

Tehnika in konstruktorstvo

Ureja: **Matjaž Vidmar, S53MV**, Sergeja Mašere 21, 5000 Nova Gorica, e-mail: S53MV@uni-mb.si

NIZKOŠUMNI ANTENSKI OJAČEVALNIK ZA 432MHz

Dragoslav Debrlič, YU1AW (prevod in priredba S53MV)

1. Povzetek

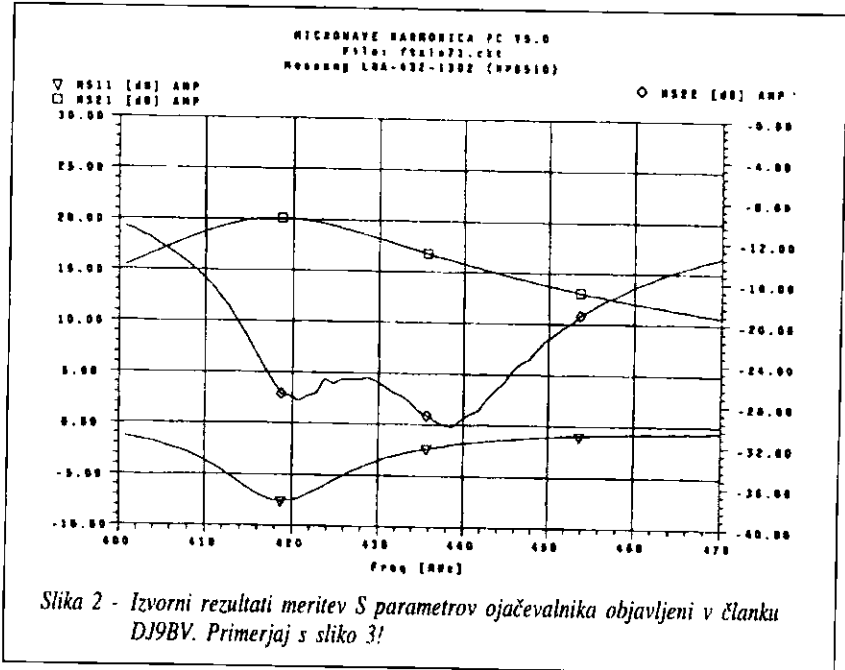
V članku so poleg splošnega pregleda kompenzacije GaAs poljskih tranzistorjev opisani rezultati računalniške simulacije nizkošumnega GaAsFET predojačevalnika za 432MHz, ki ga je predlagal DJ9BV. Raziskani so vzroki težnje po samoosciliranju v SHF področju, kar je bilo opaženo pri izdelanih ojačevalnikih. V nadaljevanju je predlagana drugačna rešitev in opisana celotna gradnja takšnega ojačevalnika.

2. Uvod

V članku (1), (2) so natančno obdelani tehnični in s tem povezani zgodovinski vidiki gradnje nizkošumnih predojačevalnikov z GaAs poljskimi tranzistorji, s posebnim poudarkom na brezpogojni stabilnosti izdelanih ojačevalnikov. Ker so GaAsFET-i samo pogojno stabilni, še posebno tip MGF1302, na frekvencah pod približno 8GHz, se je pokazalo, da problem brezpogojne stabilnosti ojačevalnika še zdaleč ni tako enostavno rešljiv, kot to izgleda na prvi pogled. Problem stabilnosti v področju 144MHz je natančno obdelan, prikazane so težave in pomanjkljivosti objavljenih gradenj ter predlagane rešitve za njihovo odpravljanje. Predojačevalnik za 432MHz, ki ga je objavil DJ9BV v (4), (5) ima isti problem stabilnosti v SHF področju kot predojačevalnik istega avtorja za 144MHz. Problem stabilnosti je natančno opisan v (1), (2) in ga bom zaradi razumljivosti le na kratko obdelal v tem članku.

3. Poskus rešitve s povratno vezavo v izvoru

Rešitev, ki jo predlaga DJ9BV (4), je kompenzacija tranzistorja z uvedbo negativne povratne vezave v izvoru s pomočjo natančno izračunane induktivnosti. Induktivnost je praktično izdelana kot 3mm dolgi nožici izvora tranzistorja. Avtor DJ9BV je uporabljal računalnik za simulacijo in natančen izračun sestavnih delov, da bi dosegel brezpogojno stabilnost, kot je to



prikazano na slikah 1 in 2. Žal so že v samem besedilu izvornega članka omenjene težave s samoosciliranjem na približno 8-10GHz v izdelanih primerkih ojačevalnikov in to prav zaradi uporabe induktivnosti v izvoru. Avtor je v svojem članku opozoril na možnost samoosciliranja in kot rešitev predlagal mikrovalovni absorber v vhodnem rezonatorju (4), (5). Sam sem se dolgo vrsto let ukvarjal z istimi problemi (3). Preučil sem tudi težave ojačevalca istega avtorja za 144MHz (1), (2). Podobna analiza predojačevalnika za 432MHz z računalniško simulacijo me je zato zelo privlačila, saj ima ta ojačevalnik iste težave s samoosciliranjem in predlagana rešitev sicer priznanega avtorja samo delno rešuje problem stabilnosti nizkošumnih GaAsFET predojačevalnikov.

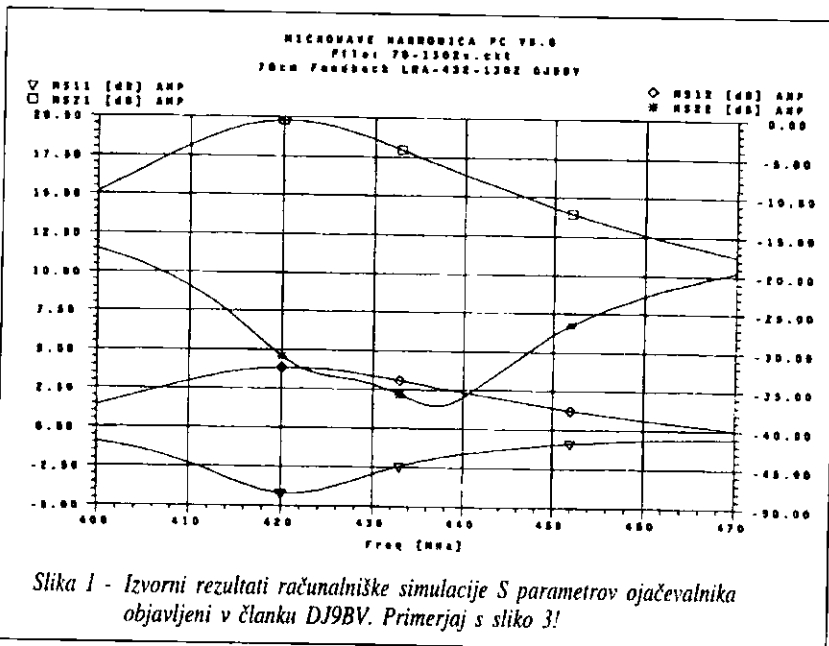
4. Analiza predojačevalnika

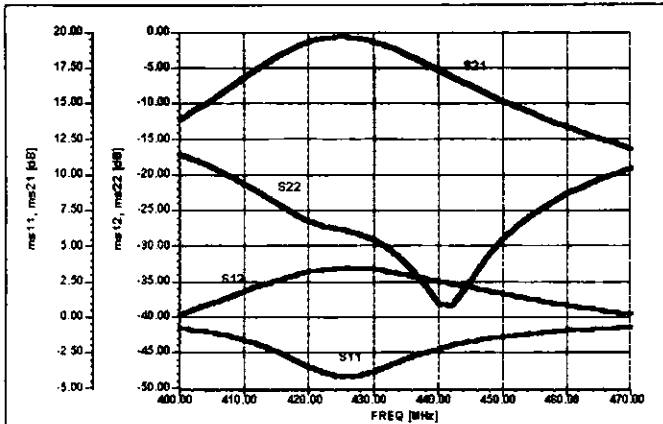
V ta namen sem uporabil računalnik s profesionalnim programom za analizo in simulacijo električnih vezij. Najprej sem napravil simulacijo predlagane rešitve natančno tako, kot je to opisano v članku (4). Dobljeni rezultati so zelo podobni tistim, ki jih je dobil in objavil avtor. Rezultati simulacije na sliki 3 so zelo podobni simulaciji avtorja na sliki 1 kot tudi rezultatom avtorjevih meritev na sliki 2. Na prvi pogled je torej vse v redu: grobe napake so na ta način izločene, točnost simulacije lahko takoj ocenimo.

5. Ojačevalnik postane oscilator

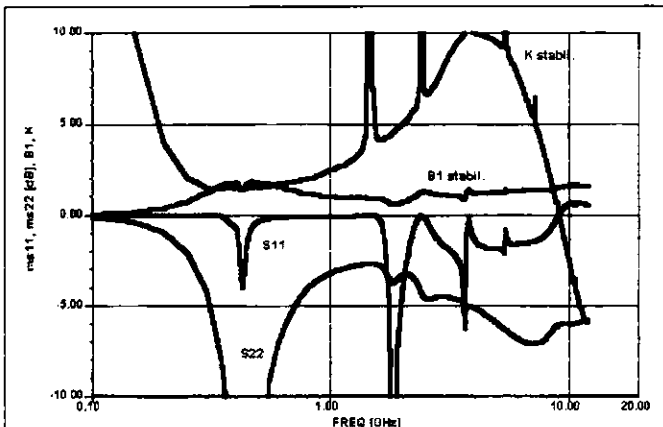
Ko se predlagana rešitev ojačevalnika, ki je zelo podobna rešitvi v predojačevalcu za 144MHz, bolj natančno preučim, se pokaže, da je tudi v tem slučaju problem isti. Če si natančneje ogledamo potek faktorja stabilnosti K za predlagano izvedbo predojačevalca (s tiskanem vezjem), opazimo, da K hitro pada pod enoto na frekvencah približno 8-10GHz, kar v praksi pomeni samooscilacije v tem frekvenčnem pasu (slika 4).

Oporišče na tiskanem vezju vnaša kapacitivnost okoli





Slika 3 - Rezultati računalniške simulacije S parametrov DJ9BV ojačevalnika po načrtu iz članka. Primerjaj s slikama 1 in 2!



Slika 4 - Rezultati računalniške simulacije S parametrov in K faktorja stabilnosti DJ9BV ojačevalnika s tiskanim vezjem.

0.3pF in daje skupno z induktivnostjo nožice ponora GaAsFET-a ter upora R1 (skupaj okoli 3mm) spoj Clapp oscilatorja na frekvenci okoli 9GHz. Majhne parazitne kapacitivnosti in induktivnosti verjetno niso bile upoštevane v računalniški simulaciji, ki sicer pri frekvenci okoli 9GHz pokaže hiter padeč faktorja K pod enoto in S11 večji od cnote (pozitivno število v decibelih), kar je zanesljiv znak, da je ojačevalnik postal oscilator (glej sliko 4).

Kot že omenjeno je negativna povratna vezava z induktivnostjo v izvoru dvorez meč. Po eni strani je razmeroma enostavno doseči $K > 1$ na nižjih frekvencah (pod okoli 3GHz). Po drugi strani se vezje nevarno približuje oscilatorju na frekvencah 8-10GHz! To je tudi razloga za mikrovalovni absorber, prevodno peno v prostoru vhodnega rezonatorja, ki ga je avtor predlagal za preprečevanje teh samooscilacij; glej (4) ali (5).

Mikrovalovni absorber je v vhodnem rezonatorju nezaželen, saj malenkost duši signale in povečuje šum tudi na 432MHz. Predvsem pa gradnja ni povsem ponovljiva, saj so si prevodne pene zelo različne po električnih lastnostih. V tem članku je zato prikazana drugačna rešitev in drugačen pristop gradnje nizkošumnega ojačevalnika, ki naj bi rešil problem brezpogojne stabilnosti.

6. Predlog rešitve z uporabo kompenzacije v ponoru

S preučevanjem vrednosti S parametrov in faktorja stabilnosti K tranzistorja MGF1302 v celotnem frekvenčnem pasu od nizkih frekvenc do mikrovalov sem ugotovil, da razmeroma enostavna kompenzacija s kombinirano uporovno obremenitvijo ponora omogoča zelo dobro rešitev problema stabilnosti. Pretekle izkušnje z uporovno kompenzacijo v ponoru kot tudi očitno dejstvo, da moramo izvesti kompenzacijo v dveh razmeroma oddaljenih frekvenčnih območjih, so mi narekovali, da se izogibljem kom-

penzaciji z reaktivnimi (brezizgubnimi) sestavnimi deli in poskusim s čisto uporovno (izgubno) kompenzacijo.

Celoten problem doseganja brezpogojne stabilnosti se prevede na doseganje vrednosti faktorja stabilnosti $K > 1$ v dveh razmeroma oddaljenih frekvenčnih območjih. Prvo območje je 200-500MHz in drugo območje 8-10GHz. Prvi problem mogoče izgleda pomembnejši, vendar je doseganje brezpogojne stabilnosti v frekvenčnem pasu 200-500MHz razmeroma enostavno in se ga da rešiti na različne načine, od katerih ima vsak svoje dobre in slabe strani.

Dosti težji problem predstavlja stabilnost v frekvenčnem pasu 8-10GHz, ker je tu težko nadzirati vse parazitne reaktanse (kapacitivnosti, induktivnosti), ki pri praktični izvedbi naredijo iz ojačevalnika oscilator. Preučevanje vezja me je privedlo do prepričanja, da mora katerakoli rešitev predojačevalnika z GaAsFET-om resno upoštevati prav vse parazitne reaktanse, ki lahko privedejo do samoosciliranja na mikrovalovnih frekvencah. Med njimi so vsekakor najvažnejše: dolžina nožice izvora in ponora ter v slučaju, ko so te dolžine prevelike, parazitna kapacitivnost ponora proti masi!

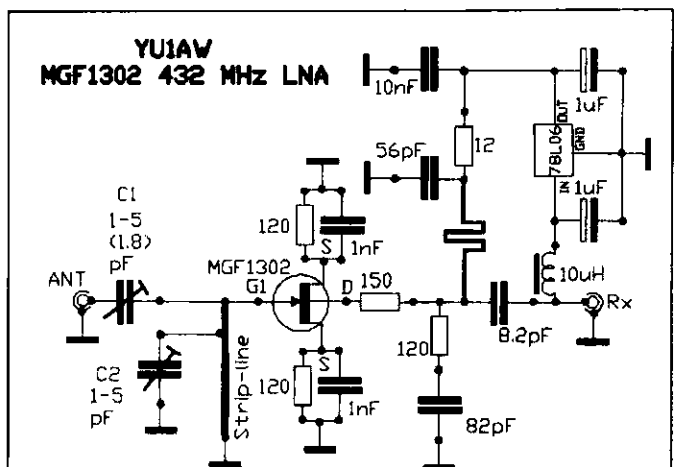
Z uporabo prednosti računalnika in možnosti zelo natančne analize in simulacije sem poskušal s dodajanjem enostavne uporovne kompenzacije S parametrov v ponoru tranzistorja, s ciljem dobiti brezpogojno stabilen ojačevalnik s tranzistorjem MGF1302. Obremenitev ponora je dvignila K na nizkih frekvencah in hkrati izločila problem vpliva parazitnih kapacitivnosti, ampak zahteva po čimkrajših nožicah izvora in ponora (pod 1mm!) ostaja še naprej zelo pomembna.

Pri gradnji je treba strogo upoštevati vsa pravila gradnje ojačevalnikov za SHF področje, ker gre za problem stabilnosti na zelo visokih frekvencah okoli desetine GHz! Če želimo brezpogojno stabilnost v celotnem delovnem področju GaAsFET-a, moramo graditi ojačevalnike z upoštevanjem vseh zakonitosti gradnje za tako visoke frekvence kot je to 10 ali 12GHz, ne glede na to, da ojačevalnik uporabljamo na "komaj" 144MHz ali 432MHz! Vsi, ki tega ne upoštevajo, ne morejo računati na optimalne lastnosti v pogledu šuma niti na brezpogojno stabilnost svojih nemarno izdelanih ojačevalnikov!

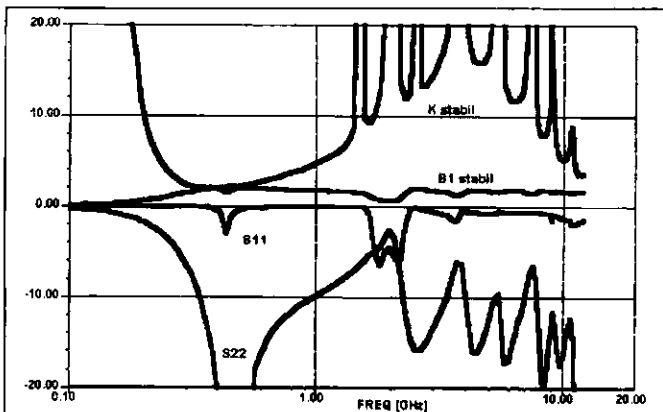
Dobljeno vrednost izhodne impedanace "predelane" tranzistorja z uporovno kompenzacijo prilagodimo na izhod s pomočjo enostavnega "L" člena, ki hkrati privede enosmerno napajanje ter loči enosmerno napetost na izhodu (glej električni načrt na sliki 5). Prilagoditev vsebuje tiskano tuljavo v obliki mikrotrakastega voda proti napajanju in SMD kondenzator proti izhodu, kar zagotavlja ponovljivost gradnje v večjem številu primerkov.

Glavnino kompenzacije stabilnosti na visokih frekvencah predstavljata zaporedni upor 150ohm in vzporedni upor 120ohm v ponoru tranzistorja. Kompenzacija je nadalje optimizirana z uporom 12ohm zaporedno z mikrotrakasto tuljavo ter natančnim izborom vrednosti kondenzatorjev 82pF in 56pF.

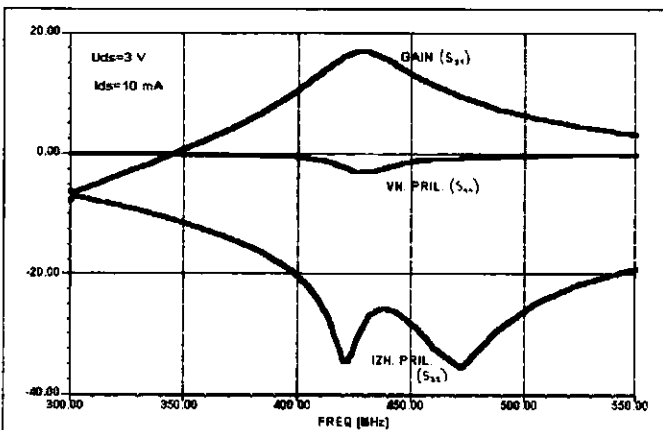
Vhodno vezje je izvedeno kot trakasti vod z zračnim dielektrikom, ker so rezultati z njim le malenkost slabši od koaksialnega rezonatorja z istimi izmerami, kot je to opisano v (4). Praktična izdelava zračnega trakastega



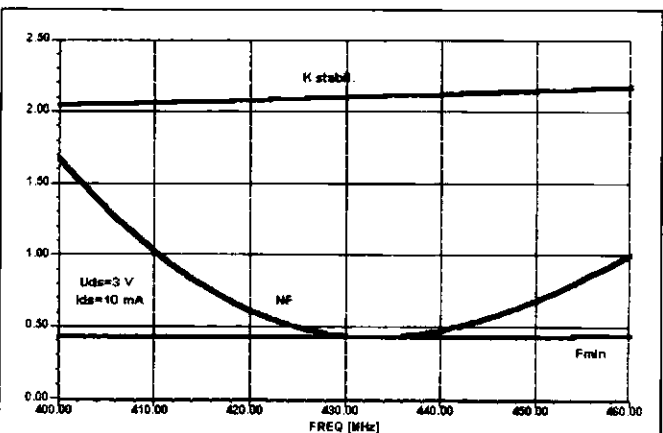
Slika 5 - Električni načrt ojačevalnika za 432MHz.



Slika 10 - Rezultati računalniške simulacije K in B1 faktorjev stabilnosti ter prilagoditve S11 in S22 YUIAW ojačevalnika od 100MHz do 12GHz.



Slika 11 - Rezultati računalniške simulacije S parametrov YUIAW ojačevalnika.



Slika 12 - Šumno število in faktor stabilnosti YUIAW ojačevalnika.

vse ostale sestavne dele, je hkrati pregrada, ki deli škatlo na vhodni in izhodni del. Stran tiskanega vezja, ki gleda vhodni del škatle, ni jedkana, pač pa je v njej edino luknjica, skozi katero so spojena vrata tranzistorja na vhodni rezonator. Takšna konfiguracija je enostavna za izdelavo in ima hkrati vse odlike dobro prilagojenega, brezpogojno stabilnega nizkošumnega ojačevalnika.

Vrednosti vseh sestavnih delov vezja so optimizirane tudi v statističnem smislu, z upoštevanjem odstopanja nazivnih vrednosti delov in pričakovanih odstopanj pri gradnji ojačevalnika, da se dosežejo zares optimalni rezultati in visoka ponovljivost gradnje. Na slikah 10, 11 in 12 so prikazani rezultati za takšno rešitev predojačevalnika. Potrebni in zadostni pogoji za stabilnost: $K > 1$ in $B1 > 0$ kot tudi $S11 < 0dB$ in $S22 < 0dB$ so izpolnjeni v celotnem frekvenčnem območju od 50MHz do 12GHz, kjer so bili na razpolago S parametri za tranzistor MGF1302 (slika 10).

Dobljene vrednosti ojačenja in izhodne prilagoditve so celo nekoliko boljše od predhodnih rešitev. Vhodna prilagoditev je načrtovana za najmanjši šum in ne za največje ojačenje, kar je običajno za nizkošumne predojačevalnike. Zaradi tega je vhodna prilagoditev razmeroma slaba, komaj -3dB. Dobljeno šumno število ojačevalnika je praktično minimalno možno za ta tip tranzistorja (slika 12), kar skupno z omenjenimi faktorji stabilnosti kaže na kvaliteto predlagane rešitve.

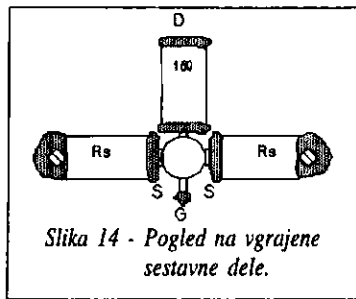
7. Praktična izvedba in rezultati

Ohišje ojačevalnika je načrtovano tako, da predstavlja pokrov le eno stranico nad rezonatorjem. Na ta način je vpliv pokrova najmanjši in tudi izgube zaradi njegovega nezanesljivega stika z ostalimi deli so najmanjše. Razen tega takšna izvedba pokrova omogoča, da se pokrov odpre in se pri tem ojačevalnik kaj dosti ne razglaši. Po drugi strani vgradnja tiskanega vezja kot pregrade, ki je na svoji nejedkani strani na vseh treh straneh zacinjena na ohišje, zagotavlja stabilno delovanje ojačevalnika.

Sklop antene z rezonatorjem je izveden s pomočjo trimerja iste vrste kot za uglaševanje rezonatorja: Tekelec 5200 ali podoben. Trimer omogoča natančno uglaševanje za najnižji šum s pomočjo šumnega izvora. Sklop se lahko izvede tudi s fiksnim kondenzatorjem $C1=1.8pF$, da bi preprečili napačno uglaševanje "na uho" (brez šumnega izvora), kar vodi v napačno uglaševanje za največje ojačenje namesto na najmanjši šum, kar je natančno opisano v (3). Keramični kondenzator ima sicer malenkost nižji Q od Tekelec trimerja, vendar je vpliv na šum ojačevalnika zelo majhen.

Podobno kot v nekaterih predhodnih mehanskih rešitvah ojačevalnika je tudi v tem slučaju uporabljeno ohišje iz tanke posrebrene bakrene ali medeninate pločevine s tiskanim vezjem kot pregrado v sredini. Uporaba bele pločevine (pokositrana železna pločevina) se nikakor ne priporoča zaradi povečanih izgub vhodnega rezonatorja in s tem povečanja šuma!

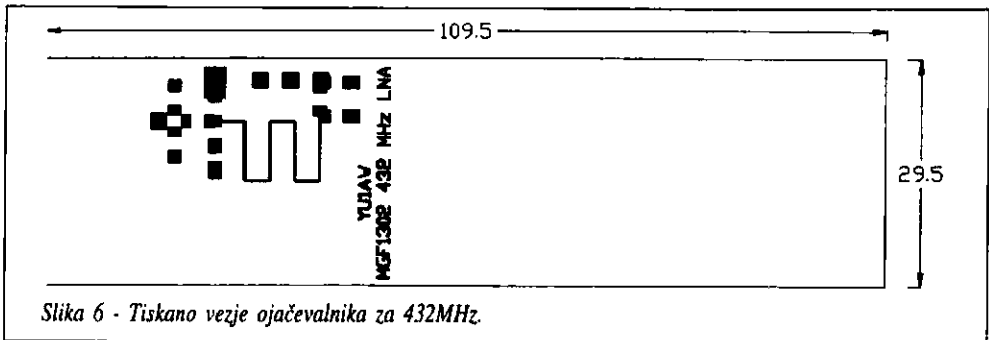
Enosmerno delovno točko, tok skozi tranzistor, nastavimo z zamenjavo enega od obeh SMD uporov z izvora na maso. Možna je sicer vgradnja trimerpotencimetra. Ker pa delovno točko nastavimo enkrat za vselej, je trimer v resnici nepotreben in se je takšnemu nezanesljivemu sestavnemu delu boljše izogniti.



Slika 14 - Pogled na vgrajene sestavne dele.

voda je seveda neprimerno enostavnejša od koaksialnega rezonatorja. Izmere trakastega rezonatorja so izbrane za čimmanjše izgube in s tem čimmanjši šum ojačevalnika. Karakteristična impedanca trakastega voda je okoli 77ohm skupno z vplivom pokrova, kar daje minimalne izgube. Trimerji za nastavitvev antenskega sklopa in rezonančne frekvence so Tekelec ali Johanson tipa 5200/5800 ali podobni.

Dvostransko tiskano vezje, ki nosi



Slika 6 - Tiskano vezje ojačevalnika za 432MHz.

nju delovne točke!

Ko je tiskano vezje dokončano in je delovna točka nastavljena, ga vgradimo v ohišje ojačevalnika in zaspajkamo, kot je to prikazano na slikah 8 in 9. Zadnja stran ploščice ni jedkana in deluje kot masa za mikrotrakaste vode ter kot stena vhodnega rezonatorja. Maso tiskanine moramo zato dobro zaciniti na ohišje vzdolž vseh treh robov, ki nalegajo na ohišje, da ne bi pokvarili kvalitete vhodnega rezonatorja. Stran tiskanine s SMD sestavnimi deli je seveda obrnjena proti izhodu ojačevalnika.

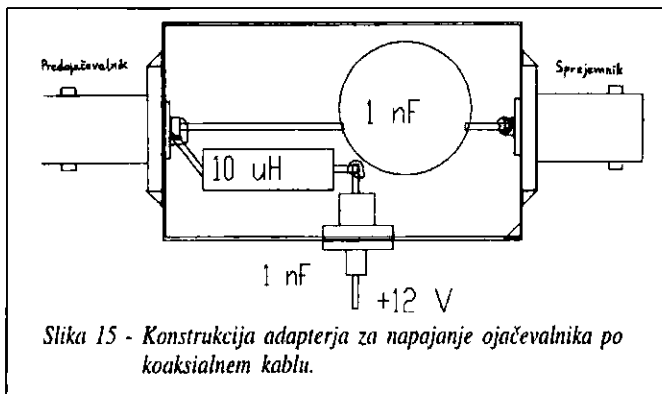
Izvrtno za vrata moramo na strani mase povrtati z malo večjim sve-drom, da odstranimo kolobar bakrene folije in tako preprečimo kratek stik žice, ki povezuje rezonator z vrati tranzistorja na drugi strani tiskanine. Debelina te žice ni kritična in lahko uporabimo odrezek nožice upora ali kondenzatorja (pocinjena bakrena žica 0.5-0.6mm). Na koncu moramo spojiti še izhodni N konektor (OUT) na tiskanino.

Ko je vse povezano in preverjeno, lahko ojačevalnik vključimo in ponovno preverimo napetosti in tok. Potem ojačevalnik priključimo na anteno in sprejemnik ter s trimmerjem C2 nastavimo frekvenco rezonatorja za največje ojačenje, se pravi največjo jakost nekega šibkega vhodnega signala. Rezonanco moramo doseči pri nastavitvi trimmerja C2 blizu minimalne vrednosti (okoli 1pF), ko vhod sklopimo s fiksnim kondenzatorjem C1=1.8pF.

Če imate generator šuma, lahko fiksni kondenzator C1 zamenjate s trimmerjem in uglaste oba trimmerja C1 in C2 za minimalni šum. S tem je celotno uglaševanje zaključeno in ojačevalnik doseže lastnosti, ki so zelo blizu objavljenim.

9. Adapter za napajanje

Nizkošumni ojačevalnik popolnoma izkoristimo le, če ga vgradimo v neposredni bližini antene. Da lahko ojačevalnik napajamo po koaksialnem kablu, ki vodi do sprejemnika, moramo pri sprejemniku dodati adapter (glej sliko 15). Adapter ima nalogo, da doda enosmerno napetost napajanja in hkrati ne moti visokofrekvenčnih signalov, ki potujejo po kablu. Adapter vgradimo pri sprejemniku. Adapter ne vsebuje kritičnih sestavnih delov in moramo paziti le, da pri sestavljanju ne napravimo kratkega stika žile kabla na maso.



Pri anteni moramo vgraditi koaksialni rele, ki preklaplja anteno med oddajnikom in predojačevalcem. Koaksialni rele povežemo do oddajnika z enim kablom, z drugim ločenim kablom pa povežemo izhod predojačevalca do sprejemnika. Sprejemni kabel je lahko tanjši, ker izgube niso tako pomembne. V radijski postaji moramo imeti na razpolago ločena priključka za sprejemnik in oddajnik ali pa uporabiti še en koaksialni rele.

Koaksialni rele pri anteni vezemo tako, da je v mirovnem položaju (brez napajanja) antena priključena na oddajnik! Torej obratno od običajne vezave! Razlog je v zaščiti predojačevalca pred razelektritvami v ozračju, ko je radijska postaja izključena! Ta ukrep vam lahko prihrani dosti dela in denarja za nove GaAsFET-e. Pravilna vezava koaksialnih relejev in njihovo zaporedje preklapljanja so posebna tema, ki prekoračuje okvir tega članka.

10. Zaključek

Problem stabilnosti GaAsFET ojačevalnikov v področju 432MHz je zelo podoben onemu, ki ga poznamo z nižjih frekvenčnih področij. Kom-

penzacija tranzistorja in doseganje brezpogojne stabilnosti je za odtenek manj težavno, kar omogoča tudi enostavnejše vezje za kompenzacijo. Po drugi strani je zaradi višje delovne frekvence vpliv parazitnih reaktans in kvalitete uporabljenih sestavnih delov dosti večji na končne lastnosti izdelanega ojačevalnika.

Rešitev avtorja DJ9BV je pazljivo analizirana z ustreznim računalniškim programom. Samooscilacije v frekvenčnem pasu 8-10GHz zavisijo od dolžine nožic izvora in ponora GaAsFET-a in ostalih parazitnih reaktans v neposredni bližini. Samooscilacije so posledica induktivne kompenzacije v izvoru, ki v SHF področju skupaj z ostalimi parazitnimi reaktansami tvorijo Clapp-ov oscilator. Sam avtor DJ9BV je opozoril na možnost samooscilacij in predlagal kot protiužek mikrovalovni absorber v obliki prevodne pene v vhodnem rezonatorju.

Računalniška analiza je pokazala, da je induktivna kompenzacija zelo tvegana in da je v praksi, na visokih frekvencah, zelo težko nadzirati vse parazitne reaktanse, ki lahko privedejo do samooscilacij v SHF področju. Na osnovi opisane analize sem razvil in izdelal ojačevalnik, ki vsebuje novo rešitev problema stabilnosti in ima zelo dobre lastnosti, ki so se v praksi izkazale tudi ponovljive pri večjem številu izdelanih primerkov.

Pri gradnji takšnega ojačevalnika se moramo strogo držati pravil za gradnjo na zelo visokih frekvencah (SHF), če želimo dobiti res vrhunski ojačevalnik za 144MHz ali 432MHz z GaAsFET-om. Razlog je v tem, ker GaAsFET-i zelo lahko zanihajo na frekvencah deset in več GHz. Tiskano vezje je pri tem v veliko pomoč, saj točno določa postopek gradnje in so grobe napake malo verjetne. Če se graditelj drži danih navodil, preprosto mora dobiti ojačevalnik z vrhunskimi lastnostmi.

Na koncu se želim zahvaliti vsem, ki so mi pomagali pri praktični izdelavi opisanega ojačevalnika.

Literatura:

1. Dragoslav Dobričić, YU1AW: "Niskošumni antenski pojačavač za 144 MHz", Radioamater 10/1998, strani 12-14 in Radioamater 11/1998, strani 12-15. Tudi: "Niskošumni antenski pojačavač za 144 MHz", besedilo predavanja KKE, december 1998.
2. Dragoslav Dobričić, YU1AW, (prevod in priredba S53MV): "Niskošumni antenski predojačevalnik za 144MHz", CQ ZRS 6/1999, strani 26-31.
3. Dragoslav Dobričić, YU1AW: "Bezuslovno stabilni niskošumni GaAs FET prepojačavači", (I del) Radioamater 4/1989, strani 102-104 in (II del) Radioamater 5/1989, strani 139-142. Tudi: "Absolut stabile, rauscharme GaAs-FET-Vorverstärker", UKW-Berichte 2/1990, strani 118-126 in UKW-Berichte 3/1990, strani 138-146.
4. Rainer Bertelsmeier, DJ9BV: "Unconditional Stable LNA for 432MHz", DUBUS 2/1993, strani 29-40.
5. Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, (prevod YU1AU): "Prepojačavač za 432MHz", Radioamater 12/1997, strani 10-12.



PREDELAVE SUPERVOZLJA IN POPRAVKI TNCja

Matjaž Vidmar, S53MV

Ko sem tudi sam z megabitnim TNCjem končno dobil poštnega sogovornika z megabitno radijsko postajo, sem se spet lotil popraviljanja SuperVozlja. Podobno je pred leti storil že Marko-S57MMK, ko je razvil svojo DMA-SCC kartico, in takrat odkril kar nekaj pomanjklivosti v megabitnih kanalih SuperVozlja z DMA vmesnikom MC68450. Novi vozljji s procesorjem MC68360 so vsekakor boljša rešitev, ki odpravi večino pomanjklivosti zastarelega MC68450. Vendar vsi stari vozljji še niso za v smeti in se mi jih zaenkrat še vedno zdi smiselno vzdrževati.

Glavna pomanjkljivost SuperVozlja s procesorjem MC68010 ali MC68020 ter DMA vmesnikom MC68450 je bila od vsega začetka komunikacija med samim mikroprocesorjem ter DMA vmesnikom. Velik del krivde nosijo načrtovalci čipov, ki se znotraj iste družine vezij niso držali pravil, ki so si jih sami postavili. DMA MC68450 zato zahteva bodisi dušilne upore (rešitev S53MV) ali pa zakasnitev določenih signalov (rešitev S57MMK), da pri pogovoru z mikroprocesorjem družine MC680x0 ne pride do prepira.

Nekaj krivde za težave nosimo tudi sami radioamaterji, ki integrirana vezja uporabljamo na nekoliko drugačen način od tistega, kar so si zamislili načrtovalci profesionalnih naprav. Profesionalna vezja so načrtovana za žične zveze ali dupleksne radijske zveze, kjer je šuma malo in so napake pri prenosu podatkov res izjemni dogodki. V amaterskem packet-radio omrežju pa imamo na vhodu sprejemnika najpogosteje šum ali motnje dveh ali več oddajnikov, kar pomeni, da sprejemnik večino časa javlja napake.

Povprečna dolžina okvirja, ki se tvori iz naključnega šuma ali medsebojnih motenj več oddajnikov, znaša komaj kakšnih 15 bajtov. Sprejemnik sicer zazna, da je takšen okvir pokvarjen, a mikroprocesor mora vseeno na novo sprogramirati zaporedni vmesnik, nastavitvi kazalce v pomnilniku in še par registrov v DMA vezju, vse to v okviru priprav za sprejem naslednjega okvirja. Obdelava vseh pokvarjenih okvirjev, ki se tvorijo iz šuma ali motenj, predstavlja v slučaju megabitne zveze hudo obremenitev za mikroprocesor, ki mora približno vsakih 25 mikrosekund na novo sprogramirati vsak megabitni kanal.

V prvi izvedbi SuperVozlja z megabitnimi kanali sem zato izbral nekoliko drugačno rešitev. Program v svoji glavni zanki periodično preverja, če je kaj prišlo na DMA kanalih. Pri tem ni potrebno, da je preverjanje zelo pogosto, saj so veljavni okvirji precej daljši od tistih, ki se naključno tvorijo iz šuma ali motenj. Nadalje lahko vse podatkovne okvirje tudi umetno podaljšamo z oddajo daljših repov na koncu. Pri dolžini repov ene milisekunde to pomeni 40-krat manj dela za mikroprocesor kot pa v slučaju proženja na vsak sprejeti okvir.

Težava SuperVozlja je v tem, ker se izvajanje nekaterih podprogramov v glavni zanki lahko precej zavleče, v nekaterih slučajih celo preko 100ms. V vsem tem času sta seveda DMA kanala popolnoma gluha. Podaljševanje repov okvirjev hitro zmanjšuje učinkovitost prenosa: že 1ms dolgi repi predstavljajo podaljšanje najdaljših AX.25 okvirjev za kar 50% pri hitrosti prenosa 1.2288Mbps. Od tod lov za čimhitrejši mikroprocesor in čimvečje število glavnih zank, da bi bilo izgubljenih okvirjev čimmanj.

Bolj pametna rešitev bi bilo klicanje podprograma, ki preverja sprejem z DMA kanalov, s primerno prekinitvijo, ki jo proži urni števec. S takšno rešitvijo sem dolgo časa okleval, ker kljub obilici urnih števcov v SuperVozlju še vedno zahteva predelavo strojne opreme, se pravi prevezavo prekinitve. Poseg v strojno opremo pomeni vsaj en planinski izlet (v primeru napak več izletov) za razliko od nalaganja nove inačice programa, ki jo lahko opravimo daljinsko po sami packet-radio zvezi.

Prestavljanje pomembnega podprograma iz glavne zanke na prekinitve hkrati zahteva predelavo mehanizma dodeljevanja in sproščanja pomnilnika, se pravi eno osnovnih in najbolj zahtevnih nalog programa SuperVozelj, v kar se drugi programerji verjetno niso želeli poglobljati. V inačici SVV86 sem prestavil prekinitve SCC kanalov iz INT1,2,3 na INT4,5,6. Nova prekinitve urnega števca gre na zdaj

sproščeni INT2. Preverjanje sprejema okvirjev na DMA kanalih ima torej nižjo prioriteto od prekinitvev SCC kanalov, ki se prožijo za vsak sprejeti ali oddani bajt.

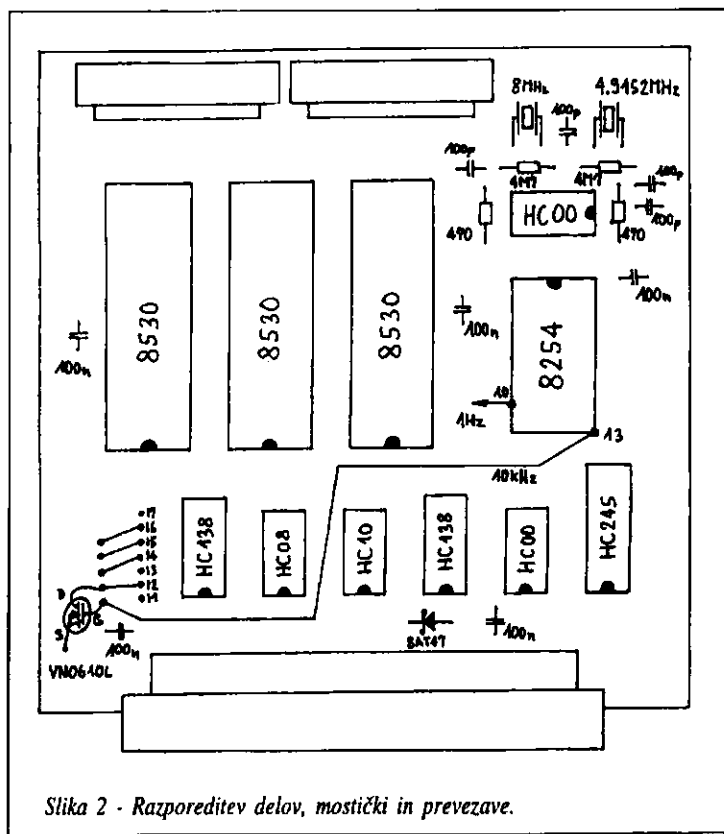
Uporabljeni urni števec se nahaja na SCC plošči. Predelave SCC plošče so prikazane na sliki 1. /INT izhodi SCC vezij 8530 so prevezani na prekinitve 4, 5 in 6. Izhod OUT1 števca 8254 krmili dodatni tranzistor (mosfet VN0610L), ker je prekinitveni vhod /INT2 aktiven nizck. Vsi /INTx vhodi imajo sicer "pullup" upore 10kohm proti +5V že na sami CPU plošči SuperVozlja. Frekvenca prekinitvev INT2 je nastavljena na 10kHz, kar daje korak ure SuperVozlja 0.1ms.

Pri vsaki izvršitvi prekinitvenega podprograma INT2 mikroprocesor resetira izhod OUT1. Delovanje prekinitvenega podprograma lahko nadzorujemo preko izhoda OUT0, kjer dajo prekinitvene zahteve deljene z 10000 frekvenco 1Hz. Delovanje programa tako preverimo z voltmetrom oziroma na izhod OUT0 (nožica 10 vezja 8254) priključimo svetlečo diodo preko primerne predupora, kot je to črtkano narisano na sliki 1.

Praktična izvedba opisanih predelav je prikazana na sliki 2. Najprej moramo prestaviti mostičke za prekinitve na ustreznem podnožju 7+7. Nato na spodnji strani tiskanine vgradimo tranzistor VN0610L. Izvor zaciniamo na maso, za vrata in ponor pa uporabimo proste nožice podnožja kot oporišča. Končno vrata tranzistorja povežemo z žico na nožico 13 števca 8254. Namesto mosfeta lahko uporabimo tudi NPN tranzistor tako, da zaporedno z bazo vežemo primeren upor (10kohm).

Žal je mikroprocesor SuperVozlja še vedno prepočasn, da bi preverjal stanje vseh DMA kanalov s frekvenco 10kHz. Program je zato napisan tako, da se preverjanje DMA kanalov proži šele po določenem številu urnih prekinitvev INT2, ki ga določa konstanta "dmaklin". To konstanto je smiselno nastaviti na vrednost 2 za mikroprocesor MC68020 oziroma na vrednost 3 za mikroprocesor MC68010.

Ker traja preverjanje stanja DMA kanalov nekaj več kot 100 mikrosekund, bo mikroprocesor MC68020 to počel s frekvenco 3.3kHz, mikroprocesor MC68010 pa s frekvenco 2.5kHz. Na ta način ostane obema proce-



Slika 2 - Razporeditev delov, mostički in prevezave.

sorjema dovolj časa, da se ukvarjata še z ostalimi opravili vozlišča. Dolžino repa nastavimo na 500ms, ki predstavlja smiseln kompromis za vso razpoložljivo megabitno packet-radio opremo: nepredelani in predelani SuperVozlji ter DMA-SCC kartice. Novi vozlji z MC68360 in megabitni TNCji bi sicer zmogli še krajše repe.

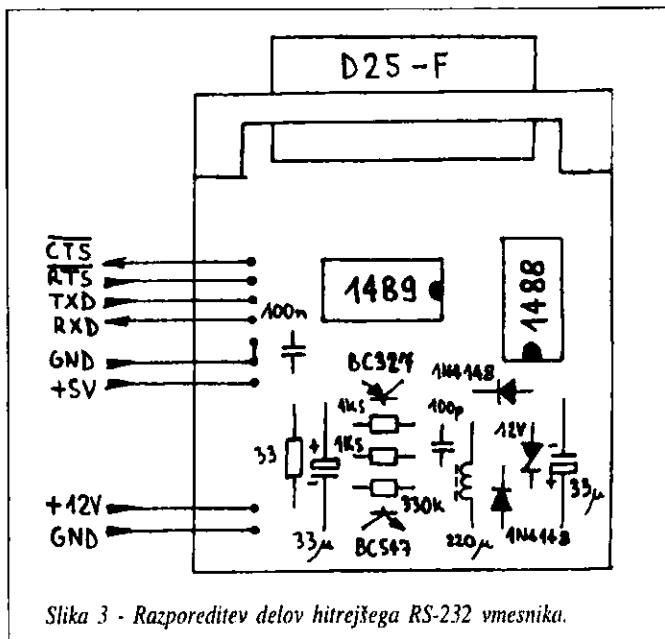
Ker opisana predelava zahteva poseg v strojno opremo, sem se odločil, da hkrati povečam pomnilnik vozlja na 1Mbyte. Večji pomnilnik je potreben zaradi (neizbežnega) prehoda na daljše okvirje, ki bi precej izboljšali učinkovitost megabitnih zvez. Smiselna dolžina okvirja je verjetno okoli 1500 bajtov, skladno z drugimi računalniškimi omrežji (ethernet).

Ko sem se že lotil temeljite predelave SuperVozlja, sem poskusil opraviti tudi druge znane pomanjkljivosti programa, predvsem krmiljenja DMA vezja MC68450. V izvornem vozlju sem moral med oddajo na enem DMA kanalu preprečiti sprejem na drugem DMA kanalu, sicer so se oddani okvirji pokvarili. Vzrok je počasnost vezja MC68450, ki porabi veliko število taktov za prenos bajta med pomnilnikom in zaporednim vmesnikom. Prvi ukrep je bil povečanje takta DMA vezja na vsaj 10MHz, kar omogoča vsaj zasilno delovanje na obeh kanalih hkrati, seveda z obveznimi predelavami DMA-SCC plošče iz CQ ZRS 1/1997.

Drugi nepojasnen pojav je bila povezava med taktom CPU in taktom DMA, ki si je nisem znal razložiti. Marko-S57MMK je sicer odkril protiu- krep (vstavljanje zakasnitev), ne pa tudi razloga, zakaj so zakasnitve na določenih mestih potrebne. Tudi za ta pojav sem končno izgleda našel razlago: CPU mora pri oddaji okvirja resetirati "TX Underrun/EOM Latch" šele po oddaji prvega bajta, moj izvorni program pa je to storil prehitro. Pojav zavisi od najmanj treh spremenljivk (takt CPU, takt DMA in takt SCC), zato vzroka ni bilo lahko najti! V SVV87 je zato dodana samo ena zakasnitev, ampak tokrat na pravem mestu in težava je odpravljena!

Brezhibno delovanje DMA kanalov je še kako odvisno od takta DMA vezja. Poskusi so pokazali, da se s taktom 10MHz izgubi na oddaji tudi do 20% okvirjev, pri DMA taktu 11MHz pade ta odstotek na 10% in pri taktu 12MHz oddaja končno izgleda brezhibna. Celoten pojav je v SVV87 popolnoma neodvisen od vrste in hitrosti mikroprocesorja, rezultati so popolnoma enaki za 12MHz MC68010 kot za 16MHz MC68020, čeprav je slednji skoraj dvakrat hitrejši.

Z vsemi opisanimi predelavami postaneta vrsta mikroprocesorja in število zank skoraj nepomembna. Če ima vozlišče manj kot 10 uporabnikov hkrati, potem je MC68010 povsem zadosti dober in vozlišča nima smisla predelovati na močnejši procesor. Tudi MC68020 se odlično obnese do približno 25 istočasnih uporabnikov in šele pri večjem drenu sploh pride do izraza MC68360.



Slika 3 - Razporeditev delov hitrejšega RS-232 vmesnika.

Pojav, ki si ga še vedno ne znam razložiti, je napačno delovanje DMA-SCC plošče s CMOS izvedbo SCC vezja Z85C30 proizvajalca Zilog. Z NMOS vezji vseh proizvajalcev dela plošča brezhibno, kot tudi s CMOS izvedbo AM85C30 proizvajalca AMD. Zilog-ovi Z85C30 so mi sicer nagajali tudi v megabitnem TNCju, a tu sem uspel najti trik, s katerim se da pripraviti k pokorščini tudi najbolj neobogljivi Zilogov Z85C30. S programom sem moral izključiti eno od funkcij vezja, inverter za kristalni oscilator med nožicama RTxC in SYNC, ki je megabitni TNC sicer ne uporablja.

V opisu hitrejšega RS-232 vmesnika je Simon-S56JSC našel napako. Električni načrt v CQ ZRS 5/2000 je narisano pravilno, na razporeditvi delov na tiskanem vezju pa je namesto PNP tranzistorja BC327 napačno vrisano NPN tranzistorja BC337. Vezje jasno ne more delati, če zamenjamo PNP tranzistor z NPN. Popravljen razporeditve sestavnih delov hitrejšega RS-232 vmesnika je prikazana na sliki 3.

Prvi koraki v radioamatersko konstruktorstvo

taborniki - bodoči radioamaterji v akciji - JOTA 2000, članek v tej številki CQ ZRS, rubrika INFO

