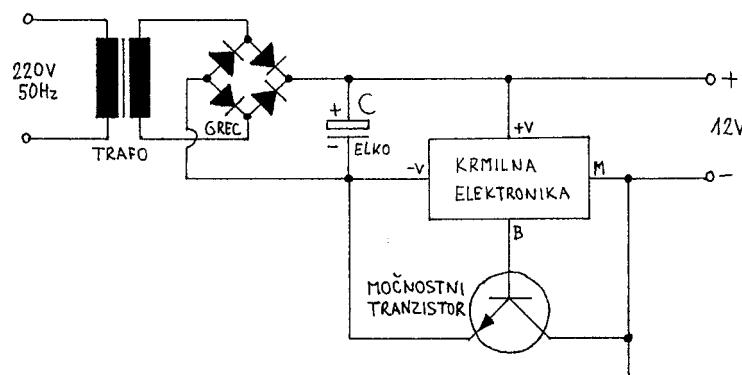
Po drugi strani človek nehote zupa napajalnikom znanih proizvajalcev laboratorijske opreme, na primer tovarne Hewlett-Packard, ko dobi zraven še debelo knjigo navodil o vseh možnih zaščitah napajalnika in ravnjanju z njimi. Čeprav proizvajalec ni skoparil s sestavnimi deli in nihovim dimenzioniranjem, tudi tu ne gre brez težav! Če s takšnim "supernapajalnikom" napajate vas toki-voki, bo vse ok, dokler bo toki-voki priključen na merilnik moči z umetnim bremenom. Nikar pa ne poskusite toki-vokija z njegovo "gumi"



Slika 1. - Napajalnik z usmernikom s kapacitivnim vhodom.



Slika 2. - Napajalnik z usmernikom z induktivnim vhodom.



Slika 3. - Napajalnik z regulatorjem v negativni veji.

anteno: po nepotrebnem skomplikirana elektronika napajalnika bo v močnem visokofrekvenčnem polju ponorela, napajalnik bo na izhodu namesto željenih 12V dal tudi 40V in, če bo vsaj napajalnik to preživel, od vašega toki-vokija ne bo dosti ostalo!

Od vseh nevšečnosti so verjetno najbolj zoprni "nepredvideni" dogodki: naprimer, kaj se zgodi, če izhode dveh napajalnikov povežemo vzporedno, s sicer pravilno polariteto? Ali če pomotoma priključimo vzporedno izhodu napajalnika akumulator ali celo samo nabit elektrolitski kondenzator? Iz marsikatrega napajalnika nastane tedaj "dimna škatla", še posebno v primeru, če je napajalnik izključen...

Ta dolgi uvod se mi je zdel potreben, ker sem tudi sam napravil precej škode in uničil precej sestavnih delov z napačnim načrtovanjem napajalnika. S tem nočem reči, da načrtovanje in izdelava napajalnika ni primerna za začetnike, pač pa da napajalnik, tako kot vsaka druga naprava, zahteva pri načrtovanju določeno previdnost! V tem članku bom zato skušal opisati, kako se lotiti načrtovanja in potem izdelave napajalnika, da ne bo ob prvi ugodni priliki iz našega izdelka nastala dimna škatla, ognjemet ali kaj podobnega, saj smo navsezadnje radioamaterji in ne pirotehnički.

2. Načrtovanje napajalnika

V tem članku se bom omejil na navadne napajalnike, to je takšne s transformatorjem, ki dela na omrežni frekvenci 50Hz, usmernikom in linearnim elektronskim regulatorjem - stabilizatorjem izhodne napetosti (ne "switcherjem") in to za nizke izhodne napetosti (v razredu 12V), kar potrebuje večina naših radioamaterskih naprav. Visokonapetostni napajalniki so seveda poglavje zase. Tudi o bolj komplikiranih preklopnih napajalnikih (switcherjih), ki uporabljajo dušilke in transformatorje na frekvencah nad 20kHz in tako dosežejo boljši izkoristek, v tem članku ne bom govoril.

Osnovni načrt napajalnika je prikazan na Sliki 1. Omrežno napetost 220V najprej pretvorimo s transformatorjem na bolj primerno vrednost, usmerimo s štirimi diodami v grecovem spoju, grobo gladimo, filtramo z elektrolitskim kondenzatorjem in končno reguliramo, fino gladiamo in stabiliziramo z elektronskim

regulatorjem. Če se komu zdi stabilizacija izhodne napetosti nepotreben luksuz, naj takoj dodam, da stane elektronsko fino glajenje enosmerne napetosti danes dosti manj od sicer potrebnih velikih elektrolitskih kondenzatorjev in se bolj nerodnih dušilk. Če potem to isto vezje izhodno napetost hkrati stabilizira in vsebuje se kakšno zaščito, ni to nič narobe...

Elektronski regulator - stabilizator dobimo danes v obliki enega samega integriranega vezja, na primer družine 78xx za regulator v pozitivni veji (negativni pol skupen) oziroma 79xx za regulator v negativni veji (pozitivni pol skupen). Za enostaven napajalnik in za tokove do 1A je to enostavna in poceni rešitev. Integrirana vezja za večje tokove (nad 2A) je težje dobiti in so zelo draga, vzporedna vezava pa ni možna. Še več, integrirana vezja 78xx ali 79xx lahko z vzporedno vezavo z drugim napajalnikom zelo hitro uničimo. Integrirana vezja družin 78xx in 79xx imajo tudi zelo slab izkoristek, saj vedno potrebujejo 5mA za lastno delovanje in padec napetosti preko vezja najmanj 3V, da pravilno delujejo. 12V napajalnik zato rabi najmanj 15V iz usmernika!

Za izhodne tokove nad 2A se zato že z vidika izkoristka (dimenzijske dražig hladilnih reber) splača sestaviti regulator - stabilizator iz navadnih tranzistorjev in NE iz integriranih vezij! Za izhodne tokove nad 2A je treba smiselnou izbrati tudi ustrezno moč in izhodno napetost transformatorja. Od pravilne izbire izhodne napetosti zavisi izgube na hladilnih rebrih tranzistorjev. Za 12V (13.8V) napajalnik se običajno odločimo za 16 do 17Veff na sekundarju transformatorja, kar da po usmerjanju in glajenju s kondenzatorjem srednjo enosmerno napetost okoli 19 do 20V. Za omogočanje delovanja regulatorja je seveda važna trenutna minimalna napetost, če upostevamo nihanje efektivne vrednosti omrežja in valovitost napetosti na elektrolitskem kondenzatorju.

Ustrezno moč transformatorja je težje določiti. Pri usmerniku s kapacitivnim vhodom (na grec je naranost priključen kondenzator za glajenje) ima tok v transformatorju obliko ozkih impulzov, ki za enako srednjo vrednost toka bistveno bolj segrevajo navitja transformatorja od izmeničnega toka sinusne oblike. Zaradi večjega segrevanja smemo v takšnem režimu delovanja obremeniti usmernik z enosmernim tokom,

ki znaša komaj 60 do 80% nazivne efektivne vrednosti sekundarnega toka transformatorja.

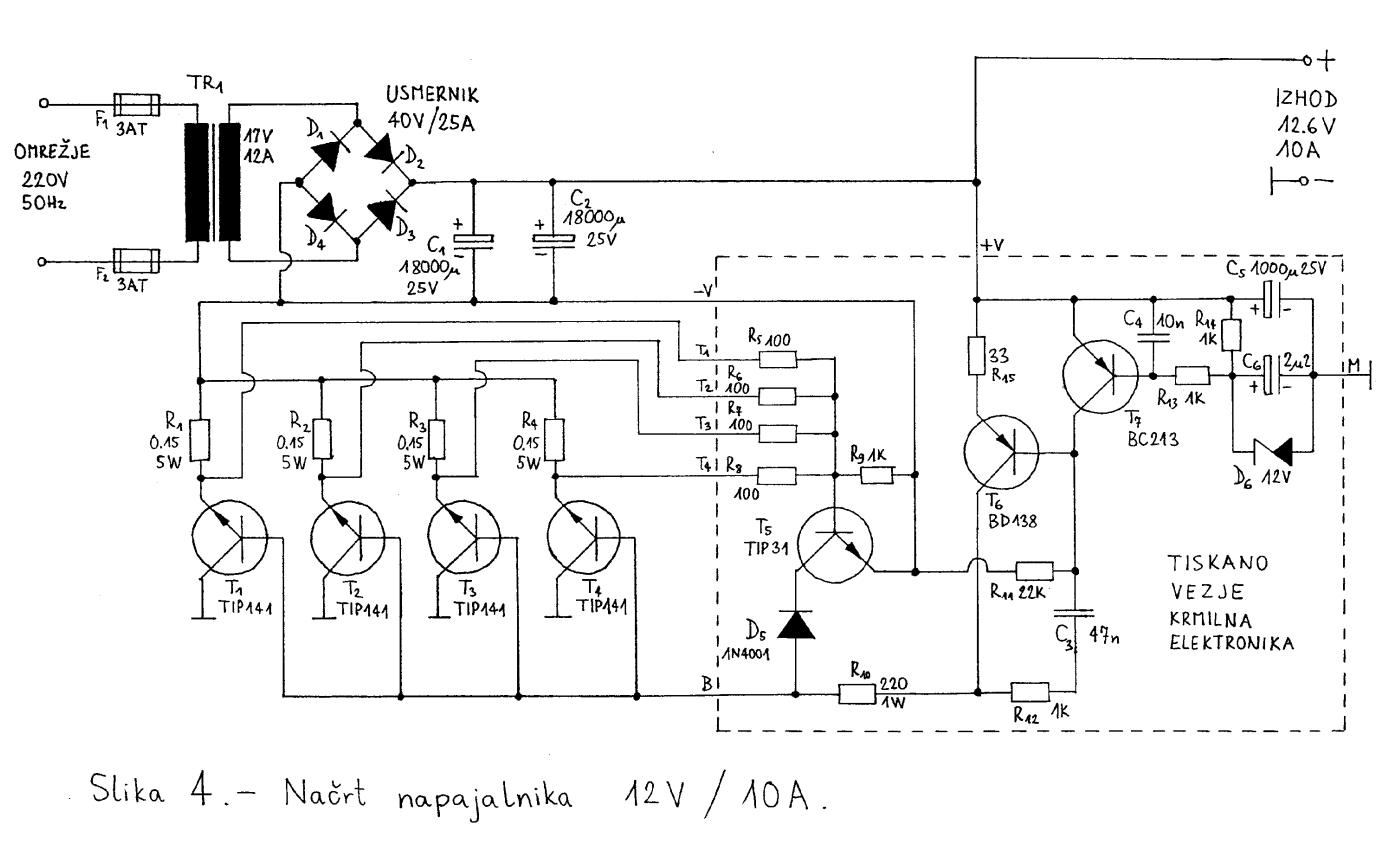
Bistveno bolje lahko izkoristimo transformator z usmernikom z induktivnim vhodom vezja za glajenje, kot je to prikazano na Sliki 2. V usmerniku z induktivnim vhodom poskrbi za prvo grobo glajenje usmerjenega toka dušilka, ki shranjeno energijo vrača porabniku v času med obema polperiodama. V teoriji dodatni kondenzator za glajenje sploh ni potreben, v praksi pa je zaradi neidealnosti dušilke vendarle potreben tudi kondenzator, čeprav približno petkrat manjši kot pa v usmerniku s kapacitivnim vhodom (Slika 1.)

Ker dušilka gladi usmerjeni tok, je tok skozi navitje transformatorja pravokotne oblike, usmerjeni tok pa je tedaj po velikosti lahko enak nazivni vrednosti efektivnega toka sekundarja transformatorja. Nazaadne imajo usmernik z induktivnim vhodom še to prednost, da se izhodna napetost manj spreminja z obremenitvijo, zato so padec napetosti in s tem izgube (hlajenje!) v elektronskem regulatorju - stabilizatorju manjše.

Katero vrsto usmernika bomo izbrali, s kapacitivnim vhodom ali z induktivnim vhodom vezja za glajenje, najbolj zavisi od velikosti napajalnika. V napajalniku za tok manjši od 3A pri 12V z uporabo dušilke skoraj nič ne prihranimo, uporaba usmernika z induktivnim glajenjem pa je skoraj obvezna v napajalnikih za tokove večje od 15A pri 12V. Edina nerodnost dušilke za glajenje je v tem, da po dimenzijah in ceni ni dosti manjša od omrežnega transformatorja, današnji gospodje radioamaterji pa vsi smrtno sovražijo vsakršno navijanje.

Ko smo se odločili za vrsto usmernika, se je treba se odločiti za polaritet elektronskega regulatorja. Ker danes ni več nobene razlike v tehničnih karakteristikah in ceni, lahko uporabimo močnostne tranzistorje obeh polaritet: PNP ali NPN. Nadalje, ne glede na polaritet močnostnega tranzistorja lahko le tega vstavimo v pozitivno vejo ali pa v negativno vejo za usmernikom. Skupaj imamo torej štiri različne možnosti... Kvazimojstri tudi o tem vprašanju ne razmišljajo, pač pa potegnejo na dan prvi načrt za napajalnik, ki jim pride pod roko, in vgradijo NPN ali PNP tranzistor v pozitivno vejo.

Sam razmišljjam o polariteti takole:



Slika 4.- Načrt napajalnika 12V / 10A.

večina naših naprav je zgrajena za 12V napajanje iz avtomobilskega akumulatorja, se pravi ima negativni pol napajanja speljan na ohišje. Zato je smiselno, da ima tudi napajalnik speljan negativni pol, in sicer izhodno sponko, na ohišje, da preprečimo kratke stike. Od vseh sestavnih delov napajalnika je najtežje izolirati od ohišja prav močnostne tranzistorje, ki jih je treba pritrdirti na velika hladilna rebara. Ker je tehnološko pogojeno, da je pri vseh močnostnih tranzistorjih speljan na ohišje kolektor, je v regulatorju napajalnika smiselno uporabiti NPN močnostni tranzistor in sicer v negativni veji usmernika, kot je to prikazano na Sliki 3., saj edino v tem slučaju ni potrebno izolirati ohišja tranzistorjev od hladilnega rebara oziroma ohišja napajalnika.

Pri izbiri polaritete regulatorja se ne ozirajmo na krmilno elektroniko: to se da vedno prilagoditi na poljubno polariteto in vezavo močnostnih tranzistorjev. En mali tranzistor več v krmilni elektroniki pa stane dosti manj od številnih izolacijskih potrebščin za močnostne tranzistorje, ki v vsakem slučaju le slabšajo učinkovitost hladilnega rebra.

Napajalniki z elektronsko regulacijo imajo običajno vgrajeno vsaj tokovno zaščito. Ta naj bi ščitila močnostne tranzistorje pred tre-

nutnim uničenjem, čeprav gospod Murphy vztraja, da so tranzistorji sami najboljša varovalka. Za tokovno zaščito naj bi seveda delovali čisto navadni talilni vložki - varovalke, na primarni strani omrežnega transformatorja.

Bolj komplikirana vrsta tokovne zaščite je "foldback" (prepogni nazaj) tokovna zaščita. Pri takšni tokovni zaščiti je izhodni tok preobremenjenega napajalnika funkcija izhodne napetosti: z nižanjem napetosti se izhodni tok manjša in doseže ob popolnem kratkem stiku le delček običajnega toka, ki ga lahko daje napajalnik. Na ta način omejimo izgubno moč na močnostnih tranzistorjih ob kratkem stiku in hladilna rebara so zato lahko manjša. "Fold-back" zaščita ima tudi svoje slabe strani: napajalnik ima lahko težave z bremenimi, ki niso ohmska oziroma imajo celo negativno diferencialno upornost.

Ko v napajalniku crkenjo močnostni tranzistorji, prebijejo vedno v kratki stik, in na izhodu napajalnika dobimo polno napetost iz usmernika, se pravi okoli 20V v smiselnem načrtovanem 12V napajalniku. Ta napetost je že zadost velika, da poškoduje marsikateri 12V porabnik. V tem slučaju naj bi porabnik rešila "crowbar" zaščita. "Crowbar" zaščita je sestavljena iz močnega tiristorja in

zener diode za njegovo proženje in je priključena naravnost na izhodne sponke napajalnika. V slučaju previsoke izhodne napetosti, zaradi preboja močnostnih tranzistorjev, okvare krmilne elektronike ali česa drugega, se preko zener diode prižge tiristor in kratko stakne izhod napajalnika. To naj bi zaščitilo porabnike vse dokler ne pregorijo talilni vložki v napajalniku.

Nazadnje je za nas radioamaterje nujno omeniti še najvažnejšo zaščito, zaščito proti vdoru visoke frekvence naših oddajnikov v krmilno elektroniko napajalnika! Vdoru visoke frekvence se najlazje izognemo s smotrnim načrtovanjem krmilne elektronike, predvsem pa NE KOMPLICIRAJMO z načrtom! Integriranim vezjem se rajši izognimo, saj v napajalniku z njimi res nič ne privarčujemo. Med drugim, uA723 in podobna integrirana vezje se niso nikoli uporabljala v resnih profesionalnih napravah... V enostavnem vezju z navadnimi tranzistorji je zelo lahko najti točke, ki jih je treba blokirati za visoko frekvenco, za integrirano vezje pa to običajno ne velja, saj ne poznamo točnega notranjega načrta in vse točke v vezju tudi niso navzven dostopne.

3. Praktičen primer napajalnika

Pri načrtovanju napajalnika je treba seveda paziti se na kopico podrobnosti, ki jih v prejšnji razlagi nisem mogel vseh omeniti, zato se mi zdi najbolj enostavno stvari opisati na praktičnem primeru načrtovanja napajalnika, kjer bom skušal opisati, za vsak sestavni del posebej, njegovo nalogu v napajalniku. Električni načrt izdelanega napajalnika je prikazan na Sliki 4.

Za enostaven napajalnik bomo verjetno najprej izbrali transformator. Pri nas je običajno najlažje najti omrežne transformatorje različnih moči za izhodno napetost 24V. Takšnemu transformatorju je treba seveda previti sekundar za 16 ali 17V (če gradimo 12V napajalnik), oziroma vsaj odviti odvečne navoje s sekundarja ali napraviti ustrezni odcep. Sam sem izbral 200W transformator, ki se ga da previti za 17V/12A. Če samo odvijemo ovoje, bo dopustna obremenitev nekoliko manjša, okoli 10A. Ustrezno transformatorju potem izberemo varovalke (F1 in F2) na primarni strani.

V usmerniku za 10A bo vsaka od diod v grecu D1, D2, D3 ali D4, proizvajala pribлизno 5W toplove. Diode moramo torej v vsakem slučaju vgraditi na hladilno rebro, ne glede na to, če uporabimo posamične diode ali že sestavljen grec v enem kosu. Za prototip sem izbral sestavljen grec v kvadratatem aluminijskem ohišju za 40V 25A. Ker so posamične diode v takšnem grecu izolirane od kovinskega ohišja, grec enostavno privijemo na hladilno rebro.

Za usmernik z gladilnim členom s kapacitivnim vhodom potrebujemo v napajalniku za 12V okoli 3000uF za vsak amper toka, se pravi skupno okoli 30000uF. V usmernik sem zato vgradil dva elektrolitska kondenzatorja za 18000uF 25V (C1 in C2) povezana vzporedno.

Pri 10A in padcu napetosti 8V bodo izgube v regulatorju okoli 80W. V kratkem stiku se poveča padec napetosti na 20V, zaščita pa začne delovati nekje okoli 16A, kar da izgubno moč 320W v močnostnem tranzistorju regulatorja. Jasno je, da tako velike moči ne zdrži noben tranzistor in je potrebna vzporedna vezava več tranzistorjev. Za moj usmernik sem se odločil za vzporedno vezavo štirih darlington tranzistorjev TIP141 (80V, 10A, 125W ob idealnem hlajenju). Darlington tranzistorji imajo sicer nekoliko večji

padec v nasičenju, okoli 1V, glede na navadne tranzistorjev (okoli 0.3V), imajo pa dosti večje ojačanje (minimalni beta 500) od navadnih tranzistorjev in od krmilne elektronike zahtevajo le majhne tokove (max 20mA krmiljenja za izhodni tok 10A).

Pri vzporedni vezavi štirih tranzistorjev T1, T2, T3 in T4 je treba dodatno zagotoviti, da se izhodni tok napajalnika enakomerno porazdeli med vsemi tranzistorji. Za to poskrbijo štirje enaki emitorski upori R1, R2, R3 in R4, vsi 0.15ohm 5W. Na teh uporih imamo sicer nepotreben in nezaželen padec napetosti, zato te iste upore izkoristimo še za tokovno zaščito. Srednj vrednost padca na teh uporih dobimo preko uporov R5, R6, R7 in R8 (vsi 100ohm). Ti upori hkrati ščitijo tranzistor T5 pred uničenjem, če bi na emitorskih uporih R1, R2, R3 ali R4 slučajno nastal prevelik padec napetosti. Končno, z uporom R9 točno nastavimo tok, ko se prižge T5 in odreže krmiljenje darlingtonom T1, T2, T3 in T4.

Z navedenimi sestavnimi deli se zaščita sproži takrat, ko padec napetosti na emitorskih uporih R1, R2, R3 ali R4 doseže 0.7 do 0.8V. Ker so vrednosti teh uporov majhne in upornosti povezovalnih žic niso zanemarljive, se to zgodi pri toku 16 do 18A. Povsem jasno je, da takšna zaščita ščiti napajalnik le pred kratkotrajnimi preobremenitvami, saj omrežni transformator tega ne bi dolgo zdržal.

V vezju za zaščito je kot T5 uporabljen močnostni tranzistor TIP31 (60V, 3A, 40W) samo zaradi zanesljivosti, saj pri normalnem delovanju napajalnika tok skozi ta tranzistor ne preseže 100mA. Povsem drugače pa je takrat, ko izhod napajalnika vežemo vzporedno z drugim napajalnikom ali akumulatorjem! V tem slučaju je za zaščito samega T5 potrebna še zaščitna dioda D5. Darlington tranzistorji T1, T2, T3 in T4 imajo sicer že vgrajeno povratno diodo, ki jih v tem slučaju ščiti pred uničenjem.

Sama krmilna elektronika je izdelana s tranzistorji T6 (BD138, 60V, 1.5A, 12.5W) in T7 (BC213). Izhodno napetost napajalnika določa zener dioda D6 (12V). Kondenzator C6 (2.2uF) vzporedno z zener diodo omejuje šum, ki ga proizvaja sama zener dioda - ta bi sicer lahko motil naše občutljive radioamaterske sprememnike. Upor R14 (1kohm) določa tok skozi zener diodo D6, saj ta deluje pravilno le v določenem ob-

močju vrednosti toka. R13 (1kohm) ima dve nalogi: ščiti tranzistor T7 pred prenapetostmi na izhodu (vzporedna vezava več napajalnikov!) in je hkrati visokofrekvenčna dušilka, da visoka frekvenca naših odajnikov ne doseže občutljive baze tranzistorja T7, ostanke visoke frekvence pa poreže še kondenzator C4 (10nF).

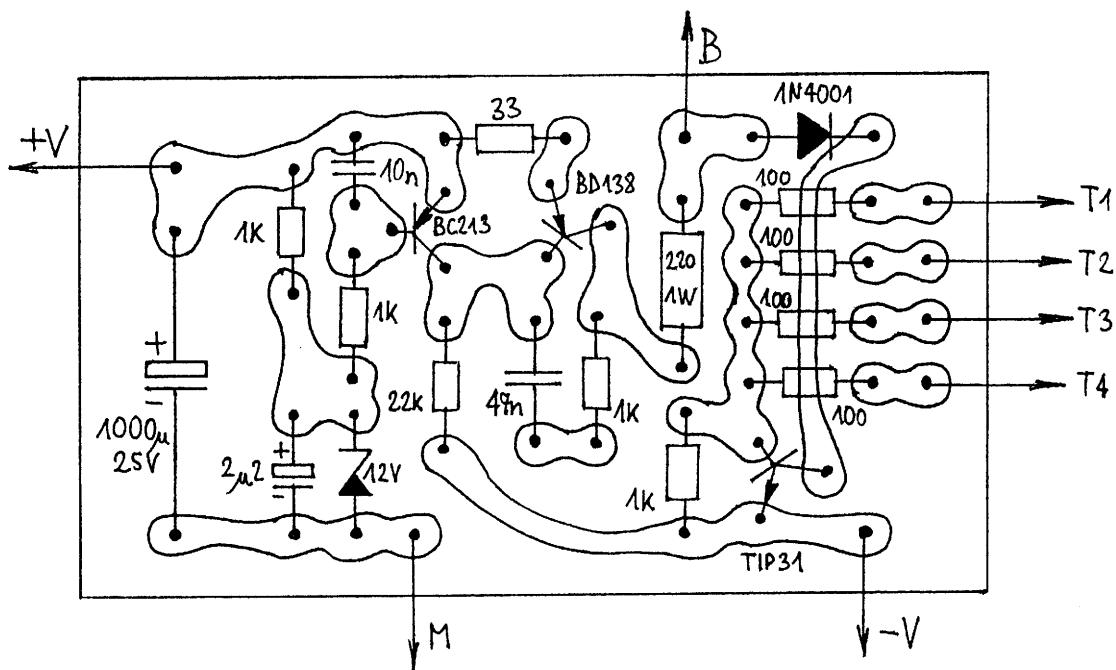
Ker tranzistorji T6, T7 in močnostni darlingtoni sestavljajo ojačevalnik s povratno vezavo, je takšna naprava potencialno nestabilna in lahko prične samooscilirati. Da se to ne zgodi, je ojačanje ojačevalnika načrtno zmanjšano z uporom R15 (33ohm), frekvenčni potek pa kompenziran z RC členom R12 / C3 (1kohm / 47nF). Končno, R11 (22kohm) poskrbi za polarizacijo baze T6, R10 (220ohm 1W) pa omejuje tok skozi T6 v slučaju delovanja tokovne zaščite. Vzporedno z izhodnimi sponkami napajalnika je vezan se C5 (1000uF 25V), ki ublažuje spremembe izhodne napetosti ob hitrem spremjanju bremena.

Načrt napajalnika na Sliki 4. seveda dopušča opisane dodatke: izgube v transformatorju bi precej zmanjšala dušilka v gladilnem členu. Dušilko izdelamo tako, da navijemo kar čimveč ovojev CuL žice ustreznega premera (okoli 3mm) na jedro z zračno režo. Primerno je jedro za dušilko za VTFE žarnico 125W, ki ga je zelo lahko najti. Dušilko vstavimo v poljubno vejo (pozitivno ali negativno) za grecem, a pred elektrolitskimi kondenzatorji C1 in C2. Z dušilko zadošča že skupna kapacitivnost manj kot 10000uF. Sekundar omrežnega transformatorja navijemo v tem slučaju za malenkost višjo napetost (17 do 18Veff).

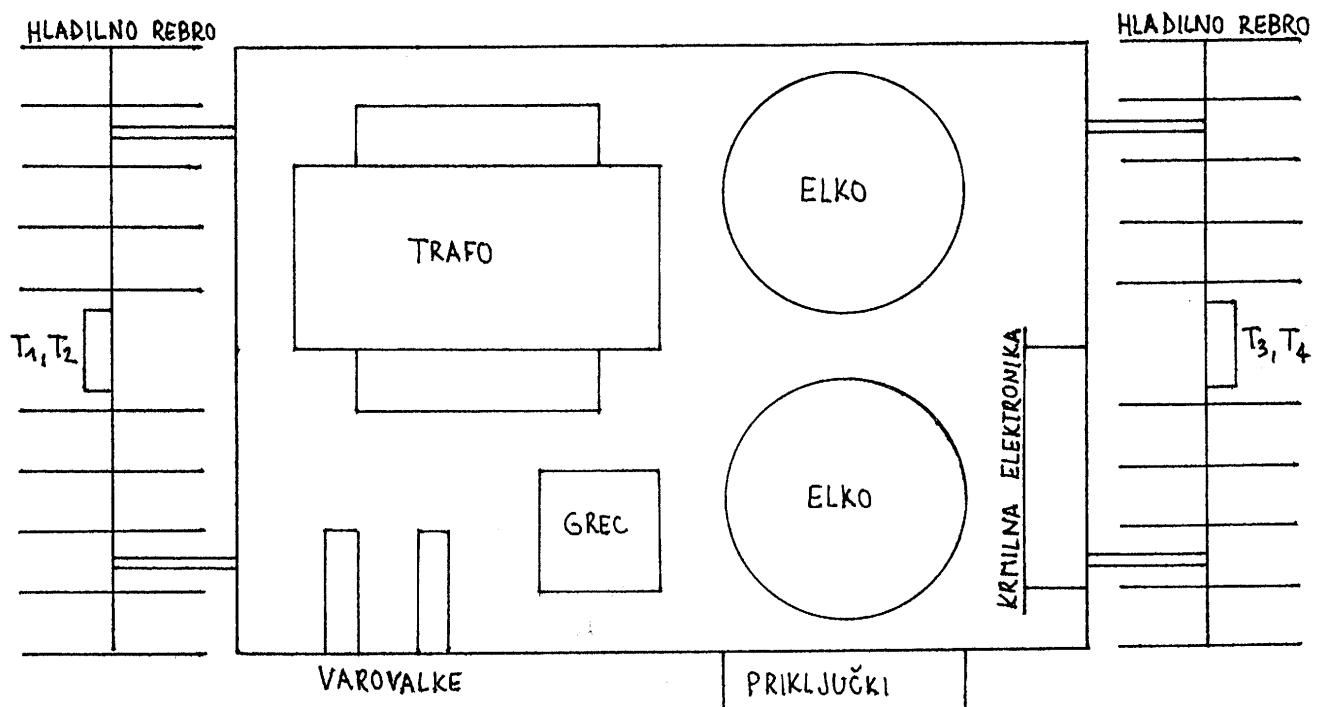
Opisani napajalnik uporabljam z UKV oddajniki. Za te frekvence so 25A diode v grecu praktično kratek stik. Če pa isti napajalnik uporabljam za KV oddajnik, je včasih treba premostiti vsako od štirih diod v grecu z blokirnim kondenzatorjem (okoli 10nF), da preprečimo modulacijo naše oddaje z brnenjem, ko visoka frekvenca zaide v napajalnik.

4. Izdelava napajalnika

Čeprav izdelava napajalnika še zdaleč ni tako zahtevna, kot pa izdelava visokofrekvenčnih naprav, je treba vendarle upoštevati določena pravila. V napajalniku imamo več sestavnih delov, ki sproščajo velike količine topote in jim je treba zato



Slika 5. - Tiskano vezje krnilna elektronika.



Slika 6. - Razporeditev sestavnih delov napajalnika.

omogočiti ustrezno hlajenje. V opisanem napajalniku so tudi tokovi veliki, sestavne dele je zato treba povezati z žicami ustreznega prereza.

Ker so močnostni sestavni deli vgrajeni naravnost na hladilna rebra ali pritrjeni na ohišje napajalnika, vgradimo le sestavne dele krmilne elektronike na majhno tiskano vezje, kot je to prikazano na Sliki 5. Za moj napajalnik sem to tiskano vezje narisal naravnost s flomastrom na ploščico iz vitroplasta, saj je vezje zadosti enostavno, da res ne rabimo fotopostopka. Razen upora 220ohm 1W so vsi upori v krmilni elektroniki moci 1/2W, tranzistorja BD138 in TIP31 pa ne potrebujeta nobenega hladilnega rebra, saj skoznje tečejo le majhni tokovi.

Primer razmestitve velikih sestavnih delov napajalnika je prikazan na Sliki 6. Za opisani napajalnik naj ima škatla dimenzije vsaj 200mm(dolžina)X150mm(širina)X120mm(višina). Hladilna rebra za močnostne tranzistorje T1, T2, T3 in T4 je nujno postaviti izven škatle! Če bi jih vgradili v samo škatlo, bi bila njihova

učinkovitost enaka ničli, saj bi se vsa toplota prenašala iz reber najprej na steno škatle in šele iz stene škatle na okolico: to pomeni, da bi bilo v tem primeru bolj pametno pritrditi močnostne tranzistorje na steno škatle kot pa na hladilno rebro!

Da se hladijo tudi sestavni deli, ki so vgrajeni v škatlo, je treba v pokrovu škatle izvrnati čimvec luknenj velikega premera in to tako, da od spodaj vstopa hladen zrak in zgoraj izstopa segret zrak. Škatla sama lahko sicer služi kot hladilno rebro le za manjše izvore topote, na primer grec. Iz istega razloga, zagotoviti ustrezno kroženje zraka, morajo hladilna rebra stati pokonci, saj je njihovo delovanje povsem enako radiatorju centralne kurjave.

Kroženje zraka in s tem učinkovitost hlajenja vseh sestavnih delov lahko pospešimo tudi z vgradnjo ventilatorja. Ventilatorja ne priporočam iz dveh razlogov: ker posesa vse mogoče smeti in prah v napajalnik in ker proizvaja ropot, ki je pri stalno vključenem napajalniku še kako nadležen. Od ostalih sestavnih delov br-

nijo še omrežni transformator in dušilka gladilnega člena z induktivnim vhodom. Ker mora imeti ta dušilka zračno režo v jedru, je njeno brnenje običajno težko povsem odpraviti.

Sestavljeni napajalnik moramo pred uporabo temeljito preizkusiti, od praznega teka in najmanjših bremen do največjega bremena in popolnega kratkega stika na izhodu. Ne bojte se preizkusiti s kratkim stikom: škoda bo dosti manjša, če crkne tranzistor v napajalniku med preizkusom, kot če prebije tranzistor v napajalniku takrat, ko z njim napajamo dragoceno izhodno stopnjo našega oddajnika! Končno preizkusimo napajalnik še v visokofrekvenčnem polju naših oddajnikov: ti ne smejo imeti vpliva na izhodno napetost napajalnika, sicer je treba dovodne žice v napajalnik dodatno blokirati. Pri tem zadnjem poskusu seveda pazimo, če oddajniki v resnici vplivajo na elektroniko napajalnika, saj večina univerzalnih merilnih instrumentov ni imuna na močna visokofrekvenčna polja!



Kremenčevi kristali, kristalna sita in oscilatorji

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Uvod

O kremenčevih kristalih sicer vsak dan govorimo, vendar vemo radioamaterji o njihovi notranjosti in pravilni uporabi v vezjih bolj malo. Še slabše je z mladimi elektroinženirji in to ne nujno novopečenimi, ki o kremenčevih kristalih pogosto ne znajo povedati niti toliko kot povprečen radioamater. Ker kremenčevih kristalov ne uporablja samo Fred Kremenček, pač pa jih najdemo danes v skoraj vsaki elektronski napravi, kjer določajo stršansko pomembne reči za človeštvo, kot je številka megahercov na prednji plošči čarunalnika, se mi je zdelo smiselnio napisati tale članek o kremenčevih kristalih.

Eden od sestavnih delov, ki ga potrebujemo v marsikateri elektronski napravi, je tudi rezonator ali po naše nihalo. V električno napravo je njenostavneje vgraditi povsem električni rezonator, to je nihajni krog sestavljen iz tuljave in kondenzatorja. Manj znana rešitev so votlinski in dielektrični rezonatorji ter rezonatorji iz delov prenosnih vodov, saj takšne električne rezonatorje uporabljamo predvsem na višjih frekvencah, v mikrovalovnem področju.

Kakovost nihala opišeno s časom oziroma številom nihajev, ki jih je sposobno nihalo narediti samo od sebe, preden mu je treba ponovno dovesti energijo. Kvaliteto nihala oziroma Q-faktor definiramo kot razmerje med energijo, ki je shranjena v nihalu, deljeno z močjo, ki se v tistem trenutku izgublja. Rezultat pomnožimo še s krožno frekvenco, da dobimo neimenovano število za kvaliteto rezonatorja.

Električni rezonatorji niso kdovakako dobra nihala. Navaden nihajni krog s tuljavo in kondenzatorjem razumljivih dimenzijs ima Q kvečjemu okoli 100 in to predvsem po krivdi ohmskih izgub v žici, s katero je navita tuljava. Votlinski rezonatorji sicer dosežejo Q nekaj tisoč za ceno (nepraktično) velikih dimenzijs in teže. Častna izjema električnih rezonatorjev je laserski rezonator, kjer gre Q v miljone, žal na nepraktično visokih frekvencah vidne svetlobe...

Mehanska nihala so lahko dosti

boljša od električnih. Kvaliteto Q nekaj sto lahko doseže že čisto navadna klavirska struna, pri bronastem cerkvenem zvonu pa gre Q v tisoče. Tovarna Collins je zaslovela po medfrekvenčnih sitih v svojih sprejemnikih, ki so uporabljala brušene jeklene ploščice kot mehanska nihala na frekvenci 455kHz.

Medfrekvenčno sito z brušenimi jeklenimi ploščicami seveda potrebuje na vhodu pretvornik električne energije v mehansko ter obraten pretvornik na izhodu sita. Takšna rešitev ni niti enostavna niti poceni. Primernejša rešitev bi bila snov, iz katere se da izdelati dobro mehansko nihalo in hkrati pretvornik električne energije v mehansko in obratno.

Željene lastnosti imajo nekatere piezoelektrične snovi, naprimer kremen (s tujko kvarc) in piezokeramika. V piezoelektričnih snoveh se mehanski pritisk pretvori v električne naboje in obratno, zunanje električno polje povzroči mehanske pritiske v snovi. Od vseh razpoložljivih snovi ima najprimernejše lastnosti kremenčev kristal.

2. Kremenčev kristal kot rezonator

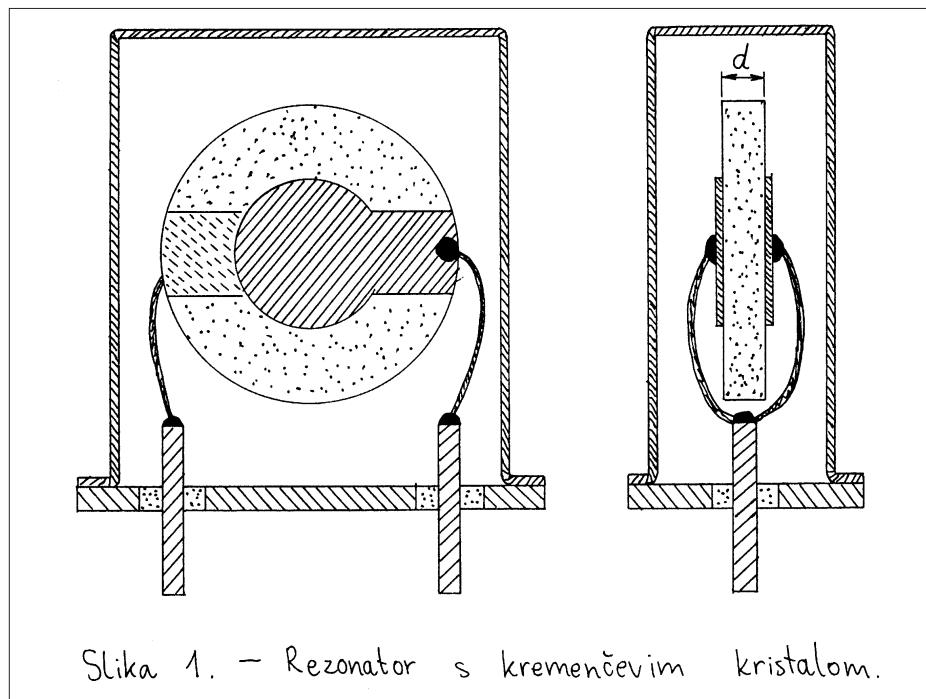
Ploščica iz kremenčevega kristala je mehansko nihalo, ki lahko niha na različne načine in ima torej kopico

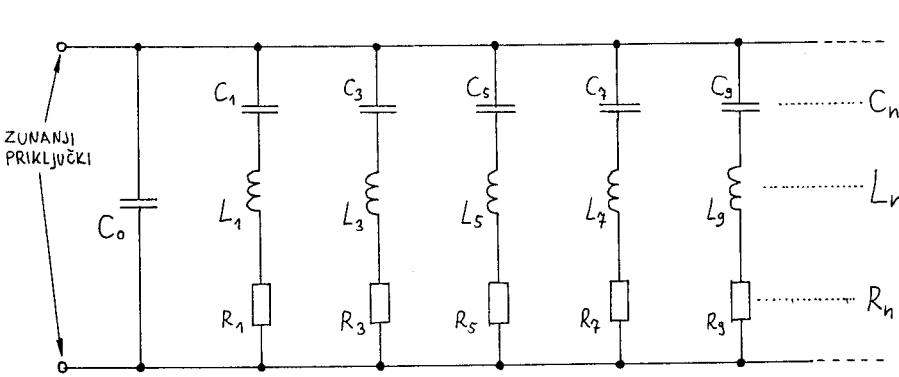
rezonančnih frekvenc od slišnih zvočnih frekvenc pa vse do radijskih mikrovalov. Glede na želeni način nihanja si lahko tudi izberemo najugodnejšo obliko kristala: glasbene vilice, podolgovata ploščica, kvadratna ploščica ali okrogel disk. Miniaturni kremenčev kristal za 32768Hz, ki se uporablja v ročnih urah, ima naprimer obliko glasbenih vilic.

V elektronskih vezjih najpogosteje uporabljamо kristale za frekvenčno področje od 1MHz do 100MHz. Ti kristali imajo obliko okroglega diska premera 5mm do 15mm, na katerega so naparjene kovinske elektrode, vse skupaj pa je vgrajeno v hermetično zaprto kovinsko ohišje, kot je to prikazano na Sliki 1. Proizvajalci kristalov imenujejo takšno vrsto kremenčevega kristala AT kristal, ker se ploščica izreže iz kristala po AT rezu.

Rezonančna frekvanca AT kristala zavisi le od debeline diska "d". Kristal niha tako, da se v disku razširja ultrazvočni val, ki se odbija od obeh ravnih površin diska. Najnižjo rezonanco diska dobimo takrat, ko debelina diska ustreza polovici valovne dolžine ultrazvoka. Ker znaša hitrost ultrazvoka v kremenčevem kristalu približno 3.5km/s, bo 1mm debel disk nihal na frekvenci približno 1.75MHz.

Podobno kot struna lahko tudi





Slika 2. – Nadomestno vezje kremenčevega kristala.

kremenčev disk niha na poljubnem celoštevilskem mnogokratniku osnovne frekvence, ko debelina diska ustreza celoštevilskemu mnogokratniku polovice valovne dolžine ultrazvoka. Pri struni so višje rezonančne frekvence točni mnogokratniki osnovne frekvence le v slučaju, ko je struna povsem togo vpeta na obeh koncih. Tudi višje rezonančne frekvence kristala bi bili točni mnogokratniki le v slučaju, če bi se nahajal kremenčev disk v popolnoma praznem prostoru.

Resnični kremenčev kristal se seveda ne nahaja v vakuumu, pač pa v zraku. Razen tega so ravno na občutljive ravne površine diska naparjene kovinske elektrode. Končno, tudi razna umazanija, ki se nabira na površini kristala, ima svoj učinek na rezonančne frekvence.

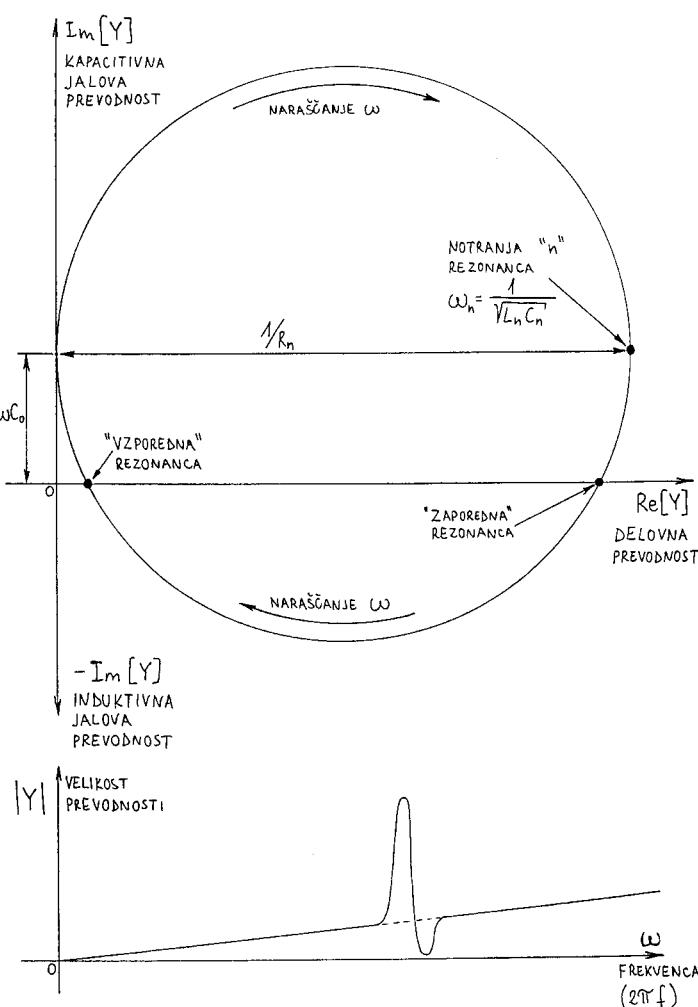
Višje rezonančne frekvence kristala imenujemo s tujko overtoni. Overtonске rezonance so približni, ampak v NOBENEM slučaju točni mnogokratniki osnovne frekvence kristala iz zgoraj omenjenih razlogov. Overtonskih rezonanc nikakor ne smemo zamešati z električnimi harmoniki osnovne frekvence, ki so vedno točni celoštevilski mnogokratniki osnovne frekvence.

Kristal sam lahko sicer mehansko niha na poljubnem overtonu, zaradi simetrične namestitve elektrod na površini kristala pa obstaja električni sklop samo z lihimi overtonskimi rezonancami: osnovno, tretjo, peto, sedmo, deveto itd! Z naparjenima kovinskima elektrodama torej nikakor ne moremo vzbuditi nihanja kristala na drugi, četrti, šesti, osmi in ostalih sodih overtonskih rezonancah.

Električno nadomestno vezje kremenčevega kristala je prikazano na Sliki 2. Daleč proč od rezonančnih

Povsem jasno, ker sode overtonске rezonance nimajo električnega sklopa, jih tudi v nadomestnem vezju ni. Velikostni razredi za sestavne dele nihajnih krogov so naslednji: L_n je v velikostnem razredu nekaj milihenrijev, R_n je nekje med 20ohmi in 100ohmi ter C_n je takšen, da da skupaj z L_n rezonanco na ustreznih frekvencih.

Nihanje kremenčevega kristala dušijo predvsem izgube ultrazvoka v zraku, v naparjenih elektrodah, predvsem pa v umazaniji na površini kristala. Slab oziroma len kristal, ki noče nihat v oscilatorju, se da pogosto popraviti tako, da odcinimo pokrovček ohišja in operemo kristal v trikloretilenu ali kašnem drugem podobnem organskem topilu. Pri ponovnem zapiranju ohišja kristala seveda pazimo, da na površino kristala ne nanesemo nove umazanije, naprimer v obliki hlapov kolofonije, ki jo uporabljam pri spajkanju. Tudi en sam prstni odtis na površini kristala popolnoma pokvari kvaliteto ali Q-faktor kristalnega rezonatorja!



Slika 3. – Rezonanca kremenčevega kristala.

Q-faktor kristala resnega proizvajalca doseže vrednost 10000 (desettisoč) na osnovni rezonanci in tudi do 100000 (stotisoč) na višjih overtonskih rezonancah. Žal se na višjih overtonskih rezonancah hkrati manjša sklop med mehanskim nihanjem kristala in električnim vezjem, tako da ugodnosti overtonskih rezonanc ne moremo enostavno izkoristiti.

Električno obnašanje kremenčevega kristala najboljše opiše diagram prevodnosti Y (obratna vrednost impedance, $1/Z$) na Sliki 3. Daleč proč od rezonance se kristal obnaša kot kondenzator s kapacitivnostjo C_0 , njegova prevodnost je torej povsem imaginarna (jalova). V okolini rezonance pa diagram prevodnosti nariše krožno pentljo. Premer pentlje je natanko obratna vrednost zaporedne upornosti R_n za dano rezonanco "n".

Pentlja seka realno os diagrama prevodnosti v dveh točkah, ki ju imenujemo vzporedna in zaporedna rezonanca kristala. Vzporedno rezonanco dobimo pri višji frekvenci od zaporedne rezonance, resnična notranja rezonanca pa se zgodi pri še nižji frekvenci. V frekvenčnem področju med zaporedno in vzporedno rezonanco se kristal obnaša kot tuljava z izgubami.

Rezonance prikaže tudi diagram velikosti prevodnosti v odvisnosti od frekvence. V bližini zapredne rezonance doseže prevodnost največjo vrednost, v bližini vzporedne rezonance pa najnižjo vrednost.

Ko naročamo izdelavo kremenčevega kristala, moramo proizvajalcu seveda povedati, kaj bi radi. Najlažje je opisati in izmeriti zaporedno rezonanco kristala, vendar ta rezonanca ni nujno tisto, kar potrebujemo v vezju. Dobri proizvajalci nas bojo zato vprašali, kakšne vrste rezonanco želimo na navedeni frekvenci. Razen zaporedne rezonance nam bojo ponudili tudi vzporedno rezonanco, pa ne samega kristala, pač pa z določenim zunanjim kondenzatorjem (vezje našega oscilatorja!) vezanim vzporedno kristalu, običajno 20pF ali 30pF. Končno bo resen proizvajalec navedel tudi upornost R_n pri željeni rezonanci "n", ki jo je sposoben doseči s svojim proizvodnim postopkom. Izdelke neresnih proizvajalcev kremenčevih kristalov opazimo prav po odstopanju R_n od enega primerka do drugega oziroma preveliki vrednosti R_n , ki pomeni, da v tovarni nekdo pušča na kristalih svoje prstne odtise...

3. Pasovna sita s kremenčevimi kristali

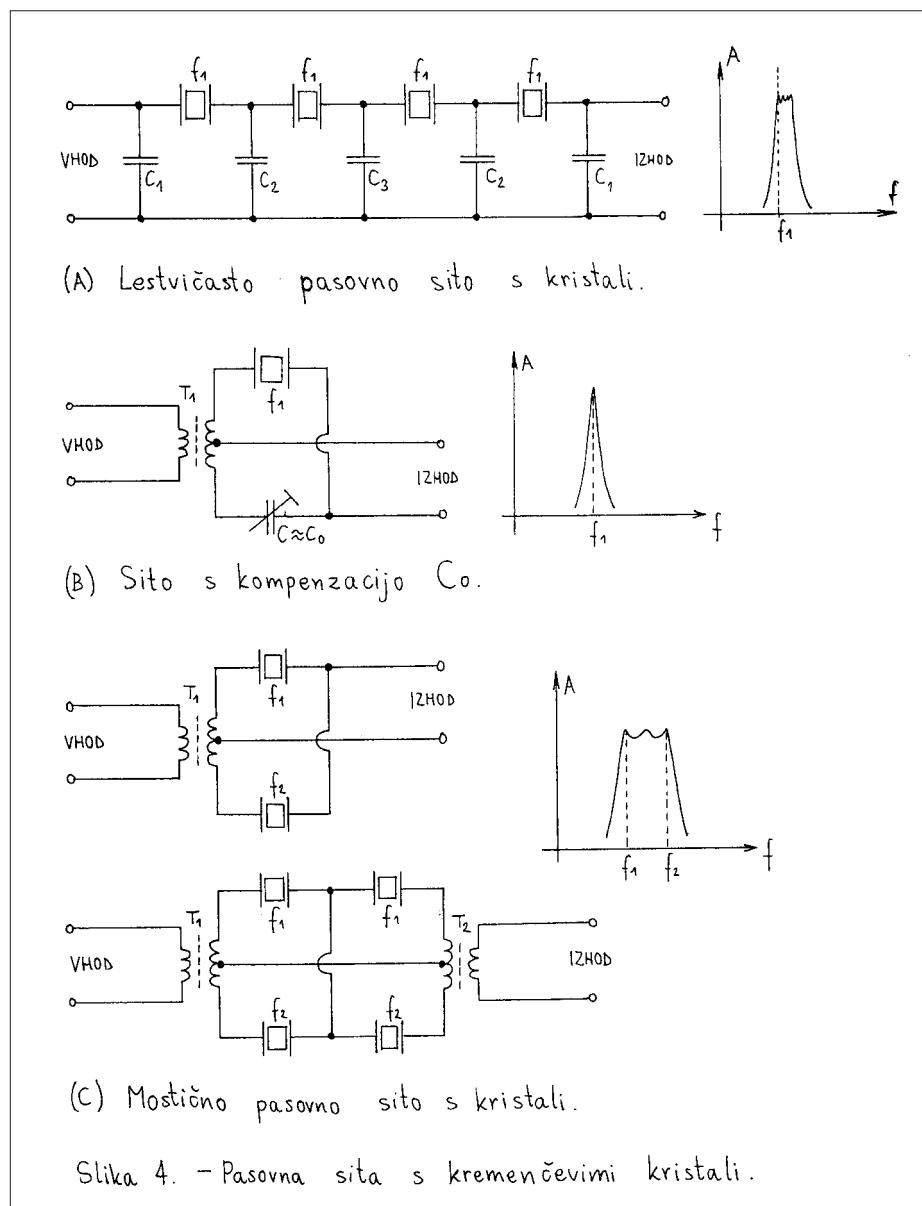
V kremenčevem kristalu sicer opazimo opisane rezonančne pojave, vendar je celotno dogajanje precej bolj komplikirano kot v običajnem LC nihajnjem krogu. Rezonančne pojave seveda skušamo izkoristiti za gradnjo pasovnih ali zapornih sit oziroma za stabilizacijo frekvence oscilatorjev. Osnovne načine uporabe kremenčevih kristalov v pasovnih sitih prikazuje slika 4.

Najenostavnejši slučaj je gradnja ozkopasovnih sit, naprimer za morsko telegrafijo ali SSB govorno modulacijo. V tem slučaju lahko kapacitivnost med priključki kristala C_0 preprosto zanemarimo in uporabimo kristal kot zaporedni nihajni krog. Vezje pasovnega sita ima obliko lestvice, kot je to prikazano na Sliki 4.(A) za slučaj sita s štirimi kristali. Prenosni pas takšnega sita določimo

s pravilno izbiro kondenzatorjev in zaključitvene vhodne in izhodne impedance. Sito sicer uporablja med sabo enake kristale z isto nazivno rezonančno frekvenco.

Pri uporabi kristalnega sita se je treba zavedati, da imajo vgrajeni kristali kopico rezonančnih frekvenc in ne samo željene rezonančne frekvence. Kristalno sito v vezju sprejemnika zato nujno potrebuje še nekaj običajnih LC nihajnih krogov, da z njimi izberemo željeni overton kristalov in zadušimo neželjene odzive kristalnega sita.

Pri gradnji sit z nekoliko večjo pasovno širino, naprimer za ozkopasovno FM govorno modulacijo, parazitne kapacitivnosti kristala C_0 ne moremo več zanemariti. To kapacitivnost je treba kompenzirati, naprimer v mostični vezavi s trimerjem, kot je to prikazano na Sliki 4.(B). Odziv sita z enim kristalom in kompenzacijo kapacitivnosti C_0 postane



Slika 4. – Pasovna sita s kremenčevimi kristali.

zelo podoben odzivu običajnega LC nihajnega kroga, z enim samim špičastim vrhom in ne preveč strmimi boki.

V sprejemniku bi želeli sito s ploščatim prenosnim pasom in strmimi boki, kar lahko dosežemo z mostično vezavo dveh kristalov za nekoliko različne frekvence f_1 in f_2 , kot je to prikazano na Sliki 4.(C). Še večjo selektivnost dosežemo z uporabo štirih kristalov. Z mostično vezavo zlahka dosežemo prenosni pas 15kHz ali celo 30kHz pri vrednosti srednje frekvence 10.7MHz za uporabo v medfrekvenčni FM govornih sprejemnikov. K mostični vezavi kristalov z različnimi rezonančnimi frekvencami se moramo zateči tudi pri gradnji SSB sit pri srednjih delovnih frekvencah pod 6MHz.

Zadnji krik mode so monolitna kristalna sita. Takšno sito vsebuje popolnoma enak kremenčev kristal v obliki diska, le da ima tri naparjene elektrode: vhod, izhod in maso. Tudi na zunaj se monolitno kristalno sito loči od navadnega kristala le po tem, da ima ohišje tri nožice namesto dveh. Monolitno kristalno sito vsebuje dva mehansko sklopljena rezonatorja in se na zunaj obnaša kot sito z dvema nihajnjima krogoma. Tudi monolitno kristalno sito lahko uporabljam na osnovni oziroma na overtonskih rezonancah, kar moramo določiti sami z dodatnimi zunanjimi LC nihajnjimi krogi.

4. Oscilatorji na osnovni rezonanci kristala

Visoka kvaliteta oziroma Q-faktor kremenčevega kristala kot rezonatorja narekuje njegovo uporabo za stabilizacijo frekvence oscilatorjev. Kremen je sicer mehansko trden material ter kemično in časovno zelo obstojen, saj mu pride do živega le fluorovodikova kislina. Kremenčev kristal zato lahko zagotovi dolgoročno stabilizacijo frekvence oscilatorja.

Vsak oscilator vsebuje ojačevalnik in frekvenčno odvisno pozitivno povratno vezavo, ki določa frekvenco nihanja. Kristalni oscilator naredimo tako, da kremenčev kristal vgradimo v vezje povratne vezave. Najenostavnejši slučaj je prikazan na Sliki 5., ko kristal uporabimo kot del nihajnega kroga. Bolj točno, kristal uporabimo kot tuljava v nihajnjem krogu. Kremenčev kristal se nazunaj obnaša kot tuljava v zelo ozkem frekvenčnem področju med zaporedno in vzporedno rezonanco, kot je to prikazano na diagramu prevodnosti na Sliki 3.

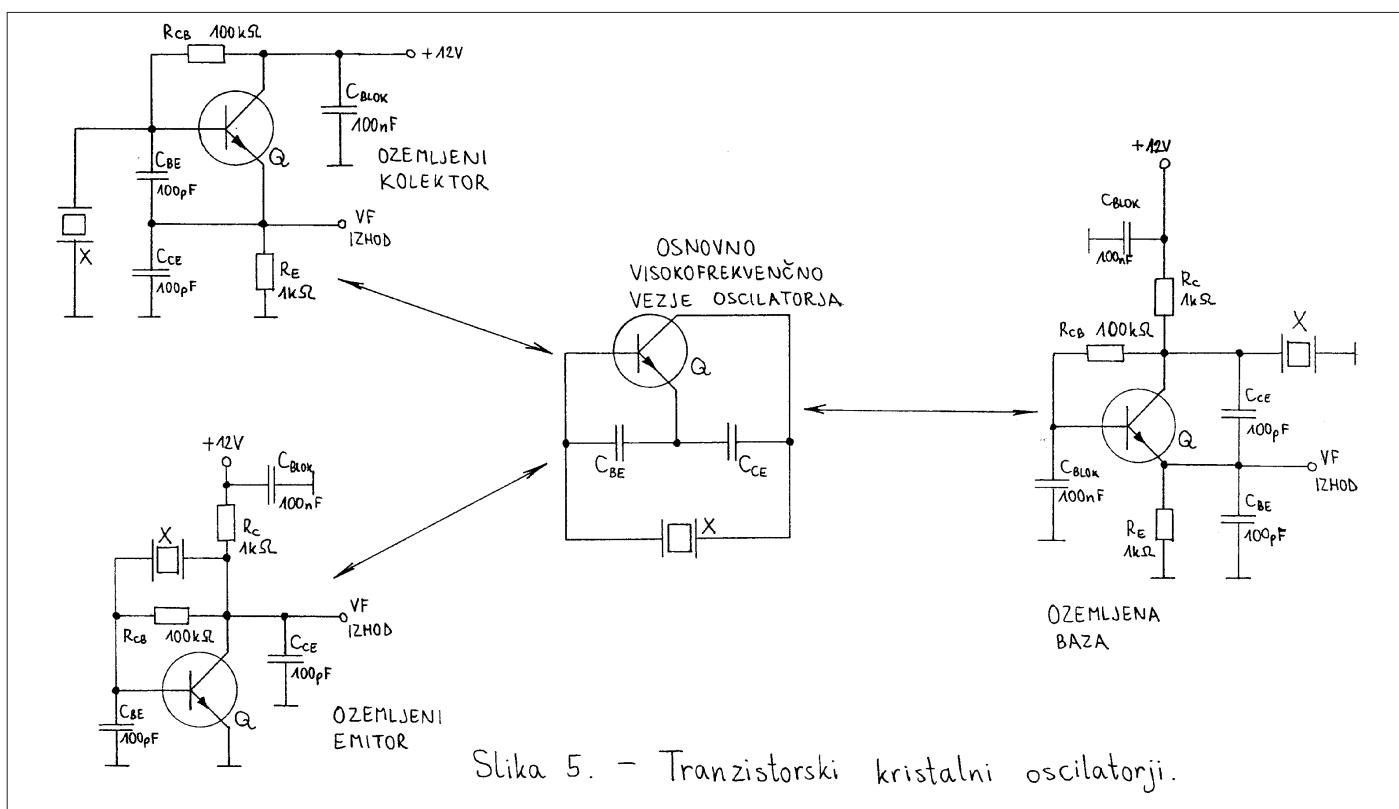
S pomočjo kondenzatorjev C_{BE} in C_{CE} dosežemo pozitivno povratno vezavo iz izhoda tranzistorja nazaj na vhod. Glede na to, katero točko ozemljimo, dobimo kristalni oscilator z ozemljenim kolektorjem, z ozemljenim emitorjem ali pa z ozemljeno bazo. Od vseh treh oscilatorjev se

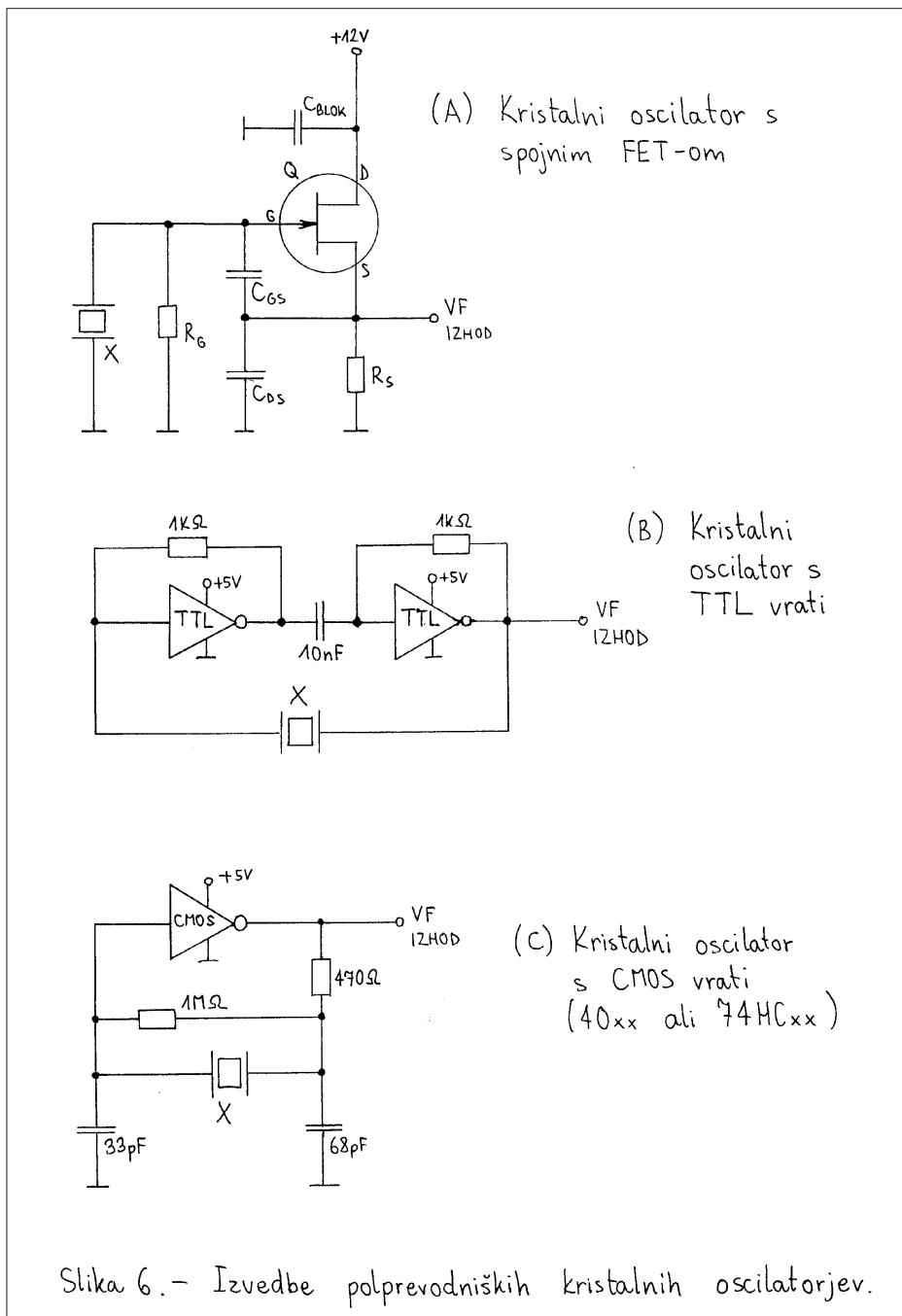
najpogosteje uporablja spoj z ozemljenim kolektorjem, manj pogosto z ozemljenim emitorjem in skoraj nikoli z ozemljeno bazo.

Namesto bipolarnega tranzistorja lahko uporabimo tudi kakšen drug polprevodnik, ki je sposoben ojačevati signale željene frekvence. Zelo podoben spoj oscilatorja prikazuje Slika 6.(A) z uporabo spojnega FET-a z ozemljenim ponorom. Oscilatorju z ozemljenim emitorjem ustreza oscilator s CMOS logičnimi vrti, kot je prikazan na Sliki 6.(C).

Od vseh teh oscilatorjev se razlikuje edino oscilator s TTL logičnimi vrti, ki je prikazan na Sliki 6.(B). TTL logična vrata imajo majhno ojačenje in neprimerne ter nestabilne vhodne in izhodne impedance za uporabo v linearnih vezjih. Od tod povsem drugačen načrt oscilatorja, ki po stabilnosti frekvence daleč zaostaja za drugimi vrstami opisanih oscilatorjev.

Pri načrtovanju vseh teh oscilatorjev smo seveda pozabili, da kremenčev kristal nima ene same rezonančne frekvence, pač pa kopico overtonskih rezonanc. Na kateri oziroma na katerih frekvencah bo potem nihal oscilator? Električni sklop z mehansko rezonanco je največji za osnovno frekvenco in upada z redom rezonance. Če nismo zagrešili hujših napak pri načrtovanju oscilatorja, bo ta zagotovo nihal izključno na osnovni rezonančni





Slika 6.- Izvedbe polprevodniških kristalnih oscilatorjev.

frekvenci kristala. Stabilno nihanje na overtonskih rezonancah dosežemo le v slučaju, če nihanje na osnovni frekvenci načrtno preprečimo.

V radijskih sprejemnikih in oddajnikih je treba pri ugaševanju nastaviti tudi natančno frekvenco kristalnih oscilatorjev, saj imajo tudi kristali svoje tolerance izdelave. Frekvenco kristalnega oscilatorja premaknemo tako, da zaporedno s kristalom vežemo nastavljen kondenzator ali tuljavo, kot je to prikazano na Sliki 7. Zaradi kapacitivnosti kristala Co učinek ni simetričen: tuljava dosti bolj učinkovito niža frekvenco kristala, kondenzator pa jo je sposoben zvišati le za malenkost. Naprimer, osnovno frekvenco kristala 10.000

MHz lahko zvišamo z zaporednim kondenzatorjem kvečjemu za +10kHz, s tuljavo pa jo lahko znižamo za -50kHz ali celo več.

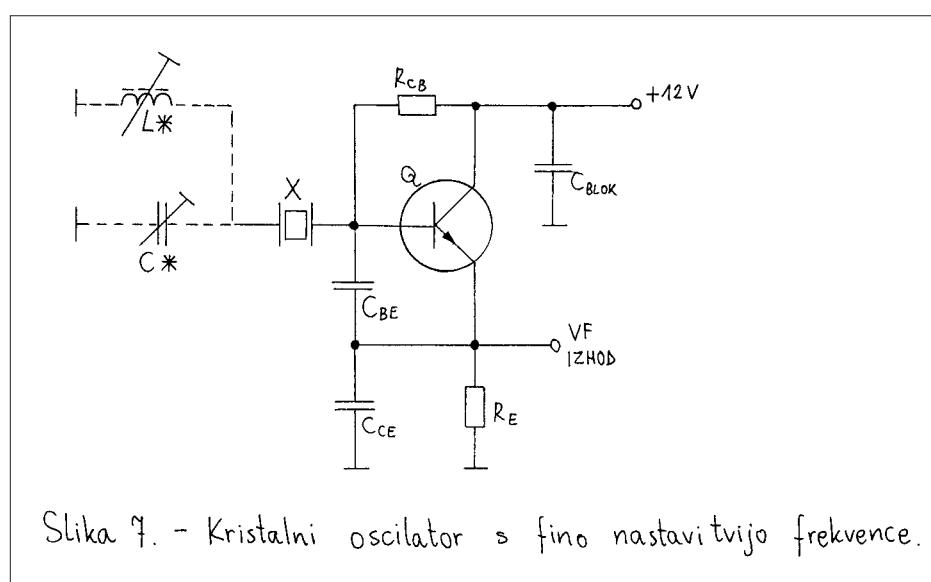
Razlago spet najdemo v diagramu prevodnosti na Sliki 3. Oscilator uporablja kristal kot navidezno induktivnost, ko se nahajamo v najnižjem delu pentlje pod realno osjo. Z zaporednim kondenzatorjem se lahko kvečjemu približujemo lastni vzpredni rezonanci kristala, ki je razmeroma blizu. Z zaporedno tuljavo pa lahko prehodimo v obratni smeri skoraj tričetrt pentlje.

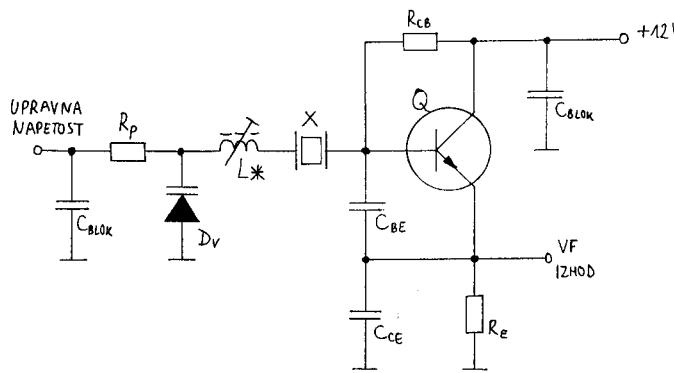
To spoznanje uporabimo tudi pri načrtovanju napetostno krmiljenega kristalnega oscilatorja, kot je prikazan na Sliki 8. S samo varikap diodo Dv ne bi mogli kaj bistveno vplivati na frekvenco kristalnega oscilatorja. Na pomoč zato priskoči tuljava L^* , ki pomakne režim delovanja kristala v bolj ugodno področje rezonančne pentlje in omogoča precej večjo spremembo frekvence kristalnega oscilatorja z isto varikap diodo.

5. Oscilatorji na overtonskih rezonancah

Delovanje oscilatorja na overtonskih rezonancah kristala je v vezjih lahko zaželeno iz različnih razlogov. Z višanjem osnovne rezonančne frekvence kristala se kremenčev disk tanjša in postaja mehansko vse bolj občutljiv, saj se lahko prelomi. Smiselna mejna frekvanca za osnovno rezonanco kristala je okoli 20MHz, ko postane disk tanjši od 0.1mm.

Uporaba overtonске rezonance omogoča debelejsi rezonator, ki je





Slika 8. – Napetostno krmiljeni kristalni oscilator (VCXO).

mehansko trdnejši in se tudi manj stara, pa še Q-faktor rezonatorja je pri overtonski rezonanci višji kot pa pri osnovni rezonanci kristala. Višji Q-faktor pomeni manjši fazni šum kristalnega oscilatorja, to je podatek, ki postane zelo pomemben naprimer v UHF ali mikrovalovnem transverterju.

Enostaven overtonski oscilator nademo tako, da v običajnem vezju kristalnega oscilatorja preprečimo nihanje na osnovni frekvenci kristala oziroma na vseh overtonih, ki so nižji od želenega overtona. To najlaže storimo z dodatno tuljavo v vezju, kot je to prikazano na Sliki 9. Rezonančna frekvanca nihajnjega kroga L_{CE} - C_{CE} oziroma $L-C_2$ je izbrana tako, da se nihajni krog obnaša kot tuljava za neželjene rezonance kristala in kot kondenzator za željeno rezonanco kristala. Na ta način postane povratna vezava za neželjene frekvence negativna in tam oscilator ne more nihat.

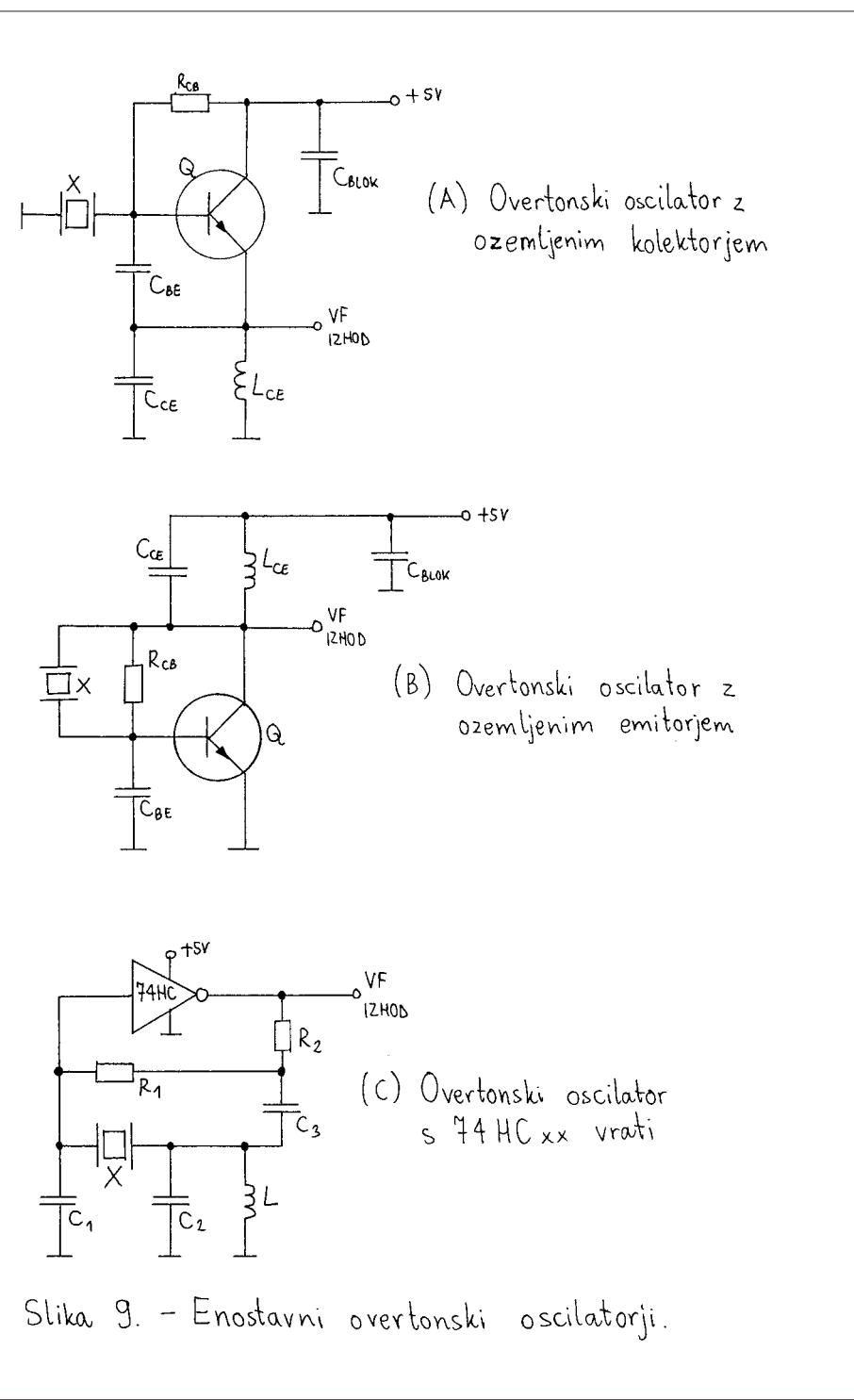
Na opisani način se da doseči nihanje skoraj vseh kristalov na tretjem overtonu. Žal na petem overtonu ne bo več nihal vsak kristal v takšnem enostavnem vezju, više overtone pa je še težje doseči. Tudi uporaba polprevodnikov z večjim ojačenjem, naprimer mikrovalovnih tranzistorjev, prav nič ne pomaga. Pomaga edino zamenjava kristala: oscilator z nekaterimi kristali deluje odlično, z drugimi pa sploh noče nihat.

Razlago za težave enostavnih oscilatorjev na visokih overtonskih rezonancah prinaša Slika 10. Na visokih frekvencah postane jalova kapacitivna prevodnost C_0 tako visoka, da rezonančna pentlja sploh ne seka realne osi v diagramu prevodnosti. Takšen kristal potem sploh nima nobene rezonance, če rezonanci definiramo kot presečišči pentlige z realno osjo. Prevodnost takšnega kristala je kapacitivnega značaja za vse frek-

vence, zato z njim ne moremo narediti tuljave v oscilatorju!

Na zunaj enaki kristali se običajno razlikujejo vsaj po izgubni upornosti željene overtonske rezonance R_n . Kristal z manjšim R_n ima rezonančno pentljo večjega premera, ki še vedno seka realno os in ima rezonance. Kristal z večjim R_n pa ima manjšo pentljo, ki realne osi ne seka, nima rezonanc in s takim kristalom oscilator noče nihat.

Najenostavnejša rešitev naloge izgleda uporaba kristalov resnih proizvajalcev z majhnim R_n . Tako bi mogoče dosegli stabilno delovanj vez-



Slika 9. – Enostavni overtonski oscilatorji.

ja na petem overtonu. Kako pa doseči sedmi, deveti ali enajsti overton, če naprava to zahteva? Tu tudi najboljši kristali ne pomagajo, saj za Rn obstaja spodnja meja, ki se jo s še tako izpopolnjeno tehnologijo in utečeno proizvodnjo ne da preseči.

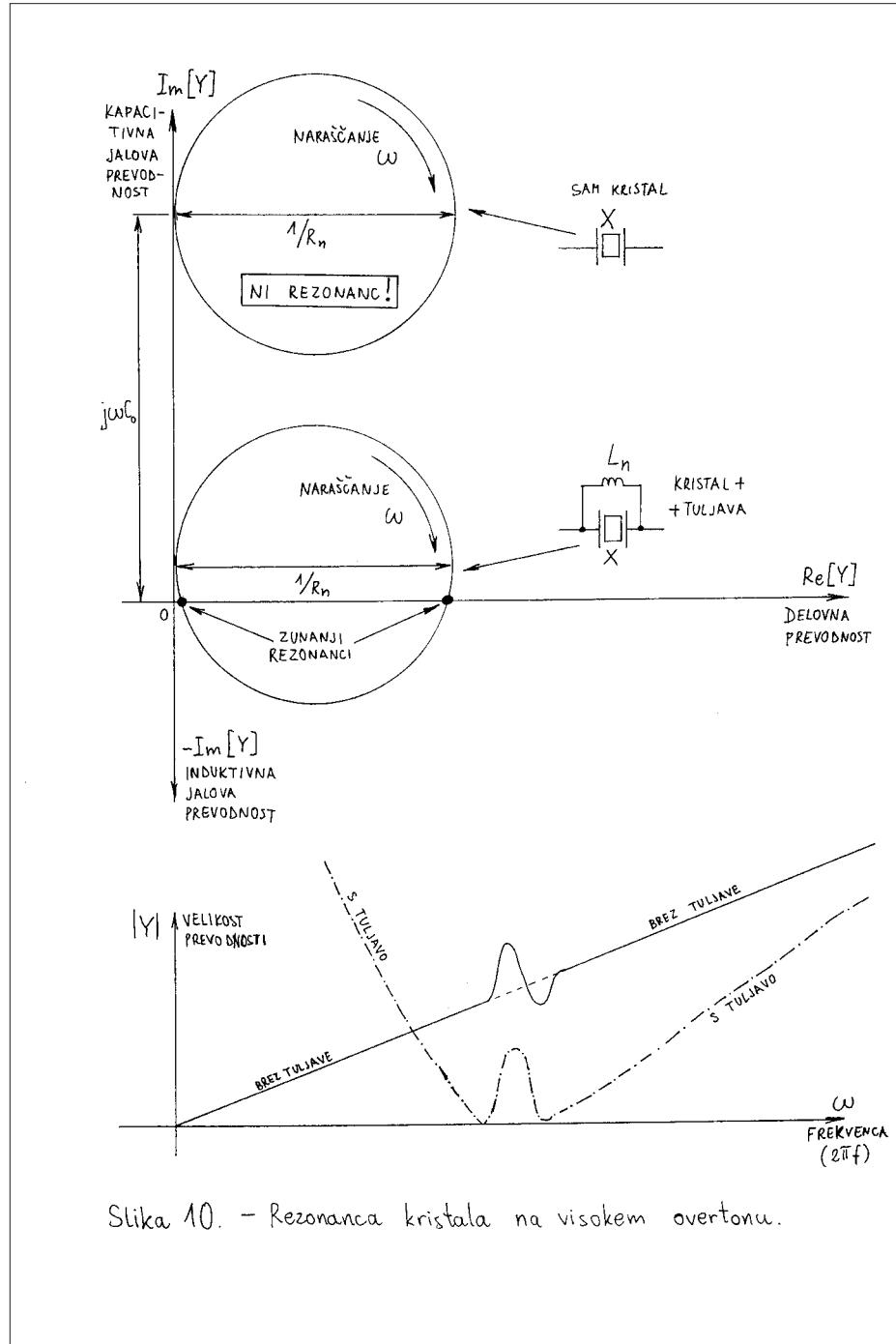
Najslabša tehnična rešitev je oscilator, ki vedno zaniha, po možnosti celo takrat, ko ni kristala v podnožju... Takšen oscilator je prikazan na Sliki 11. Način nihanja tega oscilatorja sploh ni jasen: če upoštevamo še neizogibne parazitne kapacitivnosti tranzistorja, lahko takšen oscilator niha na osnovni frekvenci kristala in na poljubnem overtonu hkrati. Rezultat je vse prej kot ponovljiv: če vam oscilator dela, ni rečeno, da bo z istimi sestavnimi deli delal tudi vašemu prijatelju na malenkostno spremenjenem tiskanem vezju.

Resen načrtovalec se bo naloge lotil drugače. Najprej bo s tuljavo L_n poskušal "nevtralizirati" vpliv kapacitivnosti kristala. Na ta način sicer dobimo presečišča pentlje z realno osjo na Sliki 10. a žal hkrati tudi neželjene rezonance tuljave L_n z ostalimi kondenzatorji v vezju oscilatorja. Oscilator moramo zato načrtovati kar se da previdno, da bo nihal le na rezonanci kristala in ne na rezonanci tuljave.

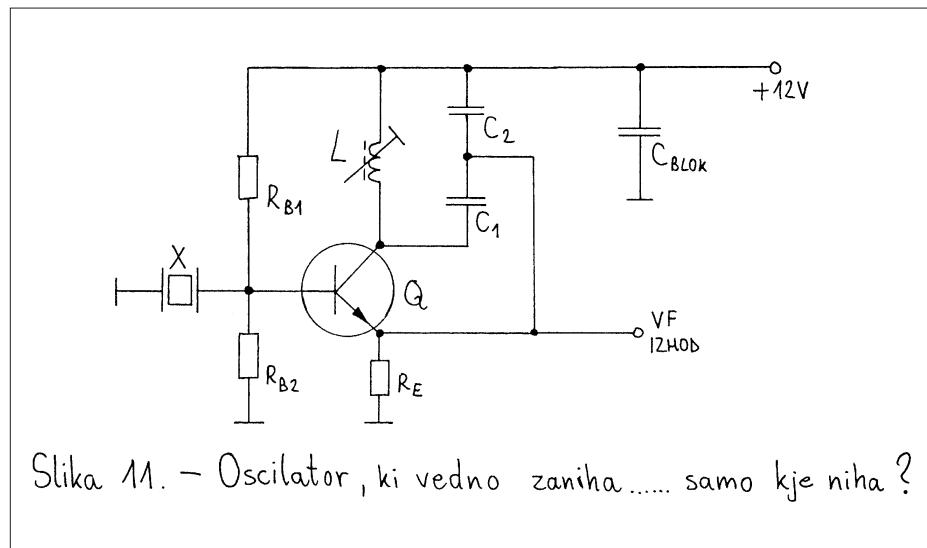
Oscilatorji za visoke overtone so prikazani na Sliki 12. Takšni oscilatorji vsebujejo nihajni krog $L-C_1-C_2$, ki določa povratno vezavo oscilatorja v zelo omejenem frekvenčnem področju. Na ta način zagotovimo, da oscilator ne more nihati na neželjenih rezonancah kristala niti na rezonancah tuljave L_n s kondenzatorji v vezju. Od vseh rezonanc preostane edino želeni overton kristala, ki ga izberemo z uglaševanjem tuljave L .

Oscilator na visokem overtonu ima torej svojo ceno: točen izračun sestavnih delov, natančno uglaševanje in občutljivost na spremembe in stanje sestavnih delov. Kdorkoli je sestavljal mikrovalovni transverter s kristalnim oscilatorjem okoli 100 MHz, prav gotovo ve, da je pravilna uglasitev tega oscilatorja vse prej kot enostavna.

Pri visokem overtonskem oscilatorju je še posebno težko nastaviti točno frekvenco oscilatorja in hkrati doseči stabilno in zanesljivo delovanje. Z višanjem reda overtona se manjša električni sklop z mehanskim nihalom, zato se manjšajo tudi možnosti premikanja frekvence kristala z



Slika 10. – Rezonanca kristala na visokem overtonu.

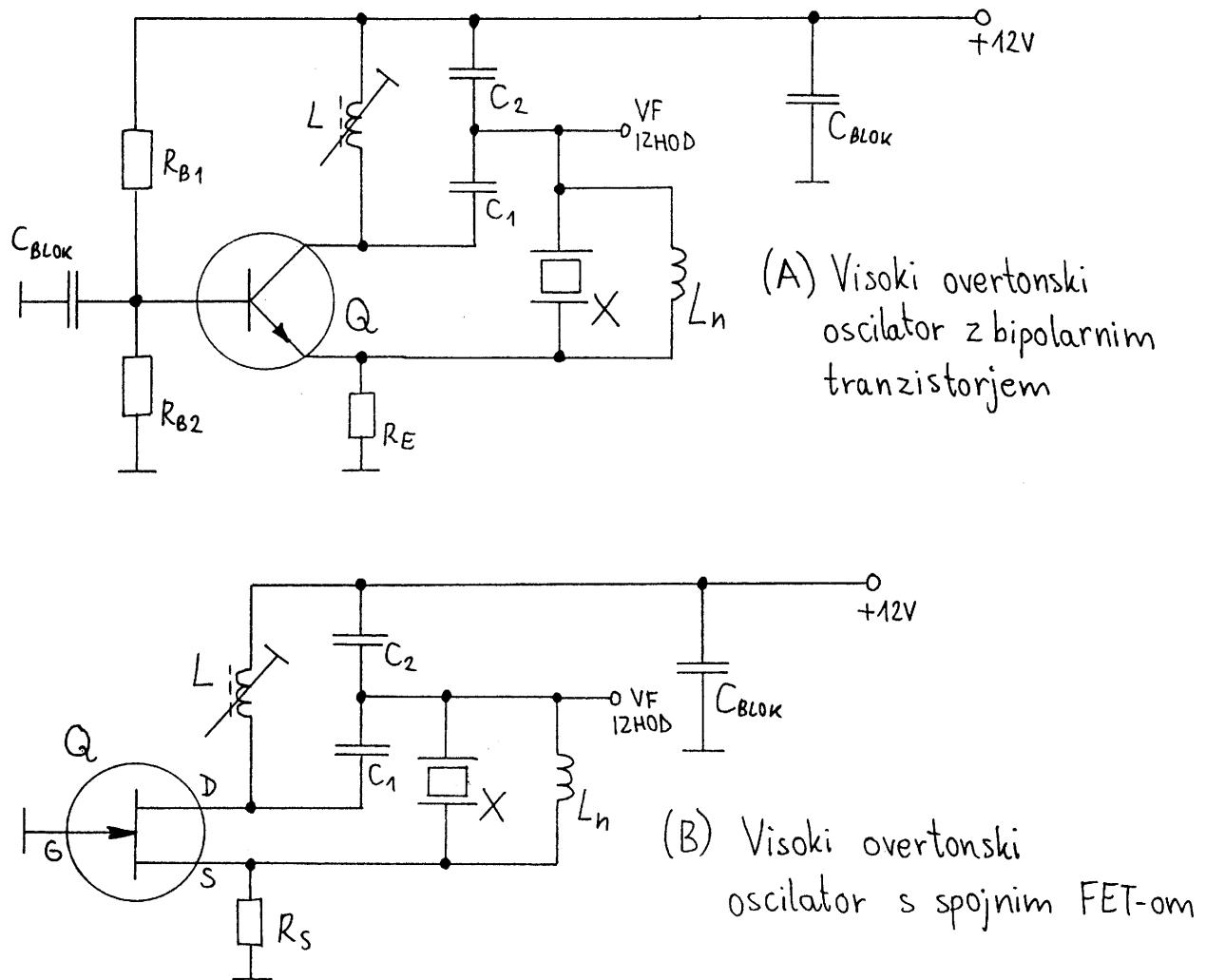


Slika 11. – Oscilator, ki vedno zaniha..... samo kje niha?

zunanjimi sestavnimi deli. Naprimer, CBjaški kristal, ki nosi oznako 27.xxxMHz, lahko na osnovni rezonančni frekvenči v okolici 9MHz

premikamo v pasu -50kHz/+10kHz. Na svoji nazivni frekvenci tretjega overtona ga lahko premikamo le -5kHz/+1kHz, na peti overtotski

rezonanci v okolici 45MHz pa ga ne moremo premakniti za več kot kakšen kHz.



Slika 12. – Pravilno načrtovani oscilatorji za visoke overtone.

Vrste kondenzatorjev in njihova uporaba

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Vrste kondenzatorjev za elektronska vezja

Kondenzatorji so prav gotovo eden najbolj pogostih sestavnih delov elektronskih vezij in še posebno visokofrekvenčnih vezij. Navsezadnje moramo v visokofrekvenčnih vezjih skoraj vedno upoštevati kapacitivnosti med različnimi vodniki, ne glede na to, če so te kapacitivnosti zaželjene ali ne. V večini vezij kapacitivnosti med vodniki ne zadoščajo in za delovanje vezja moramo vgraditi kondenzatorje kot dodatne sestavne dele.

Glede na različne zahteve se lahko tehnične izvedbe kondenzatorjev močno razlikujejo med sabo. Vrsto kondenzatorja seveda izberemo glede na zahteve vezja: potrebujemo čim višjo kapacitivnost, čim manjše izgube ali čim bolj stabilno vrednost kapacitivnosti? Kaj pa parazitna induktivnost priključkov kondenzatorja? Morebitne notranje rezonance? Prebojna napetost kondenzatorja je verjetno samoumevna, vendar še ne pove vsega o načinu staranja in nazadnje uničenja kondenzatorja.

Žal je bila večina amaterske literature o kondenzatorjih napisana tremi ali štirimi desetletji. V zadnjih desetletjih se sicer ni dogodilo kaj bistveno novega na področju tehnologije izdelave kondenzatorjev, počasen razvoj pa je vendarle prinesel precej sprememb. Nova elektronska vezja tudi zahtevajo drugačne vrste kondenzatorjev in jih uporabljajo na drugačne načine. Naprimer, elektrolitski kondenzator je v switching napajjalniku s frekvenco 30kHz dosti bolj obremenjen kot pa v običajnem napajjalniku s 50Hz omrežno frekvenco.

V navodilih za gradnjo radioamaterskih radijskih postaj izgleda mogoče dolgočasno vsakokrat sproti opisovati potrebne vrste kondenzatorjev, vendar naredi večina radioamaterjev prav pri izbiri kondenzatorjev največ napak pri gradnji radijskih postaj. Še slabše je s trgovci z elektronskimi sestavnimi deli, ki se pogosto sploh nočejo ukvarjati z vrstami kondenzatorjev in imajo v predalčku z oznako 1000pF pomešanih 5 ali 6 različnih vrst kondenzatorjev.

Ker je napačna izbira vrste kon-

denzatorja najpogosteje usodna za delovanje visokofrekvenčne naprave, sem se odločil napisati tale članek o kondenzatorjih za elektronske naprave. Energetske in druge kondenzatorje sem seveda namenoma izpustil. Članek naj bi pojasnil, kakšne so prednosti in slabosti posameznih vrst kondenzatorjev ter kateri kondenzator izbrati pri gradnji določene naprave.

2. Keramični kondenzatorji

Keramika je snov, ki brez težav prenese višje temperature in marsikatero kemikalijo, industrijsko pa znamo izdelati veliko število različnih vrst keramike. Keramični kondenzatorji so zato danes verjetno najbolj pogosta vrsta kondenzatorjev v elektronskih napravah, saj jih lahko vgrajujemo (spajkamo) ročno ali strojno na različne načine. Danes obstaja cela vrsta med sabo različnih keramičnih kondenzatorjev z isto nazivno vrednostjo kapacitivnosti, izmed katerih je treba seveda izbrati najustreznejšega za naše vezje.

Najpomembnejša lastnost keramike za gradnjo kondenzatorjev je njena dielektrična konstanta. Relativna dielektričnost keramike se običajno giblje okoli 10 (čisti aluminijev oksid Al_2O_3), pri nekaterih vrstah keramike (barijev titanat) pa lahko preseže 10000. Od dielektričnosti keramike je odvisen tudi temperaturni koeficient kondenzatorja.

Temperaturno odvisnost vrednosti kondenzatorja opišemo v enotah ppm/C oziroma ppm/K, pač glede na Celzijeve oziroma Kelvinove stopinje. Kratica "ppm" pomeni parts-per-million. Temperaturni koeficient je pri majhnih dielektričnih konstantah obratno sorazmeren dielektričnosti. Keramični kondenzatorji najnižjih vrednosti (pod 10pF) imajo temperaturni koeficient +100ppm/K (oznaka P100 ali rdeča lisa na kondenzatorju).

Keramične kondenzatorje nekoliko višjih vrednosti (disk izvedbe med 3pF in 150pF) lahko izdelamo iz keramike, pri kateri je temperaturni koeficient skoraj nič (oznaka NP0 ali črna lisa na kondenzatorju). Pri še višjih vrednostih postane tempe-

raturni koeficient negativen: -330 ppm/K (keramika N330 ali oranžna lisa na kondenzatorju) oziroma -750ppm/K (keramika N750 ali vijolična lisa na kondenzatorju).

Kaj praktično pomeni temperaturni koeficient -750ppm/K? Ko se naša naprava segreje, se notranja temperatura poviša za 20K. To pomeni spremembo vrednosti kondenzatorja iz keramike N750 za -1.5%. Če takšen kondenzator vgradimo v nihajni krog z nazivno frekvenco 10MHz, bi se rezonančna frekvanca zvišala za +75kHz.

Keramični kondenzatorji višjih vrednosti (diski nad 1nF) so izdelani iz barijevega titanata ali drugih vrst keramike, v katerih izkoriščamo ferolektrični pojav. Ta pojav omogoča zelo visoke relativne dielektričnosti tudi nad 10000, kapacitivnost takšnega kondenzatorja pa je temperaturno zelo odvisna. Kapacitivnost takšnega kondenzatorja doseže maksimum pri povsem določeni temperaturi, pri 20 stopinj višji ali nižji temperaturi pa upade na polovico maksimalne vrednosti.

Proizvodne tolerance kondenzatorjev iz ferokeramike so zato zelo velike. Proizvajalci običajno zagotavljajo točnost v mejah od -20% do +100% nazivne vrednosti. Takšen keramični kondenzator zato ne sodi v nihajne kroge, sita ali oscilatorje. Kvečjemu ga lahko uporabimo kot temperaturni senzor. Za blokiranje motenj na napajalnih vodih pa so takšni kondenzatorji odlični, saj imajo majhno parazitno induktivnost, točna vrednost kapacitivnosti pa je v tem slučaju nepomembna.

Razen uporabe različnih vrst keramike lahko izdelamo tudi kondenzatorje različnih oblik, kar spet vpliva na električne lastnosti kondenzatorjev. Najenostavnejša oblika keramičnega kondenzatorja je ploščat disk, elektrodi pa predstavlja naparjeni metalizaciji na obeh straneh diska. Večjo površino dosežemo na cevastem kondenzatorju. Največjo površino elektrod omogočajo večslojni keramični kondenzatorji.

Ker radioamaterji kupujemo kondenzatorje v zelo majhnih količinah, se moramo sami potruditi poiskati vrsto keramike in način gradnje kondenzatorja. Včasih to ni enostavno,

še posebno, če se proizvajalec ne drži standardnih oznak in je kondenzator zaradi mehanske zaščite zalit v smo-lo, iz katere štrlico le žični priključki.

Z malo izkušenj lahko ocenimo vrsto keramike iz nazivne vrednosti in oblike keramičnega kondenzatorja. Tanjši disk večjega premera je prav gotovo izdelan iz keramike z manjšo relativno dielektričnostjo in torej manjšim temperaturnim koeficientom. Tanjši in večji keramični kondenzator ima zato običajno nižji temperaturni koeficent od majhnega in debelega kondenzatorja.

Opisani način razmišljanja seveda povsem odpove pri večslojnih kondenzatorjih, saj tu nikakor ne moremo izvedeti, koliko posameznih elektrod je znotraj kondenzatorja. Večslojni keramični kondenzatorji se sicer ponavadi zelo slabo obnašajo pri visokih frekvencah. Elektrode so izdelane iz kovine, ki ima visoko upornost, kar pomeni izgube v visokofrekvenčnem vezju. Razen tega so elektrode pogosto nerodno prepletene med sabo, da imajo večslojni keramični kondenzatorji visoko parazitno induktivnost.

V visokofrekvenčnih vezjih se je zato pametno izogibati uporabi večslojnih keramičnih kondenzatorjev, saj radioamaterji običajno ne razpolagamo z merilniki, s katerimi bi lahko ovrednotili notranje uporovne izgube, parazitne induktivnosti in s tem v zvezi neželjene rezonance večslojnih keramičnih kondenzatorjev. V visokofrekvenčna vezja zato rajši vgrajujemo disk in cevaste keramične kondenzatorje ter skoznike.

Večslojne keramične kondenzatorje lahko uporabljamo edino za blokiranje napajanja v digitalnih in nizkofrekvenčnih vezjih. Visoka upornost elektrod in parazitne induktivnosti tu nimajo tako velikega vpliva. Kljub temu moramo paziti, da večslojnih kondenzatorjev ne poškodujemo pri spajkanju, saj se v notranjosti zelo radi prelomijo ozroma se rada odlomi zunanjega metalizacija. Takšen polomljen kondenzator pa se obnaša kot odprte sponke in ga je z radioamaterskimi sredstvi težko poiskati v nedelujočem vezju.

3. Sljudni kondenzatorji

Sljuda je kristalna kamenina, ki se zelo lepo cepi v lističe. Ker zdrži visoko temperaturo in je razmeroma dober dielektrik, se je že zelo zgodaj začela uporabljati kot izolator v

elektrotehniki. Seveda lahko uporabimo sljudne lističe tudi kot dielektrik v kondenzatorju.

V zlati dobi elektronik so se v visokofrekvenčni tehniki skoraj izključno uporabljali sljudni kondenzatorji. Na sljudne lističe lahko naprimo kovino (srebro) in tako izdelamo fiksne kondenzatorje. Sljudne lističe lahko uporabimo tudi kot dielektrik vrtljivih in trimer kondenzatorjev. Temperaturni koeficient sljude je zelo majhen.

Z uveljavljivijo polprevodniške tehnike in mikrovalovnih frekvenčnih področij so sljudni kondenzatorji utenili v pozabo. Sljudni kondenzatorji so razmeroma velikih izmer. Razen tega delajo težave tudi električni priključki na metalizirane površine sljudnih ploščic. Z izdelavo kvalitetnih sintetičnih keramičnih materialov je sljuda kot naravni material izgubila svoje mesto v visokofrekvenčni tehniki.

4. Papirni kondenzatorji

Paprne kondenzatorje bi pravzaprav morali imenovati oljni kondenzatorji, saj sestavlja glavnino dielektrika olje, v katerem je namočen papir. Papir skrbi le za pravilno razdaljo med elektrodama iz tanke aluminijeve folije. Sloja papirja in aluminijevih folij sta namotana v svitek, ki je pri manjših kondenzatorjih zalit v smolo za zunanjjo zaščito. V nekaterih vrstah papirnih kondenzatorjev so elektrode izdelane tudi kot tanek sloj kovine, ki je naparjen neposredno na površino papirja (metal-papirni kondenzatorji).

Papirni kondenzatorji imajo to slabo lastnost, da papir in olje počasi vpijata vlago. Izolacijska upornost papirnega kondenzatorja se zato s časom niža vse dokler ne pride do preboja. Papirni kondenzatorji so zato predstavljali pomemben vir zasluga popravljalcev radijskih in televizijskih sprejemnikov v zlati dobi elektronik.

Papirni kondenzatorji imajo sicer zelo velike izmere in veliko parazitno induktivnost, zato so v sodobnih vezjih s polprevodniki skoraj povsem neuporabni. Papirne kondenzatorje zato danes srečamo le še v energetiki za zagon elektromotorjev in popravljanje faznega kota toka.

5. Plastični folijski kondenzatorji

Z iznajdbo plastičnih umetnih sno-

vi so le te takoj poskusili uporabiti tudi za gradnjo kondenzatorjev. Ker je relativna dielektričnost večine plastičnih snovi razmeroma nizka ozziroma podobna dielektričnosti impregniranega papirja, so kondenzatorji s plastičnim dielektrikom večinoma izdelani kot folijski kondenzatorji: elektrodi in dielektrik med njima so namotani v svitek, da so izmere kondenzatorja manjše.

Prvi plastični folijski kondenzatorji so bili stirofleks kondenzatorji. Stirofleks kondenzatorji se odlikujejo z zelo nizkim temperaturnim koeficientom, kar omogoča izdelavo zelo točnih kondenzatorjev za nihajne kroge, sita in oscilatorje. Po drugi strani pa se dielektrik stirofleks kondenzatorjev zmeča in tali že pri zelo nizkih temperaturah. Tudi električna prebojna trdnost je nizka. Celoten kondenzator pa ima zaradi oblike svitka tudi znatno parazitno induktivnost.

Sodobni plastični folijski kondenzatorji uporabljajo celo vrsto različnih snovi kot dielektrik. Elektrode so običajno kar naparjene na plastično folijo, da se tako zmanjša premer svitka in s tem izmere kondenzatorja. Razen tega je pri večini sodobnih folijskih kondenzatorjev metalizacija pripeljana do roba svitka in tam zvarjena skupaj, da ima takšen kondenzator zelo majhno parazitno induktivnost.

Ne glede na vrsto dielektrika imajo plastični folijski kondenzatorji dosti manjše temperaturne koeficiente od večine keramičnih kondenzatorjev za kapacitivnosti večje od 1nF. V nizkofrekvenčnih vezjih, sitih in oscilatorjih zato izključno uporabljamo plastične folijske kondenzatorje. Neinduktivne izvedbe folijskih kondenzatorjev lahko tudi uspešno zamenjajo keramične blokirne kondenzatorje v visokofrekvenčnih vezjih.

Slaba lastnost plastičnih folijskih kondenzatorjev je bolj komplikirana izdelava in zato višja cena od keramičnih kondenzatorjev. Plastični folijski kondenzatorji so tudi manj odporni na visoke temperature pri spajkanju in jih zato težje uporabljamo v vezjih s površinsko vgradnjo sestavih delov (SMD) in strojnimi spajkanjem.

6. Aluminijevi elektrolitski kondenzatorji

Ko potrebujemo kapacitivnosti višje od 1uF, postanejo izmere opisanih

vrst kondenzatorjev zelo velike. V področju kapacitivnosti od 1uF vse do 1F zato običajno uporabljamo elektrolitske kondenzatorje. V elektrolitskih kondenzatorjih predstavlja dielektrik kondenzatorja tanek sloj oksida, ki se tvori na pozitivni elektrodi.

Aluminijevi elektrolitski kondenzatorji imajo pozitivno elektrodo iz aluminijeve folije, negativno elektrodo pa tvori tekoči elektrolit. Na pozitivni elektrodi se nahaja tanek sloj aluminijevega oksida (Al_2O_3), ki je odličen dielektrik. Elektrolitski kondenzatorji dosegajo visoko kapacitivnost zato, ker je sloj aluminijevega oksida zelo tanek. Aluminijeva elektroda je namenoma hravava, da ima večjo površino, kar omogoča višjo kapacitivnost kondenzatorja.

Sloj oksida na pozitivni elektrodi se tvori sam z elektrolitskim pojavom. Elektrolitski kondenzator torej sam gradi in obnavlja svoj dielektrik, ko je priključen na izvor enosmerne napetosti s pravilno polariteto. Povsem jasno bo obratna polariteta izvora uničevala sloj oksida, izolacijska upornost kondenzatorja se bo začela hitro nižati, kondenzator se bo začel segrevati in se bo nazadnje razpočil.

Izolacijska upornost elektrolitskih kondenzatorjev ni kdakekako visoka, saj tudi pri pravilni polariteti izvora še vedno teče skozi kondenzator majhen tok za obnavljanje dielektrika. Ker sta elektrodi naviti v svitek iz aluminijevih trakov in z elektrolitom prepojenega papirja, imajo aluminijevi elektrolitski kondenzatorji tudi visoko parazitno induktivnost ter nezanemarljivo zaporedno izgubno upornost.

Kapacitivnost elektrolitskih kondenzatorjev zaradi vseh opisanih pojavov seveda ni stabilna. Običajne proizvodne tolerance znašajo -20% do +100% nazivne kapacitivnosti. Ob vseh navedenih slabih električnih lastnosti ne smemo pozabiti na zahitevo po hermetično zaprti posodi, ki vsebuje tekoči elektrolit aluminijevega elektrolitskega kondenzatorja.

Prav puščanje posode omejuje življensko dobo sodobnih elektrolitskih kondenzatorjev. Puščanje se povečuje pri višjih temperaturah, ker se takrat poviša parni tlak elektrolita. Elektrolitski kondenzatorji se pri pravilnem delovanju segrevajo predvsem zaradi izgub v zaporedni upornosti. Razen najvišje dopustne napetosti je zato dodatna omejitev tudi najvišja

dopustna izmenična komponenta toka, ki sme teči skozi elektrolitski kondenzator.

Aluminijevih elektrolitskih kondenzatorjev se običajno izogibljemo pri načrtovanju elektronskih naprav in jih uporabljamo le tam, kjer drugače ne gre: usmerniki omrežne napetosti, nizkofrekvenčni ojačevalniki in glajenje ter blokiranje napajalnih napetosti nasploh. Aluminijeve elektrolitske kondenzatorje torej uporabljamo tam, kjer potrebujemo visoko kapacitivnost, vse ostale lastnosti kondenzatorja pa so manj pomembne.

Razen opisanih, polariziranih kondenzatorjev obstajajo tudi nepolarizirani aluminijevi elektrolitski kondenzatorji. Nepolarizirani kondenzatorji imajo sloj aluminijevega oksida na obeh elektrodah iz aluminijeve folije. V bistvu je to zaporedna vezava dveh običajnih polariziranih elektrolitskih kondenzatorjev v istem ohišju. Nepolarizirane elektrolitske kondenzatorje uporabljamo v glavnem za zagon asinhronskih elektromotorjev. Obnavljanje dielektrika na obeh elektrodah zagotavlja pojav elektrolitskega usmerjanja, vendar kjub temu nepolarizirani elektrolitski kondenzatorji radi prebijejo.

7. Tantalovi elektrolitski kondenzatorji

Razen aluminijevih elektrolitskih kondenzatorjev poznamo še druge vrste elektrolitskih kondenzatorjev. Od ostalih so se najbolj obnesli tantalovi elektrolitski kondenzatorji s trdim dielektrikom. Elektrolitski pojavi v trdem dielektriku so počasnejši, zato naj bi imeli tantalovi elektrolitski kondenzatorji manjše izgubne tokove za obnavljanje dielektrika.

Tantalovi elektrolitski kondenzatorji imajo tudi majhno parazitno induktivnost in zaporedno izgubno upornost. Tudi vrednost kapacitivnosti je bolj stabilna kot pri aluminijevih elektrolitskih kondenzatorjih. Po drugi strani pa so tantalovi elektrolitski kondenzatorji zelo občutljivi na obratno polaritetu izvora napajanja, kot tudi na napetostne sunke s pravilno polaritetom.

Tantalovi elektrolitski kondenzatorji se običajno izdelujejo za območje vrednosti od 100nF do 100uF, ohišja pa imajo obliko kapljic, plastičnih valjev oziroma hermetičnih kovinskih valjev. Ker napetostni sun-

ki pogosto povzročijo preboj tantalovega kondenzatorja, se jih pri načrtovanju sodobnih elektronskih naprav skušamo izogibati. Vsaj v spodnjem delu območja kapacitivnosti jih uspešno zamenujemo s keramičnimi večslojnimi ozziroma plastičnimi folijskimi kondenzatorji.

Svojevrstni posebneži so tudi takojimenovani elektrolitski "superkondenzatorji", ki dosegajo kapacitivnosti 1F pri zelo majhnih izmerah. Trik je v poroznih elektrodah z izredno veliko površino, vendar so na ta račun vse ostale lastnosti kondenzatorja slabše. Vsekakor pa so "superkondenzatorji" zanesljivo nadomestilo za male NiCd akumulatorje za držanje vsebine CMOS pomnilnikov.

8. Kondenzatorji na tiskanem vezju

V visokofrekvenčnih in še posebno v mikrovalovnih vezjih pogosto potrebujemo kondenzatorje razmeroma majhnih vrednosti, ki jih lahko izdelamo kar na tiskanem vezju. Iz dvostranskega vitroplasta ali teflonskega laminata lahko tudi sami izdelamo disk kondenzatorje manjših vrednosti, če potrebne vrednosti slučajno nimamo pri roki.

Relativna dielektričnost vitroplasta FR4 (epoksidna smola in steklena vlakna) znaša nekje med 4 in 5. Relativna dielektričnost teflonskega laminata znaša nekje med 2.2 in 2.6 glede na vsebino steklenih vlaken. Praktično to pomeni, da predstavlja 1cm^2 dvostranskega vitroplasta debeline 1.6mm kondenzator s kapacitivnostjo približno 3pF. Iz tanjšega dvostranskega vitroplasta lahko dobimo še višje kapacitivnosti. Iz tankega teflonsekga laminata lahko na ta način izdelamo res kvalitetne mikrovalovne kondenzatorje, ki imajo običajno boljše lastnosti (nižje izgube) od keramičnih čip kondenzatorjev.

Pri načrtovanju tiskanih vezij pa ne smemo zanemariti (neželenih?) kapacitivnosti med sosednjimi vodi na tiskanem vezju. Kapacitivnost med sosednjima vodoma se običajno giblje v razponu od 0.1pF/cm do 1pF/cm odvisno od razdalje med vodoma. V visokofrekvenčnih in mikrovalovnih vezjih hkrati ne smemo zanemariti induktivnih sklopov, ki so najpogosteje istega velikostnega razreda kot kapacitivni sklopi.

9. Kondenzatorji v integriranih vezjih

Monolitna integrirana vezja so običajno izdelana v tehnologijah, ki omogočajo izdelavo različnih vrst diod in tranzistorjev. Iz samih diod in tranzistorjev seveda običajno ne moremo sestaviti želenih vezij. Razen logičnih CMOS vezij potrebujejo vsa ostala vezja vsaj še upore. Upore nižjih vrednosti (nekje do 10kohm ali 100kohm) lahko izdelamo s podobnimi postopki kakor tranzistorje in diode.

Kondenzatorje lahko izdelamo na dva načina: kot MOS kondenzatorje, kjer je dielektrik silicijev oksid, in kot varikap (varaktorske) diode, kjer predstavlja dielektrik kondenzatorja izpraznjena plast v PN spoju v polprevodniku. Kapacitivnost obeh vrst kondenzatorjev je navzgor omejena na približno 100pF.

Eno prvih integriranih vezij, ki je uporabljalo MOS kondenzator, je bil operacijski ojačevalnik uA741. uA741 vsebuje MOS kondenzator s kapacitivnostjo 30pF za kompenzacijo frekvenčnega poteka ojačanja. Slaba lastnost MOS kondenzatorjev so razmeroma velike izmere na čipu, kvaliteten dielektrik (SiO_2) pa omogoča zelo majhne dielektrične izgube. S tehnologijo integriranih vezij lahko na ta način izdelamo zelo kvalitetne kondenzatorje za mikrovalovne frekvenčne. Tudi izgubni tok MOS kondenzatorjev je izredno majhen: MOS kondenzatorji v sodobnih EPROM pomnilnikih naj bi ohranili svojo vsebino za 10 let vnaprej!

Tehnologija integriranih vezij omogoča tudi izdelavo več MOS kondenzatorjev v istem čipu, ki imajo zelo točna razmerja kapacitivnosti. To izkoristimo za gradnjo A/D in D/A pretvornikov in za gradnjo frekvenčnih sit s preklaplajočimi kondenzatorji (switched-capacitor filter). Najpogostejsa uporaba opisanih sestavnih delov je v sodobnih digitalnih telefonskih centralah.

Kapacitivnost zaporno polariziranega PN spoja je močno odvisna od napetosti, zato tu ne moremo izkorisati točnega razmerja kapacitivnosti. Razen varikap (varaktorskih) diod v visokofrekvenčnih vezjih uporabljajo takšne kondenzatorje tudi dinamični pomnilniki, ki jih danes srečamo v skoraj vsakem računalniku. Zaporno polarizirani PN spoji so sicer nekoliko manjši od MOS kondenzatorjev, toda izgubni tokovi so dosti večji. Vsebino dinamičnega

pomnilnika moramo zato obnavljati vsakih nekaj milisekund.

Višjih vrednosti kapacitivnosti, nekje nad 100pF, ne moremo več vgraditi v monolitno integrirano vezje, pač pa je treba takšne kondenzatorje dodati od zunaj. Pri načrtovanju integriranih vezij se zato izogibljemo uporabi kondenzatorjev. Kljub temu potrebuje večina integriranih vezij vsaj dobro blokiranje zunanjih napajalnih napetosti. Za stabilno delovanje večine integriranih vezij je nujno, da vgradimo 100nF blokirne kondenzatorje na napajalnih vodih čim bliže ustreznih nožic integriranega vezja.

10. Vrtljivi kondenzatorji in trimerji

V visokofrekvenčnih vezjih moramo uglasiti nihajne kroge na povsem določeno frekvenco, kar lahko storimo s spremjanjem vrednosti kondenzatorja, tuljave ali obeh sestavnih delov nihajnega kroga. Kapacitivnost kondenzatorja spremojamo s spremjanjem površine plošč, spremjanjem razmaka med ploščama ozziroma vstavljanjem dielektrika med plošči kondenzatorja.

Najpogostejsa izvedba vrtljivih kondenzatorjev in trimerjev uporablja prav spremjanje površine plošč, kar dosežemo z vrtenjem ene plošče ali skupine plošč. Razen nerodne mehanske konstrukcije predstavljajo težavo tudi drseči kontakti. Vrtljivi kondenzator se zato danes skoraj ne uporablja več in tudi kapacitivnim trimerjem se skušamo izogibati pri načrtovanju visokofrekvenčnih vezij.

Ker povsem brez trimerjev običajno ne gre, moramo izmed razpoložljivih izdelkov izbrati najzanesljivejše za našo gradnjo. Kapacitivni trimerji se izdelujejo iz keramike in iz plastike. Keramični trimerji imajo eno samo vrtljivo in eno samo nepomično ploščo. Plastični trimerji so bolj podobni starim vrtljivim kondenzatorjem in imajo lahko več vrtljivih in več nepomičnih plošč, zato so manj občutljivi na majhne mehanske premike in se nastavljeni vrednost kapacitivnosti s časom manj spremenja.

Če se le da, skušamo izvesti uglasjanje nihajnih krogov brez drsečih kontaktov, ki so izvor slabih in prekinjajočih spojev. Kapacitivni trimerji s prožno gornjo elektrodo in vijakom za nastavljanje razdalje med ploščama so nerodno veliki in se v praksi niso obnesli. Boljša rešitev so nas-

tavljive tuljave s pomičnim feritnim jedrom. V mikrovalovnih frekvenčnih področjih lahko uporabimo tudi pomična jedra iz dielektrika, s pomočjo katerih spremojamo kapacitivnost med stenama rezonatorja.

Kot spremenljive kondenzatorje lahko uporabimo tudi varikap (evropsko ime) ozziroma varaktorske (ameriški izraz) diode. Pri vsakem polprevodniškem PN spoju lahko spremojamo debelino zaporne plasti preko pritisnjene enosmerne zaporne napetosti. Varikap (varaktor) diode so izdelane tako, da so spremembe debeline zaporne plasti in s tem kapacitivnosti čim večje.

Ker je pritisnjena enosmerna napetost na varikap (varaktorski) diodi vedno nižja od 100V, običajno pa je nekje med 5V in 10V, lahko uporabljamo takšne diode kot spremenljive kondenzatorje le v nihajnih krogih spremjemnikov pri nizkih signalih, saj mora biti visokofrekvenčna napetost dosti nižja od enosmerne prednapetosti. Že v oscilatorjih lahko opazimo pojav, da dodatna visokofrekvenčna napetost razglaši nihajni krog z varikap diodo. V oddajnikih so varikap diode neuporabne za uglasjanje nihajnih krogov, saj se pri visokih VF napetostih obnašajo povsem nelinearno. Nelinearnosti pa lahko po drugi strani izkoristimo za množenje ali mešanje frekvenc.

11. Izberi najustreznejšega kondenzatorja

Gradnja vsakršne elektronske naprave bo uspešna edino v slučaju, če se je lotimo s pametjo, nikakor pa ne s silo ali z denarnico! Samo najbolj neumni časopisi s področja elektronike zato objavljajo neskončne liste sestavnih delov brez ustreznejših opisov, kaj objavljeno vezje sploh potrebuje. Tudi neumni časopisi imajo seveda svoje zveste bralce, ki z neskončnimi listami pridno hodijo od trgovine do trgovine in nabirajo kup bolj ali manj (ne)primerne šare. Pri takšnem brezglavem nabiranju sestavnih delov je neuspeh pri gradnji skoraj zagotovljen.

Pameten graditelj se bo lotil nove gradnje povsem drugače. Najprej bo temeljito preštudiral načrt naprave in delovanje posameznih vezij. Pri tem pogosto ne zadoščajo le objavljeni načrti in priloženi opis gradnje v članku, pač pa je treba preštudirati tudi druge podobne članke iz drugih časopisov. Predvsem pa mora biti

povsem jasna vloga vsakega sestavnega dela posebej.

Pri večini dobro načrtovanih naprav je vsaj 95% sestavnih delov povsem nekritičnih. Kaj pomagajo 1% upori za polarizacijo tranzistorjev, ko je zagotovljeno tokovno ojačenje tranzistorja v mejah +/-5%? Podobno velja za elektrolitske in keramične blokirne kondenzatorje, ki imajo običajno tolerance -20% do +100% nazivne vrednosti. Če v vezju zamenjamo 150uF elektrolit z 220uF elektrolitom, te razlike niti izmeriti ne moremo!

Pri kondenzatorjih je seveda pomembna še kakšna druga lastnost. Kot blokirne kondenzatorje v visokofrekvenčnem vezju nikakor ne smemo vgraditi induktivnih folijskih kondenzatorjev. Pri vseh vrstah kon-

denzatorjev je sploh pametno žrtvovati nekaj sestavnih delov, vzeti klešče ščipalke v roke in razmesariti vzorce kondenzatorjev, da si natančno ogledamo tehnologijo izdelave teh sestavnih delov. Le tako se lahko izognemo večini grobih napak, saj se pri množici sodobnih sestavnih delov tudi strokovnjaku lahko zgodi, da najde znotraj "keramičnega" kondenzatorja svitek plastične folije ali obratno.

V visokofrekvenčnih vezjih so točne vrednosti blokirnih kondenzatorjev pogosto nepomembne. Na primer, kondenzator 100nF ima pri frekvenci 145MHz reaktivno kapacitivno upornost komaj 0.011ohm. Povsem jasno je induktivna reaktivna upornost žičnih priključkov kondenzatorja vsaj stokrat večja od te

številke. Pri vgradnji takšnega kondenzatorja je torej najpomembnejša dolžina priključnih žic, potem izmere telesa samega kondenzatorja, sama vrednost kapacitivnosti pa je povsem nepomembna.

Pameten graditelj bo torej pobrskal po svojih predalih in tam našel večino sestavnih delov, ki so povsem primerni za opisano gradnjo, čeprav mogoče nimajo povsem enakih nazivnih vrednosti. Po preostalih nekaj sestavnih delov pa bo treba v trgovino, kjer bo treba trgovcu lepo razložiti, kaj potrebujemo. Malo brskanja po predlačkih v trgovini ne more škoditi, saj bo kmalu skočil ven ravno takšen kondenzator z natančno takšnim temperaturnim koeficientom, kot je to predpisal avtor naprave v svojem članku.



CW tipkač

Matjaž Vidmar - S53MV

Čeprav so vsa radioamaterska tekmovanja načeloma enaka, so med kratkimi valovi, UKV in mikrovalovi velike razlike. Dober tekmovalec na kratkih valovih lahko naredi v enem tekmovanju tudi 3000 zvez. Ustrezno število na UKV je komaj 300 zvez in komaj 30 zvez na mikrovalovnih področjih. Kljub majhnemu številu zvez mikrovalovnemu tekmovalcu prav gotovo ni dolgčas!

Medtem ko na KV zadošča groba usmeritev antene v tisto smer, kamor pričakujemo dobre pogoje, že UKV zahteva bistveno več obračanja antene. Dobitki mikrovalovnih anten so še višji, snopi sevanja so zato ožji in na mikrovalovnih frekvencah predstavlja večino dela obračanje in ciljanje anten po azimutu in celo po elevaciji na obeh koncih zvez. prav. getovo in dolegas.

Mikrovalovni tekmovalci so se zato oprijeli grde razvade, da se za vse zveze dogovorijo na 144.390MHz SSB in šele potem začnejo ciljati svoje mikrovalovne antene. V dobi WBFM "gunnplexerjev" je bilo takšno početje morda opravičljivo, v dobi SSB radijskih postaj za 10GHz in celo višje frekvence pa dogovarjanje na 144.390 nima kaj dosti smisla. Pogosto pride do prave zmešnjave, ko se na 144.390 mikrovalovca sploh ne

slišita med sabo zaradi motenj drugih postaj, oziroma naredita na 10GHz zvezo z neko tretjo postajo.

Ciljanje mikrovalovnih anten se veda v vsakem slučaju ostane. Po dogovoru na 144.390 mikrovalovci ponavadi pustijo kar nemoduliran pisk na oddaji, na katerega skuša naciljati svojo anteno sogovornik na drugem koncu zveze. Ko v tekmovanju to stori pet ali več tekmovalcev hkrati, je zmešnjava popolna. Dolge minute in ure piskanja od vsepovsod, klicnih znakov pa nikjer, skoraj kot na CB področju 27MHz.

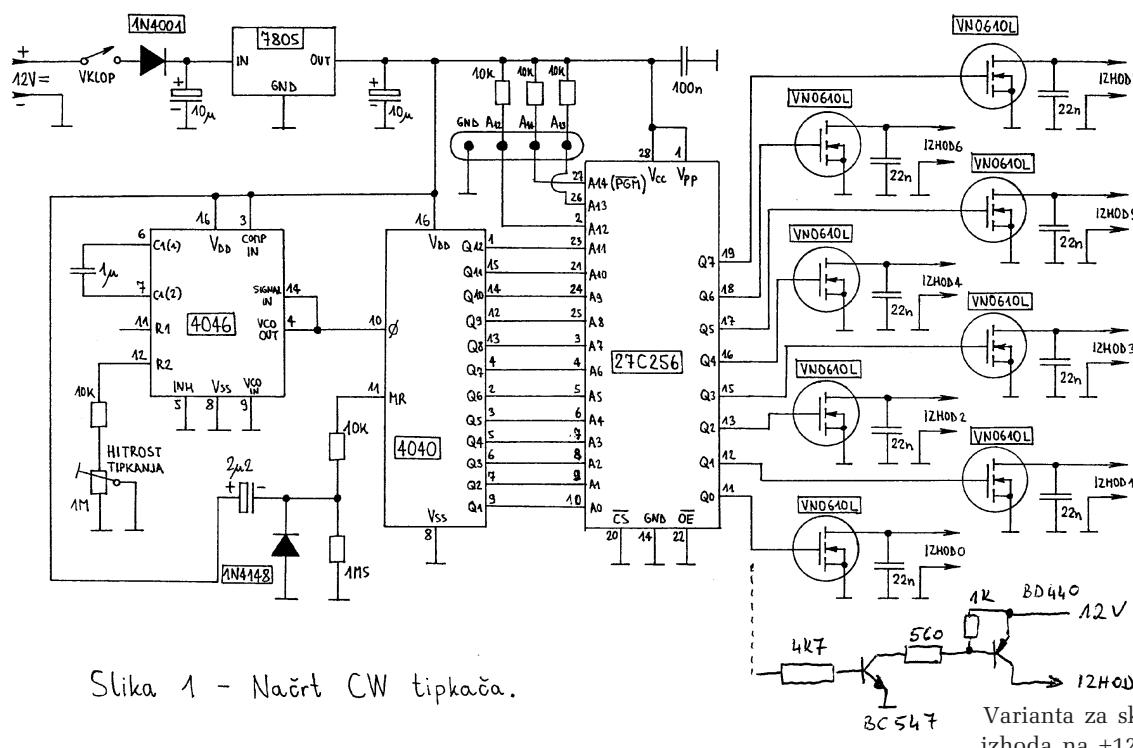
Kako torej označiti lastno oddajo, da bo vsaj malenkost različna od ostalih piskačev na 10MHz? SSB papiga je sicer učinkovita rešitev, vendar je SSB govorna oddaja veliko manj prodorna v šumu od CW piska. Morzejeva telegrafija se na mikrovalovih uporablja bolj malo, saj so po ciljanju anten signalni razmeroma močni in ponavadi omogočajo SSB zvezo.

Mikrovalovni tekmovalec zato skoraj ne potrebuje prave CW tipke (saj gre večina zvez SSB), pač pa le samodejni CW tipkač za svoj lastni klicni znak in mogoče še lokator. Povsem enak CW tipkač potrebuje tudi radijski svetilnik, ki omogoča

preizkus naših naprav ter nastavljanje obeh udeležencev zvez na isto frekvenco. Povsem jasno nima smisla hiteti z oddajo, torej naj bo hitrost oddajanja 10 znakov v minuti ali manj, da zmorejo tudi najbolj naglušni operaterji prešteti črtice in pikice klicnih znakov.

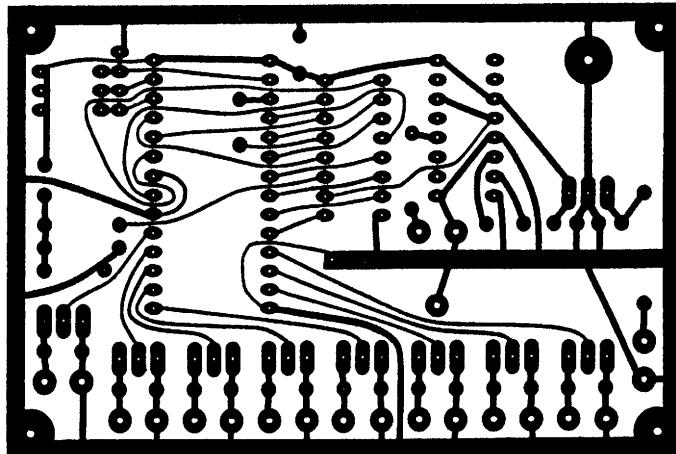
Elektronika CW tipkača je res enostavna: oscilator za takt, števec in EPROM, v katerega vpišemo svoj klicni znak. Načrt mojega CW tipkača je prikazan na sliki 1. Kot oscilator sem uporabil kar VCO iz PLL vezja 4046, ki poganja 12-bitni binarni števec 4040. Izhod vezja 4040 naslavljajo EPROM pomnilnik. 12-bitni naslov pomeni dolžina sporočila 4096 bitov, kar zadošča za večkratno ponavljanje CQ in klicnega znaka ter daljši presledek za sprejem.

V vezju sem uporabil daleč prevelik EPROM 27C256 samo zato, ker ga je danes najlažje najti na tržišču. Z zgornjimi tremi naslovi A12, A13 in A14 lahko celo izbiramo med osmimi različnimi sporočili. V isto podnožje lahko sicer zataknemo tudi 27C128 ali 27C64. Pri obeh omenjenih EPROMih moramo pustiti nožico 27 (PGM) na visokem logičnem nivoju. Pri 27C64 je tudi nožica 26 povezana in lahko izbiramo le med dvema

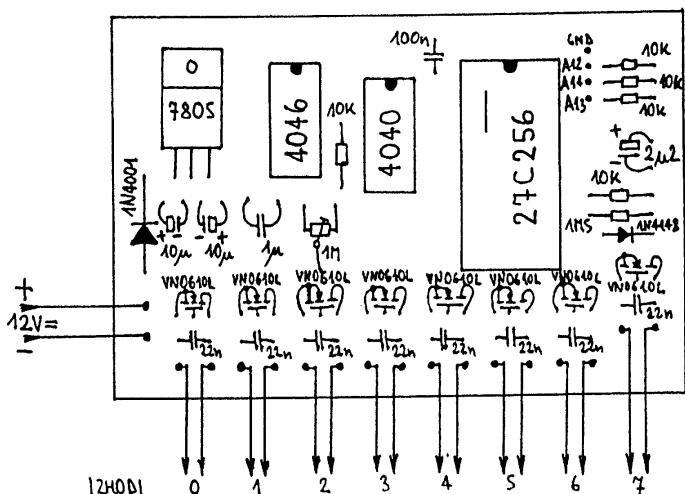


Slika 1 - Načrt CW tipkača.

Varianta za sklepanje
izhoda na +12V (S57UUU)



Slika 2 - Tiskanina CW tipkača.



Slika 3 - Razporeditev delov CW tipkača.

različnima sporočiloma z naslovom A12.

Zaradi čim manjše porabe pipočam CMOS izvedbo EPROMA (črka C v oznaki 27C). V tem slučaju stabilizator 7805 ne potrebuje hladilnega rebra. EPROM ima sicer 8 TTL izhodov, s katerimi lahko krmilimo 8 radijskih postaj z različnimi sporočili. Ker zahteva večina radijskih postaj CW tipko v obliki stikala na maso, so na izhodu potrebni tudi krmilni tranzistorji. Zaradi čim manjše porabe sem se odločil za male N-kanale MOS tranzistorje VN0610L. Z malenkost večjo porabo bi seveda šlo tudi z običajnimi NPN tranzistorji z zaporednim uporom v bazi.

V mojem CW tipkaču sem uporabil le pet izhodov in se omejil na eno samo sporočilo (A12, A13 in A14 nepovezani). CW tipkač sem opremil

s stikalom za vklop, kar hkrati tudi resetiramo števec 4040 na začetek sporočila. Na tiskanini (enostranski FR4 debeline 1.6mm z izmerami 60mmX90mm, slika 2) sem sicer predvidel vseh 8 izhodov in priključke za gornje naslove EPROMa.

Ustrezna razporeditev sestavnih delov je prikazana na sliki 3. EPROM seveda vgradimo na podnožje, še pred vgradnjeno podnožje pa je treba zaciniti žični mostiček pod EPROMom. Žice napajanja in izhodov so enostavno zacinjene v tiskanino, naslove A12, A13 in A14 pa so na razpolago na majhni vtičnici na tiskanem vezju. CW tipkač seveda vgradimo v kovinsko škatlo in se tako izognemo motnjam v obeh smereh med tipkačem in radijskimi postajami.

Opisani CW tipkač uporabljam v

mikrovalovnih tekmovanjih že skoraj leto dni. Pri zelo počasnem CW tipkanju 10 znakov v minuti mi uporabljanje radijske postaje celo omogočajo poslušanje v presledkih med črkami, vendar pa se žal večina sogovornikov tega ne zaveda. Z zahodnimi sosedji preko meje gre sploh težko, saj je za večino CW z 10 znaki v minuti preveč kljub temu, da sam nimajo klicnega znaka IW...

Pravo nasprotje so QRQ vzhodnjaki, ki jim je nemogoče dopovedati, naj večkrat ponovijo pomembne podatke (klicni znak, lokator, zaporedno številko zvezze) in predvsem naj ne hitijo niti v CW niti v SSB. Na mikrovalovnih je časa za vsako zvezo več kot dovolj, vsaka napaka v dnevniku pa nam v dobi skoraj popolnega računalniškega pregleda dnevnikov odbije veliko dragocenih točk.

Voice Key - Papagaj

Darko Volk - S57UUD

ISD vezja za reprodukcijo posnetega govora je našlo svoje mesto tudi v radioamaterski praksi, kdor še nikoli ni poskušal štiriindvajset ur kričati v mikrofon, ne more niti približno vedeti, kakšno olajšanje je vezje prineslo. Govor je torej o "Voice key" napravi, ki pa že ima tudi posrečeno slovensko ime: papiga (tudi papagaj). Kljub temu, da je bilo podobno vezje že objavljeno v CQ ZRS, sem se odločil objaviti tudi svojo izvedbo te, za amaterje še kako koristne naprave. Prvo napravo te vrste sem že pred leti gledal v RIM katalogu, vendar je bila takratna cena ISD vezja še zelo visoka. Z leti je cena padla, želja za papigo pa narasla in tako je prišlo do realizacije.

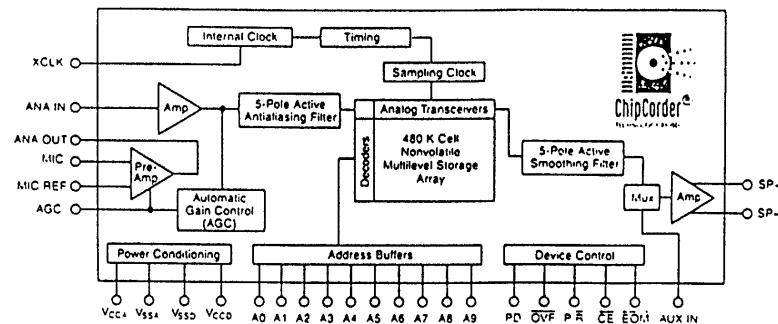
Preko interneta sem se oskrbel z ustreznou literaturo o ISD vezjih najpopularnejšega proizvajalca Information Storage Devices, inc. Vse vezje tega proizvajalca za snemanje in reprodukcijo govora deluje na enakem principu. Na sliki 1 je prikazan blok

diagram. Na njem so vidni glavni sestavni deli takega vezja. Srce vezja je vrsta EEPROM celic, ki so spombe zapomniti različne nivoje signala. Ker se signal shranjuje analogno, ni potrebno analogno-digitalna konverzija pri vpisovanju v pomnilnik in prav tako odpade digitalno analogna konverzija pri branju. Analogno shranjevanje signala zmanjša potrebno velikost pomnilnika kar za 8-krat. Ker A/D in D/A konverzija ni potrebna, se zmanjša tudi popačenje signala. Pomnilnik je razdeljen na več segmentov. Število je odvisno od posameznega tipa vezja. Tako ima ISD1020 160 segmentov, ISD2560 pa 300 segmentov. V odvisnosti od nastavitev naslova A0-A9 lahko začnemo z zapisovanjem ali branjem sporočil na poljubnem segmentu. Signal se vzorči, vzorci pa se zapisujejo v pomnilnik. Pri tem je bistvena frekvenca vzorčenja, saj od nje zavisi najdaljši čas shranjenega sporočila in širina frekvenčnega

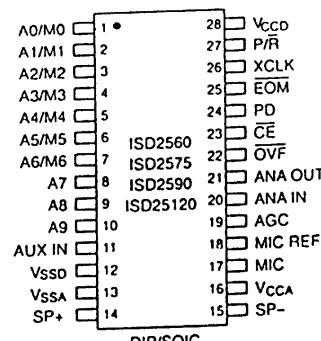
prišlo do lažnih vzorcev, ki bi vnašali popačenje. Tak filter je v ISD vezja vgrajen, njegova mejna frekvenca je odvisna od frekvence vzorčenja. ISD vezja imajo sicer možnost zunanjega oscilatorja za vzorčenje, vendar ima ta pomen le pri sinhronizaciji več vezij, saj je mejna frekvenca filtra nespremenljiva. Tudi pri branju signala izločiti frekvenco vzorčenja in njene produkte. Tudi ta filter je v vezje že vgrajen in mu mejne frekvence ne moremo spremeniti. V tabeli 1 so prikazane frekvence vzorčenja in mejne frekvence za posamezne tipe ISD vezij. Da bi enakovredno shranili signale visokih in nizkih nivojev, je v vezje vgrajen ojačevalnik z avtomatsko regulacijo ojačanja (Automatic Gain Control). AGC deluje pri skupini ISD2500 v razponu od -14db do +24db. Za pravilno delovanje vezja poskrbijo še kontrolni signali, ki vezju povedo, kaj v danem trenutku želimo početi. Aktiven (visok nivo) signala P/R pove, da želimo reprodukcijo sporočila, ki je vpisano v pomnilnik. Nizek nivo tega signala vezju pove, da želimo sporočilo vpisovati v pomnilnik. Signal OVF se uporablja za povezovanje več vezij v zaporedno vezje in kot tak za nas ni zanimiv. Signal CE pove kdaj se operacija vpisovanja ali reprodukcije začne. Pri reprodukciji je za nas zanimiv še signal /EOM. Ta javi konec sporočila.

Zanimiv je tudi PD oziroma PP signal, ki ima dvojno funkcijo: vezje postavi v režim, ko porabi zelo malo energije, ob vrnitvi v visoko stanje pa postavi naslove pomnilnika na nič. Skupina vezij ISD2500 je v zgoraj naštetih funkcijah identična s skupino ISD1000. ISD2500 vezja imajo še dodatne možnosti programiranja posameznih funkcij preko A8 in A9 nožic ob startu CE signala. Te dodatne možnosti v opisanem vezju papige ne uporabljam, zato je v papigi možno uporabiti vezja iz obeh skupin. Na sliki 2 je prikazana razpored nožic vezij ISD2500, skupina ISD1000 ima enak razpored, le da signali M0 do M6, A8 in A9 niso prosti.

ISD2560/75/90/120 DEVICE BLOCK DIAGRAM



Slika 1 - Blok diagram ISD vezja.



Slika 2 - Razpored nožic ISD vezij.

spektra, ki ga tako sporočilo vsebuje. Če je frekvenca vzorčenja višja, je najdaljši čas sporočila, ki ga lahko shranimo v pomnilnik, krajši. Velja tudi obratno. S tega vidika bi si želeli, da je frekvenca vzorčenja čim nižja, vendar pa se z nižanjem frekvence istočasno niža tudi zgornja meja frekvenčnega spektra shranjenega sporočila. Teorija pravi, da na tak način lahko vzorčimo signale, katerih frekvenca je največ polovica frekvenca vzorčenja. V praksi je ta meja še nekoliko nižja.

Preden govorni signal vzorčimo, pa je potrebno odstraniti vse signale, ki so po frekvenci višji od tistih, ki jih še lahko vzorčimo. Brez tega bi lahko

Zasnova in postavljanje zahteve

Pregledal sem kar nekaj različnih primerov radioamaterskih papig, vendar me noben meni dostopnih ptičev,

ni dovolj navdušil. Odločil sem se narediti svojo verzijo papige. Po štirih popravkih prvočne verzije sem dobil napravo s sledećimi lastnostmi:

- papiga ima možnost dveh različnih sporočil (cq v dveh jezikih).

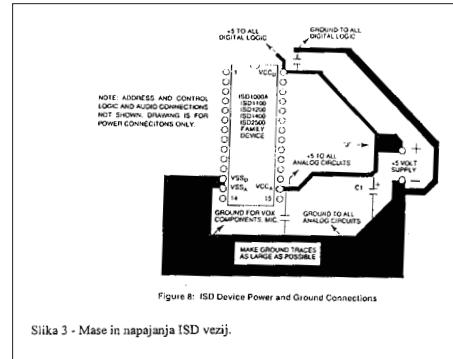
Če uporabimo ISD vezja primerne velikosti, te zahteve ni pretirano težko izpolniti. Sam sem uporabil ISD2560, ki si lahko shrani 60 sekund dolgo sporočilo. S preklopom enega samega naslova na ISD2560 sem tako dobil dve primerne dolgi sporočili. Vsi, ki dveh sporočil ne potrebujete, lahko uporabite cenejši ISD1020 ali pa celo ISD1016. V obstoječi papigi sem obe vezji preizkusil. V tem primeru seveda ne potrebujemo stikala za preklop sporočil. Nožico za preklop sporočila je potrebno vezati na maso. Preizkusil sem tudi ISD2590. Tudi ta deluje dovolj dobro (modulacija je za malenkost bolj zamolkla, zaradi nižje frekvence vzorčenja), vendar tako dolgih sporočil (90 oziroma dvakrat po 45 sekund) ne potrebujemo. Odsvetoval pa bi uporabo ISD25120, saj je mejna frekvanca pasovnega filtra v vezju samem postavljena na 1.7kHz, kar ni več dovolj za dobro SSB modulacijo.

- efekt različne barvne modulacije se ob prehodu s papagaja na delo z mikrofonom ne pozna.

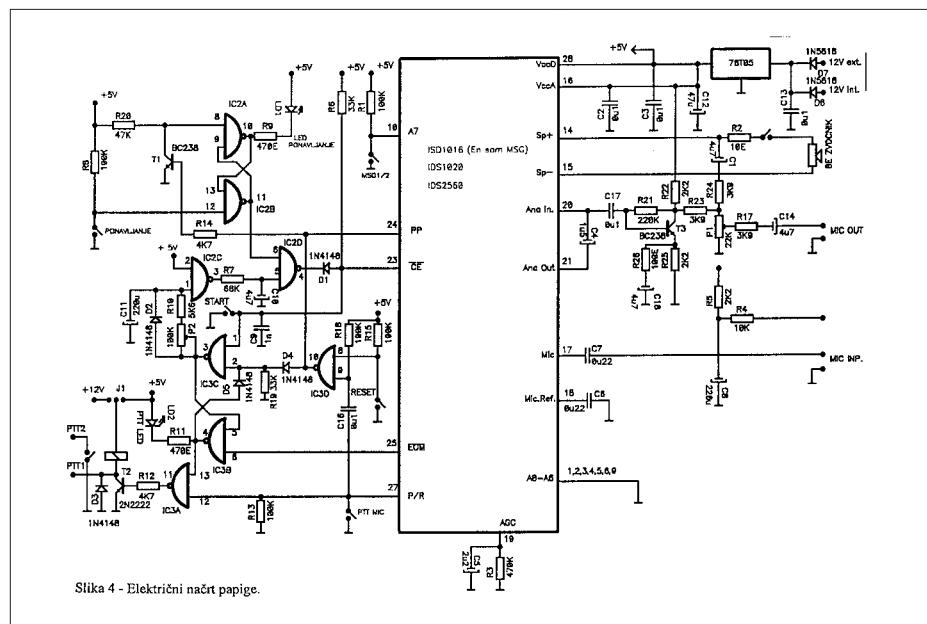
Misel se vsiljuje kar sama. Vpis sporočila v pomnilnik ISD vezja mora potekati preko istega mikrofona, kot ga kasneje uporabljamo za delo s postajo. Tako smo prihranili že en mikrofon. Vendar se je izkazalo, da to ni dovolj. Običajno sporočilo shranimo v papigo, ko imamo dovolj časa in bistveno manj adrenalina kot takrat, ko hitimo odgovarjati prvemu DX korespondentu. Nivo signala (kričanja) je ob začetku bistveno višje, na koncu tekmovanja pa običajno nižja kot takrat, ko smo sporočilo snemali. Problem je rešljiv z uporabo ojačevalnika s spremenljivim ojačenjem. Tak ojačevalnik ISD vezja vsebujejo. Na žalost je vključen samo pri vpisovanju sporočil v pomnilnik. No, tu pomaga majhna prevara. PTT tipka mikrofona postavi ISD vezje v stanje, ki omogoča vpisovanje sporočil v pomnilnik, tako aktiviramo ojačevalnik spremenljivim ojačenjem. Signal za začetek vpisa v pomnilnik v tem primeru ne sme biti vključen, saj bi v drugače prekrili vsebino že posnetega sporočila v papigi. Tak ojačevalnik s spremenljivim ojačenjem se dobro izkaže tudi v primeru, ko z eno roko držimo anteno, z drugo postajo, s tretjo..., mikrofon pa prosto leta okrog glave, ali pa na PTT pritiskamo kar s koleni.

- delovanje je zanesljivo tudi v velikem elektromagnetskem polju (qro ctest).

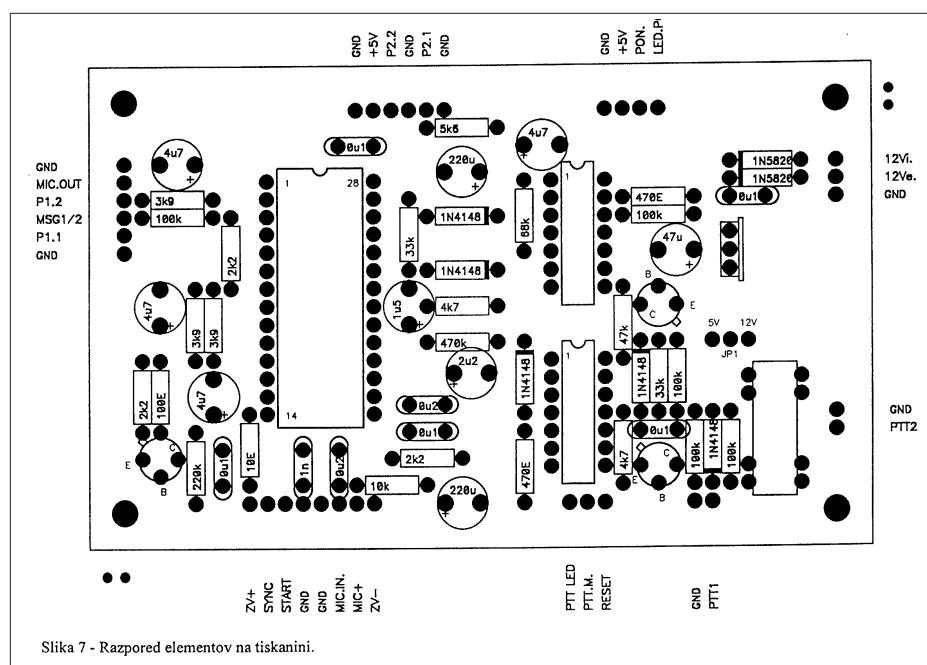
Zahteva se zdi samoumevna, vendar je večina poizkusnih ptičev že primalo večjem pritisku (40 W - 2m) kazala znake živčnosti, nekaterih pa so prav histerično vreščali. Tu se je izkazalo, da je potrebno dosledno upoštevati navodila proizvajalca. Pravilno narejena tiskanina z dovolj mase in pravilno speljanim napajanjem



Sect. 3. Methods and Results



Slika 4 - Električni načrt papige

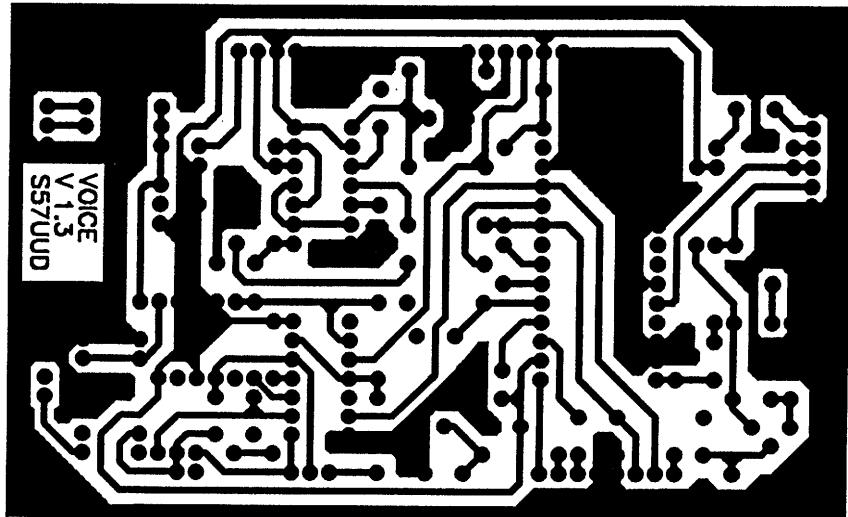


Slika 7 - Razpored elementov na tiskanini

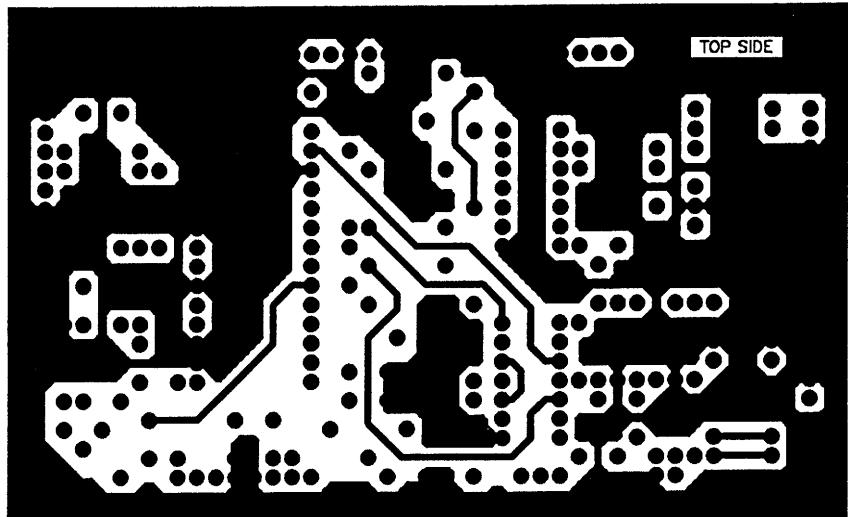
za analogni in digitalni del ISD vezja v celoti reši ta problem. Proizvajalec je to prikazal na sliki 3. Tiskanina mora torej biti obojestransko kaširana s čim več mase. Prav tako mora biti ožičenje izvedeno korektno, škatla pa naj bo kovinska, še najbolj iz 0.6mm debele Al pločevine.

- uporaba je enostavna z majhnim številom tipk in gumbov.

Papiga ima kljub temu kar nekaj gumbov in tipk. No, nekatere lahko tudi izpustimo ali pa jih montiramo na zadnjo steno škatle. Stikalo za preklop med dvema sporočiloma, lahko ob uporabi ISD1016 izpustimo,



Slika 5 - Tiskano vezje - spodnja stran .



Slika 6 - Tiskano vezje - zgornja stran.

pa tudi drugače ni nujno potrebno. Tudi LED niso nujne (moj prototip ima še sedaj samo luknje namesto LED). Na prednji plošči so tipke za reset papige, za enkratno reprodukcijo sporočila in tipka za start ponavljanja. Tu sta še potenciometra za nastavitev časa med ponovitvami sporočila. Papiga je narejena tako, da jo priključimo med mikrofon in postajo. Na škatli papige je mikrofonski priključek, iz škatle pa visi kos kabla s priključkom na postajo. Že hiter pritisk na PTT mikrofona popolnoma izključi delovanje papige. V funkciji ostane le še mikrofonski ojačevalnik z AGC. Sporočilo vpisemo v papigo tako, da držimo pritisnjeno PTT tipko na mikrofonu in nato držimo tipko za

enkratno reprodukcijo. Sporočilo se vpisuje v pomnilnik dokler držimo tipko.

Izvedba in delovanje

Električni načrt papige je prikazan na sliki 4. Poleg ISD sta tu še dve CD4011 vezji. IC3B in IC3C sestavlja flip-flop, ki drži PTT preko IC3A na oddaji v času trajanja sporočila. IC2C in IC2D služita za časovno zakasnitev pri ponavljanju sporočila. Potenciometer P2 omogoča nastavljanje zakasnitev od 2 do 20 sekund. IC2A in IC2B sestavljata flip-flop, ki dovoljuje ponavljanje. Visok nivo na nožnici 11 pos-

tavimo s tipko za ponavljanje. Prepoved ponavljanja dosežemo s pritiskom na PTT ali s tipko RESET. RX-TX na postaji lahko preklapljam na več načinov. Običajno zadovoljuje preklapljanje s tranzistorjem 2N2222, v tem primeru lahko rele izpustimo. Če pa bi radi imeli zelo zanesljivo preklapljanje ne glede na višino in polariteto napetosti, ki jo postaja daje, potem je rele najzanesljivejši način. Uporabil sem mali rele v podobnem ohišju kot so integrirana vezja, ker je energetsko najmanj zahteven. Najpogosteje se ti releji dobijo za napetost 5V. Priporočam pa 12V izvedbo, ker porabi še manj toka. Poraba celotnega vezja je v stanju mirovanja izredno majhna, zato si lahko omislimo malo 9V baterijo, kar znotraj ohišja, 12V rele v tem primeru ne ustreza. Ko papigo uporabljamo samo kot mikrofonski ojačevalnik z avtomatsko regulacijo ojačanja, dobimo na 21 nožici ISD vezja precej nižji signal pomnilnika. Da bi nivoja izenačil, sem uporabil tranzistor BC238, ki deluje kot NF ojačevalnik. V odvisnosti od posameznega primerka ISD vezja je potrebno prilagoditi ojačenje te stopnje. To naredimo s povečanjem oziroma zmanjšanjem vrednosti upora R26. Vrednosti se gibljejo od 68E do 180E, vendar 100E v večini primerov popolnoma ustreza. Lahko se poigramo tudi s C5, ta nam skupaj z uporom R3 določa časovno konstanto AGC-ja. Običajne vrednosti so od 1 do 6.8. Še o napajanju! Sam imam v istem ohišju dve papigi, pri čemer koristim samo eno vezje 78T05 za stabilizacijo napetosti na 5V. Če imate samo eno papigo, lahko uporabite tudi običajni 7805. Slika 5 prikazuje tiskanino s spodnje, slika 6 pa s strani montažne elementov. Slika 7 nudi razpored in vrednosti elementov na tiskanini.

Za bolj zahtevne

Za tiste, ki v tekmovanju delajo na dveh, treh ali več bandih istočasno, naj omenim možnost zmanjšanja lastnega x-band QRM-a s pomočjo sinhronizacije istočasnega ponavljanja več papig. Za single-op je na višjih bandih zanimiva sinhronizacija dveh papig, ki oddajata izmenično, tako lahko operater stalno sprejema na enem ali drugem bandu. Papige nudijo možnost gradnje vezja, ki bi poskrbelo tudi za rešitev problema rušenja sinhronizacije v primeru, ko na enem ali drugem bandu vzpostavljamo zvezo. Prijetno vihtenje spajkalnika in dvojno število točk v CTEST'u želim.

Enostaven žarilec za parabolično anteno

Simple feed for parabolic antenna

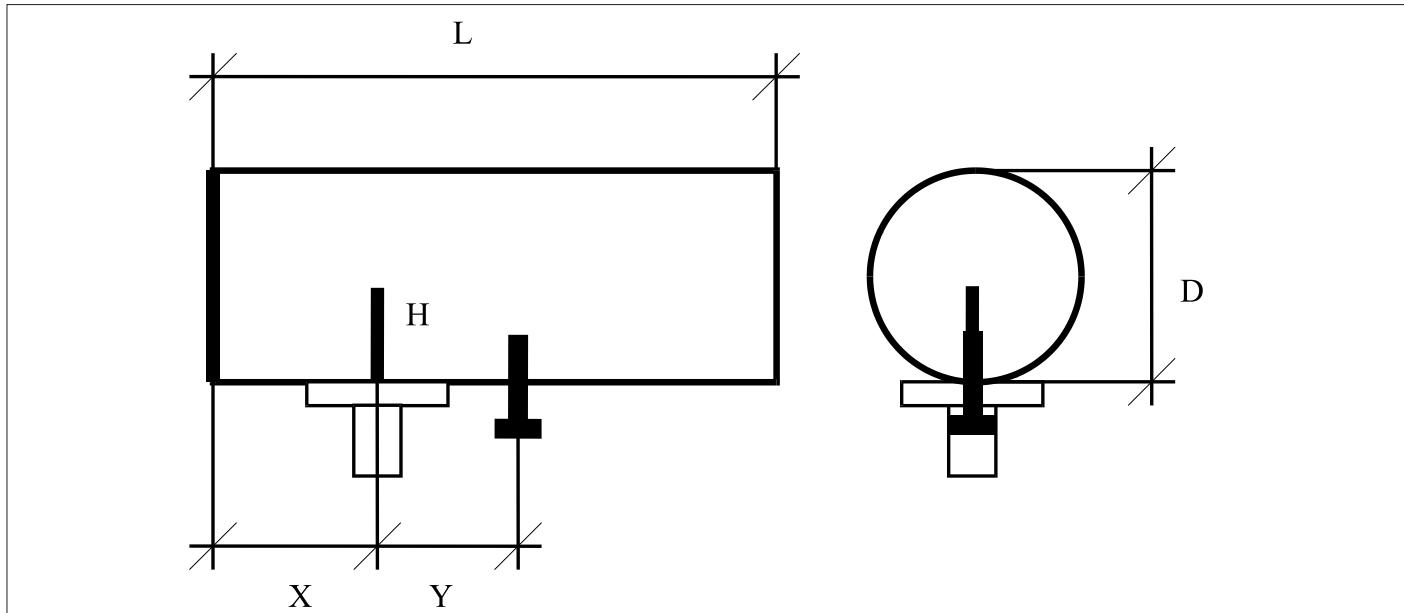
Robert Vilhar - S53WW

Opisani žarilci so namenjeni za osvetljevanje parabol, ki imajo razmerje med goriščem in premerom $f/D=0,4\dots0,5$. Narejeni so iz standardnih bakrenih ali mesingastih cevi. Na sliki 1 je prikazana splošna geometrija žarilca, v tabeli 1 pa so podane dimenzijske za 9,6 in 3 cm frekvenčni pas. V tabeli podan premer cevi je notranji premer. Debelina stene cevi je lahko 0,5-2 mm. Antenico višine H (končni meri je potrebno dodati debelino stene cevi), ki jo pricinimo na SMA konektor, izdelamo iz 2 mm debele bakrene ali posrebrene žice. Na levi strani cev zapremo - zacinimo ploščico. Mera X je vzeta z notranje strani cevil! Na razdalji Y od konektorja dodamo ugleševalni vijak (M2,5 ali M3).

Described feeds are intended for illuminating parabolic antennas with $f/D=0,4\dots0,5$. Feeds are fabricated from standard copper or brass tubing. Figure 1 shows general geometry of the feed, and Table 1 gives all the relevant dimensions. Diameter given in Table 1 is inner diameter of the tube. Wall thickness can vary from 0,5 to 2 mm. The monopole with height H (for the final length one must add the wall thickness) that is soldered to the SMA connector is made from 2 mm thick copper or silvered wire. Tube is closed on the left side by soldering small plate. Dimension X is taken from the inner side of the tube! Tuning screw is inserted at the distance Y from the connector (M2,5 or M3).

Tabela 1: Dimenzijske antene s slike 1.

	3,4	5,7	10,4	GHz
D	68,0	39,0	20,0	mm
L	170,0	190,0	100,0	mm
X	24,5	15,0	10,0	mm
Y	67,0	41,0	27,0	mm
H	20,0	11,5	6,8	mm



Slika 1: Geometrija preprostega žarilca za parabolno anteno. D je notranji premer cevi!

Lecherjev vod

Matjaž Vidmar - S53MV

1. Uvod

Izdelava radijskih postaj in ostale radioamaterske opreme zahteva tudi ugaševanje in umerjanje ter pogosto tudi iskanje napak, za kar potrebujemo določeno merilno opremo. Pri merilni opremi je treba seveda paziti na razmerje med uporabnostjo na eni strani in ceno ter komplikiranostjo na drugi strani: marsikateri merilni inštrument, še posebno za visoke frekvence, je za nas radioamaterje nedostopen zaradi visoke cene ali komplikiranega načina uporabe, do istih merilnih rezultatov pa lahko pridemo tudi po enostavnejši poti.

Ena najpomembnejših visokofrekvenčnih meritev je merjenje frekvence. Frekvenco lahko merimo na aktivnem merjencu, ki sam oddaja visokofrekvenčne signale, naprimer na oddajniku, oziroma iščemo rezonanco pasivnega vezja: nihajnega kroga, rezonatorja ali kremenčevega kristala.

Radioamaterji običajno merimo frekvenco aktivnega vezja s tremi različnimi merilnimi inštrumenti: z grid-dip metrom, z digitalnim frekvenčmetrom ali pa s spektralnim analizatorjem. Grid-dip meter je najstarejši merilnik in ni kdove kako točen (okoli 2%), zato pa lahko z enim samim enostavnim merilnikom opravimo več različnih meritev in celo poiščemo harmonike in druge nezaželjene frekvence. Zato je grid-dip meter osnovni radioamaterski merilni inštrument.

Digitalni frekvenčmeter je dosti bolj točen od grid-dip metra, žal pa ne zna razlikovati med harmoniki in drugimi nezaželenimi signali in je zato pri uporabi potrebna določena previdnost oziroma si je treba pomagati z grid-dip metrom! Spektralni analizator je najbolj popoln in tudi najdražji merilnik, ki zmore poiskati tudi zelo šibke nezaželjene signale, žal pa njegova točnost zaostaja za digitalnim frekvenčmetrom in za dokončno iskanje in odpravljanje napake še vedno ne moremo brez enostavnega grid-dip metra...

Žal se grid-dip meter ne da izdelati za zelo visoke frekvence. Omejitev za običajne konstrukcije grid-dip metrov je nekje okoli 300MHz, večina teh

merilnikov pa komaj doseže 200MHz. Z moderno polprevodniško tehnologijo bi se sicer dalo pomakniti to mejo na vsaj 1GHz in mogoče še kaj več, če bi za vsako področje izdelali svojo merilno glavo s svojim oscilatorjem. V radioamaterski literaturi je sicer bilo opisanih več različnih merilnikov, podobnih grid-dip metru, za frekvence nad 300MHz, vendar se nobena od teh naprav ni obnesla zaradi komplikirane izdelave, ozkega frekvenčnega področja ali premajhne točnosti meritve.

Pravo nadomestilo za grid-dip meter za frekvence nad 300MHz je nekoliko drugačen merilnik, ki ga imenujemo Lecherjev vod. Lecherjev vod pokriva zelo široko frekvenčno področje in je celo enostavnejši za izdelavo od grid-dip metra, hkrati pa ta naprava ne potrebuje umerjanja!

Žal je ta preprost, a točen merilnik po krivici utonil v pozabo, iz ne ravno prepričljivih razlogov. Pri profesionalcih se je izgleda ukoreninilo načelo, da veljaš toliko, kolikor stane tvoja merilna oprema. Od "radioamaterjev", ki so si vse svoje tehnično znanje, za vse večne čase, pridobili v enem samem tednu pred radiooperatorskim izpitom, pa si tudi ne moremo kaj dosti pričakovati.

V tem članku bom zato skušal popraviti to nezaslišano krivico in opisati, kako deluje Lecherjev vod, kako si ga lahko sami doma izdelamo in kaj vse lahko z njim merimo.

2. Osnove delovanja Lecherjevega voda

Pod imenom "Lecherjev vod" sicer poznajo radioamaterji več različnih naprav. Običajno se to ime uporablja za simetričen dvovod, sestavljen iz dveh vzporednih vodnikov okroglega prereza ter zrakom oziroma praznim prostorom med vodnikoma kot

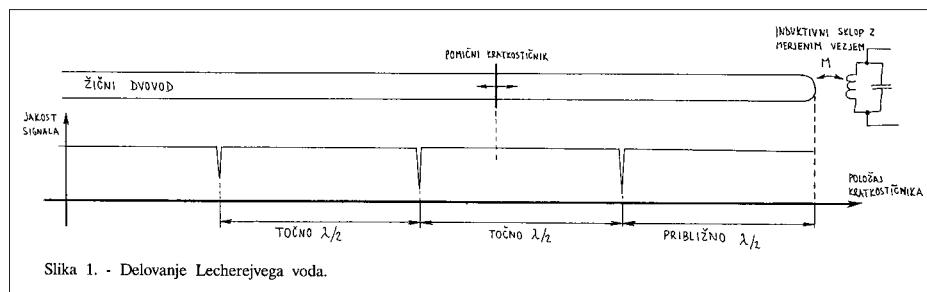
dielektrikom. Takšen dvovod lahko uporabljamo kot prenosni vod med radijsko postajo in anteno, oziroma kot rezonator tako, da izkoriščamo različne pojave stojnega valovanja na dvovodu.

Lecherjev vod uporabljamo kot merilnik frekvence tako, da na njemu izkoriščamo rezonančne pojave zaradi stojnega valovanja. Pri tem je meritev frekvence tem bolj točna, čim višji je Q-faktor (kvaliteta) rezonatorja. Visok Q dobimo tako, da rezonančni vod ni obremenjen, pač pa je na obeh koncih zaključen s čistim kratkim stikom. Mehanski ekvivalent za kratko sklenjen vod je togo vpeta struna: če zanemarimo trenje z zrakom, bo struna nihala tem dlje, čim bolj togo je vpeta.

Osnovna meritev z Lecherjevim vodom je prikazana na Sliki 1. Dvovod je na enem koncu nepremično kratko sklenjen. V rezonanci bo na kratko sklenjenem koncu dvovoda ničla (vozel) napetosti in maksimum (hrbet) toka. Ker bo v tej točki dvovoda močno magnetno polje, je takšno napravo smiselno induktivno sklopiti na tuljavo v merjencu, naprimer na tuljavo merjenega nihajnega kroga.

Na drugem koncu kratko staknemo merilni dvovod s pomočjo premičnega kratkostičnika. Takšen dvovod bo v rezonanci takrat, ko razdalja med obema kratkostičnikoma znaša celoštivilski mnogoratnik POLOVICE valovne dolžine merjenega signala. Ko s premičnim kratkostičnikom najdemo rezonanco, se naprava obnaša podobno kot grid-dip meter: v rezonanci je prenos moči iz merjanca v merilni dvovod največji, merilni dvovod takrat najbolj "odžira" signal iz merjanca, zato je takrat signal v merjencu najbolj dušen.

Opisana izvedba Lecherjevega voda ne vsebuje niti izvora signala niti detektorja, saj privzamemo, da merjene sam proizvaja visokofrekvenčni



Slika 1. - Delovanje Lecherjevega voda.

signal in da jakost signala merimo na nek drug način. S takšnim Lecherjevim vodom torej ne moremo meriti povsem pasivnih vezij, na primer osamljenega nihajnega kroga. V praksi pa so nihajni krogi, rezonatorji ipd vedno vgrajeni v vezje, ki proizvaja signale in ponavadi ima tudi prikaz izhodnega signala, na primer indikator moči oddajnika ali pa S-meter sprejemnika.

Lecherjevemu vodu bi sicer lahko vgradili lasten indikator rezonance, vendar bi takšen detektor odžiral moč merjenega signala. S tem bi znižali Q-faktor Lecherjevega voda ter tako pokvarili točnost meritve, zato se takšna rešitev v praksi ni obnesla. Še težje bi bilo izdelati detektor, ki bi pokrival zelo široko frekvenčno področje in zelo velik razpon jakosti signalov, ki jih običajno merimo z Lecherjevim vodom.

Kolikšna pa je točnost Lecherjevega voda kot merilnika frekvence? Če spet pomislimo na primerjavo s podobno mehansko napravo, s struno, se v resnici strune ne da nikoli povsem togo vpeti, zato je dolžina strune samo približno enaka celotneštevilskemu mnogokratniku polovice valovne dolžine. Pri električnem Lecherjevem vodu imamo podoben pojav: zaradi parazitne induktivnosti obeh kratkostičnikov, pomicnega in nepremičnega, bo izmerjena rezonančna dolžina nekoliko krajsa od resničnega mnogokratnika polovice valovne dolžine.

Klub temu lahko z opisanim Lecherjevim vodom povsem TOČNO izmerimo valovno dolžino! Kako? Napaka zaradi parazitne induktivnosti kratkostičnikov je konstantna, v dolžinskih enotah, ne glede to, katero rezonanco ali mnogokratnik opa-

zujemo. To pomeni, da bo razdalja od začetka voda do prvega minimuma samo PRIBLIŽNO enaka polovici valovne dolžine, razdalja od prvega minimuma do drugega pa je VEDNO NATANČNO enaka polovici valovne dolžine. Enako velja za vse sledče rezonance.

Z opisanim Lecherejvim torej najprej grobo izmerimo valovno dolžino iz razdalje med začetkom voda in prvim minimumom. Točen rezultat dobimo iz razdalje med prvim in drugim minimumom. Še bolj točen rezultat pa dobimo tako, da izmerimo razdaljo med več zaporednimi minimumi ter izmerjeno razdaljo ustreznou delimo. Žal postajajo zaradi izgub v dvovodu in sevanja minimumi vse bolj plitvi, pa tudi dolžina našega merilnika je v praksi omejena.

Iz izmerjene valovne dolžine je treba končno še izračunati frekvenco. Po simetričnem dvovodu se širi TEM vrsta valovanja, zato je hitrost takšnega valovanja kar enaka svetlobni hitrosti in je račun enostaven. Za zračni vod hitrost valovanja sicer malenkostno odstopa od tiste v praznem prostoru (je za okoli 0.015% manjša) zaradi dielektrične konstante zraka. Točnost meritve z Lecherjevim vodom je zato omejena s točnostjo, s katero lahko odčitamo razdaljo med dvema zaporednima minimumoma, to je okoli 0.5%. Lecherjev vod je zato tudi nekliko točnejši od grid-dip metra.

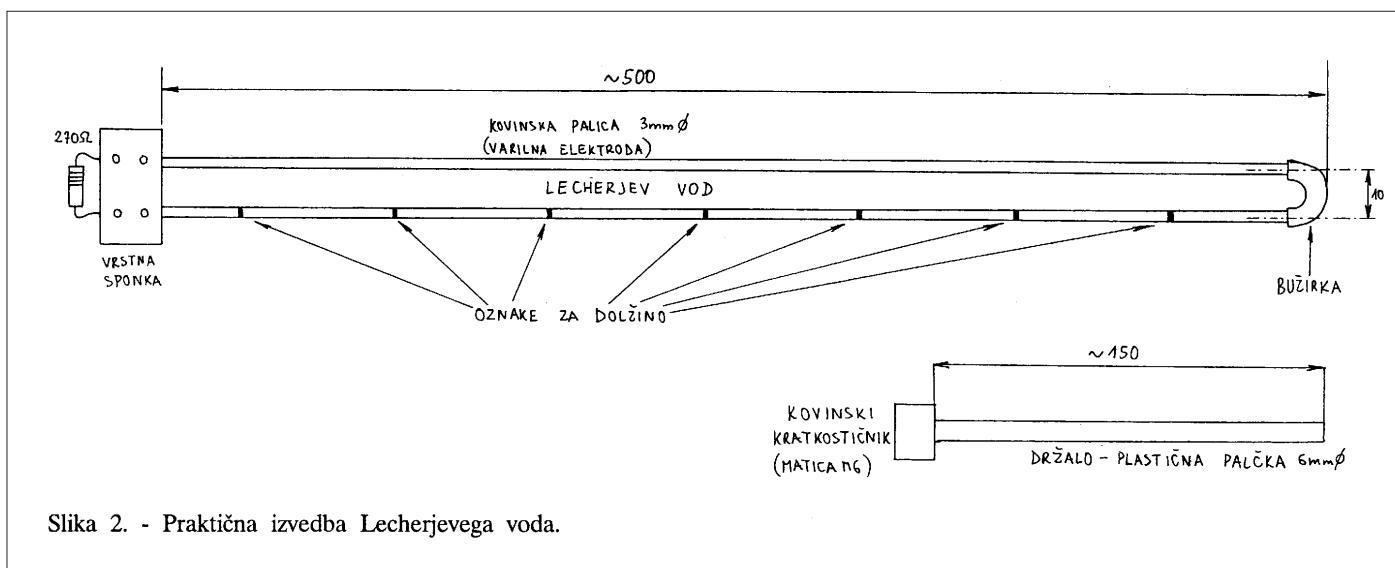
3. Praktična izvedba in izdelava Lecherjevega voda

Praktična izvedba Lecherjevega voda je prikazana na Sliki 2. Frekvenčno področje Lecherjevega voda

je navzdol omejeno z njegovo dolžino. Ker moramo imeti za nižje frekvence v vsakem slučaju grid-dip meter, je praktična izbira dolžine Lecherjevega voda okoli pol metra. S takšnim merilnim vodom lahko grobo merimo frekvence nad 300MHz (takrat je celotna dolžina voda enaka polovici valovne dolžine) in povsem točno frekvence nad 600MHz, ko lahko izmerimo razdaljo med dvema minimumoma.

Lecherjev vod izdelamo iz kakšnekoli kovinske žice, ki pa mora biti zadosti toga. Še najprimernejša je varilna elektroda dolžine 1m in premera 3mm, ki jo na sredini zvijemo v obliki črke U. Ker bomo na merilnem vodu merili dolžine, je smiselno opremiti vsaj en krak voda z dolžinskimi oznakami. Odprt konec voda utrdimo z električarsko vrstno sponko tako, da sta oba kraka voda vzpopredna. Razdalja med žicami dvovoda sicer ni pomembna za delovanje Lecherjevega voda, vendar je smiselna izbira okoli 10mm (med središči žic). Upor 270ohm na odprttem koncu dvovoda naj bi dušil nezažljene rezonance neuporabljenega dela dvovoda.

Na zaokroženi, kratkostaknjeni koncu Lecherjevega voda je smiselno navleči primerno bužirko, saj se s tem koncem pri meritvi približujemo delijočemu merjencu, kjer lahko z golo žico povzročimo kratek stik in s tem uničenje dragih sestavnih delov. Med meritvijo držimo Lecherjev vod z roko na drugem koncu, za vrstno sponko, ki tako hkrati služi tudi kot izolirano držalo. Da se z roko prevečne približamo merilnemu vodu, je smiselno uporabiti daljšo vrstno sponko z več kontakti. Pri tem seveda odstranimo kovinske dele neupo-



Slika 2. - Praktična izvedba Lecherjevega voda.

rabljenih kontaktov in pustimo samo plastično ohišje kot držalo.

Tudi pomicni kratkostičnik mora biti na izoliranem držalu dolžine okoli 15cm, da se tudi z drugo roko med meritvijo preveč ne približamo merilnemu vodu. Kot držalo kratkostičnika uporabimo trdno plastično palčko ali še boljše cevko premera okoli 6mm. Na konec palčke nabi-jemo kovinsko matico M6, primerno podložko ali pa košček kovinske cevi, ki bo služil kot premični kratkostičnik. Premer tega kovinskega koščka naj bo nekaj mm večji od razdalje med vodnikoma Lecherjevega voda, tako da ob pritisku primerno naleže na eno stran voda. Za točnost meritve je seveda pomembno, da pri obeh merjenih minimumih držimo kratkostičnik v enakem položaju in pod enakim kotom glede na merilni vod!

Frekvenčno področje uporabe Lecherjevega voda je navzgor omejeno edino z razširjanjem višjih valovodnih rodov, ki niso več TEM in se

ne razširjajo s svetlobno hitrostjo. Takšni valovodni rodovi se začnejo razširjati po dvovodu takrat, ko postane razdalja med žicama dvovoda primerljiva s polovico valovne dolžine. Dodatni valovi, ki se širijo z drugačno hitrostjo, bi seveda povzročili dodatne rezonance in s tem dodatne minimume pri premikanju kratkostičnika.

Na srečo sta sevanje in dušenje višjih valovodnih rodov dosti večja, zato imajo te rezonance Lecherjevega voda nizek Q-faktor in bi jih na ta način lahko ločili od TEM rezonanc. Za opisano konstrukcijo Lecherjevega voda ustrezna razdalja 10mm med vodnikoma polovici valovne dolžine pri frekvenci 15GHz, zato sem nam pri nižjih frekvencah ni treba bati čudnih pojavov. Opisano konstrukcijo sem sicer praktično preizkusil vse do 12GHz (pri uglasjevanju sprejemnika za satelitsko TV) in tudi na 12GHz se je Lecherjev vod še vedno izkazal zelo točen. Z meritvijo razdalje med več zaporednimi mini-

mumi sem tudi na 12GHz še vedno izmeril frekvenco točneje od 1%.

4. Meritve z Lecherjevím vodom

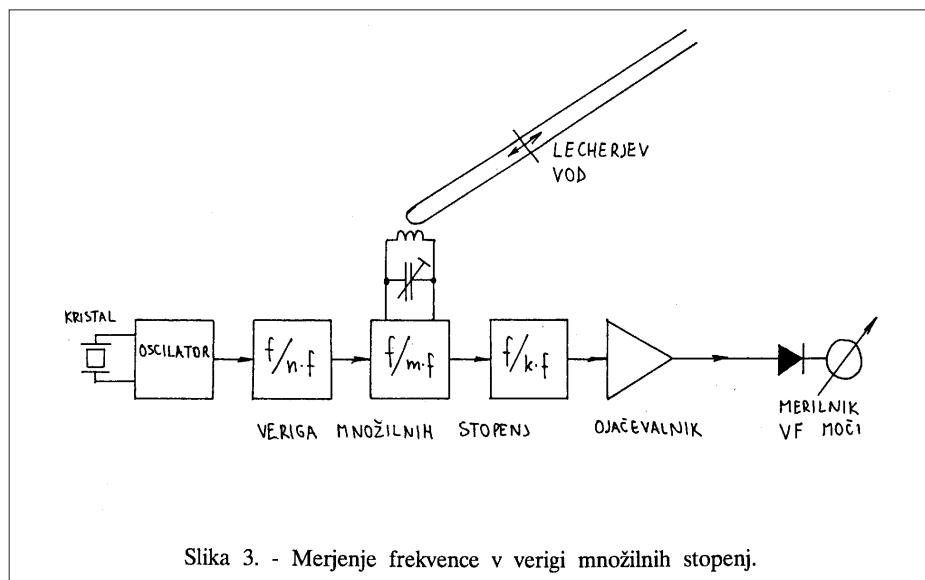
Z Lecherjevim vodom lahko na-redimo več različnih meritev, v vsakem slučaju pa je potrebno Lecherjev vod sklopiti na merjene. Običajno uporabljamo magnetni sklop na tul-jave ali rezonančne vode v merjenem vezju. S predelavo Lecherjevega voda bi se sicer dalo doseči tudi električni sklop, vendar se ta rešitev v praksi ni obnesla.

Pri frekvencah nad 1GHz imamo sicer bolj poredko opraviti s pravimi tuljavami, saj ne moremo zanemariti kapacitivnosti vodnikov. Z Lecherjevim vodom zato najpogosteje merimo rezonančne vode različnih izvedb: zračne rezonančne vode, mikrotrakaste vode na tiskanih vezjih in drugo. Pri merjenju rezonančnih vodov moramo sicer paziti na porazdelitev toka in napetosti na vodu. Če želimo magnetni sklop z merilnim vodom, potem je treba Lecherjev vod približati merjencu tam, kjer ima ta maksimum (hrbet) toka in minimum (vozel) napetosti. Pri četrtrvalovnih rezonatorjih je treba Lecherjev vod približati ozemljenemu koncu rezonatorja in ga zasukati tako, da zajame čim več magnetnega polja rezonatorja.

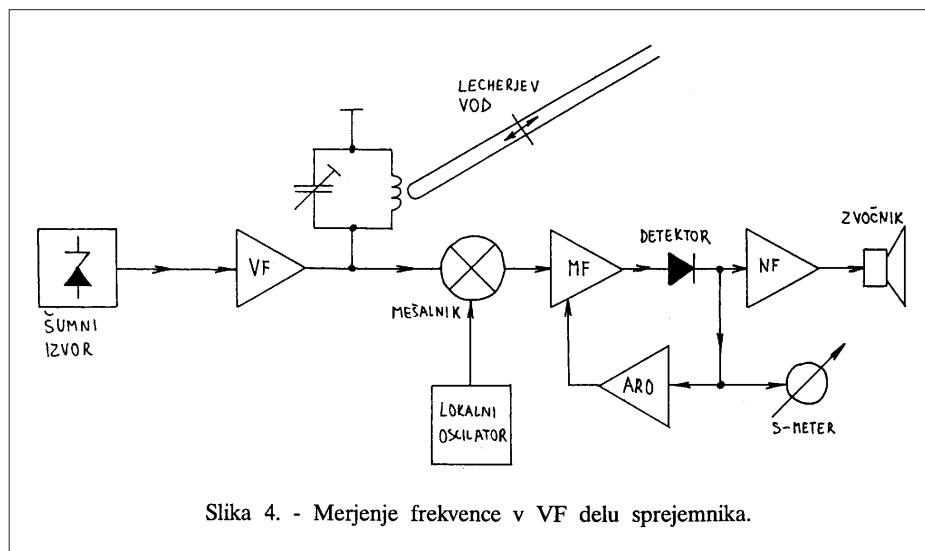
Lecherjev vod lahko sicer sklopimo tudi na mikrotrakasti prenosni vod, ki ni rezonančen, le da je tu dosti težje opazovati rezonančne minimume, saj so dosti bolj plitvi. Nenazadnje lahko Lecherjev vod sklopimo tudi na mikrovalovni valovod ali lijakasto anteno tako, da s koncem Lecherjevega voda zajamemo čimveč magnetnega polja v valovodu ali anteni.

Lecherjev vod najpogosteje uporabljam zato, da preverimo frekvenco delovanja oscilatorja, verige množilnih stopenj ali celega oddajnika, kot je to prikazano na Sliki 3. Pri verigah množilnih stopenj moramo biti posebno previdni, saj so tu nezaželjene frekvence v harmonskem razmerju z željeno frekvenco in lahko isti minimum ustreza več različnim frekvencam. Z Lecherjevim vodom to preverimo tako, da poiščemo še lego in globino ostalih minimumov in primerjamo rezultate s pričakovanji. Kaj takšnega seveda ne moremo narediti z digitalnim frekvencmetrom.

Pri uglaševanju verige množilnih



Slika 3. - Merjenje frekvence v verigi množilnih stopenj.



Slika 4. - Merjenje frekvence v VF delu sprejemnika.

stopenj seveda ni nujno, da priključimo detektor ali merilnik VF moči na izhod vezja za opazovanje signala. Pri uglasovanju posameznih stopenj bi bilo zaželeno, če bi imeli detektor kar na izhodu merjene stopnje oziroma na vhodu naslednje. Takšen detektor je običajno že vgrajen v merjeno vezje, saj vsebuje naslednja stopnja nelinearen sestavni del, tranzistor ali kaj drugega, za množenje, mešanje ali ojačevanje signalov. Najpogosteje so množilne stopnje z bipolarnimi tranzistorji in tukaj naravnost merimo usmerjeno VF napetost na BE spoju tranzistorja, s čisto navadnim voltmetrom, seveda preko VF dušilke, da ne motimo vezja.

Z Lecherjevim vodom pa lahko merimo tudi frekvenco zelo šibkih signalov, kot je to prikazano na Sliki 4. V VF delu sprejemnika merimo frekvenco nihajnih krogov (ali rezonatorjev) tako, da na vhod sprejemnika priključimo širokopasovni generator, to je šumni izvor s plazovno diodo. Pri tem S-meter sprejemnika sicer pokaže nek odklon in z uglasovanjem nihajnih krogov lahko tudi poiščemo maksimum, le da ne vemo, na katero frekvenco uglasujemo sprejemnik: pravo, zrcalno ali celo kakšen nezaželen produkt me-

sanja? Uganko reši Lecherjev vod, ki ga sklopimo na merjeni nihajni krog (ali rezonator). Ko privedemo Lecherjev vod v rezonanco s frekvenco nihajnega kroga, bo Lecherjev vod dušil tudi zelo šibek signal iz šumnega generatorja in na S-metru bomo odčitali minimum.

5. Zaključek

Lecherjev vod je eden osnovnih merilnih inštrumentov, ki bi jih moral imeti mikrovalovni radioamater. Skupaj s šumnim generatorjem in detektorjem/merilnikom VF moči zadošča za katerokoli uglasovanje radioamaterskih mikrovalovnih sprejemnikov, oddajnikov ali transverterjev.

Lecherjev vod tudi ne potrebuje nobenega umerjanja, saj je merjena veličina enostavno razdalja med minimumi na vodu in je neodvisna od ostalih dimenzij in izvedbe merilnika. Meritev frekvence ali valovne dolžine tako prevedemo na meritev razdalje, ki se da izmeriti z ravnalom, ki ga dobimo v vsaki knjigarni. (Pozor! Nekatera lesena ravnila iz naših knjigarn se ob vlažnem vremenu raztegnejo tudi za več kot 1%!) Meritev z Lecherjevim vodom lah-

ko dopolnijo bolj komplikirani merilniki, kot so digitalni frekvencmeter ali spektralni analizator, toda ta dva merilnika ne moreta v nobenem slučaju popolnoma nadomestiti Lecherjevega voda. Digitalni frekvencmeter je v prisotnosti več signalov z različnimi frekvencami neuporaben. Spektralni analizator pa ima razen željenega odziva še kopico neželjenih produktov mešanja, še posebno v mikrovalovnem področju na frekvencah nad 2GHz. Čeprav imam tudi sam doma mikrovalovni digitalni frekvencmeter in spektralni analizator, je končna kontrola z Lecherjevim vodom nenasvetljiva.

Za konec pa še to: "profesionalci", ki se vedno bahajo s tem, koliko desettisoč dolarjev ali mark stane njihova merilna oprema iz tovarn z visokoletičimi imeni, s tem ponavadi samo dokazujo svoje tehnično neznanje. Sam se že večkrat dobil v popravilo ali uglasovanje mikrovalovne amaterske transverterje, ki se jih na superprofesionalni opremi nikakor ni dalo umeriti ali popraviti, pri meni doma pa je vse uganke razrešil zanikrni dobr star Lecherjev vod!

Podrobnejše informacije o posameznih člankih oziroma napravah opisanih v tej publikaciji, lahko dobite pri posameznih avtorjih:

S53MV - Matjaž Vidmar

Sergeja Mašere 21, 5000 NOVA GORICA
Email: s53mv@uni-mb.si

S53WW - Robert Vilhar

E-mail: robert.vilhar@iskratr.si

S57UUD - Darko Volk

HAM: S57UUD@S50BOX.SVN.EU
Email: darko.volc@siol.net
Tel.: +386 67 632-765

S51JN - Alojz Poberaj

Vodopivčeva 11, 6000 KOPER

S57UUU - Marko Čebokli

s57uuu@lea.hamradio.si

S52ZB - Želko Božič

Rozmanova 24a, 6250 ILIRSKA BISTRICA
s52zb@s55tcp.ampr.org

S53KS - Primož Lemut

primož.lemut@ultra.si

RTV KLUB MURSKA SOBOTA

P.P. 70, 9000 MURSKA SOBOTA, www.s53m.com

S51ZO - Jože Herman, e-mail: jozefa.herman@guest.arnes.si

S55HH - Jani Kovač, e-mail: s55hh.jani@siol.net

**Posamezne komponente,
tiskana vezja,
ohišja, kite...
za mikrovalovne naprave
od S53MV,
je možno kupiti pri:**

**Parts and PCBs
for Articles by S53MV
are available from:**

Branko Zemljak - S57C

**Phone GSM:
+386 (0)41 717 714**

**Phone Home:
+386 (0)61 751 131**

**E-mail:
s57c@hamradio.si**

IARU REGION 1 VHF AND MICROWAVE BEACON LIST

ISSUE 1E/1998 May 16 1998

This list of VHF/UHF Beacons is compiled for IARU Region 1 by G3UUT of the RSGB VHF Committee. Many thanks to the VHF/UHF/ Microwave managers of radio societies across Region 1, beacon keepers, beacon coordinators and VHF/UHF DXers too numerous to mention. The main region 2&3 6m beacons are included in the list in italics for completeness. Thanks to GJ4ICD, G3USF and the UK Six Metre Group for these.

Key to Status Column

No Information	On Air. The reliability of this information can be judged by the source and date in the last update column.
QRT ?	QRT. Return date to air unknown
QRT 1/99	QRT. Expected back on air January 1999
QRT Q3/98	QRT. Expected back on air Quarter 3 1998
QRT 99	QRT. Expected back on air 1999
Plan 3/99	Planned. Expected start March 1999

(Indented 50 MHz beacons are in regions 2 or 3)

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
50.000	GB3BUX	Buxton, Derbyshire	I093BF	457	Turnstile	Omni	20	G4IHO		02/98 G3UUT
50.001	VE1SMU	Halifax NS	FN84		3 el Yagi	90°	40			
50.001	BV2FG	Taihoku	PLO5		5/8 Vertical	Omni	3			
50.003	7Q7SIX	Malawi	KH74							
50.004	IOJX	Rome	JN61HV							
50.004	PJ2SIX	Willemstad	FK52		4 x Horz dipole	Omni	22			
50.005	4NOSIX	Belgrade	KNO4FU		Dipole	Omni	1			
50.008	VE8SIX	Inuvik NWT	CP38		Double Bay	0°/180°	80			
50.008	H10VHF		FK58							
50.008	XE2HWB/B	La Paz Baja	DL44		6 el Yagi	0°	5			
50.0095	PY2SFY/B		GG77GA		5/8 Vert	Omni	5			
50.010	SV9SIX	Iraklio	KM25NH		Vertical dipole	Omni	30			
50.010	JA2IGY	Mie	PM84JK		5/8 G/Plane	Omni	10			
50.011	OKOEK	Kromeriz	JN890F	300	2x Dipole	Omni	10/1	OK2PWM	Plan Q2/98	03/98 OK1HH
50.013	CU3URA	Terceira	HM68		5/8 Vertical		5			
50.014	S55ZRS	Mt. Kun	JN76MC	1219	Ground Plane	Omni	8	S57C		10/96 S51KQ
50.0155	LU9EHF	Lincoln City	FF95		Dipole		15			
50.017	JA6YBR	Miyazaki	PM51		Turnstile		50			
50.018	V51VHF	Namibia	JG87		5/8 Vert	Omni	50			
50.019	CX1CCC	Montevideo	GF15		Ground Plane	Omni	5			
50.021	OZ7IGY	Tollose	J055VO	92	Turnstile	Omni	20	OZ7IS		02/98 OZ2TG
50.0225	FR5SIX	Reunion Is	LG78	2500	Halo	Omni	1.5	F5QT	QRT Q1/98	01/98 F6HTJ
50.0225	XE1KK/B		EKO9			Omni	20			
50.023	LX0SIX	Bourscheid	JN39AV	500	Horizontal Dipole	0°/180°	5	LX1JX		07/92 LX1JX
50.023	SR5SIX	Wesola	K0020F	130	Ground Plane	Omni	3	SP5STAT		02/95 SP6LB
50.0235	ZP5AA	Asuncion	GG14		Vertical	Omni	5			
50.025	9H1SIX	Attard, Malta	JM75FV	75	Ground Plane	Omni	7	9H1ES		
50.025	OH1SIX	Ikaalinen	KP11QU	157	4 x Turnstile	Omni	40			11/96 OH6DD
50.025	YV4AB	Valensia	FK50		Ring		15			
50.027	JA7ZMA		QM07		2 x Tical	Omni	35			
50.037	ES0SIX	Muhu Island	K018PO	30	Hor. dipole	90°/270°	15	ESOCB		02/95 SM5JXA
50.037	JR6YAG	Okinawa	PL36		2 x 5/8 G Planes		10			
50.038	FP5XAB	St Pierre Miquelon Is	GN16			Omni		FP5EK		01/98 F6HTJ
50.039	VO1ZA	St Johns	GN37		1/4 Wave Vert	Omni	10			
50.040	SV1SIX	Athens	KM17UX	130	Vertical Dipole	Omni	30			08/97 G3UUT
50.040	ZL3SIX	Christchurch	RE66			45°/315°	20			
50.041	VE6EMU	Camrose	D033		4el Yagi	22°	35			
50.042	GB3MCB	St Austell	I0700J	320	Dipole	90°/270°	40	G3YJX		02/98 G3UUT
50.042	YB0ZZ	Jakarta	O133		Ground Plane	Omni	15			
50.043	Y02S	Timisoara	KN05PS		Dipole		2	Y02IS		05/96 OH6DD
50.044	VE6ARC		D005		Ground Plane	Omni	25			
50.044	ZS6TWB/B	Haenertsburg	KG46XA		3 el Yagi	330°	30			03.98 ZS6BML
50.045	OX3VHF	Julianhaab	GP60XR	15	Ground Plane	Omni	20	OX3JUL		02/98 OZ2TG
50.046	VK8RAS		PG66		X Dipole		15			
50.047	TROA		JJ40		5 el Yagi	0°	15			
50.047	4N1SIX	Belgrade	KN0400		Vee	Omni	10			
50.047	JW7SIX	Svalbard	JQ78TF		4 el Yagi	210°	40	LAOBY		12/96 LA9AHA
50.048	VE8BY	Igaluit NT	FP53				30			
50.050	GB3NHQ	Potters Bar	I091VQ	35	Turnstile	Omni	15	G3UUT		02/98 G3UUT
50.050	ZS6DN/B	Pretoria	KG44DE		5 el Yagi	135°	100	ZS6DN		
50.051	LA7SIX		JP99L0	50	4 el Yagi	180°	20	LA5TFA	QRT ?	05/98 LA5TFA
50.052	Z21SIX	Zimbabwe	KH52NK		Ground Plane	Omni	8			07/94 ZS6AQ5
50.053	P1TSIX	Utrecht	J022NC	40	Dipole	0°/180°	12	PA3FYM		03/98 PA3FYM
50.053	VK3SIX	Hamilton	QF12		Colinear		12			05/98 VK3OT
50.0535	KL7SIX	Alaska	BP51				20	Op Sep 21-Dec 21 98	05/98 VK3SIX	
50.054	OZ6VHF	Oestervraa	J057EI		Turnstile	Omni	50	OZ1IPU		02/98 OZ2TG
50.0555	V44K	St Kitts/Nevis	FK87		5/8 Vertical		3			
50.057	VK7RAE	Lonah	QE38		X Dipoles		20			
50.057	VK8VF	Darwin	PH57		1/4 Vertical		100			
50.058	VK4RGG	Nerang	QG62				6			

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
50.058	VE3UBL	Brougham	FN03		Turnstile	10				
50.059	PY2AA	Sao Paulo	GG66		Ground Plane	5				
50.059	JHOZPI		PM96			10				
50.060	KA5FYI		EM10							
50.060	WS5WAS		EM40		Squalo	50				
50.060	K4TQR/B		EM63		Dipole	3				
50.060	GB3RMK	Inverness	I077U0	270	Dipole	0°/180°	10	GM3WOJ		02/98 G3UUT
50.061	KH6HME/B		BK29		Dipole	20				
50.061	KE7NS/B		DN31		Squalo	2				
50.061	WB8RMO		EN10		Squalo	50				
50.062	GB3NGI	Ballymena	I065PA	240	Dipole	140°/320°	10	GI6ATZ	Plan Q2/98	02/98 G3UUT
50.062	W7HAH		DN28		Halo	Omni	25			
50.062	K8UK/b		EN82			Omni	2			
50.062	KAONNO		EM24		Halo	Omni	8			
50.064	AA5ZD		EM12							
50.064	GB3LER	Lerwick	I090JD	104	Dipole	0°/180°	30	GM4IPK	QRT 98	02/98 G3UUT
50.065	AB5L		EM13		Dipole	0.2				
50.065	WOUR		DM79		2 x Ring Halo	Omni	20			
50.065	KG9AE		EM69		AR6	Omni	10			
50.065	KH6HJ/b		BL01		Turnstile	Omni	15			
50.065	W3VD		FM19		Squalo	7				
50.065	WOMTK		DM59		4 V Dipoles	2				
50.0655	GB3IJ	St Helier	I089WE	115	Vertical	Omni	10	GJ4ICD		02/98 G3UUT
50.066	W5OZI		DM90		Dipole	20				
50.066	VK6RPH		OF88		U Dipole	10				
50.066	WA1OJB		FN54		J Pole	30				
50.067	W3HH		EN90		Loop	10				
50.067	K04E		EM86	Hani	1					
50.072	KW2T		FN13		Squalo	0.5				
50.073	WB4WTC/B		FM06		2 Loops	10				
50.073	WR7V/B		CN87		Halo	10				
50.073	ES6SIX	Voeru	K037MT	85	Ground Plane	Omni	1	ES5MC		02/95 SM5JXA
50.073	NN7K		DM09		Ringo Ranger	1				
50.075	Y03KJW		KN34BJ		Ground Plane	Omni	10	Y03JW		05/98 Y03JW
50.075	W6SKC/7		DM41		Halo	5				
50.075	VR2SIX		OL72		Ground Plane	7				
50.075	NL7XM/2		FN20			1				
50.076	KL7GLK/3		FM18		Omni	4				
50.077	VE3DRL									
50.077	NOLL		EM09		2 x Halo	21				
50.077	WB2CUS		EL98		Loop	1				
50.0775	VK4BRG		QG48		Turnstile	5				
50.078	OD5SIX	Lebanon	KM74WK		1/4 Vertical	Omni	7	OD5SB		01/96 OD5SB
50.078	KE4SIX		EM83		Ringo Ranger	5				
50.079	JX7DFA	Jan Mayen Island	I050		5 el yagi	160°	40	LA7DFA		05/96 PA3BFM
50.079	T12NA		EJ79		Dipole	20				
50.080	ZS1SIX		JF96		Halo	10				
50.082	C02FRC		EL83		Dipole	2				
50.083	LZ1SIX		KN12							
50.086	VP2MO		FK86		6 el Yagi	10				
50.087	PBOALN		JO22							
50.0873	YU1SIX		KN03KN		Dipole	15				11/93 SM7AED
50.0875	VE9MS/B		FN65		2 H/Loops	40				
50.089	VE2TWO	Radisson	F013		Dipole	15				
50.095	PY5XX		GG54		Dipole	50				
50.162	ISOSIX	Sardinia	JM49NG		Dipole	1		ISOAGY		01/96 ISOAGY
50.275	GB3IFX	Darlington	I094FM	70	2 x 6 el Yagi	180°	400	G4IFX	30s at hour	02/98 G3UUT
50.283	VK3RMV		QF02		Colinear	Omni	12			
50.306	VK6RB		OF76		3 el Yagi	260°/80°	100/10			
50.315	FX4SIX	Neuville	JN06CQ	153	Turnstile	Omni	25	F5GTW		01/98 F6HTJ
50.480	JH8ZND/B		QN02		Ground Plane	10				
50.485	JH9YHP		PM86		X Dipole	2/10				
50.490	JG1ZGW	Tokyo	PM95		Dipole	10				
50.499	5B4CY	Zyghi, Cyprus	KM64PR	30	Ground Plane	Omni	20	5B4BBC		07/92 5B4JE
50.521	SZ2DF		KM25		4 x 16 el	30°/330°	1000			
51.029	ZL2MHB	Hastings	RF80		1/2 Vertical	Omni	1/10			
52.345	VK4ABP	Longreach	QG26		1/4 Vertical	Omni	4			
52.420	VK2RSY	Dural	QE56		Turnstile	Omni	25			
52.510	ZL2MHF	Mt Climie	RE78		Dipole	4				
70.000	GB3BUX	Buxton, Derbys	I093BF	456	2 x Turnstile	Omni	20	G4IHO		02/98 G3UUT
70.010	GB3REB	Camberley	I091OH	117	2 el Yagi	330°	28			02/98 G3UUT
70.020	GB3ANG	Dundee	I086MN	370	3 el Yagi	160°	100	GM4ZUK		02/98 G3UUT
70.025	GB3MCB	St Austell	I0700J	320	2 el Yagi	45°	40	G3YJX		02/98 G3UUT
70.030	G Personal Beacons									
70.114	5B4CY	Zyghi, Cyprus	KM64PR	30	4 el Yagi	315°	15	5B4BBC		07/92 5B4JE
70.130	EI4RF	Dublin	I063WD	120	2 x 5 el Yagi	45°/135° seq	25	EI9GK		08/95 G3NKS

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
Region 1 2m beacons moved to these new frequencies on 1st July 1997 following a decision of the IARU Region 1 Conference in Tel Aviv, Sept 1996.										
144.400	Transatlantic beacon									
144.402	EA8VHF	Canary Is	IL28GC			Omni	10			02/98 EA3CUU
144.403	EI2WRB	Portlaw	I062IG	248	5 el Yagi	95°	200	EI6GY		09/97 E17GL
144.404	EA1VHF	Curtis	IN53UG	100	5 el Yagi	45°	100	EA1DKV		02/98 EA3CUU
144.405	F5XAR	Lorient	IN87KW	165	9 ele Yagi	290°	400	F6ETI	Trans Atl.	03/98 F6ETI
144.407	GB3?	Planned UK Transatlantic Beacon								02/98 G3UUT
144.409	F5XSF	Lannion	IN88GS	145	9 el Yagi	90°	50	F6DBI		01/98 F6HTJ
144.410	DB0SI	Schwerin DOK V 14	J053QP	90	Big wheel	Omni	10	DL1SUZ		08/97 DJ3TF
144.411	I1G	La Spezia	JN44VC	745	4 el Yagi	135°	4	IK1LBW		01/98 I5WBE
144.412	SK4MPI	Borlaenge	JP70NU	520	4 x 6 el Yagi	45°/315°	1500	SM4HFI		02/98 report
144.413	3A2B	Monaco	JN33RR	50	Yagi	90°	50	3A2LF	QRT ?	04/93 3A2LF
144.414	DB0JW	Wurselen DOK G 05	J030DU	238	7 el Yagi	22°	50	DL9KAS		08/97 DJ3TF
144.415	I1M	Bordighera IM	JN33UT	300	Big wheel	Omni	20	IK1PCB		01/98 I5WBE
144.416	P17CIS	Delft	J022DC	40	Omni	Omni	50	PAOCIS		05/97 PE1KHP
144.417	OH9VHF	Pirttikoski	KP360I	310	10 dBd gain	200°	200	OH6DD		03/97 OH6DD
144.418	ON4VHF	Louvain La Neuve	J020FP	180	Clover leaf	Omni	15	ON7PC	QRT 3/98	01/98 ON7PC
144.419	I2M	Cremona	JN55AD	46	Big wheel	Omni	10	IK2AWT		01/98 I5WBE
144.420	DB0RTL	DOK P 60	JN480M	480	Big wheel	Omni	15	DL8SDL		08/97 DJ3TF
144.421	OZ7IGY	Tollose	J055VO	96	Big wheel	Omni	25	OZ7IS		02/98 OZ2TG
144.422	DB0TAU	DOK F 11	J040HG	326	4 x 4 el Yagi	Omni	15	DL3DC		08/97 DJ3TF
144.423	P17HY	Heerenveen	J033WW	52	Halo	Omni	10			05/97 PE1KHP
144.424	I3A	Trento	JN56NB	225	Ground plane	Omni	0.1	IN3IYD		01/98 I5WBE
144.425	F5XAM	Blaringhem	J010EQ	99	Big wheel	Omni	14	F6PB		08/97 F6HTJ
144.426	EA6VHF	San Jose, Ibiza	JM08PV	150		Omni	20	EA6FB		02/98 EA3CUU
144.427	OK0EJ	Frydek-Mistek	JN99FN	1323	4 el Yagi	270°	0.3	OK2UWF		03/97 OK1HH
144.427	P17PRO	Nieuwegein	J022NA	20	Halo	Omni	10			05/97 PE1KHP
144.428	DB0JT	Oberndorf DOK C 16	JN67JT	785	4 x Dipole	0°	30	DJ8QP	QRT 7/98	08/97 DJ3TF
144.429	IV3A	Cormons Go	JN65RW	130	2 x Turnstile	Omni	5/25	IV3HWT		01/98 I5WBE
144.430	GB3VHF	Writham, Kent	J001DH	268	2 x 3 el Yagi	315°	40	G8JNZ		02/98 G3UUT
144.431	9AOBVH	JN85JO	489	V Dipole	Omni	1			QRT ?	03/95 9A2MP
144.432	9H1A	Malta	JM75FV	160	Turnstile	Omni	1.5	9H1BT	QRT ?	05/97 9H1PA
144.433	TF?								Plan ?	03/98 TF3AOT
144.434	DB0LBV	DOK S 30	J061EH	232	2 x Dipole	Omni	0.4	DLTLWM		08/97 DJ3TF
144.435	HB9H	Locarno	JN46KE							06/97 HB9PQX
144.435	SK2VHG	Svappavara	KP07MV	380	16 el Yagi	180°	800	SK2CP		06/96 SM5JXA
144.436	I3A		JN55						Plan 1/99	01/98 I5WBE
144.436	P17NYV	Holterberg	J032EH	80	Halo	Omni	1	PA3FJY		05/97 PE1KHP
144.437	LA1VHF	Oslo	J049GT	1882	Turnstile	Omni	12	LA4PE	QRT 99	01/98 LA0BY
144.438	I3A2B	Monaco	JN33RR	50					Planned	03/98 3A2LF
144.438	OK0EO	Olomouc	JN89QQ	602	Ring dipole	Omni	0.05	OK2VLX		08/97 OK1HH
144.439	SK3VHF	Oestersund	JP73HF	325	Horizontal Yagi	180°	500	SM3PXO	MS beacon	06/96 SM5JXA
144.440	DLOUH	Melsungen DOK Z 25	J041RD	385	V Dipole	Omni	1	DI3KO		08/97 DJ3TF
144.441	LA4VHF	Bergen	JP20LG	30	2 x 8 el Yagi	0°	380	LA6LU		12/96 LA9AHA
144.442	I4A	Bologna	JN54		Halo	Omni	5		Plan 1/99	01/98 I5WBE
144.443	OH2VHF	Nummi	KP10VJ	76	9 el yagi	0°	150			03/97 OH6DD
144.444	DB0KI	Bayreuth DOK Z42	J050WC	1025	Dipole	Omni	2.5	DC9NL		08/97 DJ3TF
144.444	I5A	Lucca	JN53GW	1000	Big wheel	Omni	6	IW5ADB	QRT 7/98	01/98 I5WBE
144.445	GB3LER	Lerwick	IP90JD	108	2 x 6 el Yagi	45°/135°	500/500	GM4IPK	QRT 98	02/98 G3UUT
144.446	OK0EJ	Ceske Budejovice	JN78DU	1084	3 x Dipole	Omni	0.07/0.007	OK1APG		08/96 OK1HH
144.447	SK1VHF	Klinethamn	J097CJ	55	2 x Cloverleaf	Omni	20			06/96 SM5JXA
144.448	HB9HB	Biel	JN370E	1300	3 el Yagi	345°	120	HB9AMH		06/97 HB9PQX
144.449	IOA	P.Mirteto RI.	JN62IG	300	2 * Big Wheel	Omni	10	IWOBCF		01/98 I5WBE
144.450	DLOUB	Trebbin	J062KK	120	4 * dipole	Omni	10	DL7ACG		08/97 DJ3TF
144.450	F5XAV	Remoulins	JN236X		Halo	Omni	5	F5IHN		01/98 F6HTJ
144.451	LA7VHF	Tromso	JP99L0	30	10 el Yagi	190°	500	LA0BY	QRT 7/98	01/98 LA0BY
144.452	OK0EC	As	J060CF	778	3 el Yagi	90°	0.7	OK1VOW		08/96 OK1HH
144.453	GB3ANG	Dundee	I086MN	370	4 el Yagi	160°	20	GM4ZUK	QRT 98	02/98 G3UUT
144.454	I5OA	Olbia SS	JN40QW	350	Turnstile	Omni	1	IWOUGR		01/98 I5WBE
144.455	OH5ADB	Hamina	KP30NN	65	Dipole	135°/315°	0.1			03/97 OH6DD
144.456	DB0GD	Rhoen DOK Z 62	J050AL	930	Dipole	0°/180°	1	DG6ZX		08/97 DJ3TF
144.457	SK2VHF	Vindeln	JP94TF	300	2 x 10 el Yagi	0°/225°	100			06/96 SM5JXA
144.458	F1XAT	Brive	JN05VE	600	Big wheel 6dB	Omni	25	F6IAL	QRT Q1/98	01/98 F6HTJ
144.458	I0G	Foligno PG	JN63IB	1200	4 x dipole	Omni	10	IWOQIT		03/97 I5WBE
144.459	LA5VHF	Bodo	JP77KI	260	2 x 6 el Quad	15°/180°	100	LA1UG		12/96 LA9AHA
144.460	HG1BVA	Szentgotthard	JN86CW	370	Hybrid Quad	80°	40	HATYA		09/96 HA5EA
144.460	TF?								Plan ?	03/98 TF3AOT
144.461	SK7VHF	Falsterbo	J065KJ	25	2 x Cloverleaf	Omni	10			02/98 report
144.462	I6A		JN72						Plan 1/99	01/98 I5WBE
144.463	LA2VHF	Melhus	JP53EG	710	10 el Yagi	15°	500	LA1K		12/96 LA9AHA
144.464	I7A	Bari	JN81EC	685	Big wheel	Omni	8	I7FNW		01/98 I5WBE
144.465	DFOANN	DOK B 25	JN59PL	630	V Dipole	Omni	0.3	DL8ZX		08/97 DJ3TF
144.466	OZ4UHF	Osterlars Bornholm Is	J075KC	130	Big wheel	Omni	10	OZ1HTB		02/98 OZ2TG
144.467	HB9RR	Zurich	JN47FI	871						06/97 HB9PQX
144.467	I8A	Reggio C.	JM78WD	1778	SqLo	Omni	8	I8GMP		01/98 I5WBE
144.467	OK0ED	Frydek-Mistek	JN99DQ	290	2 x Dipole	Omni	0.1	OK2UWF		03/97 OK1HH
144.468	F1XAW	Beaune	JN26IX	561	Big wheel	Omni	20	F1RXC		01/98 F6HTJ
144.468	LA6VHF	Kirkenes	KP59AL	70	14 el Yagi	210°	250	LA400		12/96 LA9AHA
144.469	GB3MCB	St Austell	I0700J	320	3 el Yagi	45°	40	G3YJX		02/98 G3UUT
144.469	IT9A	Alcamo TP	JM67LX	825	2 x Big wheel	Omni	10	IT9QPF		01/98 I5WBE
144.470	OH2VAN	Vantaa	KP20						Planned	03/97 OH6DD
144.470	OK0EZ	Pardubice	J070VB	250	2 x Dipole	Omni	2/0.5	OK1DXF	Plan 4/98	03/98 OK1HH

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
144.471	OZ?								Planned	02/97 OZ2TG
144.472	IT9G	Mondello PA	JM68QE	50				IT9BLB	Plan 1/99	01/98 I5WBE
144.472	TF?								Plan ?	03/98 TF3AO
144.473	SK2VHH	Lycksele	JP94	300	Horizontal	22°	15000	Scientific	QRV summer	06/96 SM5JXA
144.474	OKOEL	Benecko	J070SQ	900	Dipole	0.004	OK1AIY			03/97 OK1HH
144.475	DLOSG	DOK U 14	JN69KA	1024	4 x 4 el Yagi	Omni	5	DJ4YJ		08/97 DJ3TF
144.475	LY2WN	Jonava	KO25GC		2 x Dipole	Omni	15	LY2WN		01/98 LY2IC
144.475	YT1VHF	Pozarevac	KNO400	200	2 x QQ	135°/337°	10	YU1AU		03/98 YT1MM
144.476	F5XAL	Pic Neulos	JN12LL	1100	Big wheel	Omni	0.5/10	F6HTJ		01/98 F6HTJ
144.477	DB0ABG	DOK U 01	JN59WI	522	Big Wheel	Omni	4	DJ3TF		08/97 DJ3TF
144.478	LA3VHF	Mandal	J038RA	30	16 el Yagi	180°	100	LA8AK	QRT ?	01/98 LA8AK
144.478	OMOMVA	Bratislava	JN88NE	440	Dipole	Omni	1			02/98 OM5CM
144.478	S55ZRS	Kum	JN76MC	1219	Dipole	Omni	1	S57C		02/98 S57C
144.479	F6KJD	Bourg/Bresse	JN26QE	250	Big wheel	Omni	50	F6GGX		01/98 F6HTJ
144.479	SR5VHF	Wesola	KO020F	130	Turnstile	Omni	0.75	SP5STAT		02/95 SP6LB
144.479	IT9S	Zafferana CT	JM77NO	800	2 x Big wheel	Omni	3	IW9AFI	Planned	01/98 I5WBE
144.482	GB3NGI	Ballymena	IO65VB	528	2 x 4 el Yagi	45°/135°	120/120	G16ATZ		02/98 G3UUT
144.486	DLOPR	Garding DOK Z 69	J044JH	75	4 x 6 el Yagi	0°/180°	200	DL8LD	QRT ?	01/98 LA0BY
144.490	DB0FAI	Langerringen DOK T01	JN58IC	590	16 el Yagi	305°	1000	DL5MCG		08/97 DJ3TF
144.922	ZS6TLB	Peitersburg	KG46RC		2 x 5 el Yagis	215°	10		QRT 03/98	02/98 ZS6BML
432.128	S55ZNG	Trstej	JN65UU	643	Hor. Loop	Omni	0.1	S50M		10/96 S51KQ
432.800	DB0GD	Rhoen	J050AL	930	Dipole	0°/180°	1	DG6ZX		08/97 DJ3TF
432.800	OE3XMB	Muckenkogel	JN77TX	1154			2	OE3FFC		02/98 OE1MCU
432.810	DB0OB	DOK U 17	JN69EQ	825	Schlitz	Omni	1	DC9RK		08/97 DJ3TF
432.820	LA8UHF	Tonsberg	J059DD	30	8 el Yagi	180°	50	LA6LCA		12/96 LA9AHA
432.830	FX1UHF	Preaux	JN18KF	166	4 x HB9CV	Omni	10	F6HZ		01/98 F6HTJ
432.830	LA7UHF	Bergen	JP20LG	30	4 el Yagi	0°	200	LA6LU		12/96 LA9AHA
432.835	ESOUHF	Hiiumaa Island	KO18CW	105	Horizontal	Omni	50	ES0NW		02/95 SM5JXA
432.840	DB0KI	Bayreuth	J050WC	925	Dipole	Omni	10	DC9NL		08/97 DJ3TF
432.840	OH6UHF	Uusikaarlepyy	KP13GM	55	3 x Big wheel	Omni	7	OH6UH		11/96 OH6DD
432.845	DB0LBV	DOK S 30	J061EH	234	Schlitz	Omni	2	DL1LWM		08/97 DJ3TF
432.845	LA9UHF	Geilo	JP40CM	1000	2 x 13 el Yagi	33°	250	LA3SP		12/96 LA9AHA
432.847	9A0BUH		JN85JO	489	V dipole	Omni	1			03/95 9A2MP
432.850	DLOUB	DOK Z 20	J062KK	120	Malteser	Omni	10	DL7ACG		08/97 DJ3TF
432.850	ISB	Vinci Fl	JN53KN	300	2 x 10 el Yagi	0°/260°	2	I5WBE		01/98 I5WBE
432.852	OH2UHF	Nummi	KP10VJ	76	2 x dipole	90°/270°	50			11/96 OH6DD
432.855	LA5UHF	Bodo	JP66WX	1110	10 el Yagi	15°	100	LA1UG	QRT 12/96	12/96 LA9AHA
432.855	SK3UHF	Nordingra	JP92FW	200	4 x Double quad	Omni	10	SM3AFT		06/96 SM5JXA
432.860	LA1UHF	Oslo	J059IX	522	Mini wheel	Omni	10	LA4PE	QRT 12/96	12/96 LA9AHA
432.863	F5XAG	Lourdes	IN93WC	550	2 x 10 el	22°	40	F5HPQ		01/98 F6HTJ
432.870	E12WRB	Portlaw	IO62IJ	248	5 el Yagi	95°	250	E1960		07/96 G8GPX
432.873	P17HVN	Heerenveen	J022WW	50	Horizontal	Omni	0.5	PE1HUE		02/98 PE1KHP
432.875	DB0FAI	DOK T 01	JN58IC	610		Omni	10	DL5MCG		08/97 DJ3TF
432.875	OH7UHF	Kuopio	KP32TW	215	6 dBd	225°	15/1.5/1.5			11/96 OH6DD
432.875	SK2UHF	Vindeln	JP94WG	445	2 x 20 el coll	0°/225°	300	SK2AT		06/96 SM5JXA
432.880	LA3UHF	Mandal	J038RA	12	15 el Yagi	180°	29	LA8AK		12/96 LA9AHA
432.885	OY6UHF	Faore Is	IP620A	300	7 dB Group	135°	500Y	Dipole	Omni	102/98 OM5CM
432.886	FX4UHF	St Savin	JN06KN	144	Big wheel	Omni	50	F5EAN		01/98 F6HTJ
432.888	OMOMUA	Bratislava	JN88NE	440	Dipole	Omni	1			02/98 OM5CM
432.890	GB3SUT	Sutton Coldfield	IO92CO	270	2 x 8 el Yagi	0°/135°	10			02/98 G3UUT
432.890	LA4UHF	Haugesund	JO29PJ	75	10 el Yagi	200°	50	LA7GN		12/96 LA9AHA
432.895	OZ4UHF	Bornholm Island	J075KC	115	Clover leaf	Omni	30	OZ1HTB	QRT Q3/98	02/98 022TG
432.895	P17YSS	Zutphen	J032CD	45	Big wheel	Omni	4	PA0JAZ		01/97 PE1KHP
432.900	DB0YI	Hildesheim Z 35	J042XC	480	Big wheel	Omni	3	DL4AS		08/97 DJ3TF
432.900	ZS6UHF	Pietersburg	KG46RC		13 el Yagi	215°	10		QRT Q3/98	03/98 ZS6BML
432.905	P17QHN	Zandvoort	JO22KH	20	3 dB Gain	Omni	2	PA0QHN		02/98 PE1KHP
432.905	SK4UHF	Garpbyttan	J079LK	270	Horizontal	Omni	50	SM4RWI		06/96 SM5JXA
432.908	EA8UHF	Canary Is	IL28GC			Omni	10			02/95 F6HTJ
432.910	GB3MLY	Emley Moor	IO93EO	600	6 el Yagi	150°	40	G3PYB		02/98 G3UUT
432.918	EA6UHF		JM08PV			Omni	10			02/95 F6HTJ
432.918	FX3UHB	Locronan	IN78VC	285	Big wheel	Omni	15	F5MZ		01/98 F6HTJ
432.920	DB0UBI	DOK N 59	J042GE	125	8el Coll	45°	12	DB8QA		08/97 DJ3TF
432.920	SK7UHF	Taberg	J077BQ	350	Big wheel	Omni	15	SM6DHW		06/96 SM5JXA
432.925	DB0JG	Bocholt DOK N17	J031GT	45	Clover Leaf	Omni	1	DL3QP		08/97 DJ3TF
432.925	II1M		JN33UT							04/96 IK1PCB
432.925	SK6UHF	Varberg	JO67EH	175	Clover Leaf	Omni	10	SM6ESG		06/96 SM5JXA
432.930	HG7BUA		JN97KR	690	Slot	Omni	2	HG5ED		09/96 HA5EA
432.930	OK0EA	Trutnov	J070UP	1355	2 x 15 el Yagi	180°/270°	3	OK1AIY	*432.934	08/97 OK1HH
432.930	OZ7IGY	Tollose	J055VO	93	Omni	Omni	30	OZ7IS		02/98 OZ2TG
432.934	GB3BSL	Bristol	I081QJ	252	4 x 3 el Yagi	90°	250	GW8AWM		02/98 G3UUT
432.940	DLOUH	Melsungen DOK Z25	J041RD	385	V-Dipole	Omni	1	DJ3KO		08/97 DJ3TF
432.940	SK7MH	Faerestaden	J086GP	45	Horizontal	0°/Omni	300/30			06/96 SM5JXA
432.945	DB0OS	Erndtebruck DOK N32	J040CW	730	2 el Yagi	270°	0.3	DG6YW		08/97 DJ3TF
432.945	OH9UHF	Pirttikoski	KP36OI	307	9 dBd gain	200°	70	OH6DD		11/96 OH6DD
432.947	HG6BUA		KN07AU	1050			2	HG5ED		09/96 HA5EA
432.950	DB0IH	Oberthal DOK Q 18	JN39ML	630	Big wheel	Omni	1	DC8DV		08/97 DJ3TF
432.950	S55ZRS	Kum	JN76MC	1219	Slot Dipole	Omni	1	S50M		10/96 S51KQ
432.950	SK1UHF	Klintehamn	J097CJ	55	2 x Big wheel	Omni	20	SM1IUX		04/98 SM6FHZ
432.955	OZ1UHF	Frederikshavn	J057FJ	150	Big wheel	Omni	10	OZ9NT		02/98 OZ2TG
432.965	DFOANN	Altdorf	JN59PL	630	Big wheel	Omni	1	DL8ZX		08/97 DJ3TF
432.965	GB3LER	Lerwick	IP90JD	104	12 el Yagi	165°	675	GM4IPK	QRT 98	02/98 G3UUT
432.966	OK0EO	Olomouc	JN89QQ	602	Ring Dipole	Omni	0.05	OK2VLX		08/97 OK1HH
432.970	GB3MCB	St Austell	I070OJ	320	4 el Yagi	45°	12	G3YJX		02/98 G3UUT

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
432.970	OKOEB	Ceske Budejovice	JN78DU	1084	Mini Wheel	Omni	0.03/0.16	OK1APG		08/97 OK1HH
432.975	DB0JW	Aachen DOK G 05	J030DU	238	2 x 11 el Yagi	45°	50	DL9KAS		08/97 DJ3TF
432.975	DLOSSG	DOK U 14	JN69KA	1024	4 x 11 Yagi	Omni	5	DJ4YJ		08/97 DJ3TF
432.975	HG1BUA	Szombathely	JN87GG	370	Hybrid Quad	90°	20	HA1YA		09/96 HA5EA
432.978	F5XAS	Fonfrefre	JN72IK	1100	3 el	0/45°	50	F6HTJ		01/98 F6HTJ
432.980	GB3ANG	Dundee	I086MN	370	9 el Yagi	170°	100	GM4ZUK		02/98 G3UUT
432.980	S55ZCE	Sv. Jungert	JN760H	574	Ground plane (V)	Omni	0.07	S51KQ		10/96 S51KQ
432.982	OZ2ALS	Sonderborg	J044WX	28	4 x dipole	Omni	40	OZ9DT		02/98 OZ2TG
432.982	SR5UHF	Wesola	K002OF	130	Turnstile	Omni	0.25	SP5STAT		02/95 SP6LB
432.984	H89F	Interlaken	JN36XN	3573	Corner reflector	0°	15	HB9MHS		08/94 HB9DX
432.990	DB0VC	DOK Z 10	J054IF	300	4 x DQ	Omni	10	DL8LAO		08/97 DJ3TF
432.990	ON4UHF	Brussels	J020ET	180	Clover leaf	Omni	0.5	ON4LC		03/97 ON7PC
432.995	DLOIGI	Mt Predigstuhl DOK Z 57	JN67KQ	1618	2 x DQ	315°	50	DJ1EI		08/97 DJ3TF
1296.063	S55ZNG	Trstelj	JN65UU	643	V-J Slot	Omni	0.1	S50M		10/96 S51KQ
1296.380	S55ZRS	Kum	JN76MC	1219	Turnstile	Omni	1	S57C		10/96 S51KQ
1296.739	FX6UHY	Strasbourg	JN38UO	144	Big wheel	Omni	4	F6BUF		01/98 F6HTJ
1296.800	DB0GD	DOK Z 62	J050AL	930	Dipol	Omni	1	DG6ZX		08/97 DJ3TF
1296.800	DB0JS	DOKT 09	JN59GB	700	4 x Slot	Omni	0.5	DL2QQ		08/97 DJ3TF
1296.800	OE3XMB	Muckenkogel	JN77TX	1154			0.1	OE3FFC	QRT ?	02/98 OE1MCU
1296.800	SK6UHI	Hallandsaas	J066LJ	230	Big wheel	Omni	50	SM6KY		06/96 SM5XA
1296.805	DB0GP	DOK P 17	JN48WQ	780	4 x Yagi Box	Omni	50	DC1SO		08/97 DJ3TF
1296.810	DB0OB	DOK U 17	JN69EQ	825	Slot	Omni	1	DC9RK		08/97 DJ3TF
1296.810	GB3NWK	Orpington	J001BI	180	15/15 Slot Yagi	293°	50	G8BJG		02/98 G4FSG
1296.812	FX6UHX	Petit Ballon	JN37NX	1278	4 el Yagi	135°	1	F1AHO		01/98 F6HTJ
1296.815	DB0VI	Saarbrucken DOK Z 19	JN39MF	400	13 el Yagi		1	DK1ME		08/97 DJ3TF
1296.818	P17DU	Dokkum	J033AI	15	5.5 dB Gain	Omni	4	PA3DU		02/98 PE1KHP
1296.820	DB0OT	Lathen DOK I 26	J032QR	80	Big wheel	Omni	1	DL1BFZ		08/97 DJ3TF
1296.820	LA8UHG	Oslo	J059JW	364	14 el Yagi	160°	10	LA4PE		12/96 LA9AHA
1296.825	DB0ABG	DOK U 01	JN59WI	522	Slot	Omni	0.5	DJ3TF		08/97 DJ3TF
1296.825	DB0HF	Wandsbek DOK E 27	J053BO	65	Big wheel	Omni	0.3	DK2NH		08/97 DJ3TF
1296.825	OE1XTB	Vienna	JN88EE	170	4 x dipole	Omni	10	OE1MOS	QRT Q498	02/98 OE1MCU
1296.830	GB3MHL	Martlesham	J002PB	80	4 x 16 Slot wg	90°/270°	700	G4DDK		02/98 G4FSG
1296.835	SKOUHG	Vaellingby	J089WI	60	Horizontal	Omni	10			06/96 SM5XA
1296.840	DB0KI	Bayreuth DOK Z 42	J050WC	925	Slot	Omni	80	DC9NL		08/97 DJ3TF
1296.840	OH6SHF	Uusikaarlepyy	KP13GM	55	Dipole	Omni	8			11/96 OH6DD
1296.845	DB0LV	DOK S 30	J061EH	234	4 x Slot	Omni	2	DL1LWM		08/97 DJ3TF
1296.845	SR3SHF	Kalisz	J091CQ					SP3JBI		07/96 SP3JBI
1296.847	FX1UHY	Faviers	JN18IR	160	Alford Slot	Omni	10	F6ACA		01/98 F6HTJ
1296.850	DLOUB	Berlin DOK Z 20	J062KK	120	4 x Box	Omni	10	DL7ACG		08/97 DJ3TF
1296.850	GB3FRS	Farnborough	I091PH	120	Disc	Omni	3	G8ATK		02/98 G4FSG
1296.860	GB3MBC	St Austell	I070OJ	300	15/15	45°	50	G3YIX		02/98 G4FSG
1296.860	LA1UHG	Tonsburg	J059DD	30	13 dB Horn	180°	60	LA6LCA		12/96 LA9AHA
1296.862	FX9UHZ	Istres	JN23MM	114	Slotted WG	Omni	158	F1AAM		01/98 F6HTJ
1296.865	DB0JK	Kohn DOK Z 12	J030LX	260	4 x 8 el Yagi	Omni	40	DK2KA		08/97 DJ3TF
1296.865	HB9WW	Neuchatel	JN37LA	1145	15 el loop	125°	30	HB9HLM		12/93 HB9PQX
1296.865	SK7MHG	Veberod	J0655O	200	Omni		50			06/96 SM5XA
1296.870	DB0IBB	DOK N 49	J032VG	200	4 x Slot	Omni	170	DB7QW		08/97 DJ3TF
1296.875	DB0FAI	DOK T 01	JN58IC	610		Omni	10	DL5MCG		08/97 DJ3TF
1296.875	FX3UHX	Landerneau	JN78UK	121	Quad	90°	1	F6CGJ		01/98 F6HTJ
1296.875	GB3USK	Bristol	I081QJ	235	Slotted waveguide	90°	250	GW8AWM		02/98 G4FSG
1296.880	LA3UHG	Fleckeroy	J038XB	5	2 x 15 el Yagi	180°	10	LA8AK	Uncertain	12/96 LA9AHA
1296.880	ON4SHF	Ath	J010UN	130	Slotted	90°	10	ON5PX		03/97 ON7PC
1296.883	DB0INN	DOK C 15	JN68GI	504	Schlitz	Omni	1	DL3MBG		08/97 DJ3TF
1296.885	OE3KEA	Kaiserkogel	JN78SB	725			1	OE3EFS	QRT ?	02/98 OE1MCU
1296.886	FX4UHY	Loudun	JN06BX	140	Alford Slot	Omni	25	F1AFJ		01/98 F6HTJ
1296.888	OMOMSA	Bratislava	JN88NE	440	Dipole	Omni	1			02/98 OM5CM
1296.890	GB3DUN	Dunstable, Beds	I091RV	263	Alford slot	Omni	2	G3ZFP		02/98 G4FSG
1296.897	HG6BUB		KNO7AU	1050			2	HG5ED		09/96 HA5EA
1296.900	DB0AN	St Mauritz	J031SX	100	Big wheel	Omni	1	DF1QE		08/97 DJ3TF
1296.900	GB3IOW	Newport, IOW	I090IO	250	Alford Slot	Omni	100	G3WX		02/98 G4FSG
1296.900	OKOEA	Trutnov	J070UP	1355	4 x 15 el Yagi	S/SW/W/NW	1.6	OK1AY		08/97 OK1HH
1296.902	LX0SHF	Walferdange	JN39BP	420	2 x Big wheel	Omni	3	LX1JX		07/92 LX1JX
1296.905	OH4SHF	Haukipuori	KP31OX	200	Alford Slot	Omni	15			11/96 OH6DD
1296.907	F5XAJ	Pic Neulos	JN12LL	1100	Slotted WG	Omni	100	F6HTJ		01/98 F6HTJ
1296.910	DB0UX	Karlsruhe DOK A 35	JN48FX	275	Big wheel	Omni	1	DK2DB		08/97 DJ3TF
1296.910	GB3CLE	Clee Hill, Salop	I082RL	540	2 x 15/15 Yagi	0°/135°	20	G3UQH		02/98 G4FSG
1296.915	DB0UBI	DOK N 59	J042G	95						
1296.920	DB0VC	Lutjenberg DOK Z 10	J054IF	300	2 x Big wheel	Omni	12	DL8LAO		08/97 DJ3TF
1296.920	P17QHN	Zandvoort	J022FH	20	6 dB Gain	Omni	4	PA0QHN		02/98 PE1KHP
1296.920	SK7UHG	Taberg	J077BQ	350	Big wheel	Omni	3	SM6DHW		06/96 SM5XA
1296.925	DB0KME	DOK C 35	JN67HT	800	Vertical	Omni	1	DL8MCG		08/97 DJ3TF
1296.925	SK6UHG	Hoenoë	J057TQ	35	4 x Big wheel	Omni	10	SM6EAN		06/96 SM5XA
1296.930	GB3MLE	Emley Moor	I093EO	600	Corner Reflector	160°	50	G8AGN		02/98 G4FSG
1296.930	OKOEL	Vrchlaby	J070SQ	1035	5 dB Horn	135°/270°	0.8	OK1AY		08/97 OK1HH
1296.930	OZ7IGY	Tollose	J055VO	95	Big wheel	Omni	15	OZ7IS		02/98 OZ2TG
1296.935	DB0YI	Hucksheim DOK Z 35	J042XC	480	Big wheel	Omni	3	DL4AS		08/97 DJ3TF
1296.935	OH5SHF	Kuusankoski	KP30HV	145	Alford Slot	Omni	25			11/96 OH6DD
1296.940	DLOUH	Melsungen DOK Z 25	J041RD	385	V-Dipole	Omni	1	DJ3KO		08/97 DJ3TF
1296.945	DB0OS	Hitchembach DOK N32	J040CW	730	6 el array	270°	1	DG6YW		08/97 DJ3TF
1296.945	H89F	Bern	JN46SW	1015	Corner reflector	0°	15	HB9MHS		08/94 HB9DX
1296.945	OH9SHF	Pirittkoski	KP360I	236	10 dBd	200°	30	OH6DD		11/96 OH6DD
1296.948	FX4UHX	St Aignan	IN94UW	88	2 x Big wheel	Omni	50	F6CIS		01/98 F6HTJ
1296.950	DB0HG	DOK F11	J040HG	300	Big wheel	Omni	3	DL3DC		08/97 DJ3TF

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
1296.950	OZ5UHF	Kobenhavn	J065GQ	35	Collinear	Omni	1	OZ3TZ		02/98 OZ2TG
1296.955	OZ1UHF		J057FJ	150	Big wheel	Omni	10	OZ9NT		02/98 OZ2TG
1296.960	HG7BUB		JN97KR	690	Slot	Omni	2	HG5ED		09/96 HA5EA
1296.960	SK4UHG	Hagfors	JP60VA	440	2 x Helix	Omni	50	SM4DHN		06/96 SM5JXA
1296.965	DFOANN	Lauf DOK B 25	JN59PL	630	4 x DQ	Omni	0.5	DL8ZX		08/97 DJ3TF
1296.965	GB3ANG	Dundee	I086MN	319	Slot Yagi	170°	40	GM4ZUK		02/98 G4FSG
1296.975	DLOSG	DOK U 14	JN69KA	1024	4 x DQ	Omni	5	DJ4YJ		08/97 DJ3TF
1296.975	HG1BSA	Szombathely	JN87GG	370	2 x Hybrid Quad	90°	15	HATYA		09/96 HA5EA
1296.975	OH3RNE	Tampere	KP11UM	247	Alford slot	Omni	35		On test	11/96 OH6DD
1296.975	ON4AZA	Antwerp	J021FF	60	Clover leaf	Omni	1	ON1BPS		03/97 ON7PC
1296.980	DBOJU	DOK L 04	J031CV	150	Helical	Omni	2.4	DF5EO		08/97 DJ3TF
1296.980	SK2UHG	Kristineberg	JP95HB	500	Horizontal	180°/Omni	500/80			06/96 SM5JXA
1296.984	OZ2ALS	Als	J044WX	28	2 x slot	Omni	8	OZ9DT		02/98 OZ2TG
1296.985	DBOAS	DOK C 29	JN67CR	1565	Dipolfeld	10°	0.5	DL2AS		08/97 DJ3TF
1296.990	DB0FB	DOK Z 06	JN47AU	1495	8el Group	45°	5	DJ3EN		08/97 DJ3TF
1296.990	GB3EDN	Edinburgh	I085HW	117	2 x Corner Refl	45°/315°	25	GM8BJF		02/98 G4FSG
1296.995	DBOWOS	DOK U 16	JN68ST	850	4 x DQ	Omni	5	DF8RU		08/97 DJ3TF
1297.010	DB0JW	DOK G 05	J030DU	238	4 x 12 el Yagi	45°	70	DL9KAS		08/97 DJ3TF
2304.040	S55ZNG	Trstelj	JN65UU	643	V-J Slot	Omni	0.1	S50M		10/96 S51KQ
2304.160	I3D		JN55		Slot	Omni	32	IW3FZQ		01/98 I5WBE
2320.800	SK6MHI	Goeteborg	J057XQ	135	Slotted WG	Omni	10	SM6EAN		03/98 SM6EAN
2320.805	SKOUHH	Taeby	J099BM	90	Horizontal	Omni	25			06/96 SM5JXA
2320.810	DB0OB	DOK U 17	JN69EQ	825	6 x Slot	Omni	1	DC9RK		08/97 DJ3TF
2320.820	DB0OT	Esterwegen DOK I 26	J032QR	80	Big wheel	Omni	1	DL1BFZ		08/97 DJ3TF
2320.825	DB0HF	Harksheide DOK E27	J053BO	65	Big wheel	Omni	0.3	DK2NH		08/97 DJ3TF
2320.825	OE1XTB	Vienna	JN88EE	170	4 x dipole	Omni	1	OE1MOS		02/98 OE1MUCU
2320.830	DB0JX	Willich DOK R21	J031FF	115	Double helical	Omni		DK4TJ		08/97 DJ3TF
2320.838	F5XAC	Pic Neulos	JN12LL	1100	Slotted WG	Omni	20	F6HTJ		01/98 F6HTJ
2320.840	DB0KI	Bayreuth DOK Z42	J050WC	925	Slot	Omni	40	DC9NL		08/97 DJ3TF
2320.845	DB0LBV	DOK S 30	J061EH	234	DQ	135°/225°	1.5	DL1LWM		08/97 DJ3TF
2320.845	SR3SHF	Kalisz	J091CQ					SP3JBI		07/96 SP3JBI
2320.850	DB0GW	DOK L 01	J031JK	80	2 x Helix	Omni	8	DL4JK		08/97 DJ3TF
2320.850	DLOUB	DOK Z 20	J062KK	120	5 x Dipole	Omni	10	DL7AGC		08/97 DJ3TF
2320.850	GB3NWK	Orpington	J001BI	180	Alford Slot	Omni	5	G8BJG		02/98 G4FSG
2320.855	DB0SHF	DOK Z 46	JN48XS	800	6 x Dipole	260°	0.2	DL1SBE		08/97 DJ3TF
2320.857	P17GHG	Capelle	J021CV	49	20dB Gain	135°	400	PE1HGG	QRT ?	02/98 PE1KHP
2320.860	LA1UHH	Tonsberg	J059DD	30	13 dB Horn	180°	50	LA6LCA		12/96 LA9AHA
2320.862	F1XAH	Istres	JN23MM	114	Slotted WG	Omni	15	F1AAM		01/98 F6HTJ
2320.865	SK7MHG	Veberöd	J065SO	200		Omni	50			06/96 SM5JXA
2320.870	DB0IBB	DOK N 49	J032VG	200	10 x Slot	Omni	4	DB7QW		08/97 DJ3TF
2320.880	DB0GO	DOK N 32	J041ED	738	10 x Slot	Omni	50	DB1DI		08/97 DJ3TF
2320.880	DB0YI	Hildesheim DOK Z 35	J042XC	480	Big Wheel	Omni	3	DL4AS		08/97 DJ3TF
2320.880	LA3UHH	Flekkeroy	J038XB	5	2 x 6 dB Horn	90°/180°	1	LA8AK	Uncertain	12/96 LA9AHA
2320.880	P17TGA	Nijmegen	J021WU	75	10dB Gain	270°/315°	10/10	PA0TGA		02/98 PE1KHP
2320.883	DB0INN	DOK C 15	JN68GI	504	Slot	Omni	1	DL3MBG		08/97 DJ3TF
		2 35	JN48FX	275	Big wheel	Omni	1	DK2DB		08/97 DJ3TF
2320.900	DB0JW	DOK G05	J030DU	238	6 el Array	45°	50	DL9KAS		08/97 DJ3TF
2320.902	LX0THF	Walferdange	JN39BP	420	Double quad	Omni	0.5	LX1JX		11/93 LX1KQ
2320.912	DLOUB	DOK Z 25	J041RD	385	6 x Dipole	0°	2	DJ3KO		08/97 DJ3TF
2320.915	DB0UBI	DOK N 59	J042GE	165	Collinear	45°	0.5	DD8QA		08/97 DJ3TF
2320.920	DB0VC	Albersdorf DOK Z 10	J054IF	300	Big wheel	Omni	3	DL8LAO		08/97 DJ3TF
2320.920	P17QHN	Zandvoort	J022KH	45	6dB Gain	Omni	4	PA0QHN		02/98 PE1KHP
2320.925	GB3PYS	Newtown	I082HL	436	Alford Slot	Omni	10	GW4NQJ		02/98 G4FSG
2320.930	OKOEL	Vrchlabi	J070SQ	1035	5dB Horn	135°/270°	0.8	OK1AIY		08/97 OK1HH
2320.930	OZ7IGY	Tollöse	J055VO	91	Alford slot	Omni	20	OZ7IS		02/98 OZ2TG
2320.937	DB0JO	Kamp-Lintfort DOK Z03	J031SL	312	Horn	270°	0.2	DG8DCI		08/97 DJ3TF
2320.935	P17PLA	Zuidlaren	J033IC	50	6dB Gain	Omni	1	PA0PLA		02/98 PE1KHP
2320.945	DB0OS	Hitchinbach DOK N 32	J040CW	730	8 el array	270°	2	DG6YW		08/97 DJ3TF
2320.950	DB0KP	DOK P 09	JN47TS	435	Slot	Omni	0.1	DL1GBQ		08/97 DJ3TF
2320.950	OZ9UHF		J065HP	30	Slot	Omni	5	OZ2TG		02/98 OZ2TG
2320.955	GB3LES	Leicester	I092IQ	220	Slot	160°	30	G3TQF		02/98 G4FSG
2320.955	OZ1UHF		J057FJ	150	Slot	Omni	8	OZ9NT		02/98 OZ2TG
2320.963	HG6BUC		KN07AU	1050		Omni	2	HG5ED		09/96 HA5EA
2320.965	DFOANN	Lauf DOK B 25	JN59PL	630	4 x D Q	Omni	5	DL8ZX		08/97 DJ3TF
2320.967	DB0AS	Rosenheim DOK C 14	JN67CR	1560	28 el Yagi	337°	0.5	DL2AS		08/97 DJ3TF
2320.975	DB0JL	DOK R 25	J031MC	195	Slot	Omni	2	DF1EQ		08/97 DJ3TF
2320.980	DB0JU	Doesburg DOK L 04	J031CV	150	Helical	Omni	1	DF5EO		08/97 DJ3TF
3400.009	DLOUB	DOK Z 20	J062KK	120	12 x Slot	Omni	10	DL7AGC		08/97 DJ3TF
3400.018	P17SHF	Schipol Airport	J022JH	80	10 dB Slot	Omni	2	PA0EZ		02/98 PE1KHP
3400.020	DB0AS	DOKC 29	JN67CR	1565	Double 8	10°	0.5	DL2AS		08/97 DJ3TF
3400.040	DB0KI	Bayreuth DOK Z 42	J050WC	925	Slot	Omni	50	DC9NL		08/97 DJ3TF
3400.050	DB0JL	DOK R 25	J031MC	195	Helical	Omni	1	DF1EQ		08/97 DJ3TF
3400.170	P17CKK	Groningen	J033GE	50	10 dB Slot	Omni	5	PE1CKK		02/98 PE1KHP
3400.850	DB0GW	Duisburg DOK L 01	J031JK	80	Double Helical	Omni	8	DL4JK		08/97 DJ3TF
3400.955	GB3LEF	Leicester	I092IQ	222	Alford slot	135°	8	G3TQF		02/98 G4FSG
3456.005	DB0EZ	Klevle DOK L 1G	J031BS	110	Slot	115°	0.1	DB9JC		08/97 DJ3TF
3456.800	DB0KHT	DOK F 16	J040FE	247	Horn	Omni	10	DJ1RV		08/97 DJ3TF
3456.830	DB0JX	DOK R 21	J031FF	115	Helical	Omni	0.1	DK4TJ		08/97 DJ3TF
3456.855	DB0SHF	DOK Z 46	JN48XS	800	Horn	260°	0.5	DL1SBE		08/97 DJ3TF
3456.883	DB0INN	DOK C 15	JN68GI	504	Slot	Omni	1	DL3MBG		08/97 DJ3TF
3456.900	GB3OHM	S Birmingham	I092AJ	171	16 Slot waveguide	Omni	8	G6KOA		02/98 G4FSG
5760.030	OKOEL	Vrchlabi	J070SQ	1035	5dB Horn	135°/270°	0.08	OK1AIY		08/97 OK1HH
5760.040	P17EHG	Schipol Airport	J022JH	80	Horizontal	Omni	6	PA0EHG		02/98 PE1KHP

FREQ	CALL	NEAREST TOWN	LOC	MASL	ANTENNA (Ref Dip)	HEADING	ERP W	INFO	STATUS	LAST UPDATE
5760.040	OK0EA	Trutnov	J070UP	1355	12 el Slot	180°/270°	0.5	OK1AIY		08/97 OK1HH
5760.050	DB0EZ	Kleve DOK L-IG	J031BS	110	Slot	Omni	1	DB9JC		08/97 DJ3TF
5760.060	F1XAO	Plougonver	IN88HL	326	Slotted WG	Omni	10	F1LHC		01/98 F6HTJ
5760.070	DB0JL	DOK R 25	J031MC	195	Slot	Omni	0.8	DF1EQ		08/97 DJ3TF
5760.100	DB0AS	DOK C 29	JN67CR	1565	Double 8	10°	0.5	DL2AS		08/97 DJ3TF
5760.800	DB0KHT	DOK F 16	J040FE	247	Horn	Omni	0.5	DJ1RV		08/97 DJ3TF
5760.800	SK6MHI		J057XQ	135	Sectoral Horn	270°	5	SM6EAN		03/98 SM6EAN
5760.830	DB0JX	DOK R 21	J031FF	115	Slot	Omni	0.08	DK4TJ		08/97 DJ3TF
5760.840	DB0KI	Bayreuth DOK Z 42	J050WC	925	Slot	Omni	20	DC9NL		08/97 DJ3TF
5760.850	DLOUB	DOK Z 20	J062KK	120	12 x Slot	Omni	0.2	DL7ACG		08/97 DJ3TF
5760.850	I3E	M.te PIZ (BL)	JN55WV	1400	Slot 10 dB	170°	1	I3EME		01/98 I5WBE
5760.855	DBOSH	DOK Z 46	JN48XS	800	Array	260°	0.4	DL1SBE		08/97 DJ3TF
5760.860	DB0ARB	DOK U 02	JN69NC	1456	Slot	Omni	3	DJ4YJ		08/97 DJ3TF
5760.860	LA1SHF	Tonsberg	J059DD	30	13 dB Horn	180°	25	LA6LCA		12/96 LA9AHA
5760.865	OE1XVB	Vienna	JN88EF	191	Horn		0.4			02/98 OE1MCU
5760.883	DB0INN	DOK C 15	JN68GI	504	Slot	Omni	1	DL3MBG		08/97 DJ3TF
5760.900	DB0CU	DOK A 28	JN48BI	970	Slot	Omni	5	DJ7FJ		08/97 DJ3TF
5760.900	H66BSA		KN07AU	1050			2	HG5ED		09/96 HA5EA
5760.930	OZ7IGY	Tollose	J055VO	91	Slotted Waveguide	90°/270°	15	OZ7IS		02/98 OZ2TG
5760.950	OZ9UHF		J065HP	30	Slotted Waveguide	Omni	2	OZ2TG		02/98 OZ2TG
5760.955	OZ8SHF		J057FJ	150	Slotted Waveguide	Omni	8	OZ9NT		02/98 OZ2TG
10100.000	GB3IOW	Newport, IOW	I090IO	250	Slotted waveguide	Omni	1	G8MBU		02/98 G4FSG
10120.000	GB3ALD	Alderney	IN89VR	90	Sectoral horn	30°	1			02/98 G4FSG
10368.015	DB0EZ	Kleve DOK L-IG	J031BS	110	Slot	115°	1	DB9JC		08/97 DJ3TF
10368.040	P17SHY	Eindhoven	J021RK	80	21 dBi	315°	1	PAOSHY		02/98 PE1KHP
10368.050	LX0DU	Soleuvre	JN29XM	280	1.3m Dish	63°	20 kW			02/98 LX1SC
10368.050	OKOEL	Benecko	J070SQ	1035	Waveguide	135°/270°	0.05	OK1AIY		08/97 OK1HH
10368.050	OZ9UHF		J065HP	30	Slotted WG	Omni	3	OZ2TG		02/98 OZ2TG
10368.060	F1XAI	Orleans	JN07WT	160	Slotted WG	Omni	10	F1JGP		01/98 F6HTJ
10368.075	OK0EA	Trutnov	J070UP	1355	12 el Slot	180°/270°	0.5	OK1AIY		08/97 OK1HH
10368.090	PAOTGA/A	Nijmegen	J021WU	75		Omni		PAOTGA		02/98 PE1KHP
10368.120	DB0JL	DOK R 25	J031MC	195	Slot	Omni	0.15	DF1EQ		08/97 DJ3TF
10368.142	ON4TNR	Wepion	J020KJ	250	17 dB Horn	292°	7	ON5VK		03/97 ON7PC
10368.150	I3F	M.te PIZ (BL)	JN55WV	1400	Slot 10 dB	170°	1.5	I3EME		01/98 I5WBE
10368.150	OE8XXQ	Dobratsch	JN76UO	2166	Horn		0.1	OE8MI		02/98 OE1MCU
10368.175	DB0AS	DOK C 29	JN67CR	1565	Horn	10°	0.5	DL2AS		08/97 DJ3TF
10368.180	F1XAP	Plougonver	IN88HL	326	Slotted WG	Omni	5	F1LHC		01/98 F6HTJ
10368.205	P17EHG	Schipol Airport	J022JH	90	13 dBi Slot	Omni	30	PAOEHG		02/98 PE1KHP
10368.240	GB3SWH	Watford	I091TP	187	Slotted waveguide	45°/225°	1	G4KUJ		02/98 G4FSG
10368.270	DLOWY	Rosenheim DOK C29	JN67AQ	1838	10 dB Slot horn	45°/270°	0.1	DJ8VY		08/97 DJ3TF
10368.270	P17GHG	Capelle lJssel	J021GW	50	Omni		10	PE1GHG		02/98 PE1KHP
10368.800	SM6MHI		J057XQ	135	Slotted WG	Omni	5	SM6EAN		03/98 SM6EAN
10368.805	DB0XL	DOK E-IG	J053HU	45	Slot	Omni	1	DK1KR		08/97 DJ3TF
10368.820	DB0KHT	DOK F 16	J040FE	247	Horn	Omni	3	DJ1RV		08/97 DJ3TF
10368.821	F1XAU	Sombernon	JN21IH	516	Slot WG	Omni	1.5	F1MPE		01/98 F6HTJ
10368.825	DB0HRO	DOK V 09	J064AD	185	Slot	Omni	0.2	DL5CC		08/97 DJ3TF
10368.830	DB0JX	Wickrath DOK R 21	J031FF	115	10 dB Slot	Omni	0.09	DK4TJ		08/97 DJ3TF
10368.830	GB3MHX	Martlesham	J002PB	80	12 Slot waveguide	Omni	1	G4DDK		02/98 G4FSG
10368.835	SK0SHG	Kista	J089XI	60	Horizontal	Omni	0.5	SMOKAK		06/96 SM5JXA
10368.840	DB0JO	Kamp-Lintfort DOK Z03	J031SL	312	6 x Slot	Omni	1	DG8DC		08/97 DJ3TF
10368.840	DB0KL	Bayreuth DOK Z 42	J050WC	925	Slot	Omni	13	DC9NL		08/97 DJ3TF
10368.850	DB0GG	DOK P 24	JN48NS	400	Slot	Omni	0.05	DL5AAP		08/97 DJ3TF
10368.850	DLOUB	DOK Z 20	J062KK	120	12 x Slot	Omni	0.1	DL7ACG		08/97 DJ3TF
10368.850	GB3SEE	Reigate	I091VG	250	Slotted waveguide	Omni	3	G0OLX		02/98 G4FSG
10368.855	DBOSH	DOK Z 46	JN48XS	800	Horn	260°	0.1	DL1SBE		08/97 DJ3TF
10368.860	DB0ARB	DOK U 02	JN69NC	1456	Slot	Omni	3	DJ4YJ		08/97 DJ3TF
10368.860	F5XAD	Pic Neulos	JN12LL	1100	Slotted WG	0°	3	F6HTJ		01/98 F6HTJ
10368.860	LA1SHG	Tonsberg	J059DD	30	13 dB Horn	180°	10	LA6LCA		12/96 LA9AHA
10368.862	F1XAE	Istres	JN23MM	114	Slotted WG	Omni		F1AAM		01/98 F6HTJ
10368.864	LA1UHG									07/96 SM6FHZ
10368.865	DB0JK	Keln DOK Z 12	J030LK	260	Slot	Omni	200	DK2KA		08/97 DJ3TF
10368.870	GB3KBQ	Taunton	I080LW	167	Slotted waveguide	Omni	1	G4UVZ		02/98 G4FSG
10368.875	OE5XBM	Hellmonsoedt	JN78DK	855	Slotted WG		1.2	OE5VRL		02/98 OE1MCU
10368.875	ON4AZB	Antwerp	J021FF	60	Slotted	Omni	2	ON1BPS		03/97 ON7PC
10368.880	DB0IS	Bodenwerder	J051GR	1020	Slot			DK6AB		08/97 DJ3TF
10368.880	GB3CEM	Wolverhampton	I082WO	165	Slotted waveguide	Omni	30	G4PBP		02/98 G4FSG
10368.880	OE1XVB	Vienna	JN88EF	185	Slotted WG		0.15	OE1WRS		02/98 OE1MCU
10368.883	DB0INN	DOK C 15	JN68GI	504	Slot	Omni	1	DL3MBG		08/97 DJ3TF
10368.884	HB9G	Geneva	JN36BK	1600	Slotted waveguide	Omni	2	HB9PBD		12/95 HB9PBD
10368.885	DB0TUD	DOK S 07	J061UA	285	Slot	Omni	5	DL4DTU		08/97 DJ3TF
10368.890	DB0KLX	DOK K 16	JN39VK	350	Slot	Omni	1	DC2UG		08/97 DJ3TF
10368.890	ON4RUG	Ghent	J011UB	95	Slotted	Omni	7	ON6UG		03/97 ON7PC
10368.895	DBO	DOK C 08	JN57UV	705	Slot	0°	10	DC8EC		08/97 DJ3TF
10368.900	DB0UX	DOK A 35	JN48FX	275	Slot	Omni	1	DK2DB		08/97 DJ3TF
10368.900	DB0CU	DOK A 28	JN48BI	970	Slot	Omni	5	DJ7FJ		08/97 DJ3TF
10368.900	GB3SCX	Swanage	I090AP	200	Slotted waveguide	Omni	1	G4JNT		02/98 OZ20E*
10368.905										02/98 OZ2TG
10368.910	GB3RPE	Swansea	I081AO	60	Slotted Waveguide	Omni	4	GW4ADL		02/98 G4FSG
10368.915	OZ4SHF		J065BV	22	Slotted WG	Omni	10	OZ1UM		02/98 OZ2TG
10368.920	DB0VC	DOK Z 10	J054IF	291	Slot	Omni	1	DL8LA0		08/97 DJ3TF
10368.920	OE2XB0	Haunsberg	JN67MW	740	Slotted WG		0.15	OE2HFO		02/98 OE1MCU
10368.930	GB3MLE	Emley Moor	I093EO	600	Sectoral horns	0°/180°	1	G8AGN		02/98 G4FSG
10368.940	FTXAN	Bus St Remy	JN09TD	300	Slotted WG	Omni	1.5	F1PBZ		01/98 F6HTJ

*10368.907