RADIOCOMUNICAŢII
şi
RADIOAMATORISM

9/2000 PUBLICAŢIE EDITATĂ DE FEDERAŢIA ROMÂNĂ DE RADIOAMATORISM

TOUGH GUYS.

Choice of the World's top DX'ers

When you're small, you get picked on. Isn't that how it goes? Well not in Yaesu territory, because not only do we design compact handhelds for efficiency, but we give these clever little guys plenty of muscle. Yaesu handheld transceivers have earned the bragging rights for being the smallest handhelds with the most durable water resistant casings ever created. And packed inside the brawn are engineering accomplishments in performance that are unmatched in the industry. Our high-tech handheld transceivers provide clean power output on the VHF and UHF bands and offer revolutionary features that allows these tough guys to continually outperform the competition. Learn more about Yaesu products on the web at www.yaesu.com

AGNOR HIGH TECH

Lucretiu Patrascanu 14, Bl. MY 3
Sc.A, Et. 4, Ap.15-16, Sector 3

Tel.:340.54.57
Fax:340.54.56

www.agnor.ro;
office@agnor.ro

SIMPO 2000

Desfăşurat la Galaţi, mai exact în zona Gârboavele, simpozionul s-a bucurat de o participare numeroasă şi de o bună organizare. La deschidere au prezentat cuvântări de salut şi diferite referate: **YO4REC** - Lucian Vechiu, **Fiţa Lovin** - Director DTSJ Galaţi, **YO4IT** - Turnea Nicu - Pagini din istoria Radioamatorismului gălăţean, **YO3APG** - Vasile Ciobăniţa (Probleme actuale ale radioamatorismului YO), **YO4BKM** - Prof. Univ. Gh. Oproescu - (Program de arbitrare automată a competiţiilor de US), **YO3CO** - Ilie Mihăescu - (Despre revista CONEX Club), **YO3AVO** - Dr.ing. Radu Ionescu şi **YO3GDK** - ing Cătălin Ionescu (Utilizarea PC la măsurători de impedanţă în radiofrecvenţă), **YO3JW** - Fenyo Stefan (IOTA). S-au făcut şi premierile la concursurile: Trofeul Carpaţi, Floarea de Mină, Cupa Brăilei.

Revista **CONEX CLUB** a acordat o serie de premii valoroase după cum urmează:

- *Voltmetru electronic digital* pentru RCJ Galaţi şi pentru Candiano Breabăn din comuna Vatra Moldoviţei (în vrederea înfiinţării acolo a unui radioclub), *Aspirator praf pentru montaje electronice* lui YO5BIN - Toni de la Sighetul Marmaţiei, *5 seturi şurubelniţe* pentru cei care au prezentat lucrări deosebite la Campionatul Naţional de Creaţie Tehnică, *câteva sute de reviste Conex Club* distribuite gratuit participanţilor.

Un alt gest deosebit, a fost făcut de **YO5CLN - Ghiţă Dromereschi** care a oferit un transceiver **LUCI** pentru un participant la Campionatul Internaţional de UUS care are mai puţin de 20 de ani, dar care a realizat în banda de 2m cel puţin 20 de QSO-uri.

Şase radioamatori au îndeplinit această condiţie. Prin tragere la sorţi, în sală, fericitul câştigător a devenit **YO4SVV.**

YO5CLN a mai sponsorizat simpozionul şi cu câteva baksuri de apă minerală.

Paul Păncescu - YO8OT a oferit gratuit aprope 60 de litri de vin, sponsorizare deosebit de apreciată de participanţi. Hi!

De asemenea, trebuie menţionat sprijinul generos acordat de: **SIDEX Trading SA Galaţi, RECET SA Galaţi, ICMRSG Galaţi şi HALLEY SA Galaţi.**

De mare interes s-au bucurat talciocul şi mai ales masa festivă, la care s-a cântat şi dansat până aproape spre dimineaţă.

Campionatul de Creaţie Tehnică a fost jurizat de:

- **YO5BLA** - Vasile Durdeu
- **YO3AVO** - Ionescu Radu
- **YO3RO** - Jula Gheorghe
- **YO4RDN** - Bărbieru Valeriu
- **YO9AZD** - Ionescu Sergiu

Clasamentele arată astfel:

Secţiunea A (Aparatură şi anexe pentru US)

1. YO8RMB - Budu Marian - Vaslui - Campion Naţional
Amplificator liniar 160 - 15m

2. YO9CMF - Mihai Paul - Călăraşi
Set echipamente pentru trafic US

3. YO7FO - Liviu Bucur - Piteşti
Etaj final de putere

4. YO9FBG - Sandu Dixon - Ploiesti
Transceiver pentru US

5. YO7AQM - Codreanu Laurenţiu - Piteşti
Sursă de laborator

6. YO8AXP - Neacşu Laurenţiu - Bacău
Amplificator de putere cu tub GU29

7. YO5BHG - Fodor Vasile - Satu Mare
Antena tuner

8. YO8BNK - Breabăn Candiano - Suceava
Antenă λ/20

9. YO5AT - Cuibuş Iosif - Satu Mare
Receptor RGA

10. YO5OFH - Gaidoş Csaba - Satu Mare
TNC-2

11. YO8KOS - Rad. AEROSTAR Bacău
Amplificator logaritmic

Categoria B (Aparatură şi anexe pentru UUS)

1. YO4FRJ - Arghiropol Adrian - Ploieşti - Campion Naţional
Final 70 cm pentru banda de 432 MHz

2. YO5AT - Cuibuş Iosif - Satu Mare
Transceiver FM 144 - 146 MHz cu sinteză, controlat cu microcontroler.

33. YO3GGO - Mârzac Ioan - Bucureşti
Transceiver FM cu sinteză pentru 2m

4. YO4PY - Bacalu Vitalie - Braila
RTM Banda 4 modificat pentru trafic în 2m

5. YO7BBE - Toader Marius - Câmpulung Muscel
Antenă omnidirecţională

6. YO4GGW - Iorga Adelina - Brăila
Antenă omnidirecţională

7. YO5OCP - Mihai Pănuş - Satu Mare
Etaj final de 20W pentru 144 MHz

8. YO7LTO - Petre Predoiu - Gorj
Generator FIF

9. YO9BMB - Andruşca Ioan - Ploieşti
RTM Bnada 4 modificat şi Transverter 28 - 144 MHz

10. YO9CMF - Paul Mihail - Călăraşi; Sursă Stabilizată

11. YO5BHG - Fodor Vasile - Satu Mare; Alimentator 13,2 V/7A

12. YO5OFH - Gaidoş Csaba - Satu Mare; Modem 1200 Baud

13. YO7DEC - Toader Nicolae - Câmpulung Muscel
Reflectometru

14. YO5OEE - Anderco Adrian - Satu Mare
Automat pentru RGA

Mulţumiri tuturor participanţilor, sponsorilor precum şi celor din Galaţi care au ajutat la buna organizare (YO4REC - Lucian, 4RDN - Valerică, 4RXX - Adi, 4RIV - George, 4RFV - Eugen etc.).

Ediţia 2001 va avea loc la Iaşi. **YO3APG**

Coperta I-a.

*** YO2BEH Branga Ioan Nelu din Lugoj**

*** Friedrichshafen 2000. Imagini de la standul FRR.**

Abonamente pentru Semestrul II - 2000

- Abonamente individuale cu expediere la domiciliu: 45.000lei
- Abonamente colective: 40.000 lei

Sumele se vor expedia in contul FRR: Trezoreria Sector I Bucureşti 50.09.42666.50, menţionind adresa completă a expeditorului.

RADIOCOMUNICATII SI RADIOAMATORISM 9/2000
Publicaţie editată de FRR; P.O.Box 22-50 R-71.100
Bucureşti tlf/fax: 01/315.55.75
e-mail: yo3kaa@pcnet.pcnet.ro
Redactori: ing. Vasile Ciobăniţa YO3APG
dr. ing. Andrei Ciontu YO3FGL
ing. Ion Folea YO5TE
ing. Ştefan Laurenţiu YO3GWR
std. Octavian Codreanu YO4GRH
DTP: ing. George Merfu YO7LLA
Tiparit BIANCA SRL; Pret: 6000 lei ISSN=1222.9385

FRIEDRICHSHAFEN - 2000

Pentru radioamatori, oraşul Friedrichshafen a devenit cunoscut prin faptul că anual la sfârşitul lunii iunie, timp de 4 zile, aici se desfăşoară un mare târg internaţional. Manifestările denumite HAM RADIO şi HAMtronic adună câteva zeci de mii de participanţi din toate continentele lumii.

Totul a început în 1950. Războiul se încheiase de câţiva ani. Un grup de radioamatori germani hotărăsc să facă o întâlnire în partea de sud a ţării, aici unde distrugerile nu erau atât de mari, deşi oraşul cunoscuse bombele aliaţilor. An de an întâlnirea devine tot mai cunoscută şi numărul participanţilor creşte.

Începând cu 1975 organizarea este preluată de Asociaţia Radioamatorilor din Germania - DARC (Deutscher Amateur - Radio - Club). HAM RADIO devenind astăzi un târg modern, la care pe lângă radioamatori, participă peste 300 de firme din 40 de ţări. Sunt firme ce produc sau comercializează aparatură de comunicaţii, componente electronice, antene, literatură tehnică, aparatură de măsură şi control, produse informatice etc. Suprafaţa de expunere: 25.000 mp. Intâlnim aici pe lângă firmele clasice: YAESU, KENWOOD, ICOM, zeci şi sute de firme mai puţin cunoscute din Europa, America sau Australia. Produsele şi în special cele noi se află la dispoziţia vizitatorilor, care le pot testa şi care pot cere şi obţine orice fel de informaţii.

In alte săli special amenajate, se prezintă comunicări referitoare la tehnologii noi, echipamente moderne, expediţii, realizându-se un adevărat schimb de opinii privind problemele actuale ale radioamatorilor.

În acest an, ciclul de conferinţe a fost deschis de Horst Ehrnsperger - Ministru Federal al Industriei, după care timp de trei zile au putut fi audiate alte 46 de comunicări susţinute de aproape 100 de referenţi. Dintre aceştia amintim pe **DK9HU** - Erhard Vogele - preşedintele DARC care a prezentat *Problemele şi realizările radioamatorilor din Germania*, **DL3LBA** - *Linux şi radioamatorii*, **DJ7ZY** - *Reglementări ale Oficiului de Poştă şi Telecomunicaţii*, **HB9NP** - *Noi moduri digitale* , **DJ2LF** - *Trafic în unde ultralungi*, **DL4EBK** - *Compatibilitatea electromagnetică*, **DF5DP** - *Satelitul AMSAT Phase 3D*, **DJ4UF** - *Autorizaţiile de Clasa a 3-a - noutăţi - limitări - privilegii*, **DK2DO** - *Linii şi cabluri coaxiale moderne*, **DL9QJ** - *Radioamatorism şi Internet*, **DL1MEV** - *Programe de simulare a antenelor*, **DF2DS** - *Folosirea televiziunii digitale de amatori*, **G3KMA** - *Programul IOTA*, etc. Au avut loc de asemenea întâlniri a celor pasionaţi de diplome, a radioamatorilor cercetaşi, a radioamatoarelor, a veteranilor, a colecţionarilor de QSL-uri, sau de aparatură veche, ale organizaţiilor ce asigură ajutor în cazuri de urgenţă, ale celor pasionaţi de telegrafie viteză sau radiogoniometrie de amator.

În alte hale, într-o organizare perfectă, diferite societăţi şi asociaţii şi-au amenajat standuri proprii. În ultimii 4 ani, prin efortul personal al unor radioamatori români şi federaţia noastră a avut un asemenea stand, apreciat de vizitatori. Anul acesta am prezentat postere cu aspecte din activităţile radioamatorilor YO, cu vizita Suveranului Pontif în România, Eclipsa din august 1999, Camp. Mondial IARU, Camp. Internaţional de US şi UUS, programul nostru de diplome, situaţia repetoarelor, despre autorizaţiile CEPT şi certificatele HAREC, revista Radiocomunicaţii şi Radioamatorism, probleme referitoare la includerea insulelor din Marea Neagră în programul IOTA etc.

Nu au lipsit nici o serie de colecţii de QSL-uri vechi din anii '30 precum şi postere primite de la Agenţia Naţională de Turism. Alte sectoare foarte aglomerate au fost cele în care s-a desfăşurat "talciocul" (flea market). O animaţie incredibilă. Se cumpără şi se vinde orice.

Echipamente industriale sau home made, aparatură militară dezafectată, componente şi subansamble, antene, conectoare, butoane, reviste, cărţi etc.

Afară, direct din maşini sau rulote special amenajate ţi se oferă diferite echipamente. Dacă la conferinţele privind expediţiile şi noutăţile în radioamatorism au participat mai mult YO5BRZ, YO3RA, YO6QT, aici în halele talciocului au "săpat" mai mult radioamatorii noştri constructori: YO3AXJ, YO3AJN, YO9FSB, YO7LLA , YO9FLL etc.

A fost un prilej bun de a prezenta radioamatorismul românesc, ţara noastră, de a contacta reprezentanţi ai IARU, IOTA, DARC sau a altor asociaţii de radioamatori.

YO3APG

INSULE ŞI DX

Vară, timp de vacanţă, de odihnă şi relaxare, dar mai ales timp de activări de country necunoscute, de insule mai mult sau mai puţin rare, de stînci rătăcite în cine ştie ce mare sau ocean, de către un oarecare radiomator care petrecând propria vacanţă unde activitatea radioamatoricească nu exista sau în vreo insulă pierdută, de oportunitatea tuturor OM-ilor să avanseze în clasificările diplomei IOTA. IIA sau oricare altă recunoaştere.

Timp deci de expediţii pe insule neospitaliere şi deşarte, locuite numai de animale sălbatice sau de păsări migratoare, paradisuri naturale nelocuite şi ostile omului vor deveni pentru cîteva zile sediul de operaţii din partea unor cutezători OM-ii. Aceştia în numele radioamatorismului vor sfida adversităţile atmosferice, probleme organizatorice, nu chiar de neglijat, pregătind în foarte scurt timp o staţie de radioamatori operativă în toate benzile, în toate modurile de transmisie, RTX şi computer, antene directive şi dipoli, generatorii şi baterii, cabluri şi conectori de toate tipurile. Totul a fost transportat cu meticulozitate în aşa fel încât să se evite apariţia problemelor în timpul funcţionării neîntrerupte a staţiei.

Va fi necesar numai un scurt CQ în jurul frecvenţelor convenţionale pentru a dezlănţui pile-up-ul ce va deveni imediat confuz şi neîntrerupt, nestăpânit şi fără pauze, nici măcar în micile pauze luate de către OM-ii pentru a se schimba între ei la operarea staţiei, nu va putea opri dorinţa fără, limite de cine nu vrea în mod absolut să piardă oportunitatea legăturii acelei insule sau country atât de dificil de realizat.

Va trece încă mult timp înainte ca cineva să se decidă să pună piciorul în prag pentru ca, iată în OM s-a născut dorinţa legăturii cu orice preţ. Semnalul ce ajungea şi aşa slab din acea insulă rătăcită nu se mai aude, poate operatorul copleşit de chemări e obosit să mai asculte şi a făcut QRT. Sau a fost înfrînt de KW-ţii amplificatoarelor liniare în aşa fel încât a făcut aproape imposibil contactul fatidic care a făcut să viseze radioamatorul, purtînd gândul operatorului să traverseze mări şi oceane pentru a se opri şi a transmite din acea insulă exotică cu plaje de nisip alb, vegetaţie tropicală luxuriantă mişcată de o uşoară briză marină, cu apa cristalină şi limpede a oceanului. Din difuzorul RTX-ului se aude confuzia pile-up-lui rupând acea tăcere ireală ce domneşte în acele paradisuri exotice.Pe neaşteptate vraja se rupe, operatorul expediţiei DX tocmai cheamă nominativul nostru, iată recea întoarcere la realitate, iată spărgându-se iluzia ce făcea să se simtă atît de departe, iată QSO-ul atît de mult visat, acum e în posesia noastră. Pe neaşteptate bucuria e înlocuită cu un sentiment de tulburare, ceea ce părea un lucru imposibil urmărit cu îndârjire s-a rezolvat într-o clipă, în câteva secunde şi în grabă, acele voci fără încetare chemau de ore şi ore au făcut în aşa fel ca, contactul să fie cel mai scurt posibil cu speranţa că următoarea chemare să le fie adresată unora dintre ei.Din acea legătură în viitor va rămâne doar o mică amintire şi speranţă de a primi QSL-ul ce va confirma QSO-ul. Mesenie dificilă aceea de expediţionar, mulţumit doar de neîntreruptele chemări ale oamenilor mondiali, de care se apropie, purtând un nou izvor de viaţă în acea lume poliedrică şi de culori vii tot tipul în agitaţie.

În sufletul său OM-ul e mulţumit de propria sa prezenţă în radio, îndemnând pe aceia ce au posibilitatea să facă expediţii DX de a continua şi în viitor, urmărind acel vis radioamatoricesc care este legătura la lungă distanţă.

IK3DRO Gino Scarpin traducere YO8CNA - Ando

Un analizor zgomot/cîștig

*Acest articol reprezintă traducerea materialului "A Noise/Gain Analyzer" de **Harke Smits, PA0HRK**, apărută în revista **QEX** din **noiembrie/decembrie 1999**. Acest analizor home-made măsoară simultan zgomotul și cîștigul unui modul de RF, utilizînd un convertor logaritmic AD8307, de la Analog Devices, care are gama dinamică de 90dB și funcționează pînă la 500MHz.*

Dacă lucrați în mod frecvent cu amplificatoare de zgomot redus (LNA-*low noise amplifier*), aveți nevoie de un analizor zgomot/cîștig. Am dorit un astfel de aparat de mai mult timp, dar acela pe care l-am construit demult nu era suficient de bun și avea multe neajunsuri. Chiar atunci cînd m-am decis să cumpăr unul - un AIL7380 care costa 750USD am citit articolul lui Luis Cupido[1]. Mi-a plăcut ideea foarte mult dar nu am fost de acord cu utilizarea unui amplificator vertical de la un analizor de spectru pe post de amplificator logaritmic. În același timp am aflat de amplificatorul (convertorul) logaritmic AD8307, cu o bandă de frecvențe de cel puțin 500MHz și cu o gamă dinamică de cca. 90dB. Asta era ce-mi trebuia! Acum puteam să-mi construiesc propriul analizor performant zgomot/cîștig.

În acest articol descriu analizorul meu zgomot/cîștig, cum funcționează, cum se construiește și cum se lucrează cu el. Cu acest aparat puteți măsura cifra de zgomot și cîștigul aparatului testat (DUT-*device under test*), simultan (și în timp real!) la un preț de cost mai mic decît cel al unui aparat industrial.

Cum funcționează

Într-un laborator este ceva obișnuit să se măsoare cifra de zgomot comutînd la intrarea DUT o sursă de zgomot activă/inactivă (ON/OFF) și apoi să determinăm cifra de zgomot din puterea de RF măsurată în cele două cazuri. Se poate utiliza un bolometru pentru măsurarea puterii de RF și un calculator de buzunar pentru a calcula cifra de zgomot, dar aceasta este o metodă lentă, dificilă și supusă erorilor. În anlizorul descris în continuare se utilizează un convertor logaritmic (circuitul AD8307 de la Analog Devices) pentru a converti semnalul de RF într-un semnal de "putere" de 100mV/dB. Cele două semnale rezultate (cu sursa de zgomot ON, respectiv OFF) sunt stocate în două circuite de tip eșantionează-și-reține (S/H-*sample-and-hold*) și conduse la un bloc de calcul analogic realizat cu amplificatoare operaționale pentru calcularea cifrei de zgomot și a cîștigului. Valorile rezultate din calcul sunt afișate pe două panelmetre LCD cumpărate "de-a gata". Cifra de zgomot (indicată de instrument în timp real) este cifra de zgomot compozită a sistemului. Va trebui utilizată formula lui Friis adaptată (**ec. 4**) pentru a calcula cifra de zgomot a componentei supuse măsurătorii.

Circuitele

Analizorul de zgomot/cîștig constă din trei blocuri (**Fig. 1**): o secțiune de intrare de RF care include și convertorul logaritmic, procesoarele de semnal cu afișoarele și sursele de alimentare stabilizate (de +12V, -9V și o sursă comutabilă ON/OFF de +28,0V).

Secțiunea de intrare de RF conține un filtru trece-jos, un amplificator cu MMIC (MMIC-*monolithic microwave integrated circuit*), cîteva filtre comutabile, convertorul logaritmic AD8307 și un amplificator operațional pentru a avea o ieșire normalizată de 100mV/dB.

Fitrele trece-jos de la intrare (PLP550 de la Mini Circuits) previn pătrunderea la amplificatorul de RF cu MMIC a oricăror semnale nedorite generate de DUT . În anumite transvertere un semnal parazit puternic este generat de către oscilatorul local și acesta produce distorsiuni sau chiar saturarea amplificatorului de intrare. Amplificatorul de RF este un MMIC standard (de exemplu ERA-5 sau MAV-11) cu un cîștig de cca. 13...20dB. Punctul său de compresie la ieșire trebuie să fie de +17dBm sau mai bun. Am descoperit că amplificatoarele ERA-5 au un comportament instabil atunci cînd sunt utilizate împreună cu un filtru de intrare trece-jos, așa că am utilizat o perlă de ferită în serie cu condensatorul de cuplare de pe intrare. Ca radioamator utilizez frecvent frecvențe intermediare (IF) de 30, 150 și 432 MHz. Utilizez filtre trece-bandă elicoidale pentru ultimele două frecvențe amintite și un filtru trece-jos (PLP150) pentru acoperirea ambelor benzi: 30MHz și 144MHz. Toate filtrele sunt comutate prin intermediul unor relee miniatură (Fujitsu 21006, de la Conrad sau echivalente).

Pentru a cîștiga experiență în construirea instrumentului recomand abordarea pentru început a unei secțiuni, pentru frecvența Dvs. intermediară favorită. Se pornește cu filtrul de la intrare (două secțiuni elicoidale sau trece-jos), apoi MMIC-ul urmat de al doilea filtru și așa mai departe. Odată familiarizați cu acest instrument se poate construi o nouă secțiune de RF, cu filtre comutabile pentru a acoperi mai multe frecvențe. Atențiune!: filtrele elicoidale tind să aibă răspunsuri parazite la frecvențe mai mari. Se recomandă utilizarea unor filtre trece-jos la intrare.

Circuitul AD8307 este încadrat conform schemei tipice din catalog[2]. Are o impedanță de intrare ridicată așa că avem nevoie de un rezistor de 51Ω la intrare pentru a adapta filtrele. Este bine să mai utilizăm încă un stabilizator monolitic 78L05 pentru a alimenta corespunzător AD8307. LM158 (LM358) este utilizat aici cu alimentare dintr-o singură sursă (+12V, singura tensiune utilizată de partea de RF). A fost ales acest circuit integrat deoarece poate prelucra semnale de intrare foarte apropiate de masă sau de tensiunea de alimentare. Această parte a schemei este numai schițată, deoarece presupun că deoarece înțelegeți funcționarea și necesitatea unui analizor de zgomot/cîștig, este de presupus că

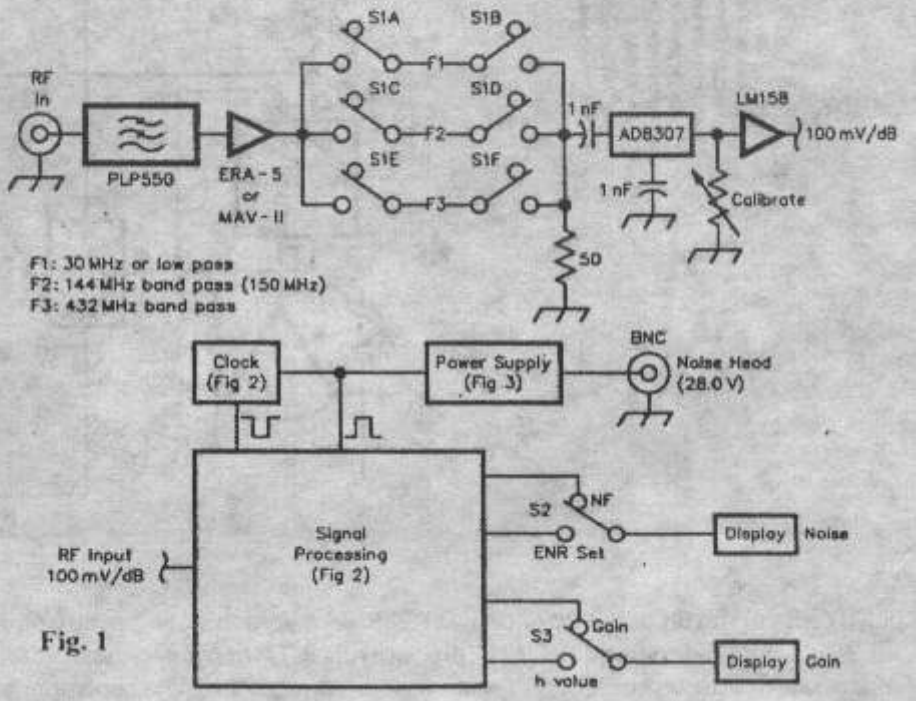


Fig. 1

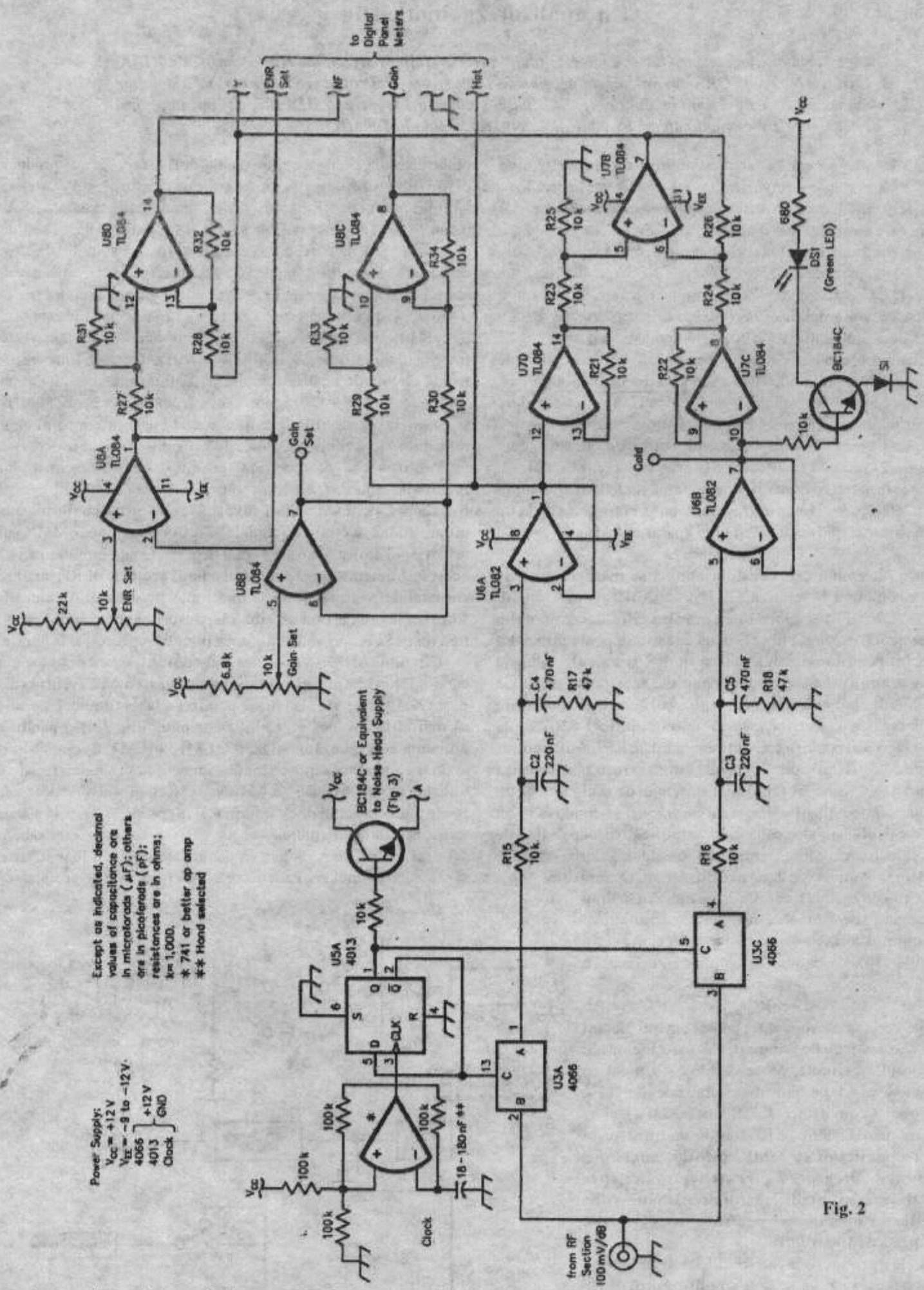


Fig. 2

puteți construi singuri partea de intrare de RF. Ieșirea secțiunii de RF este condusă la circuitele S/H (din capsula CD4066 cu condensatoarele de ieșire C2 și C3) pentru a avea semnale stabile pentru ambele stări (ON și OFF la sursa de zgomot). Circuitele sunt prezentate în Fig. 2. Principala sarcină a amplificatoarelor operaționale este de a calcula valorile pentru câștig și zgomot.

Formula este dată de ec. 1 şi ec. 2, unde ENR = raportul de exces de zgomot: puterea de zgomot a sursei de zgomot (pe poziţia ON) împărţită la puterea de zgomot generată de un rezistor de 50Ω la temperatura camerei (pe poziţia OFF). De obicei valorile pentru ENR sunt dependente de frecvenţă şi sunt disponibile odată cu sursa de zgomot (care a fost calibrată în prealabil în laboratoare specializate). Si noi, ca amatori avem, de asemenea nevoie să cunoaştem-cît mai precis cu putinţă, valoarea ENR (în dB) a sursei noastre de zgomot la frecvenţa care ne interesează. Phot=puterea măsurată la ieşirea DUT cu sursa de zgomot în poziţia ON, Pcold=puterea de zgomot măsurată la ieşirea DUT cu sursa de zgomot în poziţia OFF.

$$NF_{dB} = \log\left(\frac{ENR}{(Y-1)}\right) \quad \text{(ec. 1)}$$

$$\text{unde } Y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}} \quad \text{(ec. 2)}$$

Problema este că instrumentul nostru poate calcula NFdB doar conform ec. 3. Se constată introducerea unei erori sistematice de măsură. Rezultatul este obţinut doar prin scăderea tensiunilor proporţionale cu Phot şi Pcold, aşa cum sunt ele obţinute în partea de RF. Stirea cea bună este că eroarea este mică, mai ales pentru valori mici ale lui NF, aşa cum se arată în **Tabelul 1**.

$$NF_{dB} = \log\left(\frac{ENR}{Y}\right) = \log(ENR) - \log(Y) \quad \text{(ec. 3)}$$

Cifra de zgomot pentru DUT (NFDUT) poate fi calculată cu formula lui Friis modificată[3], aşa cum se arată în ec. 4 unde GDUT este cîştigul DUT; de remarcat că NF nu mai este în dB.

$$NF_{DUT} = NF - \frac{F_{NMI} - 1}{G_{DUT}} \quad \text{(ec. 4)}$$

Toate nivelele de semnal în secţiunea amplificatoarelor operaţionale sunt normalizate la 100mV/dB, aşa că valoarea pentru ENR este generată cu un potenţiometru şi un amplificator operaţional separator. Pentru a se indica dacă semnalul pentru poziţia OFF este sufieient de ridicat, am introdus un circuit de semnalizare cu un LED. LED-ul (verde) se aprinde dacă valoarea pentru "la rece" este mai mare de 1,3V. În mod normal, în timpul măsurătorii, LED-ul trebuie să fie aprins. Am utilizat două panelmetre cu cristale lichide pentru măsurarea valorilor pentru zgomot şi pentru cîştig. Ele au domeniul de intrare de 0...20V şi punctul zecimal al afişajului a fost mutat cu o poziţie la dreapta. Am folosit două comutatoare basculante cu reţinere pentru comutarea între valorile de cîştig/"la cald" şi pentru cifra de zgomot/"prescriere ENR". Detalii pot fi găsite în VHF Communication, şi vă sfătuiesc să citiţi cu atenţie articolul înainte să puneţi letconul la încălzit!

Sursele de alimentare fixe sunt realizate cu regulatoare cu trei terminale şi nu necesită precizări suplimentare. Sursa de tensiune de 28V (vezi Fig. 3) a fost construită pe baza bătrînului şi bunului LM723. Da, dragi cititori, acest circuit integrat este aşa de bătrîn încît mulţi dintre Dvs. nici nu erau născuţi cînd a fost proiectat, la sfîrşitul anilor şaizeci. Tranzistorul 2N3053 (sau ceva echivalent) de la intrare reduce pur şi simplu tensiunea pentru a preveni aplicarea unei tensiuni mai mari decît cea suportată de LM723 pe intrare (40V pentru varianta originală, 30V pentru BM723, *N. Trad.*). Schema de încadrare a circuitului este luată direct din catalog. LM723 este comutat ON/OFF de către un tranzistor comandat de un optocuplor. Această variantă previne formarea buclelor de masă care ar putea influenţa performanţele instrumentului.

Pentru sporirea versatilităţii, s-a introdus un comutator cu trei poziţii: funcţionare normală, oprit (pentru schimbarea sursei de zgomot, de exemplu) şi cuplat continuu. În funcţionare normală sursa de zgomot este alimentată în ritmul unui semnal pulsator care comută sursa ON/OFF cu o frecvenţă între 10 şi 100Hz. Acest semnal este obţinut de la un oscilator cu amplificator operaţional urmat de un bistabil de tip D. Ambele ieşiri ale bistabilului sunt cuplate la circuitele de S/H pentru a obţine valori stabile pentru semnalele de "rece"-sursa de zgomot oprită şi "cald"-sursa de zgomot pornită; o ieşire este deasemenea utilizată pentru comutarea sursei de alimentare a sursei de zgomot.

Cum să-l construim

Pentru început, să ştiţi că nu se dau desene de cablaj! La urma urmei acesta nu este un proiect pentru începători! Pentru a-l constru trebuie să cunoaşteţi bine tehnica lucrului cu circuite numerice, surse de alimentare, amplificatoare operaţionale, circuite de RF, surse de zgomot şi măsurători asupra zgomotului în RF.

Toate sursele de alimentare sunt construite pe plăci universale de tip Veroboard; partea de RF şi circuitele cu amplificatoare operaţionale sunt construite pe cablaje dublu strat din epoxi (FR4). Placa de RF este lipită într-un mic ecran format dintr-o cutie stanată, cu conectoare SMC şi condensatoare de trecere lipite pe pereţi, pentru conexiunile externe. În aparatul construit de mine partea de RF conţine toate circuitele de la filtrele de intrare pînă la amplificatorul de ieşire cu LM358.

Nu am utilizat socluri. Circuitele integrate au terminalele îndreptate cu 900 (în prelungirea capsulei), cu excepţia terminalelor care se leagă la masă. Acestea au pinul terminal tăiat şi porţiunea mai lată care iese din capsulă lipită direct pe planul de masă. Circuitele integrate au fost montate cu marcajul în sus. Trebuie să utilizaţi nişte condensatoare mici de 100nF la fiecare termianal de alimentare pentru o bună decuplare şi pentru o fixare suplimentară. trebuie utilizate numai rezistoare cu peliculă metalică; să cumpăraţi 100 de bucăţi de 10KΩ, o să aveţi nevoie de multe din ele. Trebuie utilizate potenţiometre multitură, bobinate, pentru elementele de reglaje pentru ENR şi cîştig şi un potenţiometru semireglabil multitură de bună calitate pentru calibrarea ieşirii integratului LM358.

Eu am construit analizorul pas cu pas, cu o mulţime de

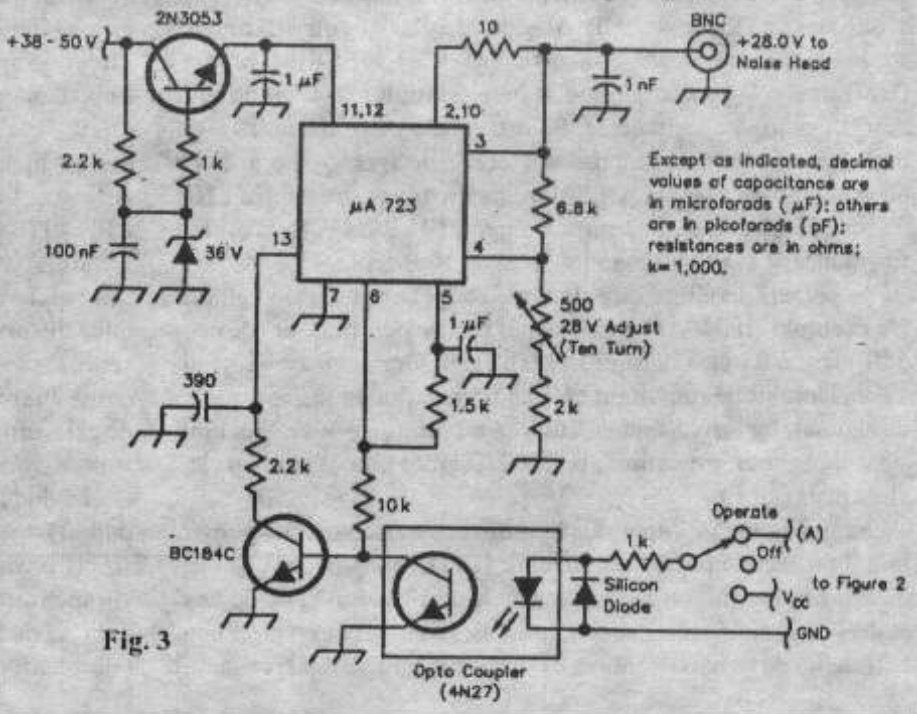


Fig. 3

verificări după fiecare operaţie; acest lucru m-a ajutat reducînd, la final, timpul de punere în funcţiune. Trebuie utilizată o carcasă metalică completă pentru aparat. Am construit primul prototip, cu un singur afişaj, muncind cam zece după-amieze. Versiunea finală, cu două afişaje, într-o cutie "curăţică" a durat mult mai mult...

Alinierea

Sunt două puncte de reglaj: sursa de 28V pentru sursa de zgomot şi convertorul logaritmic. Sursa de 28V trebuie reglată foarte precis pe 28,00V (*N. Trad.* Este nevoie de un multimetru cu 33/4 digiţi). Se reglează sursa cu sursa de zgomot conectată, după cel puţin 30 minute timp de stabilizare termică, utilizînd un voltmetru precis.

Reglarea amplificatorului (convertorului) logartimic este ceva mai complicată. Am utilizat un atenuator de precizie de 40dB, în montură cu conector de tip N, (de exemplu de la Narda, modelul 777). Este nevoie şi de un generator de semnal cu posibilitatea de reglare precisă a nivelului de ieşire. Am utilizat un HP-8640B din dotarea personală. Conectaţi generatorul de RF la intrarea părţii de RF şi reglaţi-l pe frecvenţa cea mai mare (în cazul meu 432MHz). Reglaţi nivelul de RF în aşa fel încît ieşirea părţii de RF (la ieşirea circuitului LM358) să avem 8V. Introduceţi atenuatorul. Ajustaţi potenţiometrul semireglabil aferent LM358 pînă cînd la ieşirea secţiunii de RF avem 4,0V. Se scoate atenuatorul din circuit. Se repetă această procedură pînă cînd diferenţa tensiunilor se încadrează în specificaţiile atenuatorului; în cazul meu 4,0V pentru 40dB înseamnă 100mV/dB. Nu aveţi încredere prea mare în atenuatorul generatorului de semnal; pur şi simplu nu este suficient de precis. Verificaţi gama dinamică a părţii de RF prin modificarea nivelului de intrare de RF; sub 1V la ieşire sau peste 9V apar neliniarităţi. Luaţi atenuatorul Dvs. favorit, cu mai multe trepte de 1dB şi 10dB, verificaţi cu diferite valori şi vedeţi ce se întîmplă.

Sursa de zgomot

Evident, sursa de zgomot este o componentă esenţială. Dacă aveţi mare noroc, puteţi găsi una, la mîna a doua, la un preţ de cost rezonabil. De obicei, nu se întîmplă aşa şi trebuie să vă faceţi una singuri. Eu am făcut o sursă simplă de zgomot utilizînd o joncţiune bază-emitor polarizată invers a unui tranzistor de RF. Ea poate fi montată într-un conector (de exemplu BNC sau N). Permite măsurători pînă la 2,3GHz, dacă este urmată de un atenuator corespunzător (de exemplu cu atenuare de 20dB) pentru a obţine o valoare a ENR de cca. 15dB. (Pentru lămuriri suplimentare se poate consulta articolul lui DB2GM[4]). Generatoare de zgomot mult mai bune şi mult mai scumpe sunt descrise şi în alte articole[5]. Pentru aceste surse de zgomot de performanţă sunt necesare diode speciale de zgomot. Eu utilizez un generator de zgomot AIL7616 care are o valoare pentru ENR de cca. 15dB-garantată pentru domeniul 1...12,4GHz, dar care funcţionează foarte bine, în jos, pînă la 100MHz.

În prezent tendinţa este de a utiliza generatoare de zgomot (de exemplu HP346A) cu valori mai reduse pentru ENR (de cca. 5dB) pentru a putea măsura LNA-urile moderne cu zgomot sub 1dB. Deosebit de important este ca impedanţa de ieşire a sursei de zgomot, inclusiv a tenuatorului să nu difere de 50Ω, nici cînd sursa de zgomot este alimentată (ON) şi nici atunci cînd nu este alimentată (OFF).

Se mai poate întîmpla să găsiţi nişte generatoare de zgomot, iniţial proiectate pentru autotestare (BITE-built-in Test Equipment). Ele produc un zgomot cu valoarea pentru ENR de cca. 35dB şi necesită, pentru acestă aplicaţie, un atenuator foarte bun. Este demn de remarcat, totuşi, că ele produc un semnal rezonabil în banda de 24GHz, fără atenuator! În cazul meu am utilizat un ghid de undă ca izolator între sursa de zgomot şi DUT.

Unele surse de zgomot nu comută repede. Într-o configuraţie obişnuită de măsurare (sursa de zgomot, DUT şi un instrument de măsură interconectat corespunzător) se poate verifica timpul de creştere cu un osciloscop la ieşirea secţiunii de RF. Timpul de creştere cu sursa mea de zgomt de la AIL este mai mic de 10μsec. Dacă nu aveţi ceva la fel de bun, trebuie micşorată frecvenţa oscilatorului (din **Fig. 2**). Frecvenţa de comutare este de cca. 10Hz pentru sursele de zgomot lente şi 100Hz pentru cel rapide (AIL). Uneori este necesar să coboriţi oricum la 10Hz. Desigur, acest lucru nu micşorează timpul de creştere în valoare absolută, dar reduce raportul dintre timpul de creştere şi perioada de eşantionare.

Operare

Cu excepţia cîtorva particularităţi, operarea analizorului este foarte simplă. Dacă DUT este un LNA, probabil că aveţi nevoie de un transverter. Conectaţi sursa de zgomot la intrarea ei şi ieşirea transverterului la intrarea instrumentului. Reglaţi potenţiometrul pentru ENR pentru a fixa valoarea pentru sursa de zgomot la frecvenţa de măsurare-frecvenţa de intrare a transverterului. Măsuraţi factorul de zgomot al transverterului pentru a verifica dacă măsuratoarea are rost. Întotdeauna trebuie să vă asiguraţi că măsuraţi în interiorul domeniului de măsură al analizorului zgomot/cîştig. Reglaţi potenţiometrul de cîştig pînă cînd obţineţi pe instrumentul care afişează cîştigul valoarea 0dB; valoarea absolută a cîştigului este nerelevantă. Introduceţi DUT şi apoi citiţi valoare pentru cifra de zgomot şi pentru cîştig. Dacă DUT este un atenuator, cablu, releu sau altă componentă pasivă, indicaţia negativă a instrumentului de afişare a cîştigului trebuie interpretată ca atenuare. De remarcat că nu se poate măsura direct NF-ul instrumentului, din cauza cîştigului insuficient. Aveţi nevoie întotdeauna de ceva amplificare înaintea secţiunii de RF. Puteţi mări cîştigul secţiunii de RF, dar trebuie să vă asiguraţi că se păstrează linearitatea şi mai trebuie introduse filtre.

Performanţe şi posibile îmbunătăţiri

Cît de bună este precizia obţinută? Măsurătorile de zgomot nu sunt o activitate trivială [6],[7]. Reamintiţi-vă de fiecare dată că lucraţi cu semnale foarte apropiate de palierul de zgomot al componentelor. Fiţi atenţi la fiecare posibile surse de erori în special cînd faceţi măsurători de cifre de zgomot sub 1dB. Aveţi neapărat nevoie de o sursă de zgomot cu o putere de zgomot la ieşire bine cunoscută (nivelul ENR) deoarece ea are un impact direct asupra preciziei. Sursa de zgomot trebuie să aibă o impedanţă constantă de 50Ω la ieşire, în gama frecvenţelor de lucru, fie că este ON, fie că este OFF. Trebuie să lucraţi într-un mediu lipsit de semnale perturbatoare de RF-nu la *field-day*! Aparatul trebuie să lucreze în limita liniarităţii sale. Urmăriţi LED-ul (de tensiune redusă) şi pentru nivele mari de semnal la intrare! Aveţi nevoie de o bună filtrare la intrare pentru a elimina semnalele nedorite de la transverterul DUT-ului, care pot produce distorsiuni în etajul de conversie logaritmică. Trebuie ţinut seama şi de distribuirea judicioasă a cîştigului în lanţul demăsurare. Alte surse de erori sunt binecunoscute, ţinînd cont de cele amintite anterior. În general, cele mai multe surse de erori sunt *în afara* aparatului.

Lăsînd la o parte linearitatea convertorului logaritmic, precizia de bază a aparatului este estimată la cca. 0,1 dB într-un mediu stabil termic. Se poate îmbunătăţi această precizie utilizînd compensarea derivei amplificatoarelor operaţionale; în opinia mea aceasta nu se justifică, nici prin cost nici prin sporirea complexităţii schemei. Specificaţiile tehnice ale convertorului

logartimic indică o precizie de ±0,3dB pe un domeniu de 80dB și la frecvențe sub 100MHz. A reieșit că precizia este chiar mai bună considerînd gama redusă a factorilor Y pe care o întîlnim la măsuare. Pentru HP8970 producătorul garantează o precizie de ±0,2dB, așa că avem performanțe comparabile...

Eroarea sistematică de măsurare care rezultă din modul de calcul a cifrei de zgomot poate fi cu ușurință corectată utilizînd **Tabelul 1**.

Tabelul 1

ENR=16dB, NF'=log(ENR)-log(Y), NF=log[ENR/(Y-1)]

NF' (masurat, dB)	Corectie (dB)	NF (corectat, dB)	Y
0,50	0,14	0,64	35,48
1,00	0,16	1,16	31,62
1,50	0,18	1,68	28,18
2,00	0,20	2,20	25,12
2,50	0,22	2,72	22,39
3,00	0,24	3,24	19,95
3,50	0,27	3,77	17,78
4,00	0,30	4,30	15,85
4,50	0,34	4,84	14,13
5,00	0,38	5,38	12,59
6,00	0,48	6,48	10,00
7,00	0,60	7,60	7,94
8,00	0,77	8,77	6,31
9,00	0,99	9,99	5,01
10,00	1,28	11,28	3,98

Poate fi acest drăguț instrument îmbunătățit? Ei bine, da, mai ales dacă vă pricepeți la sisteme cu microcontrollere. Un microcontroller cu convertor A/N (ADC) cum sunt cele din familia PIC, poate fi programat să "răspundă" de toate calculele și de afișare. Această variantă ar elimina și corecția impusă de **Tabelul 1**, datele fiind incluse în memoria microcontrollerului și corecția făcîndu-se în timpul măsurării. Microcontrollerul poate verifica nivelul semnalului de intrare și automatiza măsurarea cîștigului, memorînd valoarea curentă și calculînd cîștigul după introducerea DUT (și apăsarea unui buton de confirmare). O funcțiune utilă ar fi calcularea cifrei de zgomot reale a DUT în locul cifrei de zgomot a sistemului.

Trebuie să vă feriți de intrferențele produse de microcontroller. Ne mai putem gîndi și la alte funcțiuni, dar deja acesta este un alt proiect.

Mulțumiri

Luis Cupido merită mult pentru ideea sa originală. Proiectanții de la Analog Devices merită în mod sigur Premiul Nobel pentru covertorul logaritmic. Au reușit să facă un integrat deosebit de versatil, cu performanțe nemaiintîlnite, care este util și în numeroase alte aplicații. Ați visat cumva la propriul Dvs. analizor de spectru? S-ar putea să devină realitate...Dacă aveți neclarități sau doriți lămuriri suplimentare, contactați-mă.

Bibliografie

1. L. Cupido, CT1DMK, UKW Berichte, No. 2, 1998, pp 77-84.
2. AD8370, filă de catalog, Analog Devices Inc., SUA, adresa de Internet: http://products.analog.com/products/info.asp?product=AD8307
3. R. Straw,N6BV, editor, The 2000 ARRL Handbook, pp 26.34-26.35, ec. 19
4. M. Ulbricht, DB2GM, UKW Berichte, No.2, 1981, pp148-153
5. R. Bertelsmeier, DJ9BV, A Broadband Noise Source, în DUBUS No. 2, 1996, se poate consulta de asemenea UKW Berichte, No. 2, 1984
6. Notă de aplicație de la Hewlett-Packard nr. 57-2: Noise Figure Measurement Accuracy. Atenție: odată ce ați citit acestă notă de aplicații, probabil nu veți mai dori să faceți măsurători de zgomot, deloc... Un fișier-copie, în format .pdf, citibil cu Acrobat Reader, poate fi găsit la http://www.tmo.hp.com/tmo/datasheets/English/HP346A.html
7. A. Ward, WB5LUA, Noise Figure Measurements, în Microwave Update (Newington Connecticut: ARRL, 1997)

UKW Berichte și DUBUS sunt publicații germane, fiecare publicată de patru ori pe an. UKW Berichte mai este cunoscută și sub numele de VHF Communications. DUBUS este o revistă bilingvă, în germană și engleză. Adresele de Internet: ukwbericht@aol.com; http://www.ukwberichte.de/; dubus@t-online.de; http://www.marsport.demon.co.uk/dubus.htm

Harke Smits (născut în 1953) deține prima autorizație de radioamator din 1973 (Clasa C, echivalentul olandez pentru 144MHz și mai sus), cînd era deja interesat de electronică și de radiofrecvență de zece ani. Un an mai tîrziu stăpînea telegrafia suficient de bine pentru a obține o licență de clasa A. A început repede să construiască receptoare, emițătoare, radiouri, echipament de testare și măsurare pentru frecvențe de la 3,5MHz la 47GHz. De fapt, nu a încetat niciodată această activitate. Nu a deținut niciodată echipament comercial pentru radioamatori - cu o singură excepție: un IC402 (moștenit de la prietenul său PA0MGA) care este "blocul de frecvență intermediară" pentru 24 și 47GHz. El preferă să lucreze în SSB și utilizează telegrafia numai dacă este necesar. Harke adoră să facă exepdiții în mobil cu stațiile sale de microunde.

Deține și menține în funcțiune o colecție de aparate de măsură Hewlett-Packard, din era pre-digitală. El scrie articole pentru DUBUS, ELECTRON și Hyper.

În 1982 Harke a obținut masteratul la Universitatea Tehnică din Twente. A deținut apoi diferite funcții în domeniul industrial înainte de a lucra la TNO, cea mai mare organizație olandeză de cercetare științifică aplicată. La momentul publicării acestui articol, este consultant de afaceri, lucrînd la un program care să ajute firma SME să dezvolte o nouă strategie în afaceri.

DIVERSE

* Vand sau schimb cu TV color diagonala mica, statie radio A412, 5 benzi (cu probleme de autooscilatie), cu documentatie completa, microfon, difuzor si doua tuburi GU50.

* Vand sau schimb cu monitor color VGA, receptor radio R311 (1-15 MHz),cu documentatie completa, alimentator si doua seturi tuburi rezerva. **YO2BPZ** - Adrian

* **FRR** oferă cristale de cuarț cu frecvența de **38,666MHz**,

Comitetul de coordonare al NCDXF ținut la 15 august în San Francisco a ales următorul colectiv de conducere:
Len Geraldi, K6ANP (President); Al Burnham, K6RIM (Vice President); Tom McShane, NW6P (Secretary); Bruce Butler, W6OSP (Treasurer); Lou Beaudet/K6TMB, Rusty Epps/W6OAT, Bob Fabry/N6EK, Dave Pugatch/KI6WF, Chuck Ternes/N6OJ, Steve Thomas/N6ST and Glenn Vinson/W6OTC (Directors). Informații despre NCDXF se pot obține la: http://www.ncdxf.org/ [Tnx K6RIM]

Comunicaţii numerice: modul MT63

*Acest articol este tradus după "**Le mode MT63**" apărut în **Radio-REF**, nr. 719 din februarie 2000 şi avîndu-l drept autor pe **Bernard Pauc, F9ZB**.*

De ceva timp, amatorii de comunicaţii digitale sunt ceva mai norocoşi. Cu o simplă placă introdusă în calculatorul personal au posibilitatea de a comunica atît în modurile tradiţionale cum ar fi RTTY Baudot, cît şi în noile moduri digitale care apar ca ciupercile după ploaie. După PSK31 şi HELL-care cunosc un mare succes pe plan mondial, un mod nou de comunicaţie radio numerică este pe cale de a se impune: este vorba de MT63.

Ce este MT63?

Este vorba de un sistem de transmisie numerică multitonală (nu 63 de tonuri cum am putea crede, ci 64). a fost testat timp de mai multe luni în configuraţii utilizînd module de evaluare (EVM) de la Motorola sau de la Texas Instruments, pornind de la codul sursă pus la dispoziţia radioamtorilor de către inventatorul acestui mod de transmisie **Pawel Jalocha, SP9VRC**. Dezvoltarea explozivă ulterioară a acestui mod de lucru a fost posibilă datorită lui **Nino Porcino, IZ8BLY** care a creat softul (sub Windows) pentru placa de sunet.

MT63 este un mod neconectat care permite, ca şi PSK31, realizarea unui trafic "tastatură" la "tastatură" (sau punct la punct), confortabil şi sigur, chiar în condiţii extrem de defavorabile de QSB şi QRM. Un studiu asupra acestui nou mod digital este disponibil pe excelentul *site* al lui Murray Greenman, ZL1BPU, la adresa **http://www.qsl.net/zl1bpu/mt63/mt63.html**. Toţi cei care vor să-şi completeze cunoştinţele despre acest mod de lucru este bine să consulte acest *site*.

Ne vom mulţumi în continuare să facem doar o scurtă prezentare a lui MT63, fără a intra în detalii.

Vorbind din punct de vedere tehnic, acest mod este deosebit de complex dar utilizarea sa, datorită softului elaborat de IZ8BLY, este transparentă pentru utilizator. Transmisia multitonală (fiecare caracter este transmis prin intermediul mai multor tonuri) evită unele interferenţe sau efectele QSB-ului, sistemul de detecţie a erorilor de tip FEC (ca la AMTOR B, dar cu o tehnică FEC mai sofisticată) permite o absenţă evasitotală a erorilor la recepţie. Ascultînd în bandă, este necesar un oarecare antrenament pentru a recunoaşte o emisiune modulată în MT63. Se aude un zgomot uşor, care seamănă mai degrabă cu vîntul care suflă într-un şemineu. Din fericire, softul ne permite identificarea unei emisiuni MT63.

Performanţele pentru MT63

Am spus mai înainte că este vorba de un mod de lucru performant şi fiabil chiar şi în cele mai grele condiţii. Încercările realizate cu staţia spaniolă EA3VF ne-au permis, în banda de 80m, să avem un QSO, fără eroare. Puterea la emisie a fost de de 0,5W şi s-a utilizat o antenă filară. Propagarea a fost dintre cele mai defavorabile şi pe frecvenţa de lucru s-au suprapus deseori purtătoare sau alte semnale modulate.

După VK2DSG care a putut efectua numeroase exeprimentări, în condiţii slabe de propagare şi a constatat că , spre deosebire de PACTOR sau CLOVER, MT63 s-a dovedit mai performant (se poate consulta *site*-ul lui ZL1BPU). O parte din rezultatele sale sunt prezentate în **Tabelul 1**.

Preţul plătit pentru aceste performanţe este o lărgime de bandă destul de mare pentru un mod digital. Sunt propuse trei lărgimi de bandă:

Tabelul 1
Raportul intre largimea de banda, viteza de transmisie si eficienta in conditii nefavorabile arata performantele MT63.

Mod de lucru	Latime de banda [Hz]	Cuvinte/min (cond bune)	Cuvinte/min (cond slabe)
MT63 1KHz	1000	100	100
MT63 2KHz	2000	200	200
PSK31	60	50	50
AMTOR ARQ	300	50	1-0
PACTOR	300	200	10-0
CLOVER	500	200	10-0
RTTY*	300	60	0
SSB(voce)	2400	250	10-5

* RTTY la 45,5...170Hz

1. 500Hz (de la 500Hz la 1000Hz din banda de trecere) pentru o viteză de transmisie de 5 caractere/secundă;

2. 1000Hz (de la 500Hz la 1500Hz din banda de trecere) pentru o viteză de transmisie de 10 caractere/secundă;

3. 2000Hz (de la 500Hz la 2500Hz din banda de trecere) pentru o viteză de transmisie de 20 caractere/secundă.

MT63 la 1000Hz lărgime de bandă permite o viteză de transmisie de 10 caractere/secundă, superioară deci performanţelor de dactilografiere a majorităţii radioamatorilor. Această lărgime de bandă pare a fi suficientă şi totodată competitivă în comparaţie cu modurile analogice de transmisie cum ar fi SSB sau AM.

Deoarece trebuie să facem loc pentru toată lumea în benzile noastre, perspectiva utilizării simultane pe aceeaşi fecvenţă a unui trafic în MT63 şi a unuia în fonie, fără interferenţe semnificative, pare posibilă.

După cum se observă în **Fig. 1, Fig. 2** şi **Fig. 3** fronturile benzii ocupate (pentru cele trei lărgimi de bandă: 500Hz, 1000Hz şi 2000Hz) sunt foarte abrupte, iar lărgimea de bandă este limitată strict la lărgimea de bandă impusă a modulaţiei.

Softul de la IZ8BLY

Acesta se poate obţine de la *site*-ul realizatorului lui, Nino Porcino: **http://ninopo.freeweb.it**. În acest fel puteţi beneficia de ultima versiune a programului, deoarece Nino îl perfecţionează mereu. Acest articol este scris avînd la baza versiunea beta 0.99d. Aceasta include un număr mare de îmbunătăţiri, inclusiv posibilitatea de a transmite un mesaj-baliză care poate fi pre-programat. Acest mesaj este emis în tipul "pauzelor" transmisiei în curs şi este recepţionat la corespondent într-o mică fereastră care apare în partea din dreapta-sus a ecranului. Un manual de utilizare este disponibil deja de la varianta precedentă, dar utilizarea softului este foarte

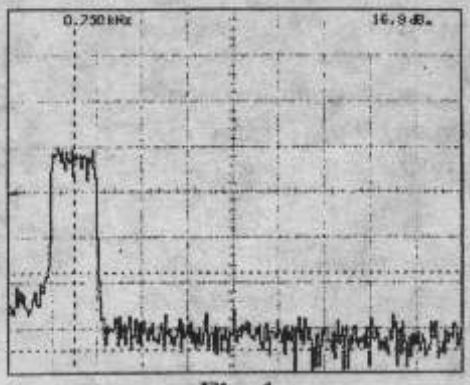


Fig. 1

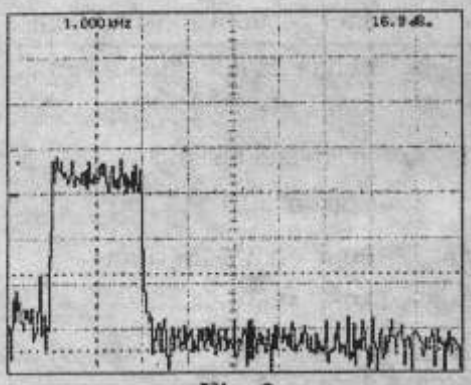


Fig. 2

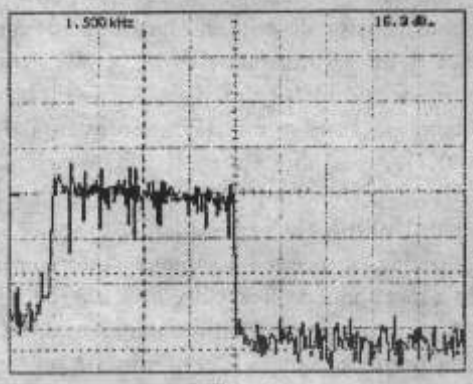


Fig. 3

intuitivă şi folosirea sa nu implică dificultăţi majore, mai ales pentru cei care au mai lucrat folosind HELL cu un program al aceluiaşi autor. Si pentru MT63 se păstrează aceeaşi ergonomie, simplitate în stabilirea parametrilor, chiar şi aceleaşi macrocomenzi. Spre deosebire de HELL este nevoie de un calculator oarecum puternic. Un Pentium la 133MHz pare limita inferioară pentru modrile cu lăţimea de bandă de 500Hz şi 1000Hz, iar pentru 2000Hz ar trebui ceva mai bun...

Legătura între placa de sunet şi transceiver este comparabilă cu cea descrisă uzual pentru SSTV sau PSK31, de exemplu. Comanda de PTT se face din semnalul RTS de la un port serial (unul din COM-uri), care trebuie ales convenabil in meniul de setare a opţiunilor. Un fişier .ini memorează toate setările necesare.

În partea dreaptă a ecranului (Fig. 4), un analizor de spectru de tip GRAM permite stabilirea corectă a frecvenţei de lucru. Cele două dungi (albastre în imaginea originală, negre în Fig. 4, *N. Trad.*) indică exact lărgimea de bandă ocupată (500Hz, 1000Hz sau 2000Hz). Trebuie reglat receptorul în aşa fel incit spectrul semnalului (zona mai gri şi uneori mai neclară) să se afle între cele două linii menţionate. Dedesubtul analizorului de spectru, două indicatoare: cel din stînga indică procentul de incredere şi cel din dreapta raportul semnal/zgomot. Dispunem aici de un veritabil VU-metru ale cărui indicaţii pot fi captate automat şi folosite în interiorul unor macrocomenzi. Deasemenea, indicativul corespondentului este afişat fără nici-o intervenţie manuală. Douăsprezece butoane soft programabile permit, printr-o secvenţă de macrocomenzi, transmiterea unor mesaje permiţînd un trafic rapid şi agreabil. Un buton (RESYNC) permite iniţializarea programului în cazurile (rare) în care, din diferite motive, se pierde sincronizarea (se recepţionează simbolurile @@@@@@@@@@@). Începînd cu versiunea 0.97, un buton CQ permite suprapunerea indicativului Dvs., în

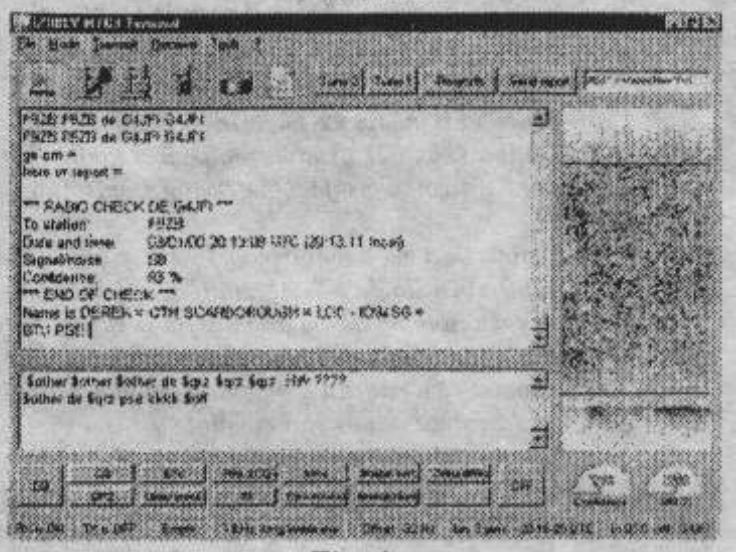


Fig. 4

telegrafie, în timpul apelului general şi avertizează corespondentul că este vorba de o transmisie utilizînd MT63, pentru a evita erorile de identificare "după ureche". Ca şi pentru alte softuri scrise de IZ8BLY (de exemplu HELL) se poate pregăti un mesaj dinainte (în timpul transmisiei corespondentului) începînd cu caracterul "*" (sfeluţă).

Ce frecvenţe să utilizăm ?

Este o problemă care preocupă mult pe utilizatori. O listă, difuzată pe Internet, permite fiecăruia să-şi spună părerea. Toată lumea este de acord că trebuie excluse domeniile de frecvenţe deja utilizate pentru comunicaţiile digitale, din cauza lărgimii mari de bandă pentru MT63. Se preconizează utilizarea sub-benzilor de fonie. ZL1BPU recomandă, pentru banda de 20m frecvenţa de 14347KHz ca frecvenţă de apel (şi intr-adevăr, această frecvenţă este foarte utilizată). Se cere deasemenea respectarea regulii stabilite pentru fonie ca transmisiunile sub 9MHz să se efectueze cu bandă laterală inferioară (BLI), iar cele peste 9MHz cu BLS. OK2WO şi un număr de alţi radioamatori doresc utilizarea frecvenţelor următoare (cu BLS, în toate cazurile): 80m: 3590...3600KHz; 40m:7038...7040KHz;30m:10135...10138KHz; 20m:12130...14148KHz;15m:21130...21148KHz; 10m:28130...28188KHz.

Frecvenţele de apel ar trebui să fie frecvenţele cele mai joase din cadrul fiecărei benzi (3590, 7038, 10135, 12130, 21130, 28130KHz). Traficul se face pe frecvenţele respective, toţi cu aceeaşi lărgime de bandă (1KHz, de exemplu).

Fără a putea da în prezent asigurări că cele de mai sus se respectă, se poate spune că, cel puţin pentru banda de 80m, propunerea lui OK2WO pare a fi adoptată de către toţi.

Concluzii

MT63 constituie un mod de lucru care va captiva pasionaţii RTTY-ului sau PSK31 care doresc o mai mare eficacitate. Specialiştii în programare pot găsi, în codul sursă pe care SP9VRC îl pune gratuit la dispoziţia radioamatorilor, porţiuni care se pretează la îmbunătăţiri ulterioare. Se aduc mulţumiri lui ZL1BPU pentru ajutorul furnizat prin comentariile făcute asupra programului, aflate pe site-ul său. In primul rind, multe mulţumiri adresate lui IZ8BLY pentru excelentele sale programe pe care a înţeles să le pună gratuit la dispoziţia tuturor radioamatorilor. Spiritul radioamatorismului nu a murit! traducere de **YO3GWR**

In zilele de 2 şi 9 octombrie (15 - 17 utc) Campionatul Naţional US - Fonie

Windom 99: teoria şi practica unei antene

*Acest material este tradus după revista **Radio-REF**, nr. 719, numărul din **februarie 2000** şi prezintă articolul **Windom 99-Theorie et pratique d'une antenne** realizat de **Fabio Bonnuci IK0IXI** şi **Maurizio Bollini IZ2CED**. Traducerea pentru Radio-REF din **Radio Rivista**, unde a apărut pentru prima dată acest articol, a fost făcută de către **Denis Auqebon, F6CRP**.*

Înainte de a monta un Windom 99 dispuneam la staţia mea (IZ2CED) de un dipol "inverted-V" de 40m pentru benzile de US. Acest dipol era acordat pentru benzile superioare printr-un circuit clasic în T. Această soluţie, destul de întîlnită în lumea radioamatorilor permitea operarea pe benzile superioare deşi banda de 80m era oarecum sacrificată. Într-o zi am primit un mesaj de la Fabio (IK0IXI) care m-a anunţat că a realizat o antenă Windom satisfăcătoare. Curiozitatea mea a fost mare şi decizia de a-mi realiza şi eu una a venit imediat.

Odată realizat primul exemplar, am încercat să avem un schimb de păreri, opinii, experienţe similare, cu alţi amatori, atît în banda de 80m cît şi prin poşta electronică. Deoarece am fost satisfăcuţi de realizările noastre, ne-am decis să scriem acest articol. Am completat rezultatele practice cu simulări făcute pe calculator, cu două programe dedicate: HFANT şi NEC4WIN.

Tabelul A Caracteristicile antenei Windom 13,7m+27,4m

Rezonanta	banda de 80m (3600KHz)
Adaptarea impedantei	balun 6:1
Puterea aplicabila	in limitele balunului
Cablu de coborire	coaxial 50Ω
Benzi in care rezoneaza	80m, 40m, 20m, 10m
Benzi in care nu rezoneaza	30m ,15m
Benzi in care nu rezoneaza dar in care poate fi acordata	12m, 17m

Noţiuni teoretice referitoare la antena Windom

Funcţionarea acestei antene este uşor de înţeles, dar fenomenele nu sunt chiar aşa de evidente cum par. Ni se pare utilă o prezentare teoretică într-o manieră simplificată, aşa cum a făcut şi K3MT. În cazul unui conductor cu lungimea λ/2, distribuţia curentului de-a lungul acestui conductor este cea din **Fig. 1**. În apropierea valorii maxime a curentului este posibilă o alimentare cu impedanţă redusă (72Ω), ceea ce permite un bun transfer de putere. Dacă considerăm punctul de alimentare situat la 50% din lungimea conductorului şi dacă dipolul este acordat pe fundamentală pe frecvenţa de 3600KHz, acest dipol poate fi utilizat cu bune rezultate şi pentru 10800KHz (armonica a treia), 18000KHz (armonica a cincea) şi 25200KHz (armonica a şaptea). Antena, aşa cum a fost concepută de către Loren Windom, presupune un punct de alimentare situat la 1/3 din lungimea antenei: consecinţele acestei schimbări se văd din distribuţia de curent prezentată în **Fig. 2**. Curentul nu mai are un maxim în punctul de alimentare pentru nici-una din armonicile reprezentate, dar are o valoare destul de mare (în modul) pentru fiecare. În consecinţă, impedanţa în acest punct de alimentare nu este la fel de scăzută ca la un dipol în semiundă, dar nici nu este exagerat de mare. Utilizarea unui trasnformator de adaptare a impedanţei permite coborîrea acesteia la o valoare utilizabilă în practică. Se observă, în **Fig. 2** că avem un acord pe 3600KHz (fundamentală), 7200KHz (armonica a doua), 14400KHz (armonica a patra), 28800 (armonica a opta). Frecvenţele de 18000KHz (a cincea armonică) şi 25200KHz (a şaptea armonică) pot fi deasemenea utilizate printr-un acord suplimentar. Teoretic antena poate funcţiona şi pe 50,4MHz (armonica a 14-a) şi pe 144MHz (armonica a 40-a), dar aceste frecvenţe se găsesc destul de departe de banda de trecere a unui balun conceput pentru unde scurte. În definitv, plasarea punctului de

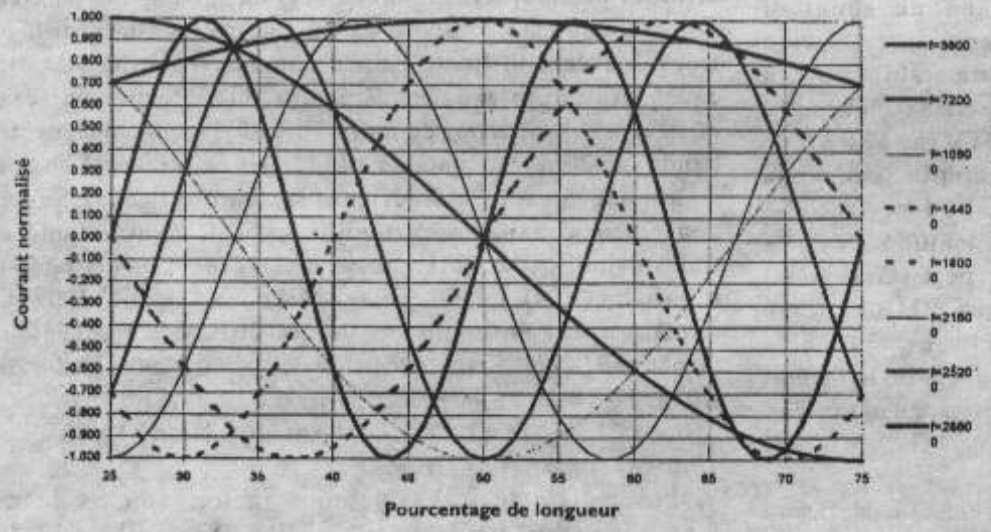


Fig. 1

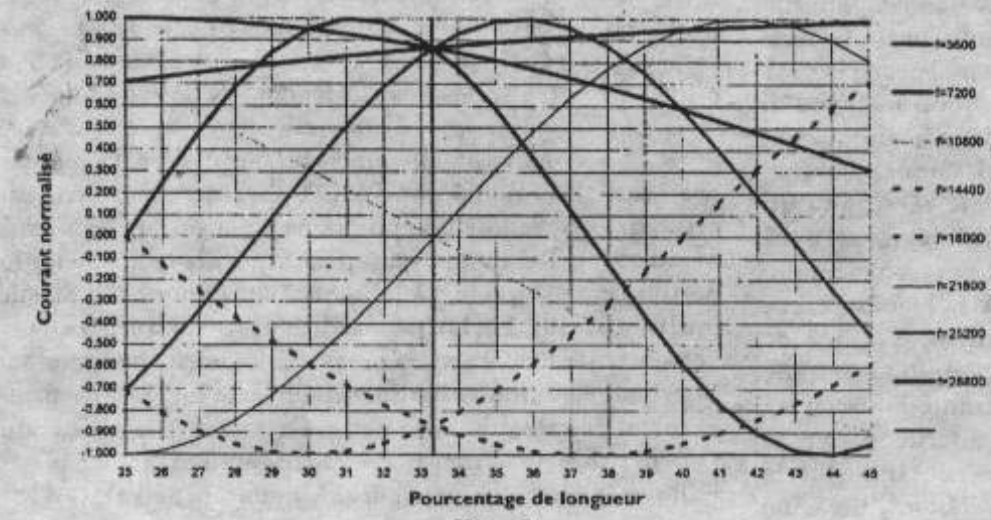


Fig. 2

alimentare la 1/3 din lungimea unei antene în semiundă permite acordul pe armonicile pare, aşa cum era posibil acordul pe armonicile impare atunci cînd alimentarea se făcea central. Acordul pe armonicile pare permite utilizarea unui număr mai mare din benzile alocate radioamatorilor. Din **Fig. 2** rezultă deasemenea că un acord pe frecvenţele de 10800KHz (armonica a treia) şi 21600 (armonica a şasea) nu este posibil. Putem deci considera antena Windom ca o antenă filară cu acord multibandă.

Realizarea practică

Această antenă a fost realizată în trei exemplare şi constituie "antena de bază" (uneori şi unica...) la staţiile autorilor. Puteţi găsi în **Tabelul 1** cîteva caracteristici constructive. Configuraţia tipică este de utilizate ca "V-invers" şi depinde de punctele de fixare disponibile, iar sfatul nostru este alegerea acestor puncte astfel încît punctele de ancorare să nu fie prea apropiate de sol.

Tabelul 1 Comparatie intre caracteristicile antenelor Windom

	Tipul 1	Tipul 2	Tipul 3
Rezonanta λ/2	80m	80m	80m
Dimensiuni	13,7+27,4m	13,7+27,4m	13,7+27,4m
Adaptare	Balun 6:1 Eco	Balun 6:1 Grauta JA-200	Balun 6:1 Grauta JA-200
Cablu de coborire	18m RG213	30m RG8x	10m RG58
Inaltime pct. de alim.	5m	9m	7m
Inaltime pct. de ancoraj al segmentului "scurt"	1m	3m	2m
Inaltime pct. de ancoraj al segmentului "lung"	1m	1m	2m
Unghiul V-ului	120°	90°	80°
Tip teren de montare	pe acoperis	la cimpie	la munte
Transceiver utilizat	JST135	JST100D	FT840

Se pot găsi în *RadioRivista* şi alte articole referitoare la acest tip de antene şi chiar aticolul original al lui **Loren Windom W4DZZ** (apărut iniţial în *QST*, numărul din *septembrie 1929*). Acest articol a putut fi publicat în *RadioRivista* cu acordul ARRL.

Pentru adaptarea corectă a impedanţelor am utilizat un trasnformator coborîtor (de impedanţe) de tip 6:1. Se poate utiliza tipurile comerciale de balun de acest tip, dar se poate construi şi după schema din **Fig. 3**. Se pot astfel bobina 6...10 spire, bobinate bifilar, cu o priză la 80% din numărul de spire la L2, pe un tor Amidon T200-2, cu marcaj de culoare roz; se poate eventual ameliora izolarea matisînd torul cu bandă teflonată. Antena se conectează la portul Z2 (impedanţă ridacată) şi cablul coaxial se conectează la Z1 (portul de impedanţă redusă). Se poate utiliza şi un transformator de tip 4:1, mai simplu de realizat (deoarece nu necesită priză suplimentară), deşi o astfel de abordare duce la scăderea performanţelor. Că tot veni vorba despre balunuri, K3MT descrie, pe *site*-ul său de Internet realizarea unuia de tip 9:1, care poate fi utilizat cu această antenă.

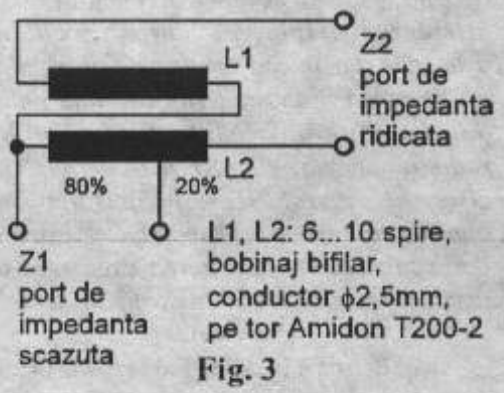


Fig. 3

În **Fig. 4** se poate observa valoarea raportului de undă staţioanră (ROS) pe întreg spectrul de unde scurte, pentru două din cele trei antene realizate (tipurile 1 şi 2): pînă la 19 MHz valorile sunt relativ egale, la frecvenţe mai mari observîndu-se accentuarea diferenţelor. Acestea depind foarte mult şi de tipul particular de instalare. Pe de altă parte, cu cît linia de alimentare este mai lungă, cu atît este mai greu de compensat pierderile care apar. Ideală ar fi posibilitatea de măsurare a ROS imediat înainte de balun, ceea ce este dificil de realizat în practică.

Antena Windom a staţiei JA7KPI

Se poate găsi un alt exemplu de antenă Windom pe site-ul staţiei JA7KPI, la adresa: **http://www.shirakami.or.jp/~tada/JA7KPI/windom.html**. Acest tip de instalare nu a fost testat, dar se poate dovedi interesant pentru cei care nu dispun decît de puţin spaţiu pentru antena de unde scurte.

Simulare cu programul HFANT v99.02.01

Acest program conceput pentru Windows, poate fi obţinut de la adresa de Internet: **http://elbert.its.bldrdoc.gov/hf.html**.

Fabio IK0IXI a realizat cîteva simulări (conform diagramelor de radiaţie pentru benzile de 80, 40, 20, 15 şi 10m). Se observă pentru 80m şi pentru 40m un comportament practic omnidirecţional, în timp ce pentru benzile superioare începe să-şi facă apariţia un efect directiv. Acesta este pronunţat, mai ales în banda de 29MHz. Această simulare a fost realizată cu următoarele parametrii: o înălţime de 5m, conductivitate redusă a solului (practic condiţiile de teren ale lui Fabio, IK0IXI). Caracteristicile de radiaţia pe 80m şi 40m

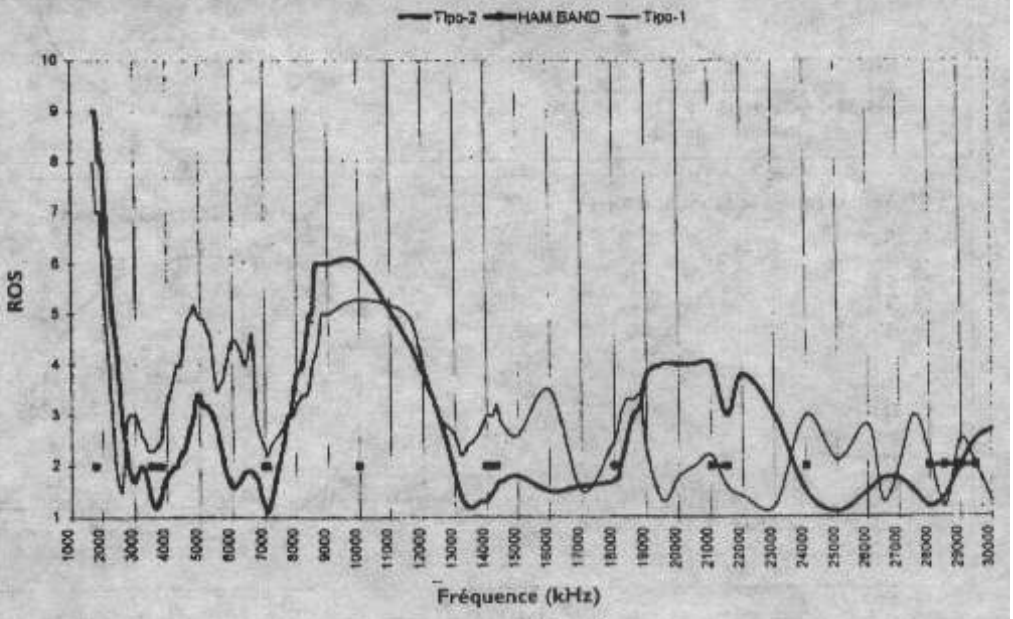


Fig. 4

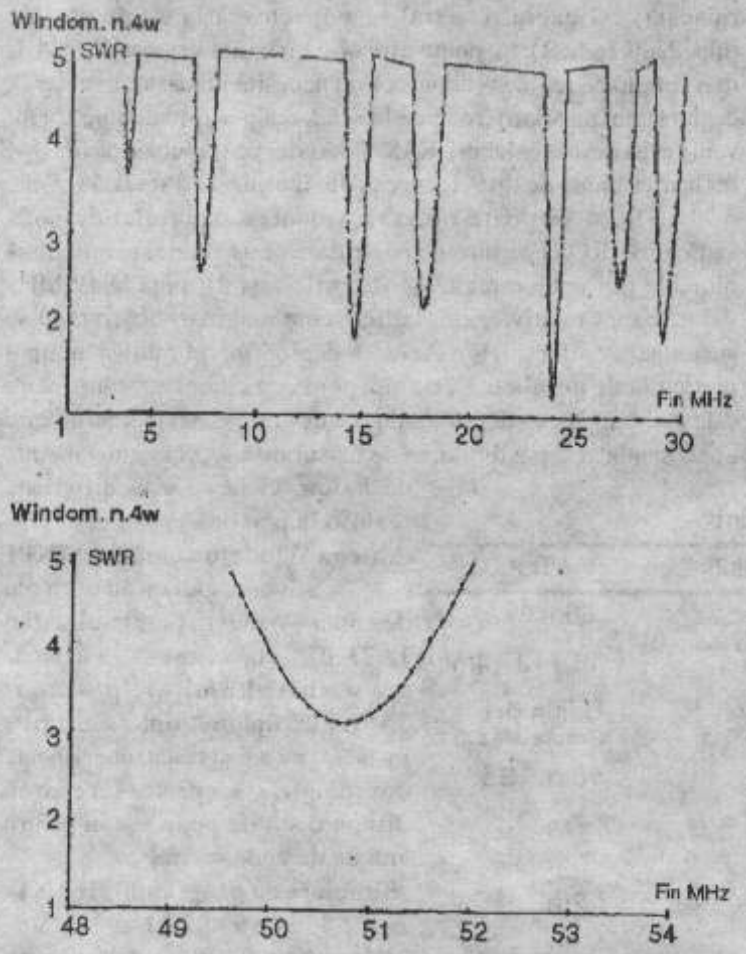


Fig. 5

nu recomandă această antenă pentru DX, dar este deosebit de avantajoasă pentru QSO-urile europene. Lucrurile se mai îmbunătăţesc pe 20m şi 10m, unghiul de radiaţie scăzînd.

Simulare cu programul NEC4WIN v2.0 rev. 10

Acest program, conceput şi el pentru Windows 95 provine din celebrul program NEC cu o îmbunătăţire a performanţelor grafice. Acest program poate fi obţinut de la adresa de Internet: **http://www.cam.org/~mboukri**. În afară de trasarea diagramelor de radiaţie în plan vertical şi orizontal, NEC4WIN permite reprezentarea grafică a ROS în funcţie de frecvenţă (**Fig. 5**).

Rezultatele simulărilor pentru benzile amintite sunt cele din **Fig. d şi Fig. e.**

Impresii în trafic

Spre deosebire de antena dipol, este de apreciat comportarea acestei antene în cazul lucrului multibandă, fără dispozitv special de acord. Cu utilizarea tunerului de antenă din transceiverele moderne, chiar dacă nu este un avantaj decisiv, se mai pot cîştigă ceva waţi. Vechile aparate, care nu au prevăzute astfel de rafinamente (dispozitive de acord pentru antenă), pot beneficia de antena Windom, regăsindu-şi astfel "...o nouă tinereţe".

În benzile de 80m şi 40m se poate lucra în toată Europa în fonie şi am reuşit să realizăm mai mult de 45 de ţări în telegrafie, poate mai degrabă talentului de operator al lui IK0IXI decît performanelor antenei (nota IZ2CED).

Banda de trecere este mare comparativ cu o antenă dipol semiundă. Spre deosebire de o antenă dipol, utilizarea unei bune prize de pămînt este obligatorie. În acest caz (instalaţia tip 2) retururile de RF erau aşa de mari încît modulaţia era deformată şi a trebuie să se reducă puterea de ieşire a emiţătorului pentru a putea lucra în trafic. Un mic bec cu neon, ţinut între degete şi apropiat de şasiul emiţătorului punea foarte clar în evidenţă acest fenomen. Problema a fost rezolvată, în cazul instalaţiei nr. 2 prin conectarea şasiului emiţătorului la calorifer.

Nota redacţiei franceze: *Este posibil să avem conectat caloriferul la pămînt, din punct de vedere electric, dar această conexiune nu este neapărat făcută şi din punct de vedere al radiofrecvenţei. Un fenomen cum este cel prezentat mai înainte se produce atunci cînd un curent de RF circulă prin ecranul cablului coaxial; balunul nu are în mod sigur eficacitatea dorită. Putem, pentru a evita să găsim energie de RF pe şasiul transceiverului să prelungim cablul coaxial cu un tronson λ/4, pentru a obţine un nod de tensiune. Cea mai bună soluţie o reprezintă utilizarea unui balun de curent în locul unui balun de tensiune. În orice caz, atunci cînd avem curent de RF care circulă prin ecranul cablul;ui coaxial ne aflăm în condiţiile unei alimentări imperfecte între un cablu asimetric şi o antenă simetrică. Consecinţa o reprezintă radiaţia de RF de către linia de alimentare şi o modificare a lobilor de radiaţie. Scăpările de RF pot interfera cu sistemul de stabilizare al tensiunii de alimentare, care se pot dovedi uneori extrem de dezagreabile - creşterea exegerată a tensiunii de alimetare, de exemplu.*

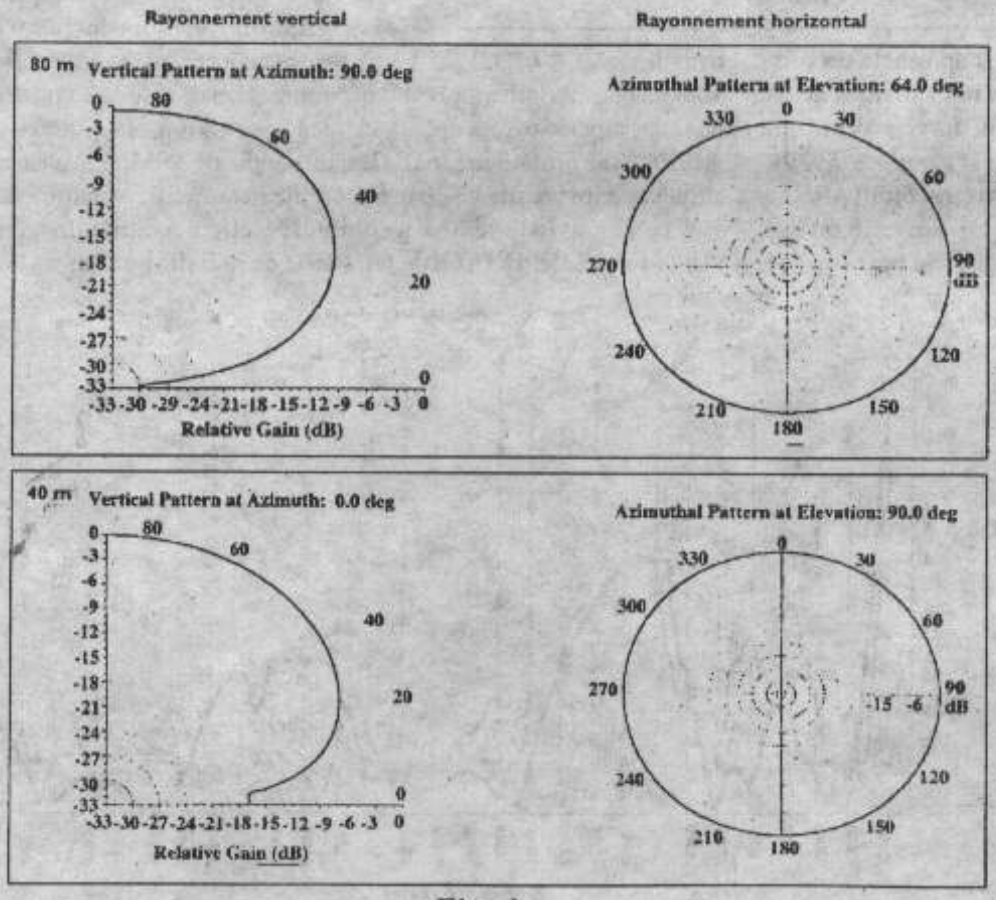


Fig. d

Concluzii

Atît mie cît şi lui Fabio ne-a făcut

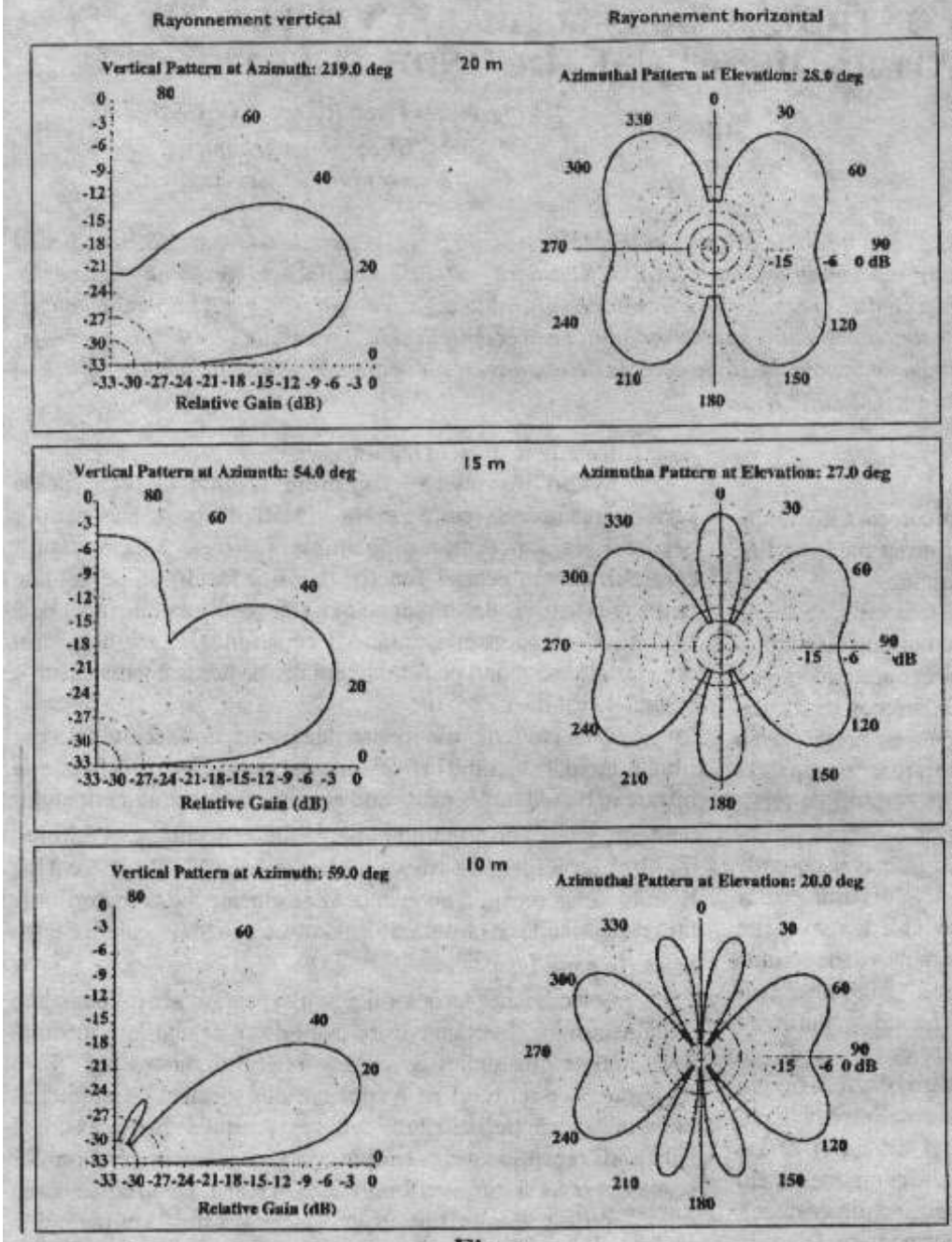


Fig. e

plăcere să încercăm construirea acestei antene şi rezultatele obţinute l-au convins şi pe IZ0CHD să-şi construiască una. Cu o antenă lungă cît un dipol pentru 80m, este posibil să facem trafic în patru benzi, fără un sistem special de acord şi cu o bandă de trecere confortabilă. Diferite tipuri de instalare sunt cele din **Fig. a, Fig. b, Fig. c**.

"Calculul hîrtiei" arată că această antenă nu este suficient de bună pentru DX, din cauza unghiului său de radiaţie relativ ridicat, deşi acest lucru nu l-a împiedicat pe Fabio să obţină bune rezultate în trafic.

Ca dezavantaje se pot aminti: tendinţa de a avea retururi de RF şi necesitatea unei bune prize de pămînt (priză de RF).

Eu şi cu Fabio suntem la dispoziţia Dvs., prin poşta electronică, pentru toate informaţiile sau clarificările necesare.

Bibliografie

1. Alessio Ortona I1BYH, Sergio Pesce I1ZCT, "Le antenne di Radio-Rivista", Ediradio Srl, Milano 1995, pag. 87-92 (RR10/90 şi 05/92),
2. Rinaldo Briatta I1UW, Nerio Neri I4NE, "Costruiamo le antenne filari", Edizioni C&C 1993,
3. Loren G. Windom W4DZZ, QST 09/1929, CD-ROM ARRL,
4. K3MT **http://www.erols.com/k3mt/windom/windom.html**-Teoria e pratica antenna Windom.

Software

1. NEC4WIN v2.0, Rev. 10 soft de evaluare - (c) orion Microsystems (utilizează un modul de VB5.0)-autor Magjid Boukri VE3GMI, **mboukri@cam.org**, **http://www.cam.org/~mboukri**,
2. HFANT v99.01.01 Greg Hand - **http://elbert.its.bldrdoc.gov/hf.html**.

Autorii

1. Maurizio Bollini IZ2CED Sezione ARI di Modena **iz2ced@arrl.net**,
2. Fabio Bonucci IK0IXI, Sezione ARI di Cita Vecchia **ik0ixi@arrl.net**.

prelucrare de **YO3GWR**

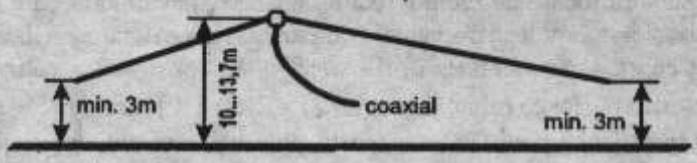


Fig. A Antena Windom - montaj in "V-invers"

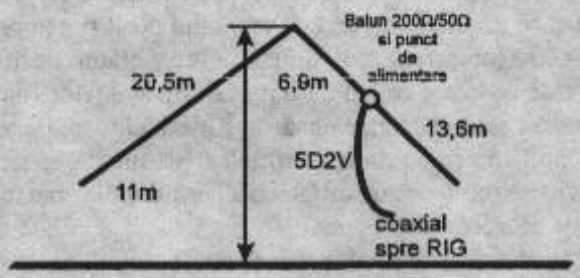


Fig. C Antena Windom - montaj special in "V-invers"

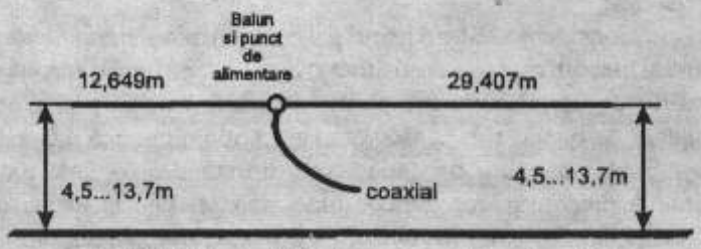


Fig. B Antena Windom - montaj orizontal

OFER: Transceiver **YAESU FT50R - YO3AAP - Marius** tel. 092.611.443
OFER: Calculator Commodore C 64 cu Flopy disc, casetofon şi imprimantă. **YO7VG - Dtru. Paşaliu** - tel. 052.224.387
YO4SVV - OFERA - US-FT 77, UUS-FT 290R, TRASVERTER 144 - 28 MHz şi 50 - 28 MHz, RTM IV şi RTP tel - 036 / 316 576

SISTEM DE CONTROL ŞI AFIŞAJ A FRECVENŢEI PENTRU APARATURĂ DE TRAFIC ÎN UNDE SCURTE

Ing. Gheorghian Romeo **YO8CAN**
Prof. Gheorghian Liliana
Gura Humorului, jud. Suceava

Descrierea următoare se referă la un circuit de calare a frecvenţei cu buclă F L L în paşi de 64 Hz şi 128 Hz cu acord fin prin taste UP /DOWN şi buton rotativ, a primului oscilator local cu frecvenţă variabilă destinat echipării unui transceiver sau receptor de unde scurte, lucrând în conjuncţie cu o scală numerică, utilizând o bază de timp comună pilotată cu cuarţ. Scala numerică este dotată cu circuite de corecţie care realizează indicarea completă şi la o rezoluţie de 10 Hz a frecvenţei (purtătoare) cu care se lucrează în modurile uzuale, pe toate benzile de unde scurte alocate serviciului de amator, utilizând o primă frecvenţă intermediară fixă de 8,0 ... 10,7MHz.

1. GENERALITĂŢI

Sistemul de reglaj, stabilizare şi indicare corectă a frecvenţei de lucru aduce un aport determinant în definirea parametrilor principali, la orice aparat destinat lucrului în trafic.

Aparatura industrială actuală foloseşte în acest scop, bucle calate pe fază (P L L), paşii fini de acord fiind obţinuţi cu circuite de sinteză digitală directă (D D S), conduse prin microprocesoare care comandă şi sistemele de afişaj. În regim de amator, realizarea unui asemenea proiect este dificilă şi costisitoare, pentru rezolvarea acestor probleme existând şi *alte soluţii*, uneori mai convenabile sub aspectul raportului performanţă / cost, în condiţii de lucru «Home Made».

Tendinţa de a concepe şi realiza un transceiver de unde scurte cu *performanţe comparabile* măcar la nivelul parametrilor strict necesari traficului actual în unde scurte, faţă de realizările industriale, nu lasă amatorilor constructori prea multe căi de opţiune în alegerea schemelor propuse spre realizare. Astfel, deşi uşor accesibile, schemele «la modă» în deceniile trecute care utilizau după prima schimbare de frecvenţă doar filtre de tip L - C au devenit perimate, datorită imposibilităţii îngustării benzii de trecere sub câteva sute de kHz în lanţul primei frecvenţe intermediare, făcând imposibilă obţinerea unor parametri dinamici astăzi satisfăcători, independent de calităţile celorlalte componente din front-end şi de performanţele filtrelor (de obicei electromecanice), utilizate în etapele următoare de frecvenţe intermediare. Datorită amplificării inutile împreună cu semnalul dorit şi a unor întregi benzi vecine (posturi de radiodifuziune etc.), alături de lipsa unor circuite de adaptare în bandă largă a impedanţelor (diplexere, atenuatoare etc.) se ajungea uşor la supraîncărcarea unor etaje, producând intermodulaţii înaintea filtrului care determina selectivitatea receptorului, astfel încât perturbaţiile erau transpuse în banda de trecere a acestuia.

Evaluând în ansamblu, parametrii esenţiali pentru traficul în unde scurte şi la schemele de receptoare cu *conversie directă* mai recente, de mare performanţă, este lesne de observat că *superheterodina* nu a fost încă depăşită.

Una din condiţiile necesare obţinerii unor parametri competitivi la construirea unui receptor de unde scurte, alături de folosirea unor scheme de principiu şi componente cu gamă dinamică mare şi zgomot redus este - legat de tema tratată aici - utilizarea la *prima frecvenţă* intermediară a unui *filtru performant*, cu banda de trecere cel mult egală cu ecartul util ocupat de tipul de emisiune cu spectrul cel mai larg, la o frecvenţă intermediară cât mai înaltă, filtru ce va fi denumit în continuare *filtru principal*, realizând atenuarea semnalelor adiacente emisiunii recepţionate, încă de la nivelul *primei* frecvenţe intermediare.

La receptoarele cu conversie directă de mare performanţă, acest filtru este realizat în audiofrecvenţă.

Având în vedere exigenţele actuale la recepţia de performanţă în unde scurte până la 30 MHz, din cauza parametrilor necesari, la superheterodine numai *filtrele cu cuarţ* sunt corespunzătoare acestei funcţii, datorită factorului de calitate realizabil (la nivel de amator cele cu frecvenţa centrală în jur de 9 MHz sunt mai accesibile, putând fi construite şi în regim propriu din cristale rezonând pe fundamentală; pe această temă există o bogată literatură).

Deşi construcţiile industriale pentru unde scurte folosesc filtre principale lucrând la frecvenţe de peste 40 MHz şi circuite de intrare în bandă largă, facilitând recepţia fără lacune a întregului domeniu [1], performanţe remarcabile se pot obţine şi folosind un filtru principal pe o frecvenţă intermediară în jur de 9 MHz, limitând însă recepţia doar în benzile alocate radioamatorilor şi utilizând circuite de preselecţie separate, comutabile, pentru fiecare bandă în parte [2].

Selectivitatea receptorului se mai poate ajusta în continuare după necesităţi, în etajele următoare de frecvenţă intermediară (eventual şi din audiofrecvenţă), prin utilizarea unor *filtre secundare*, ce au rolul de a suprima din spectrul de zgomot al lanţului de recepţie, benzile ce depăşesc ecartul de frecvenţă util al emisiunii recepţionate, permiţând astfel *optimizarea* raportului semnal /zgomot şi atingerea sensibilităţii maxime, alături de realizarea *altor facilităţi* (I F Shift, Notch etc.), aceste filtre putând fi piezoelectrice, electromecanice, de tip L - C, active analogice sau digitale - D S P [3].

În regim de amator, pentru realizarea unei heterodine (oscilator local) de zgomot redus, cu frecvenţă variabilă, care să aibă şi o stabilitate a frecvenţei comparabilă cu cea a unui oscilator cu cuarţ, este interesantă prin *simplitatea construcţiei*, soluţia folosirii buclei cu calare de *frecvenţă* - F L L [4] care se pretează la specificul lucrului în unde scurte, prezentând însă dezavantajul că nu este adecvată operării cu frecvenţe înscrise şi memorate prin circuite digitale, în schimb scuteşte amatorul de necesitatea realizării unor pretenţioase traductoare incrementale de acord şi a unor sisteme logice (combinaţionale sau programabile) care, pentru comanda unui sintetizor D D S - P L L de unde scurte, sunt sofisticate.

Considerând filtrul principal componenta *determinantă* (fiind şi una din cele mai costisitoare) la realizarea unui transceiver sau Rx de unde scurte competitiv, în continuare se prezintă o schemă de buclă F L L asociată cu o scală numerică adaptată specificului benzilor de unde scurte utilizând o bază de timp comună, precum şi procedura de dimensionare a unor elemente ale schemei, după *frecvenţa centrală* a *filtrului principal* disponibil, care poate fi în acest caz între 8,0 MHz şi 10,7 MHz, la o bandă de trecere de cel mult 2,7 kHz pentru S S B (sau 14 kHz pentru N B F

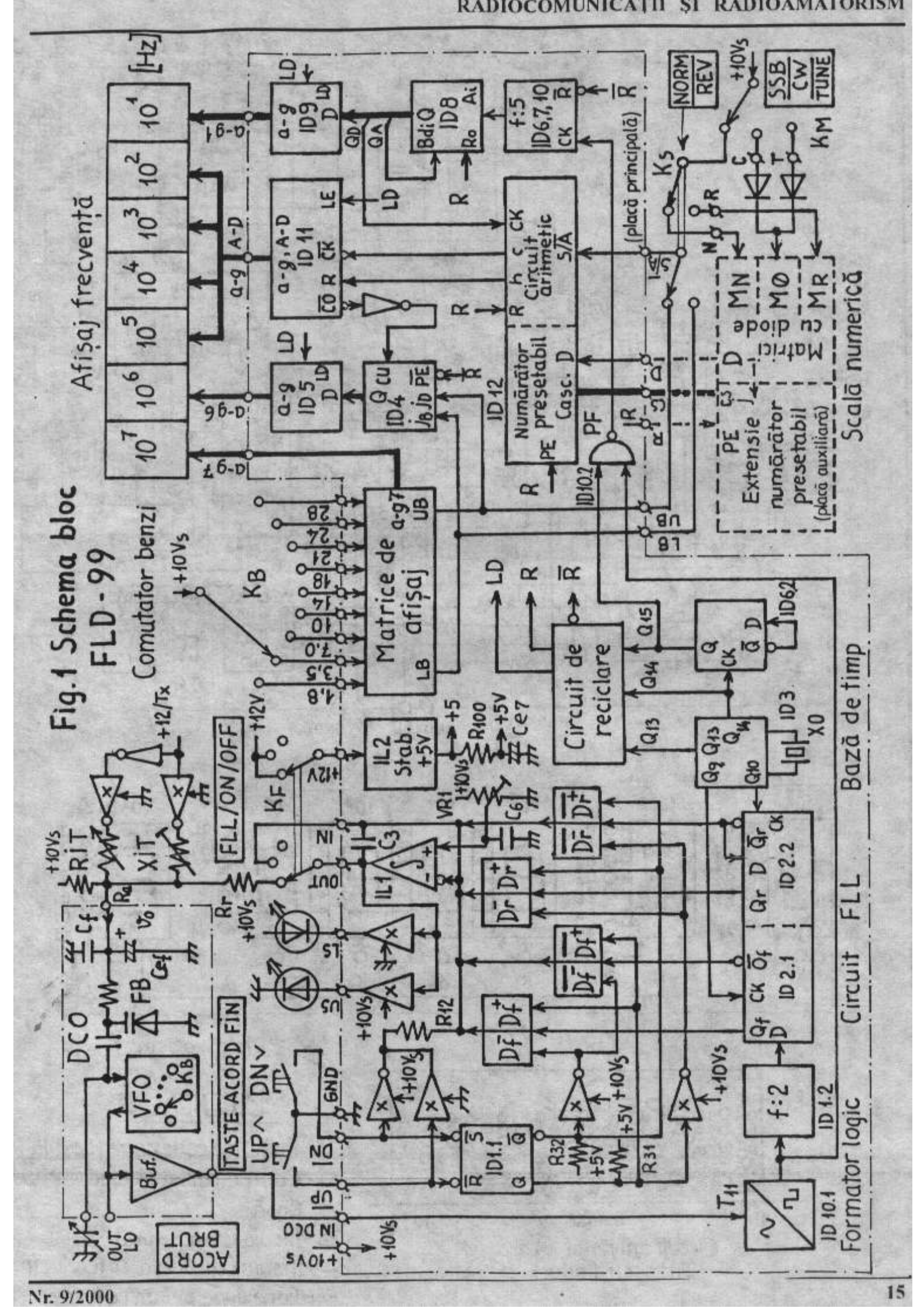
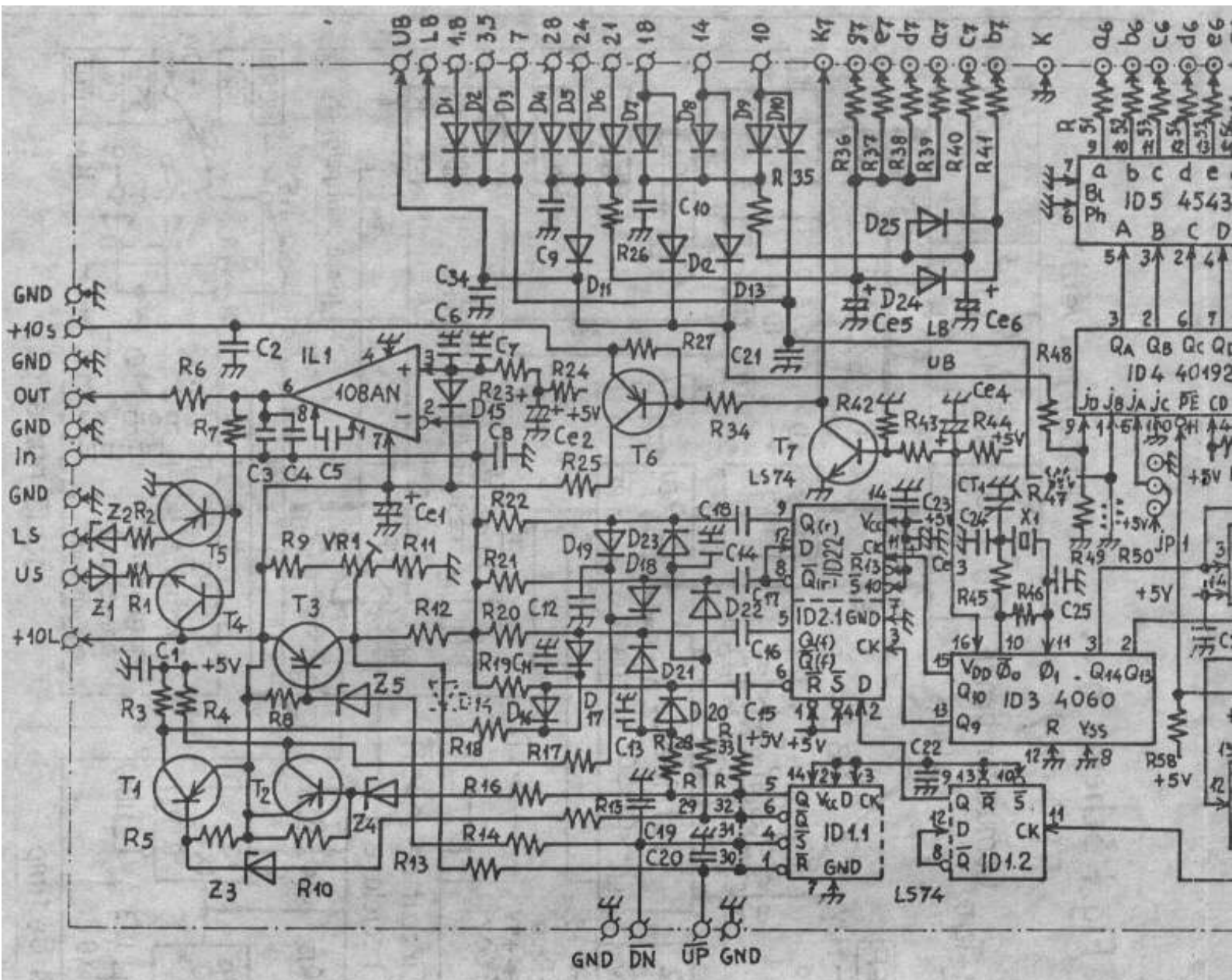
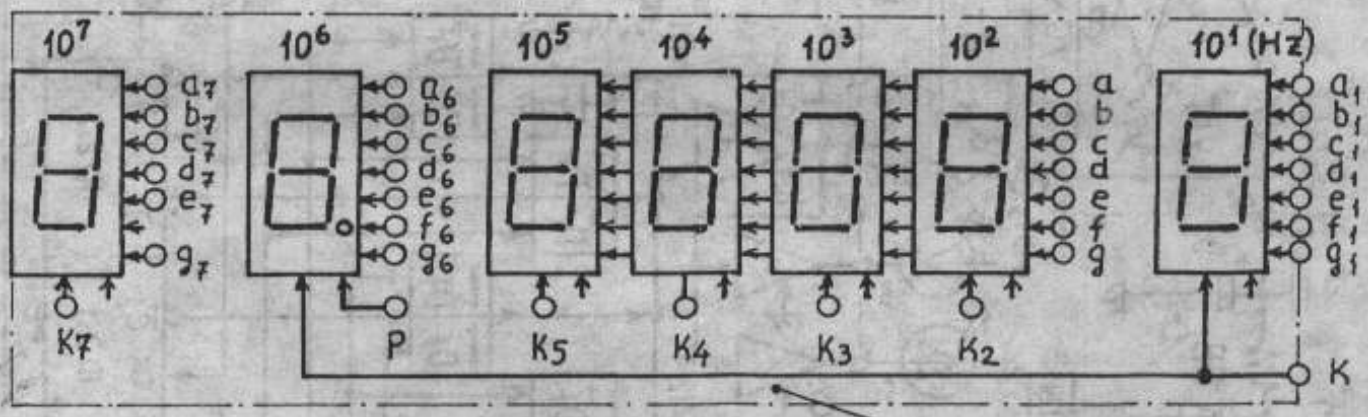
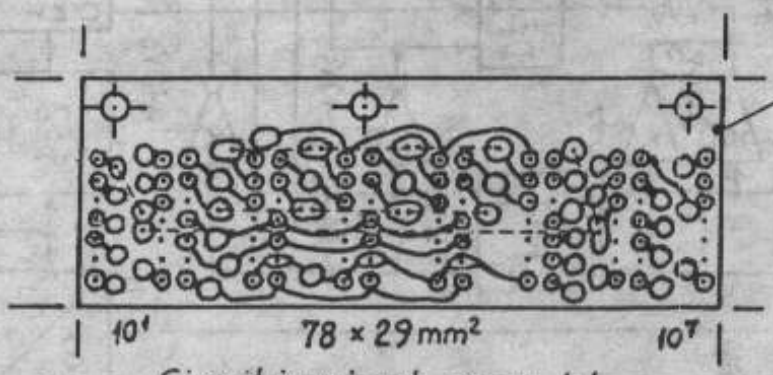


Fig.1 Schema bloc FLD-99





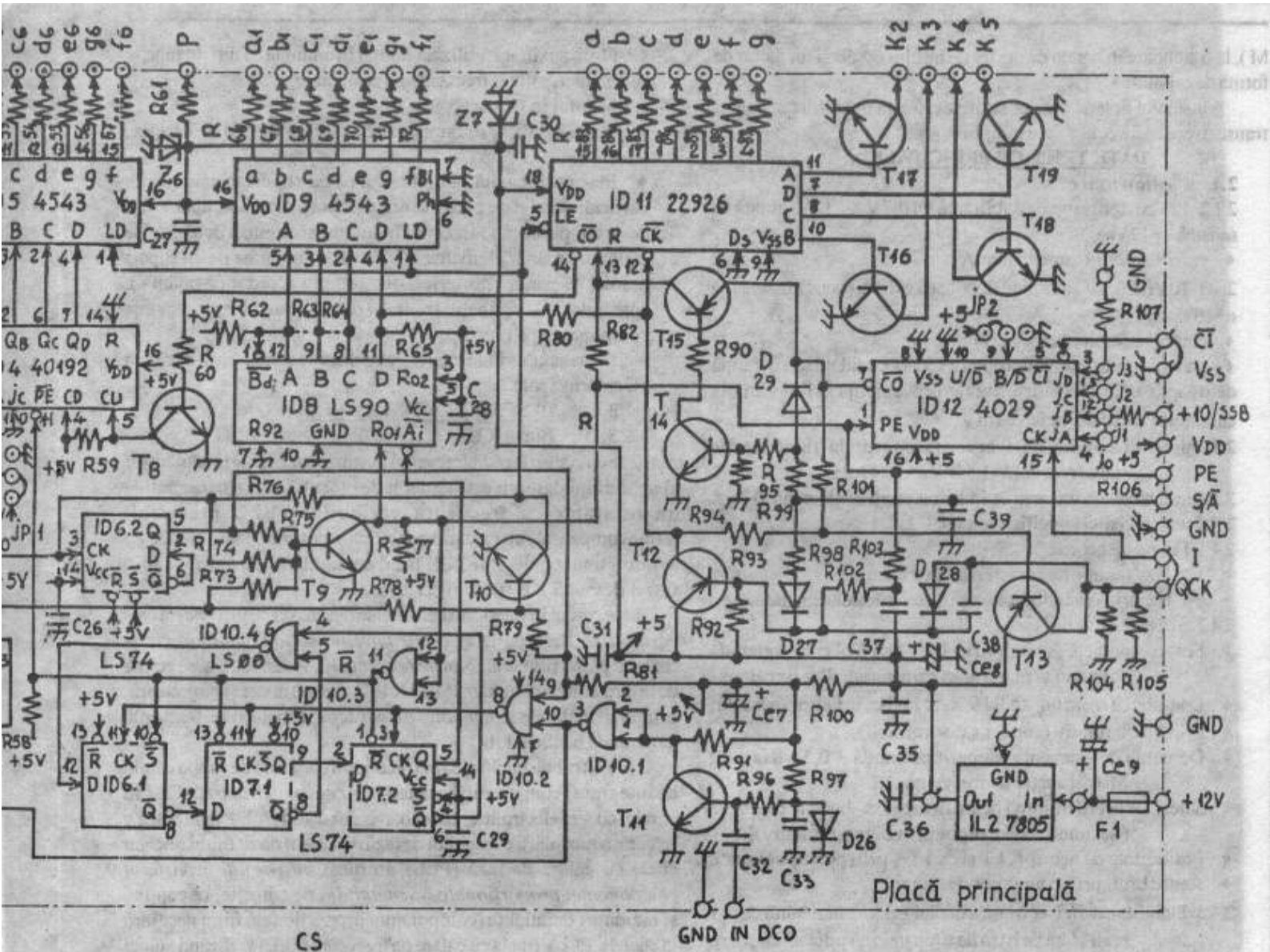
Placă afișaj

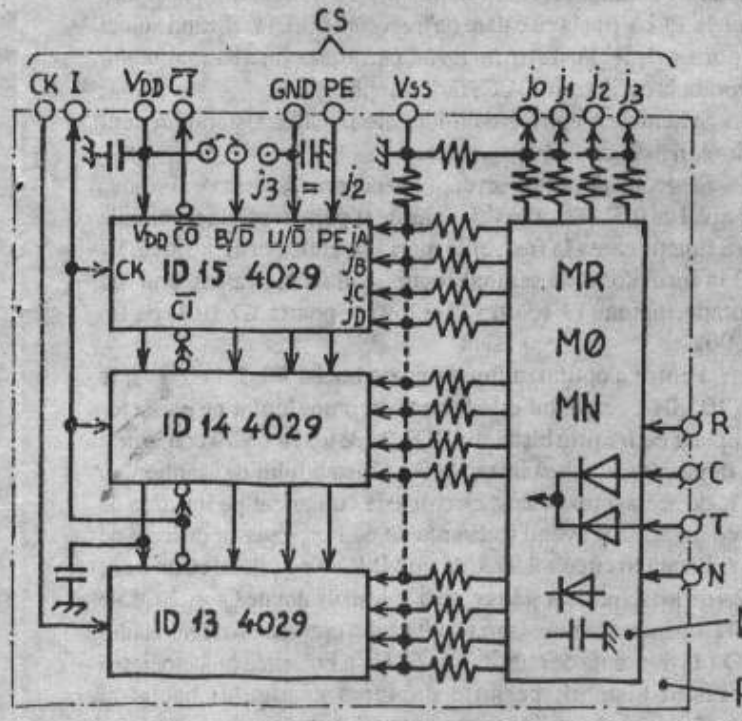


Circuit imprimat scara 1:1
Fața cu lipituri

LEGENDĂ

- Punct de conexiune (pastilă Cu.) pe cablaj pt. conductori
- Cosă
- Insulă Cu. găurită (Ø 0,8 mm)
- Insula Cu. găurită cu ferzinc (nelipită)
- Conexiune pe fața cu piese





NOTE

1. Schema este configurată pt. Tx-Rx cu FI-1= =9,000 MHz.
2. Placa auxiliară se utilizează numai pt. cazurile unde FI-1 nu este nr. întreg de MHz, sau banda FI-1 nu încadrează simetric o astfel de frecvență.
3. În cond. notei 2, matricile MR, MØ și MN se proiectează conf. documentației, funcție de valoarea FI-1 utilizată.
4. În cond. notei 1, comp. figurate punctat nu se plantează.

Proiectat	Ing. Gheorghian R.	Verificat		Aprobat	
Ing. GHEORGHIAN ROMEO YO8 CAN	BUCLĂ CU CALARE DE FRECVENȚĂ ȘI SCALĂ NUMERICĂ PENTRU OSCILATOARE DE UNDE SCURTE			Tip: FLD-99	Planșa Nr. 1

nelipită)

M), la o atenuare în banda de oprire de minim 65 dB şi un factor de formă de cel mult 3 .

Sistemul descris mai jos se pretează şi la modernizarea unor transceivere mai vechi (de exemplu A - 412).

2. DATE TEHNICE PRINCIPALE

2.1 Alimentare:

2.1.2 12Vcc. tensiune nestabilizată (10,7V ... 18V, notată în schemă «+12V»),

- curent absorbit : max. 180mA.

2.1.3 10V(±0,1V) tensiune stabilizată extern (notată în schemă «+10Vs»),

- curent absorbit : 3mA ... 30mA;
- variaţii admisibile ale tensiunii +10Vs (ondulaţii sau în formă de treaptă), faţă de tensiunea de provenienţă ori la variaţia curentului absorbit : max. ±1mV.

2.2 Domeniu maxim de frecvenţă operat la intrarea de radiofrecvenţă :1,5 MHz ... 24 MHz.

2.3 Sensibilitatea la intrarea de radiofrecvenţă a sistemului :0,3Vef.

2.4 Caracteristici specifice buclei F L L :

2.4.1 Fineţe de acord :

- 128 Hz / familie de caracteristici de calare;
- 64 Hz prin reversibilitatea caracteristicilor de calare.

2.4.2 Sisteme de acord :

- Fin, cu contacte (switch-uri) UP / DOWN care comandă simultan şi reversarea caracteristicilor de calare,
- Domeniu de acord fin : ±3kHz ... ±15kHz, în funcţie de bandă ;
- Prin buton rotativ (condensator variabil),
- Domeniu de frecvenţă acoperit pe bandă : 0,5 MHz ... 2 MHz funcţie de frecvenţă ,
- Viteză de acord minimă pentru «ruperea» buclei : cca. 5 Hz / secundă (la acordul prin butonul rotativ);
- Posibilitate de acord R I T şi X I T (prin potenţiometre);
- Acord brut, prin comutator de benzi .

2.4.3 Stabilitatea în frecvenţă a buclei calate : mai bună de ±1 ppm , faţă de baza de timp internă pilotată cu cuarţ.

2.5 Caracteristici specifice scalei numerice :

2.5.1 Afişare :

- Număr de cifre afişate : 6 la benzile sub 10 MHz şi 7cifre la benzile peste 10 MHz ;
- Rezoluţie : 10 Hz.

2.5.2 Semnal măsurat : frecvenţa primului oscilator local (denumit aici D C O).

2.5.3 Operaţii aritmetice (opţionale) efectuate automat asupra semnalului măsurat, pe bază de semnale de comandă (de la comutatoarele de benzi, de moduri de lucru etc.) şi presetări :

- Adunări,
- Scăderi .

2.6 Parametri necesari pentru semnalul de radiofrecvenţă de atac (la ieşirea oscilatorului local D C O):

2.6.1 Domenii de frecvenţă :

- 9,5 MHz ... 21 MHz , pentru lucrul în benzile de 1,8 MHz , 3,5 MHz ... 10,1 MHz ,
- 3 MHz ... 23 MHz , pentru lucrul în benzile de 14 MHz , 18 MHz ... 29,7 MHz .

2.6.2 Tensiune de atac : 0,3Vef ... 0,6Vef/50Ω ;

2.6.3 Deriva de frecvenţă admisibilă pentru oscilatorul D CO «liber»: cel mult ±1000 ppm pe oră.

2.7 Construcţie:

- Placă principală, dublu placată, cu dimensiunile: 230mm x 76mm,
- Placă de afişaj, simplu placată , cu dimensiunile : 78 mm x 29mm.
- Placă auxiliară, utilizată numai în anumite cazuri, în funcţie de valoarea primei frecvenţe intermediare .

2.8 Montaj în transceiver :

- Placa de afişaj se montează de panoul frontal al Tx - Rx, (decupat);
- Placa principală se montează pe un suport metalic-ecran vertical, paralel cu peretele din dreapta al carcasei aparatului deservit, permiţând trecerea în lungul acesteia, a două axe de acţionare a unor elemente ale Tx - Rx (montate pe un suport paralel cu panoul posterior, de exemplu acordor de antenă), spre butoanele panoului frontal (zone în care nu sunt plantate componente pe placă);
- Placa auxiliară (în caz că este utilizată) se montează deasupra plăcii principale.

3 DESCRIEREA SISTEMULUI

3.1 Bucla F L L

Semnalul de radiofrecvenţă destinat atacului primului mixer al aparatului deservit este generat de blocul D C O, care conţine un oscilator cu frecvenţă variabilă (VFO preferabil termocompensat) cu circuite comutabile pentru fiecare bandă, cu ajutorul unui comutator KB, fiind comandat şi în tensiune prin filtrul de buclă F B (vezi **Fig. 1**).

Acordul în interiorul benzilor se realizează cu un *condensator variabil* pe de o parte şi *electronic, prin diode varicap* pe de cealaltă parte, prin *semnalul de tensiune Vo*. Acest semnal se obţine de la circuitul de comutare R I T/ X I T (clasic) în care se injectează, prin rezistenţa Rr şi *semnalul de corecţie* a abaterii de frecvenţă generat de bucla F L L.

Filtrul de buclă de tip trece-jos (care este de fapt o celulă de integrare) compus din rezistenţa Rr şi condensatorul Cf (în paralel cu Cef electrolitic, cu valoarea de peste 4,7μF), realizează *o rejecţie* a modulării cu zgomot de fază *mai bună* decât filtrul oricărei bucle cu calare de fază (PLL), întrucât *nu permite transferul componentei proporţionale a semnalului* de corecţie, ce conţine şi reziduuri ondulante (componenta proporţională fiind necesară la buclele PLL). Bucla cu calare de frecvenţă (FLL) realizând numai un algoritm de reglaj de tip *integral*, permite obţinerea *minimului* de zgomot la oscilatorul DCO, fără complicaţii.

Schemele electrice detaliate ale plăcilor sistemului sunt cuprinse în planşa Nr. 1.

Semnalul de radiofrecvenţă (trecut prin separatoare) şi adus la un nivel de 0,3Vef ... 0,6Vef (valorile superioare fiind favorabile pentru funcţionarea la frecvenţe mari) se aplică prin intrarea IN DCO la formatorul de semnal logic, realizat cu tranzistorul de comutaţie rapidă T1 (de tip 2N2369) şi poarta ID 10.1, de tip 74LS00.

Pentru a optimiza funcţionarea buclei F L L la frecvenţe peste 10 MHz, semnalul este format dreptunghiular cu un factor de umplere de 1/2 prin bistabilul ID1.2 , de tip 74 LS 74 configurat «T», după care se aplică intrării «D» a bistabilului de eşantionare ID2.1, de acelaşi tip. Acest circuit este comandat pe intrarea de ceas cu un semnal având frecvenţa de 64 Hz , generat de baza de timp realizată cu circuitul ID 3, de tip MMC 4060 pilotat cu un cuarţ de 32,768 kHz (utilizat şi la ceasuri). Ieşirile notate Qf şi NQf ale lui ID2.1 generează impulsuri rezultate din eşantionarea semnalului D C O (la frecvenţa de referinţă de 64 Hz). Folosirea ambelor ieşiri ale acestui bistabil, permite dublarea câştigului buclei şi înjumătăţirea ondulaţiilor remanente după prelucrarea primară a semnalului de corecţie. Întrucât intrarea «D» a bistabilului de eşantionare este comandată cu semnalul D C O divizat prin 2, pasul de acord pe *familie de caracteristici de calare* este 128 Hz. Impulsurile de referinţă necesare procesării analogice a semnalului sunt obţinute de la ieşirile notate Qr şi NQr, ale bistabilului de

referinţă ID2.2 (din aceeaşi capsulă cu cel de eşantionare), comandat de baza de timp cu frecvenţa de 32 Hz.

Impulsurile de eşantionare şi de referinţă sunt aplicate unor grupe de derivatoare - redresoare Df+, NDf+ (pentru semnalul eşantionat), Dr−, NDr− (pentru semnalul de referinţă), activate pentru obţinerea de impulsuri derivate *pozitive* din eşantionarea semnalului D C O şi respectiv *negative* din cel de referinţă, permiţând obţinerea *unei familii de caracteristici de calare* a buclei. Prin *inhibarea* acestor circuite şi *activarea* derivatoarelor complementare Df−, NDf− şi respectiv Dr+, NDr+ se obţine şi *familia complementară* de caracteristici de calare, dublându-se finetea de calare a buclei. Prin acţionarea tastelor UP / DOWN se obţine artificial, pasul minim de 64 Hz pentru acordul fin al D C O. Derivatoarele construite cu condensatoarele C15, C16, C17 şi C18 împreună cu rezistenţele R19, R20, R21 şi R22, realizează atacul *în curent* al integratorului realizat cu amplificatorul operaţionalului IL 1. Redresarea impulsurilor se realizează, în funcţie de polaritatea aleasă, cu perechile de diode de comutaţie D20, D21 şi D22, D23, pentru impulsuri pozitive şi respectiv D16, D17 şi D18, D19, pentru impulsuri negative, faţă de o masă virtuală situată la jumătatea tensiunii de alimentare a integratorului, obţinută prin rezistenţa R24, filtrată cu Ce2, C6 şi C7, din tensiunea internă de +5V, stabilizată cu integratul IL 2 (de tip βA 7805, care alimentează şi circuitele logice).

Datorită utilizării derivatoarelor duble, integratorul se poate realiza şi cu un operaţional ce are curenţi de polarizare de maxim 1 nA, acesta putând fi de tip βM 108 AN. Pentru reducerea efectului curenţilor de polarizare, este prevăzut circuitul de compensare realizat cu potenţiometrul semivariabil VR1. Integratorul este realizat cu condensatoarele C3 şi C4 (totalizând cca. 1μF), montate între intrarea inversoare şi ieşirea operaţionalului, realizând şi *prima treaptă de filtrare* a semnalului de buclă. Cu ajutorul a două repetoare complementare realizate cu tranzistoarele T4 şi T5 se obţin, pornind de la ieşirea integratorului, nişte semnale de alimentare a două LED-uri care indică preventiv posibilitatea saturării integratorului - situaţie în care acesta trebuie *resetat*, prin poziţionarea în ON a comutatorului KF (urmată apoi de comutarea în poziţia F L L a acestuia). Diodele zener Z1 şi Z2 împiedică aprinderea la maxim a acestor LED-uri, când tensiunea de ieşire a integratorului este în limite normale, situaţie în care numai *unul* din acestea luminează variabil, după *mărimea* şi *sensul* tendinţei de derivă a frecvenţei D C O calat. Aceste LED-uri suplinesc de fapt, funcţia unui voltmetru indicator al tensiunii de corecţie a buclei. Dacă se ajunge la saturarea integratorului chiar după acomodarea termică a aparatului, este semn că deriva frecvenţei D C O este prea mare şi oscilatorul trebuie termocompensat.

Filtrul de buclă (Rr, Cef || Cf) constituie *a doua treaptă de integrare* a semnalului *Vo* (de comandă în tensiune a D C O), *rejectând la o valoare nesemnificativă* ondulaţia rămasă după integrarea semnalului cu operaţionalul IL 1 (şi condensatoarele aferente).

Acordul fin al D C O se realizează cu tastele UP / DN prin *absorbţia* de curent (direct prin contactul tastei UP) şi respectiv *debitarea* de curent (prin tranzistorul translator de nivel T3, la acţionarea tastei DN), prin rezistenţa R12 în intrarea integratorului, producând deplasarea spre +10V sau spre masă a ieşirii acestuia, cu tensiuni dependente de *timpul* de apăsare pe taste, realizând prin diodele varicap *avansul* sau *regresia* frecvenţei D C O. După eliberarea tastei, frecvenţa se prinde în zona de calare de pe caracteristica apropiată.

În vederea obţinerii fineţii maxime de acord fără a reduce câştigul buclei concomitent cu o bună manevrabilitate, schema realizează *reversarea* familiilor de caracteristici de calare (*Vo* funcţie de frecvenţa D C O) din caracteristici *virtuale* în *reale* şi invers, reprezentate în **Fig. 2**, tot pe baza contactelor tastelor UP / DN - a căror ultimă acţionare este memorată în bistabilul ID 1.1 configurat «R - S», comandat de acestea. Ieşirile bistabilului inhibă funcţionarea detectoarelor de impulsuri pozitive, prin blocarea forţată în tensiune continuă a diodelor D20 - D21 sau D22 - D23, funcţie de starea bistabilului. Inhibarea detectoarelor de impulsuri negative (D18 - D19 sau D16 - D17) se realizează prin nişte

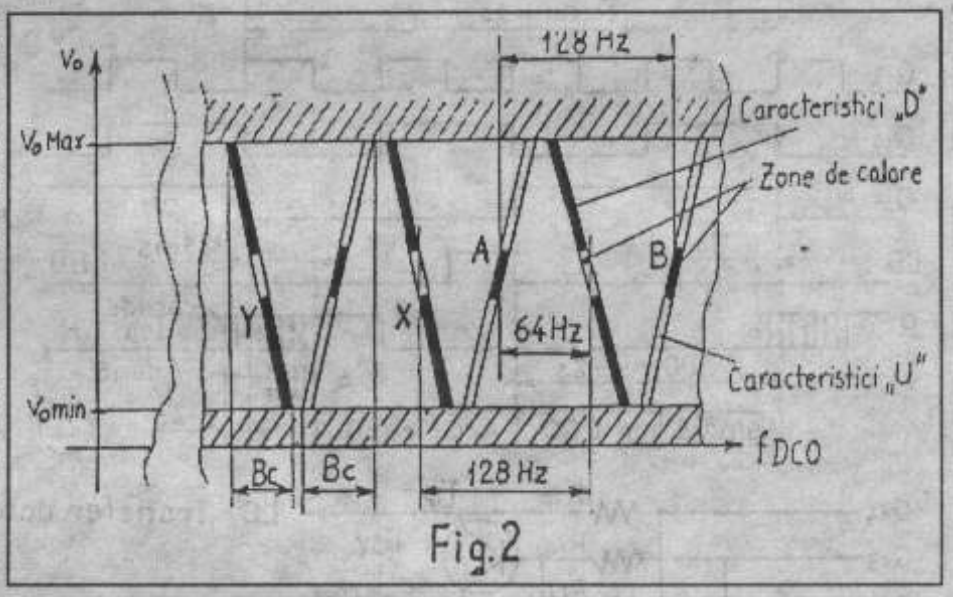


Fig.2

inversoare - translatoare de nivel (spre +10V), realizate cu tranzistoarele T1 şi respectiv T2, comandate de ieşirile acestui bistabil, rămânând astfel activă *câte o pereche* de derivatoare duble, *selectate*. Funcţie de ultima tastă de acord apăsată, prin *selecţia* polarităţii impulsurilor de eşantionare şi de referinţă (care au polaritatea complementară) se obţine calarea buclei pe una din caracteristicile figurate în desen ascendent - denumite mai departe caracteristici de tip «U» sau respectiv, pe una din cele descendente - denumite de tip «D». Benzile de captură ale buclei sunt de cca. 64 Hz, frecvenţa D C O fiind «trasă» în zona de calare apropiată la încetarea acordului, situată pe tipul de caracteristică aleasă din ultima acţionare a tastelor de acord (reţinută de ID 1.1).

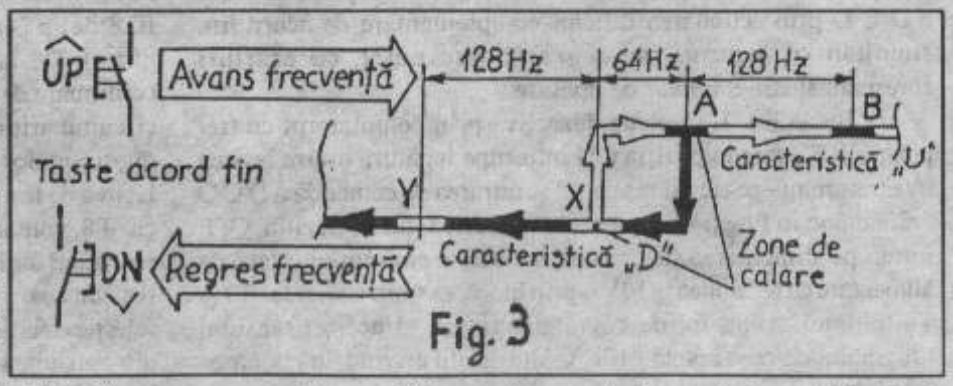


Fig. 3

O secvenţă de acord cu acest sistem este ilustrată în **Fig. 3**. De exemplu, după încetarea rotirii butonului condensatorului variabil, bucla se calează în zona X de pe o caracteristică D (apropiată opririi acordului, ultima dată fiind acţionată tasta DN,

lucrându-se cu L S B).

Dacă tonul noii emisiuni ascultate este prea grav, se apasă scurt tasta UP ce determină, prin resetarea bistabilului ID 1.1, *realizarea* caracteristicilor de calare de tip U şi *virtualizarea* celor de tip D provocând o rupere a buclei, simultan cu o mică pozitivare a ieşirii integratorului proporţională cu durata apăsării tastei , ceea ce determină o creştere a frecvenţei D C O care, de această dată se va cala în zona A de pe caracteristica de tip U în care a fost «tras» analogic oscilatorul, după eliberarea tastei realizându-se o creştere cu 64 Hz a frecvenţei acestuia. Dacă timpul de apăsare a tastei este mai lung, suficient ca frecvenţa oscilatorului să ajungă lângă zona B bucla se calează aici, realizând o creştere de aproximativ 192 Hz ; menţinând tasta apăsată în continuare, bucla se poate cala pe această familie de caracteristici, în paşi de 128 Hz, frecvenţa *avansând* cu *timpul* de apăsare a tastei. Dacă se doreşte o *scădere* a frecvenţei cu 64 Hz , bucla fiind pe o caracteristicăde tip U , se apasă scurt tasta D şi lucrurile decurg similar, dar în sens invers, «dreptunghiul de acord» de minimum 64 Hz, (după cum este figurat) putând fi reprodus din ambele sensuri, oriunde în plaja de acord a D C O prin acţionarea tastelor complementare de acord fin, simultan cu *avansul* sau *regresia* frecvenţei, cu ecarturi corespunzătoare *timpului* de apăsare.

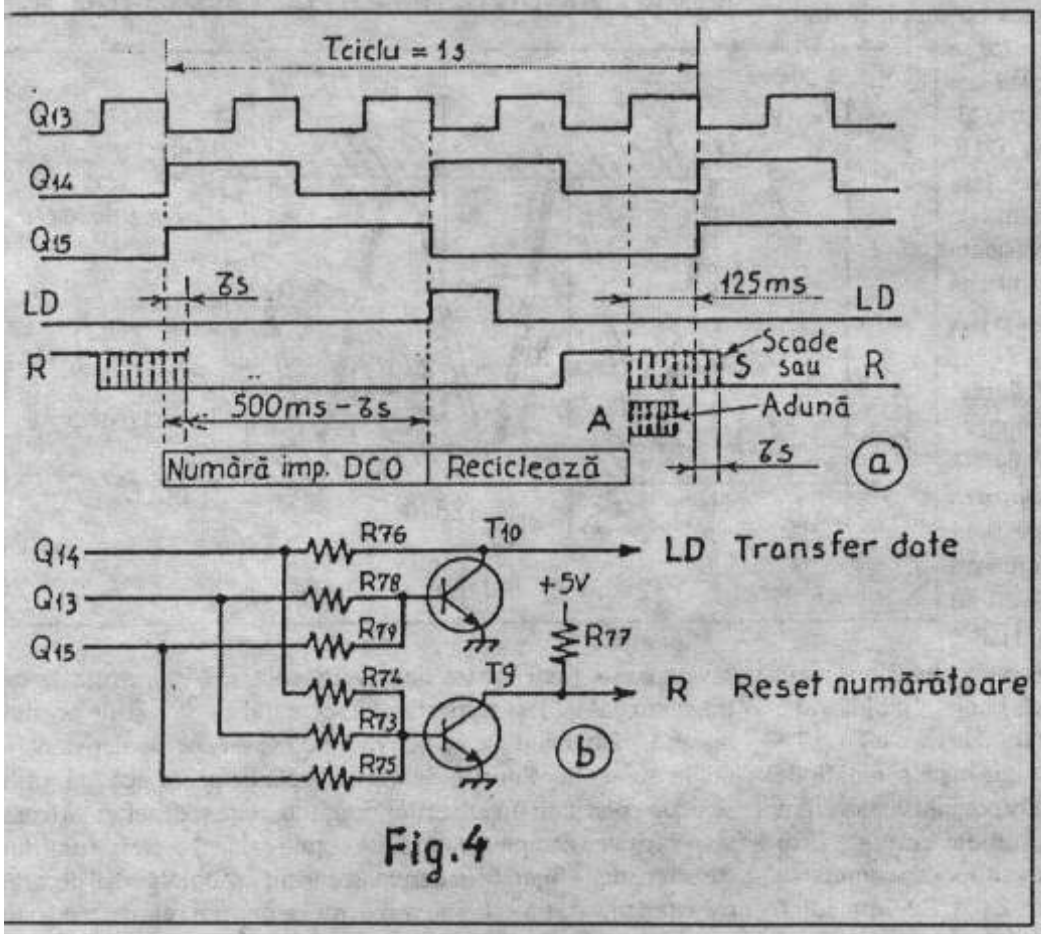


Fig.4

Bucla F L L se poate dezactiva prin comutatorul cu trei poziţii KF , care în poziţia ON întrerupe legătura dintre ieşirea integratorului - pe care îl resetează şi intrarea de comandă a D C O , rămânând în funcţie numai scala numerică, iar în poziţia OFF întrerupe alimentarea sistemului, inclusiv a circuitului intern de alimentare cu tensiunea +10Vs, prin blocarea tranzistoarelor T7 şi T6, ultimul având rol de comutator intern al acestei tensiuni (disponibilă la cosa notată +10L). Alte detalii privind functionarea buclei F L L se pot găsi în [4].

3.2 Scala numerică

Schema este astfel structurată încât să conţină un număr minim de componente, în condiţiile realizării funcţiilor principale pentru echiparea unui transceiver de unde scurte.

O problemă mai delicată în astfel de aplicaţii, este *corecţia* indicaţiei scalei (care de fapt măsoară frecvenţa heterodinei, ce nu coincide cu frecvenţa purtătoarei), în funcţie de *relaţia de mixare* folosită şi de particularităţile fiecărui *mod de lucru* . Pentru rezolvarea acesteia, legat de tema tratată aici, în general se cunosc două procedee : realizarea unui frecvenţmetru cu mai multe intrări, care să măsoare frecvenţele tuturor oscilatoarelor din transceiver, după care să afişeze rezultatul unor operaţii aritmetice efectuate între aceste frecvenţe (funcţie de benzi, moduri de lucru etc.) şi respectiv, fololosirea pentru digiţii afişaţi a unor numărătoare presetabile distinct, prin matrici cu diode comandate de mai multe semnale dependente de benzi, moduri de lucru etc.) scala măsurând în acest caz numai frecvenţa primei heterodine.

Primul procedeu are dezavantajul complexităţii schemei şi dificultăţii de aplicare, iar al doilea necesită multe componente, neputându-se realiza cu circuite integrate ce conţin în aceeaşi capsulă mai multe numărătoare, (de regulă nefiind şi presetabile distinct) iar sistemul de matrici rezultă deosebit de complicat, pentru o rezoluţie a afişării de 10 Hz, în condiţiile specifice lucrului pe toate benzile de unde scurte.

În continuare se prezintă *o altă modalitate* de soluţionare a corecţiei indicaţiei scalei numerice, prin utilizarea unui *circuit aritmetic specializat* inclus în schema frecvenţmetrului care, făcând posibilă utilizarea unui numărător - decodor integrat de 4 digiţi de tip MMC 22926, permite economisirea a 4 până la 7 circuite integrate la această aplicaţie, iar în cazul utilizării unui *filtru principal* în transceiver cu frecvenţa centrală a benzii de trecere egală cu un număr *întreg* de MHz , permite simplificarea substanţială a matricilor cu diode de presetare.

Impulsurile provenind din semnalul primei heterodine a transceiverului (blocul D C O în acest caz) formate logic cu T11 şi poarta ID 10.1, sunt aplicate porţii frecvenţmetrice PF realizată cu poarta ID10.2, care comandă intrarea unui lanţ de numărătoare cascadate, formate dintr-o celulă de numărare cu 5 stări (relizată cu bistabilii «D» ID 6.1, ID 7.1, ID 7.2 de tip 74 LS 74 şi poarta de reacţie ID10.4), care comandă decada ID 8 de tip 74 (LS) 90, realizând digitul zecilor de Hz (primul digit afişat). De la ieşirea D a acesteia, semnalul este numărat în continuare de decada cvadruplă ID11, de tip MMC 22926, prin circuitul aritmetic de scădere /adunare. Acest integrat constituie digiţii sutelor de Hz , kHz -lor , ... sutelor de kHz (digiţii 2 ...5). Ieşirea de transport a acesteia, printr-un inversor de stare realizat cu T8, comandă decada presetabilă ID 4, de tip MMC 40192, realizând digitul 6 (al unităţilor de MHz). Digitul 7 al scalei este realizat cu o matrice de afişaj cu diode, comandată cu tensiunile de selecţie electrică a filtrelor trece-bandă ale transceiverului, obţinută din tensiunea +10Vs, cu ajutorul unui galet al comutatorului de benzi KB. Această matrice comandă direct afişorul zecilor de MHz şi generează două semnale cu nivel de tensiune ridicat (de cca.+ 8,5V), notate LB şi UB, fiind activat câte unul, în funcţie de banda

selectată (benzi inferioare, benzi superioare), necesare comenzii circuitului aritmetic şi a presetării numărătorului digitului 6.

În scopul reducerii hazardului de instabilitate a cifrei mai puţin semnificative, în zona de frecvenţă ridicată a lanţului numărător, precum şi la la comanda porţii frecvenţmetrice, s-a folosit logică de viteză (familia 74 LS XX), iar prima celulă de numărare nu este afişată. Afişoarele digiţilor 1 şi 6 ai scalei sunt comandate prin decodoare - latchuri de tip MMC 4543 (ID 9 şi respectiv ID5).

Deschiderea porţii frecvenţmetrice, transferul rezultatului numărării spre afişaje, resetarea numărătoarelor şi a circuitului aritmetic sunt realizate pe baza comenzilor generate de un circuit de reciclare.

Diagrama temporală de lucru a scalei este dată în **Fig. 4 a**, iar schema circuitului de obţinere a semnalelor de reciclare este redată în **Fig. 4 b**.

Circuitul de reciclare este comandat de ieşirile finale ale divizorului bazei de timp ID3 (Q13 şi Q14), care comandă şi un divizor prin 2 realizat cu bistabilul ID 6.2, de tip 74 LS 74, pentru a realiza fronturi abrupte, deoarece prin ieşirea acestuia - notată în schemă Q15, deschide şi închide poarta frecvenţmetrică (ce comută la frecvenţa maximă din sistem).

Corecţia indicaţiei scalei numerice după *benzile* în care se lucrează, după *modul de lucru* şi *banda laterală* folosită, se realizează astfel:

- La cifra zecilor de MHz - direct prin construcţa matricei de afişaj;
- La cifra unităţilor de MHz - prin presetarea a cel mult 2 intrări ale decadei aferente (ID 4), cu semnalele UB şi LB, generate de matricea de afişaj, realizând corecţia după *banda* lucrată şi *relaţia de mixare* folosită ;
- Asupra lanţului de numărătoare afişate, începând cu digitul sutelor de Hz şi terminând cu cel de MHz - prin efectul circuitul aritmetic, realizând corecţia «fină», la o rezoluţie de 100 Hz, care ţine cont de *decalajul* purtătoarei faţă de frecvenţa centrală a filtrului principal, de obicei de ±1500 Hz (ceea ce înseamnă 15 unităţi, de la nivelul de operare al circuitului aritmetic) sau zero, în funcţie de *modul de lucru* ori *banda laterală* utilizată, pe baza unor circuite de comandă în legătură cu comutatoarele transceiverului deservit, conform schemelor prezentate.

Un ciclu de măsură al scalei numerice durează 1 secundă, din care 500 ms sunt alocaţi numărării impulsurilor semnalului măsurat, restul de timp fiind destinat reciclării şi operării aritmetice.

După încheierea numărării, determinată de trecerea în zero a ieşirii Q15 şi închiderea porţii frecvenţmetrice, Q13 fiind în zero, tranzistorul T10 se blochează, permiţând transmiterea nivelului 1 logic de la Q14 , prin R76, spre intrările de dezactivare a latchurilor pentru afişaje (LD), transferând rezultatul numărării spre circuitele de afişaj. După trecerea în 1 logic a ieşirii Q13, T10 se saturează, determinând activarea latchurilor, care menţin rezultatul numărării care se afişează, până la următorul ciclu. După asigurarea unei perioade setup pentru latchuri (aici de 125ms), prin trecerea în zero a ieşirilor Q13, Q14 şi Q15, tranzistorul T9 se blochează permiţând trecerea în 1 logic a circuitului de reset (R) prin R 77, determinând aducerea în zero a numărătoarelor (o perioadă de aproximativ 125 ms) ; după readucerea în zero prin saturarea lui T9 a circuitului de reset şi asigurarea unui setup-time pentru numărătoare, Q15 trecând în 1 logic deschide poarta frecvenţmetrică, începând un nou ciclu.

Scăderea din rezultatul numărării ce urmează a fi afişat a unui număr de impulsuri (corespunzător sutelor de Hz) se realizează la această schemă prin *diminuarea timpului de numărare* cu perioade τ *s* , aferente *ignorării* acestui număr de impulsuri, din cele pe care le incrementează decadele 2, 3,... 6 prin *prelungirea controlată* cu circuitul aritmetic a *palierului de reset* a numărătoarelor digiţilor 2, 3, 4 şi 5 (din circuitul ID11), până în zona perioadei de numărare.

Adunarea la rezultatul numărării care se afişează a unui număr de impulsuri (de sute de Hz) se face prin *incrementarea suplimentară* a acestui număr de impulsuri, care sunt generate de circuitul aritmetic, în perioada disponibilă (de sub 125 ms), care se scurge de la dezactivarea semnalului de reset a numărătoarelor (plus timpul necesar de setup a decadelor), până la începerea noii perioade de numărare a impulsurilor semnalului D C O.

Pentru detalierea modului de funcţionare a circuitului ariemetic, în **Fig. 5** este reprodusă schema de principiu a acestuia.

Circuitul lucrează după un *semnal de comandă a operării* notat S/Â, care dacă este adus la un nivel ridicat de tensiune (8,5V...9V), determină funcţionarea acestuia în regim de *scădere*, iar dacă este pus la masă (sau la 0V...0,4V) ori lăsat în impedanţă ridicată (HZL), comandă lucrul în regim de *adiţie*.

Schema conţine un inversor cu comandă dublă (logic echivalent cu o poartă de tip SAU negat) realizat cu *tranzistorul de înaltă frecvenţă* T13 de tip BF506, care atacă intrarea de ceas a unui numărător de tip 4029 de 4 , 12 sau 16 biţi, realizabil din 1, 2 sau 4 capsule MMC 4029 presetate în anumite cazuri de nişte matrici cu diode, după cum se va arăta mai departe. Pe placa principală a sistemului este plantată însă numai o capsulă MMC 4029 fără matrice cu diode, constituind varianta *minimală*, corespunzătoare utilizării la transceiverul deservit a unui *filtru principal* cu frecvenţa centrală a benzii de trecere egală cu un număr *întreg* de MHz . Pentru alte cazuri, este necesară construirea unei plăci auxiliare, care conţine o *extensie* de 1... 3 capsule 4029 cascadate şi matricile de presetare cu diode, care se conectează la placa principală prin conexiunile notate «C S». Schema din Fig. 5 exemplifică varianta extinsă, cu caracter general.

Partea de circuit specifică *adiţiei* conţine un inversor de fază realizat cu *tranzistorul de joasă frecvenţă* T12, de tip BC 256 A , inhibabil prin blocarea forţată (a joncţiunii B - E) de către nivelul ridicat al semnalului S/Â , prin R 98 şi D27.

Partea specifică *scăderii* conţine tranzistorul *de joasă frecvenţă* T15 de tip BC178, cu rol de *poartă de transmisie*, comandat prin tranzistorul T14 (de tip BC171 B), de semnalul S/Â şi condiţionat de ieşirea de transport a numărătorului circuitului aritmetic, prin dioda D29.

În schema scalei numerice, circuitul aritmetic este intercalat pe intrarea de ceas (notată c) şi pe cea de reset (notată h), ale decadei cvadruple ID 11 (ce realizează digiţii afişaţi 2 ... 5).

Dacă intrarea S/Â este în zero logic (sau în HZL), atunci T14 şi T15 sunt blocate, neafectând modul de resetare a circuitului ID 11, comanda de aducere la zero de reciclare (R) ajungând la intrarea de resetare (h) a integratului prin rezistenţa R 82, de valoare neglijabilă faţă de impedanţa de intrare a acestuia.

Pe durata activă a impulsului de reset de reciclare , numărătorul circuitului aritmetic se încarcă cu codul aplicat pe intrările sale de presetare, după modul de conectare a acestora sau în cazul general, prin matricile cu diode notate MN, MO şi MR (cu nişte divizoare adaptoare de nivel) care sunt activate de nişte semnale (notate N, R, C şi T), obţinute din tensiunea +10Vs, prin contactele unui comutator de moduri de lucru KM şi ale unuia de selecţie a benzii laterale lucrate KS , montate pe panoul de comandă al transceiverului (care comandă şi alte circuite din transceiver).

După căderea în zero a impulsului R , tranzistorul T12 este polarizat prin rezistenţele R102 şi R103 şi împreună cu T13 formează

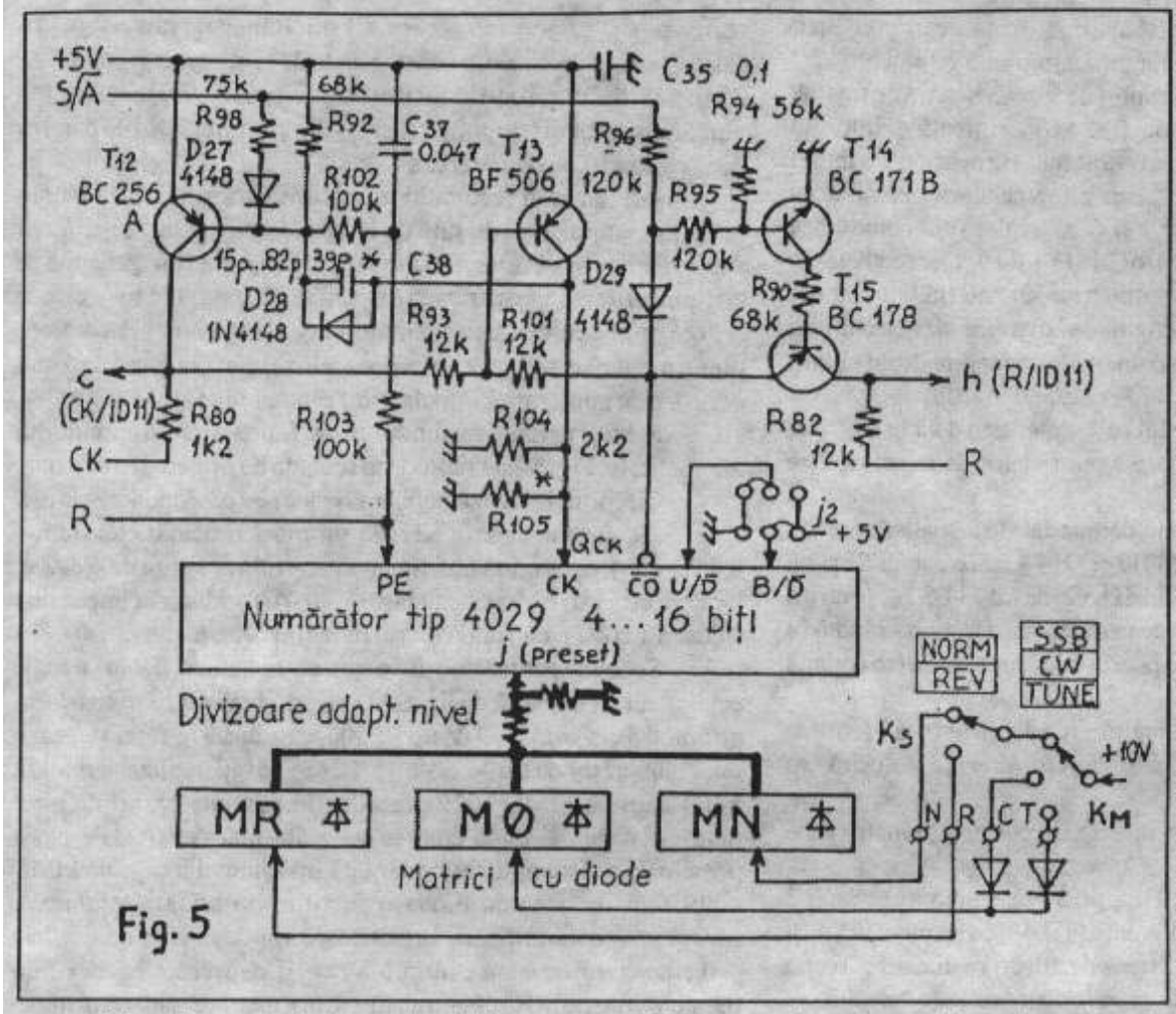


Fig. 5

un *astabil* cu frecvenţa de lucru ajustabilă între cca. 70kHz ... 100kHz, dependentă de condensatorul C38 şi rezistenţa grupului R104 || R105 , schema funcţionând corect (privind calitatea impulsurilor generate) numai cu *tipurile specificate* de tranzistoare. Numărătorul fiind conectat să numere înapoi, îşi decrementează conţinutul cu impulsurile generate de astabil. Când ajunge în starea terminală (zero), ieşirea de transport (NCO) trece în zero logic determinând, prin saturarea lui T15, blocarea astabilului şi a tranzistorului T12, cu dioda D28. Acest număr de impulsuri este incrementat şi de numărătorul scalei numerice (în digiţii 2, 3, ... 6) *înaintea* deschiderii porţii frecvenţmetrice, acesta fiind deci *adunat* la numărul de impulsuri de măsură pe ciclu. În acest fel se realizează *adiţia* la valoarea frecvenţei măsurate a unui număr de sute de Hz egal cu numărul înscris la intrările de presetare ale numărătorului circuitului aritmetic din care se scade o unitate (necesară funcţionării circuitului).

Din diagrama temporală de funcţionare a scalei se poate observa că timpul disponibil pentru realizarea adiţiei este de sub 125ms, deci la o frecvenţă de lucru a astabilului de 100kHz , se vor putea aduna 10 000 impulsuri, ceea ce corespunde la 1MHz pe afişajul scalei numerice, operarea cu unităţile de MHz realizând-o circuitul de presetare a digitului 6, separat. După blocarea lui T12, ID 11 poate număra impulsurile de măsurat ce sosesc de la ieşirea D a primei decade afişată ID 8, prin rezistenţa R 80 (de valoare neglijabilă faţă de impedanţa de intrare a circuitelor CMOS).

Dacă intrarea S/Â este ţinută la un nivel de tensiune ridicat (de 8,5V ... 9V), prin R98 şi D27 tranzistorul T12 este blocat forţat, dezactivându-se astabilul (circuitul de ceas al lui ID 11 fiind neafectat) şi tranzistorul T14 fiind saturat, prin rezistenţa R 90 polarizează tranzistorul T15, care ia funcţia unei porţi de transmisie deschisă şi înseriată cu o diodă, conectată între ieşirea de transport a numărătorului circuitului aritmetic şi intrarea de reset a lui ID 11. Cu ajutorul acestui circuit şi al rezistenţei R 82, se crează posibilitatea resetării lui ID 11 pe două căi (obţinând o echivalenţă logică cu utilizarea unei porţi SAU, dar cu întârzieri mai mici fată de utilizarea familiei CMOS 4000).

După căderea în zero a impulsului R şi încărcarea în numărătorul circuitului aritmetic a codului corespunzător operaţiei de *scădere* (după cum s-a arătat şi în cazul adiţiei), acest numărător îşi menţine în 1 logic ieşirea de transport care, prin tranzistorul T15 saturat, menţine resetat numărătorul cvadruplu ID 11 al scalei numerice în continuare, chiar după deschiderea porţii frecvenţmetrice şi sosirea impulsurilor semnalului D C O. Aceste impulsuri sunt numărate deocamdată *numai* în prima decadă afişată ID 8 (nefiind supusă operării) iar prin inversorul realizat cu tranzistorul T13, decrementează conţinutul numărătorului circuitului aritmetic (perioadă figurată τ_s în diagrama temporală). Când acesta ajunge în starea terminală (zero), îşi aduce ieşirea de transport în zero logic şi prin T15 deblochează numărătorul ID 11 al scalei numerice, care începe să numere impulsurile semnalului de măsură (până la sfârşitul ciclului funcţionarea scalei fiind obişnuită). Una din condiţiile care contribuie la funcţionarea corectă a sistemului la frecvenţe cât mai mari, este asigurarea unei rezerve de timp pentru ID 11, între dezactivarea resetului şi sosirea primului impuls ce trebuie numărat, rezervă care practic este diminuată de timpii de propagare a fronturilor impulsurilor prin etajul cu T13 (ce trebuie să fie de înaltă frecvenţă), prin numărătorul circuitului aritmetic şi poarta de transmisie, cu tranzistorul T15. Acest tranzistor nu comută, deci nici nu introduce întârzieri, motiv pentru care este de joasă frecvenţă dar trebuie să suporte tensiuni inverse între bază şi emitor de minim 5V. Proiectarea schemei exclusiv cu circuite CMOS seria 4000 ar fi introdus limitări importante la frecvenţa de lucru, motiv pentru care s-a adoptat soluţia prezentată.

Circuitul realizează scăderea din frecvenţa măsurată de scală, a unui număr de sute de Hz mai mic cu o unitate decât codul cu care se presetează numărătorul circuitului aritmetic.

În cazurile când frecvenţa centrală a benzii de trecere a *filtrului principal* este un număr *întreg* de MHz şi se lucrează într-un mod la care indicaţia scalei privind frecvenţa purtătoare a emisiunii *nu trebuie decalată* cu ± 1,5kHz (de exemplu emisia în CW) *operarea trebuie inhibată*, lucru ce se realizează aici prin conectarea la masă a intrărilor de presetare ale numărătorului circuitului aritmetic, *presetându-l direct în starea terminală*. În această situaţie prin dioda D29 se asigură, prin blocarea tranzistorului T14, dezactivarea circuitului de scădere chiar dacă intrarea S/Â este la nivel de tensiune ridicat, asigurând prioritatea inhibării operării aritmetice după *presetarea direct în starea terminală*.

4. ADAPTAREA SCHEMEI PENTRU APLICAŢII

Valoarea primei frecvenţe intermediare a transceiverului, determinată de *frecvenţa centrală* a benzii de trecere a *filtrului principal utilizat*, impune modul de presetare a numărătorului digitului 6 (cel al MHz - lor) precum şi configurarea circuitului aritmetic, în vederea indicării corecte a frecvenţei pe toate benzile de unde scurte şi modurile de lucru.

4.1 Presetarea numărătorului unităţilor de MHz

Intrările de presetare ale numărătorului ID 4 se conectează conform **Tabelului 1** (ultimile patru coloane), după *frecvenţa centrală* a *filtrului principal* utilizat. Intrarea Jc se conectează în toate cazurile la masă, iar pentru prima intrare (JA) pe cablaj este prevăzut jumperul J1, care în funcţie de situaţie, permite conectarea acesteia fie la masă (cazurile 1 şi 3) fie la +5V (cazul 2). Intrările JB şi JD se conectează prin divizoarele de tensiune - adaptoare de nivel R47 / R50 , R48 / R49 la semnalele LB şi respectiv UB sau la masă, după caz. În cazul conectării la masă, rezistenţa respectivă de cuplare la semnal nu se plantează pe cablaj, iar în locul aceleia dinspre masă se lipeşte un strap.

Planşa Nr.1. În acest caz placa auxiliară nu se foloseşte.

PRECIZĂRI:

a) Datorită apropierii valorii frecvenţei intermediare faţă de banda de 10,1 MHz, pentru evitarea unor complicaţii (în special la partea radiotehnică a transceiverului deservit), această bandă a fost arificial «categorisită» ca bandă inferioară , motiv pentru care indicaţiile privind *banda laterală utilizată* de pe comutatorului KS trebuiesc *inversate* când se lucrează în această bandă, adică poziţia NORM→REV=LSB şi respectiv REV→NORM=USB. Această regulă se poate înscrie pe panoul de comandă al Tx - Rx, *exclusiv pentru banda de 10 MHz*.

b) *Oscilatorul de purtătoare* al transceiverului trebuie proiectat astfel încât, pe baza comenzilor comutatoarelor KM şi KS, *să genereze* :

♦ La poziţiile NORM , respectiv SSB sau CW / recepţie - *purtătoarea decalată mai jos* cu un număr de [*sute de Hz*] egal cu numărul de presetare a numărătorului circuitului aritmetic minus unu, frecvenţa *acesteia* trebuind să corespundă unui punct de pe caracteristica filtrului la care atenuarea este suplimentară cu −20dB faţă de cea de inserţie (în banda de trecere). În cazul filtrelor echivalente cu XF 9, decalajul tipic este de 1500 Hz , situaţie pentru care a fost proiectat circuitul din Fig. 6 şi Planşa Nr. 1. În cazul utilizării unui filtru cu banda de trecere mai mică de 2,4 kHz decalajul purtătoarei se poate adopta mai mic, după *valoarea* acestuia trebuind să fie modificate şi conexiunile de presetare, care permit o ajustare a valorii operate, în trepte de 100 Hz ;

♦ La poziţiile REV , respectiv SSB (sau CW / recepţie - care în principiu însă, poate rămâne ca şi în cazul anterior) - *purtătoarea decalată mai sus* cu un număr de [*sute de Hz*] egal cu numărul de

Tabelul 1

Situaţii	Frecvenţa centrală a filtrului principal	Mod de presetare a numărătorului										Conectarea intrărilor de presetare			
		Benzi inferioare					Benzi superioare								
		Zec.	Binar c.z.				Zec.	Binar c.z.							
			A	B	C	D		A	B	C	D	j_A	j_B	j_C	j_D
1	8MHz≤ f_{XF} <9MHz	2	0	1	0	0	8	0	0	0	1	⏚	LB*	⏚	UB*
2	9MHz≤f_{XF}<10MHz	1	1	0	0	0	9	1	0	0	1	+5V	⏚	⏚	UB*
3	10MHz≤f_{XF}<11MHz	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	⏚	⏚	⏚	⏚

* Se conectează prin divizor adaptor de nivel.

NOTĂ: În cazul utilizării sistemului la un aparat cu *conversie directă* în benzile de unde scurte, intrările JA, JB, JD se conectează la masă, iar în cazul funcţionării până la 29,7 MHz, circuitele integrate ID 1, ID 2, ID 6, ID 7 şi ID 10 trebuie fie dintr-o familie rapidă, de exemplu: 74(54)F XX (74 S XX sau cel puţin 74 H XX selecţionate), pentru a extinde domeniul de frecvenţă al sistemului, situaţie în care şi curentul absorbit de la sursa de +12V va fi mai mare.

4.2 Configurarea circuitului aritmetic

Cicuitul aritmetic se poate configura în mai multe variante, în funcţie de *parametrii filtrului principal* utilizat, distingându-se următoarele situaţii:

4.2.1 Se utilizează un *filtru principal* la care *frecvenţa centrală a* benzii de trecere este egală cu un număr *întreg* de MHz, cazul tipic fiind cel al folosirii filtrelor industriale pe 9,000 MHz , de exemplu XF 9B (sau BPXF 2.510 produs de S.C. «ROMQUATZ» S.A. Bucureşti).

Schema de configurare a circuitului aritmetic este reprodusă în **Fig.6**, întreg montajul fiind realizat pe placa principală, care corespunde şi cu varianta din

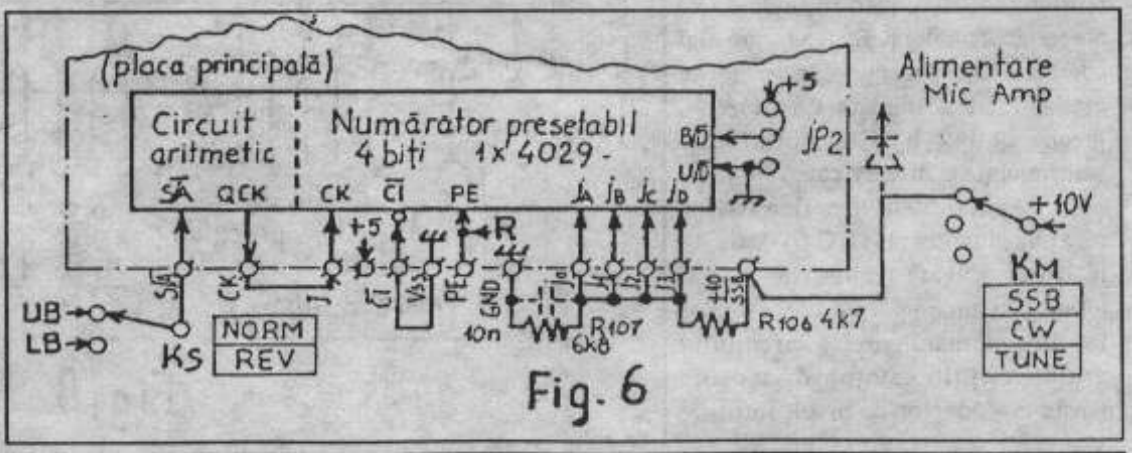


Fig. 6

presetare a numărătorului circuitului aritmetic minus unu, în rest fiind valabile specificaţiile de la punctul de mai sus;

♦ La poziţiile CW / emisie precum şi la TUNING /emisie sau recepţie - *purtătoarea* cu frecvenţa *egală* cu *cea centrală* a benzii de trecere a lanţului de frecvenţă intermediară.

4.2.2 Se utilizează un *filtru principal* la care *nici banda de trecere utilă* (la o atenuare de −2dB ... −10dB) şi *nici banda de trecere la o atenuare de minim −20 dB* sub atenuarea medie de inserţie, *nu include* o frecvenţă egală cu un număr *întreg* de MH. Este cazul utilizării unor filtre cu cuarţ pe 10,7 MHz sau a unor filtre confecţionate în regim de amator dintr-un număr de 6...8 cristale de cuarţ care îndeplinesc *anumite condiţii*, rezonând pe *o frecvenţă* care poate fi aici între aprox. 8,01 MHz şi cca. 9,2 MHz sau în jur de 10,7 MHz , după procedura din literatura de specialitate [6]. În acest caz circuitul aritmetic are configuraţia maximă, trebuind construită *placa auxiliară* din Planşa Nr. 1, în varianta schiţată şi în Fig.7.

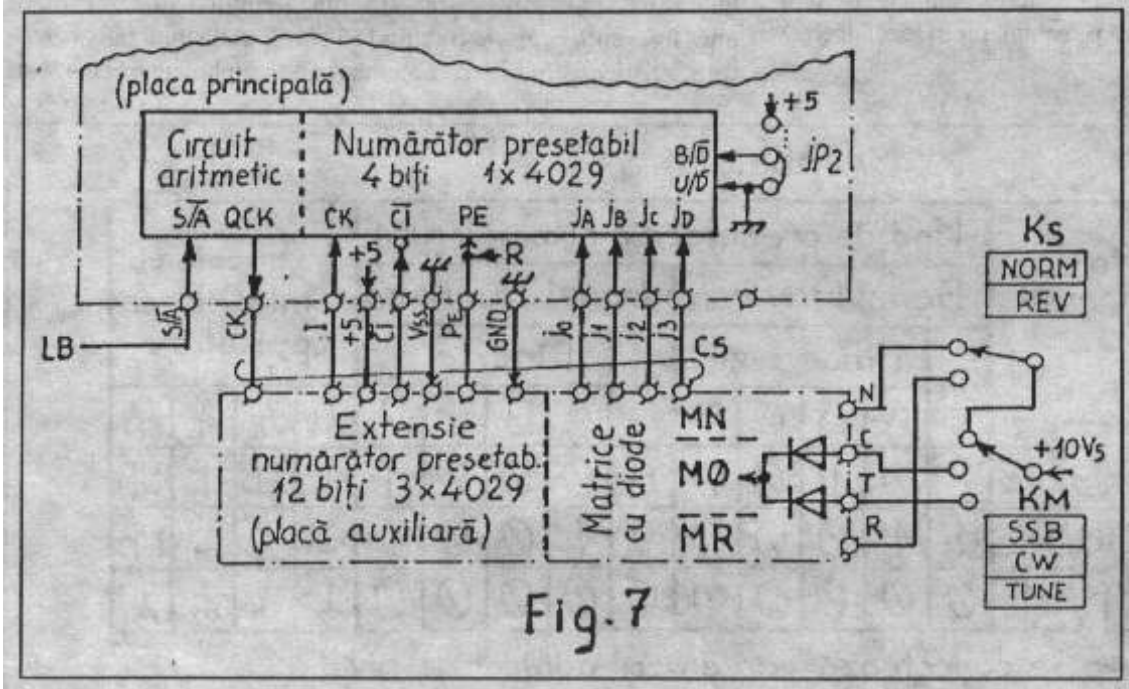


Fig.7

Placa auxiliară conţine o extensie a numărătorului circuitului aritmetic de până la 3 circuite integrate de tip 4029 (funcţie de diferenţa dintre frecvenţa filtrului şi *cel mai apropiat* număr *întreg* de MHz) precum şi trei matrici cu diode de presetare a lanţului de numărătoare (inclusiv a aceluia de pe placa principală) . Placa auxiliară se conectează la cea principală prin conexiunile de cascadare notate pe desen «CS».

Matricile cu diode MN, MØ şi MR de presetare a lanţului numărător al circuitului aritmetic sunt activate cu tensiuni de +10V prin nişte contacte ale comutatoarelor KS şi KM, care mai comandă şi frecvenţele generate de oscilatorul de purtătoare. Ca *principii*, precizările a) şi b) de la punctul 4.2.1 sunt valabile şi în acest caz.

Aplicând tensiunea de +10V pe câte una din intrările N, C (T) sau R , matricea activată realizează, *în cod binar*, câte un *număr de presetare* pe intrările numărătoarelor circuitului aritmetic, prin câte un divizor de tensiune - adaptor de nivel, intrările nefolosite ale numărătoarelor conectându-se la masă (la numărarea înapoi). Deoarece aceste numere depind de frecvenţa *centrală* a benzii de trecere a *filtrului principal* folosit, nu sunt date schemele electrice detaliate ale matricilor, acestea trebuind proiectate pentru fiecare caz particular. Pe baza relaţiilor următoare se pot calcula în zecimal numerele de presetare ; după transformarea acestora în *cod binar*, se pot proiecta şi schemele electrice ale matricilor :

$$n_{MR} = n_{fo} + 15 + 1 \qquad (4.2.2.0)$$

$$n_{MØ} = n_{fo} + 1$$

$$n_{MN} = n_{fo} - 15 + 1 ,$$

în care :

$n_{M...}$ = numărul (în zecimal) pe care trebuie să-l realizeze fiecare matrice activată , *transpus în cod binar* , pe intrările de presetare ale numărătoarelor circuitului aritmetic ;

n_{fo} = numărul de [*sute de Hz*] cu care frecvenţa *centrală* a benzii de trecere a *filtrului principal*, *depăşeşte* un număr *întreg* de MHz , de exemplu la un filtru pe 10,700 000 MHz → [*70 000*] sute Hz.

4.2.3 Se utilizează un filtru cu cuarţ a cărui bandă de trecere la −20 dB (sub atenuarea de inserţie) *include* o frecvenţă egală cu un număr *întreg* de MHz , număr care *nu coincide* însă cu *frecvenţa centrală* a benzii de trecere a acestuia. Este cazul tipic al unui filtru în scară realizat în regim de amator din cristale inscripţionate cu o frecvenţă «rotundă» (număr întreg de MHz).

Pentru diverşi producători, frecvenţa inscripţionată pe cuarţuri *nu reprezintă acelaşi parametru* (de exemplu «S.C. ROMQUARTZ S.A.» inscripţionează de regulă frecvenţa de rezonanţă *serie* - care nu se poate obţine decât cu *anumite scheme, special proiectate* în acest scop, alţi producători inscripţionând pe cristale *alte* frecvenţe, situate aproape de rezonanţa *paralel*, care rezultă prin utilizarea *altor* scheme de

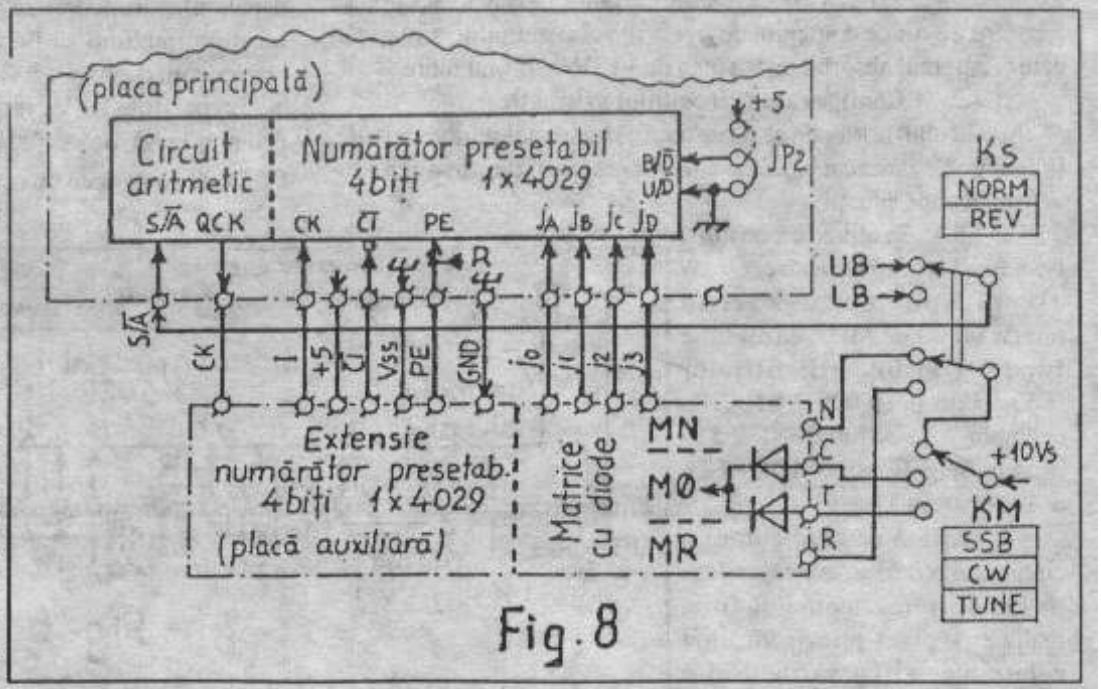


Fig.8

utilizare), aşa încât filtrul construit poate avea banda de trecere situată *«asimetric»* faţă de frecvenţa rotundă inscripţionată pe cuarţurile componente.

Schema de configurare a circuitului aritmetic pentru astfel de cazuri este dată în **Fig. 8**.

Datorită apropierii dintre *frecvenţa centrală* a benzii de trecere a filtrului şi acest număr *întreg* de MHz, este suficientă o configuraţie de numai 8 biţi pentru numărătorul circuitului aritmetic.

După *situarea* frecvenţei *centrale* a benzii de trecere a filtrului cu cuarţ utilizat, faţă de valoarea *«rotundă»* de MHz apropiată, se disting următoarele cazuri :

4.2.3.1 Frecvenţa *centrală* a benzii de trecere a filtrului este situată *sub* un număr *întreg* de MHz .

În acest caz, matricile se vor proiecta pentru realizarea în *cod binar*, a următoarelor numere pe intrările de presetare ale numărătorului circuitului aritmetic :

$n_{MO} = n_{fr} - n_{fo'} + 1$ (4.2.3.1)

$n_{MN} = n_{MO} + 15 + 1$

$n_{MR} = 15 - n_{MO} + 1$, unde :

n_{fr} = expresia în unităţi de [*sute de Hz*] a frecvenţei cu valoarea *număr întreg de MHz* , apropiată frecvenţei *centrale* a benzii de trecere a filtrului cu cuarţ , de exemplu 8 MHz → [*80 000*] sute Hz;

$n_{fo'}$ = expresia în unităţi de [*sute de Hz*] a frecvenţei *centrale* a benzii de trecere a filtrului cu cuarţ utilizat , de exemplu 7,998 600 MHz → [*79 986*] sute Hz .

PRECIZĂRI :

c) La acest caz particular, pentru poziţiile CW şi TUNING ale comutatorului KM, scala indică corect frecvenţa *numai la poziţia* NORM a comutatorului KS, fapt ce trebuie meţionat pe panoul tansceiverului ca *regulă de utilizare* : (CW / TUNING) → NORM ori se construieşte un mecanism de condiţionare a acestor două comutatoare pentru realizarea automată a acestei reguli . În rest, ca *principii* , precizările a) şi b) sunt valabile şi aici.

4.2.3.2 Frecvenţa *centrală* a benzii de trecere a filtrului este situată *deasupra* unui număr *întreg* de MHz.

La această situaţie, matricile circuitului aritmetic se proiectează pentru realizarea, în *cod binar*, a următoarelor numere:

$n_{MN} = 15 - n_{fo»} + 1$ (4.2.3.2)

$n_{MO} = n_{fo»} + 1$

$n_{MR} = 15 + n_{fo»} + 1$, unde ,

$n_{fo»}$ = numărul de [*sute de Hz*] cu care frecvenţa *centrală* a benzii de trecere a filtrului utilizat *depăşeşte* un număr *întreg* de MHz, de exemplu pentru un filtru de 8,001 700 MHz → [*17*] sute Hz.

PRECIZĂRI :

d) În acest caz particular, la poziţiile CW şi TUNING ale comutatorului KM, sistemul indică corect frecvenţa *numai la poziţia* REV a comutatorului KS, lucru ce trebuie înscris pe panoul transceiverului ca *regulă de utilizare* :

(CW / TUNING) → REV sau se construieşte un mecanism de condiţionare automată a comutatoarelor după această regulă . Şi pentru acest caz , precizările a) şi b) sunt valabile *ca principii* .

4.2.4 Se utilizează filtre *special construite* pentru selecţia unei benzi laterale, generată cu o purtătoare având frecvenţa număr *întreg* de MHz . În acest caz, trebuie utilizate două filtre comutabile, cu ajutorul cărora se selectează banda laterală dorită. Presetarea digitului 6 se face conform paragrafului 4.1.

În această situaţie *circuitul aritmetic şi placa auxiliară nu se folosesc*, componentele aferente acestora (desenate şi în Fig. 5) *nu se mai plantează* iar în locul rezistenţelor R 80 şi R 82 se lipesc strapuri .

NOTĂ :

Aceeaşi configurare a sistemului se adoptă şi în cazul utilizării la un aparat cu conversie directă .

5 CONSTRUCŢIA SISTEMULUI

Montajul se realizează pe două sau trei plăci de cablaj imprimat, funcţie de varianta adoptată, după parametrii filtrului principal disonibil, conform capitolului 4 , astfel :

5.1 Placa principală se realizează din sticlostratitex dublu placat cu grosimea de minim 1,2 mm, cu dimensiunile totale de 230mm x 76 mm. Desenul cablajului de pe faţa cu lipituri este dat în **Fig. 9**, iar cel de pe faţa cu piese în **Fig. 10**, în ambele cazuri desenele reprezentând la scară traseele din cupru aşa cum se văd privind placa perpendicular pe faţa respectivă. Pentru realizarea practică, în caz de necesitate, desenele se pot mări la un copiator pentru a obţine dimensiunile precizate.

În **Fig. 11** este dat desenul de plantare a componentelor, pentru configuraţia schemei din Planşa Nr.1. Siguranţa fuzibilă F 1 de 0,2 A se montează pe un soclu adecvat, protejând circuitele logice TTL de supratensiuni, în cazul străpungerii stabilizatorului IL 1 sau a unui scurtcircuit accidental (intern) între + 12V şi traseul +5 (V), situaţie în care diodele zener de 5,6 V Z6 şi Z7 intră în conducţie, contribuind la arderea fuzibilului.

Placa se montează vertical în interiorul unui suport - ecran din tablă (de aluminiu) în forma de «U» culcat la 90° cu deschiderea dealungul peretelui drept al transceiverului, care îl acoperă.

Decupajul dreptunghiular al plăcii din partea stângă a **Fig. 11**, serveşte la trecerea mănunchiului de conductoare ce leagă ieşirile plăcii principale de circuitele de afişaj, acestea plecând dinspre partea cu componente prin acest decupaj perpendicular, spre placa cu afişoare dealungul panoului frontal al transceiverului , printr-un decupaj al suportului plăcii principale. Acest mănunchi de fire se ecranează cu folie de aluminiu deoarece transportă semnale multiplexate care pot radia câmpuri perturbatoare în interiorul transceiverului.

Decupajul dreptunghiular din partea dreaptă a plăcii (din **Fig. 11**) serveşte atât pentru trecerea spre interiorul transceiverului a mănunciului de conductoare ce transportă semnale «curate» (semnalele de selecţie a benzilor, de comandă a D C O etc.) care nu trebuie să se «amestece» cu cele ale afişajului (multiplexate), cât şi pentru a face loc unor cuplaje mecanice între axele unor elemente de comandă ale transceiverului (condensatoare variabile, comutatoare etc.) montate în spatele transceiverului şi nişte axe de acţionare ϕ 4 mm care trec de-a lungul plăcii, în dreptul axei de simetrie desenată în **Fig.11** (zonă unde nu sunt plantate componente) , un ax putând fi poziţionat deasupra şi altul dedesubtul plăcii, către butoanele respective de pe panoul frontal al aparatului.

Pentru evitarea transmiterii de semnale perturbatoare din placa cu circuite logice spre partea radiotehnică a transceivrului - prin conductoarele ce transportă semnalele de selecţie a benzilor sunt prevăzute condensatoarele de decuplare C9, C10, Ce5, Ce6, C34 şi C21.

Integratul stabilizator de tensiune IL 2 (ßA 7805) care disipă o putere semnificativă, se montează cu un şurub sub latura superioară a suportului metalic de fixare a plăcii, pentru a nu crea curenţi de convecţie de aer cald în interiorul cutiei, care ar îngreuna stabilizarea termică a D C O.

5.2 Placa de afişaj se realizează dintr-o bucată de sticlostratitex sau pertinax simplu placat groasă de cel puţin 1,2 mm cu dimensiunile de 78mm x 29mm, conform desenului din planşa Nr. 1, pe care se plantează strapurile şi afişoarele scalei - care trebuie

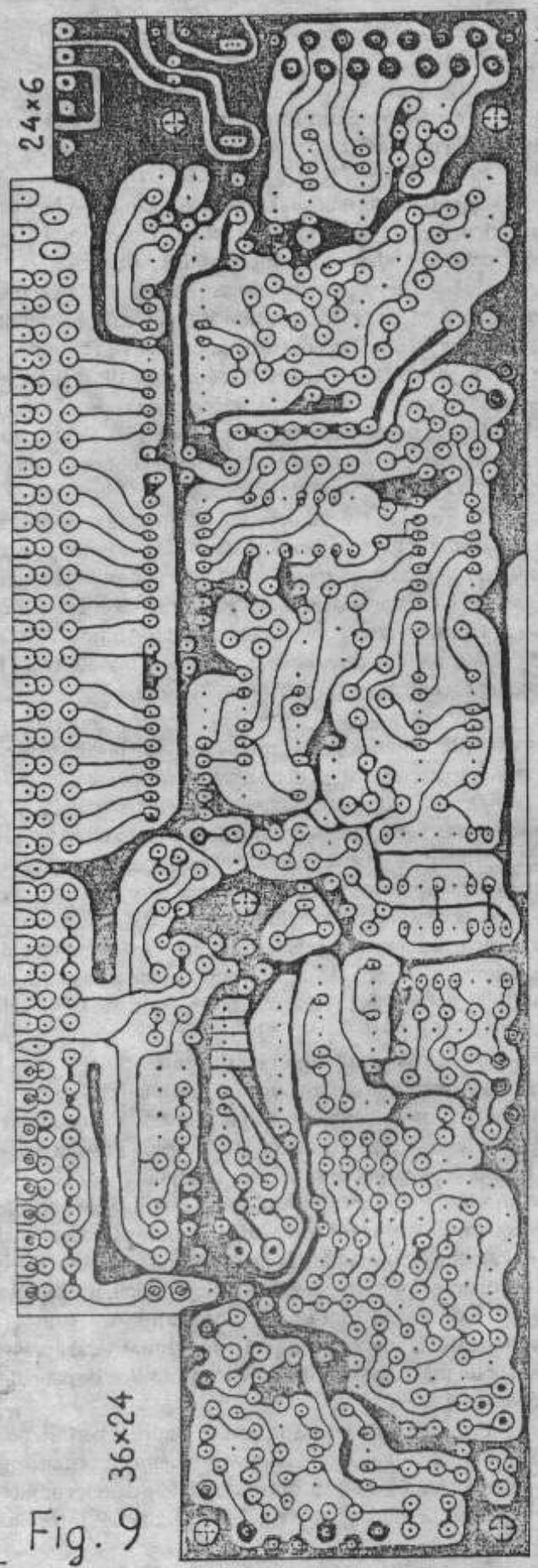


Fig. 9

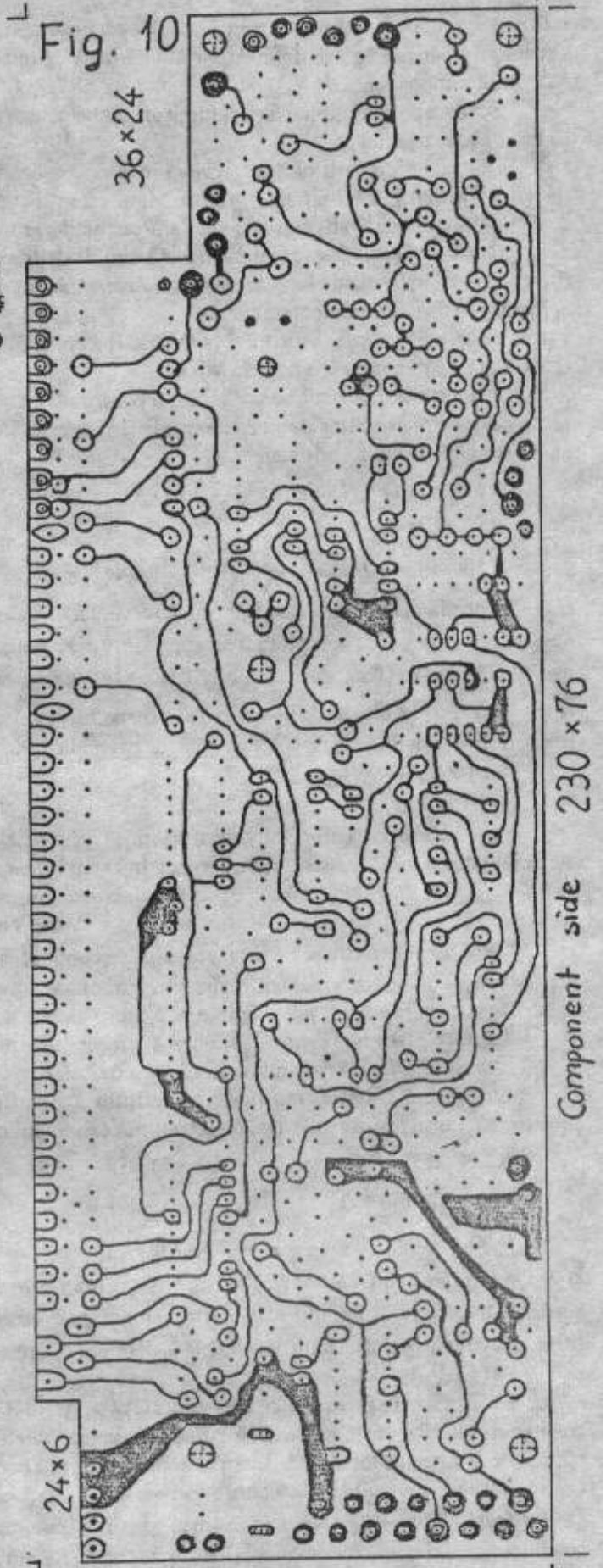
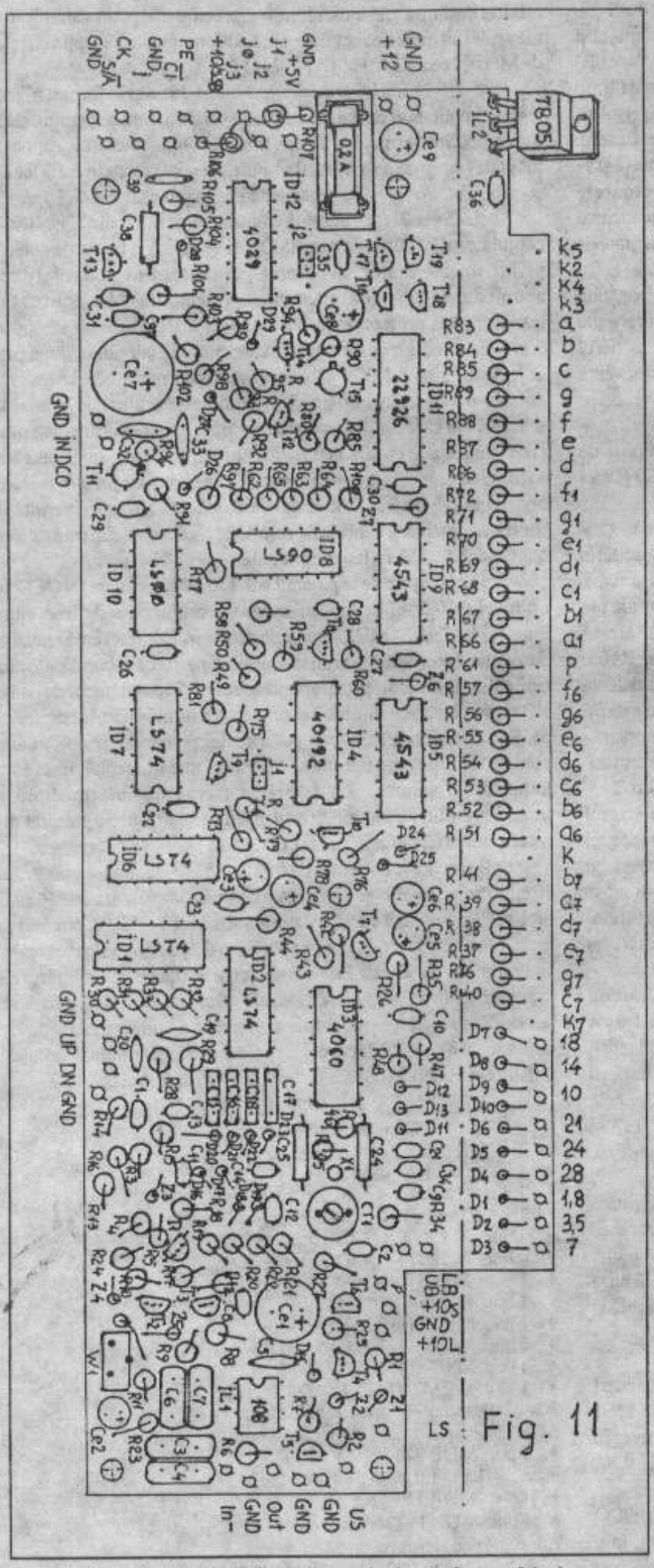


Fig. 10

să fie cu catod comun la curenţi mici, datorită curentului limitat pe care îl furnizează driverele MMC 4543 alimentate la 5V, schema fiind dimensionată pentru afişoare de tipul MDE 2111 (2112).

Placa se montează cu trei şuruburi M3 şi distanţieri de spatele panoului frontal al transceiverului, decupat în dreptul afişoarelor şi se ecranează spre partea interioară a carcasei acestuia.

5.3 **Placa auxiliară** (în cazul când este necesară) se proiectează după cum s-a arătat în capitolul 4 astfel încât să poată fi montată deasupra zonei circuitului aritmetic de pe placa principală, punctele de interconectare fiind situate preferabil faţă-în-faţă, astfel încât placa să se poată rabate în scopul creerii accesului la toate componentele. Fixarea acesteia se poate face cu nişte şuruburi



lungi şi distanţieri împreună cu placa principală. Se vor folosi, preferabil componente SMD pentru a nu mări gabaritul montajului.

6 REGLAREA SISTEMULUI

6.1 Aparate de măsură necesare

- Multimetru numeric cu Ri $\geq 1M\Omega$;
- Osciloscop cu sondă 1 / 10;
- Generator de semnal la 1MHz ... 30MHz / 0,3Vef / 50Ω (75Ω);
- Generator etalon OCXO (termostatat) sau TCXO (termocompensat) de 5MHz sau 10MHz (se poate utiliza şi ieşirea bazei de timp a unui frecvenţmetru industrial);
- Surse de 10Vcc. stabilizată şi de 6V ... 12Vcc. reglabilă cu limitare de curent la 0,3A.

6.2 Mod de lucru

6.2.1 Pregătiri

Se realizează montajele plăcilor sistemului (iniţial rezistenţa R105 nu se plantează), se poziţionează jumperele, se interconectează plăcile, se montează stabilizatorul integrat IL 2 pe un radiator provizoriu şi se conectează sistemul la elementele prevăzute în schema bloc din **Fig. 1**, *exceptând* blocul D C O şi anexele sale (circuitele R I T , X I T).

Se verifică corectitudinea schemei realizate, se asigură montajul împotriva apariţiei unor scurtcircuite accidentale şi se alimentează cu tensiunile specificate. Comutatorul KF fiind adus în poziţia ON , se verifică cu multimetrul prezenţa tensiunilor interne la valorile normale , trebuind să se constate *aprinderea normală a afişajului*, iar la rotirea axului comutatorului de benzi KB , digitul 7 al afişajului trebuie să indice corect *cifra zecilor de MHz* a benzii selectată, rămânând *blanc* în cazul benzilor *sub 10 MHz*. Digitul 6 trebuie să indice corect cifra cu care este *presetat* numărătorul acestuia, conform Tabelului 1, în funcţie de banda selectată. După realizarea acestor verificări se întrerupe alimentarea montajului .

6.2.2 Reglarea formatorului logic

Se conectează la masă intrarea IN DCO , se alimentează schema şi se măsoară cu multimetrul pe scara de 20 V tensiunea dintre colectorul tranzistorului T11 şi masă. Dacă aceasta diferă de 3,3V ± 0,2V se modifică valoarea rezistenţei R 96 , care poate avea valori mai *mari* de 300 Ω

6.2.3 Compensarea efectului curenţilor de polarizare ai integratorului

Se lipeşte provizoriu un comutator miniatură bipoziţional, folosind două conductoare lungi de cel mult 20 mm, în paralel cu terminalele cristalului de cuarţ , intrarea IN DCO se pune la masă, se conectează multimetrul (pe scara de 2V) între ieşirea integratorului (cosa OUT) şi traseul intern de +5V. Semivariabilul VR1 se aduce în poziţie mediană şi se alimentează montajul. Cu cristalul scurtcircuitat, *după trecerea comutatorul KF din poziţia ON în poziţia FLL* , se urmăreşte *variaţia în timp* a tensiunii măsurată (cu valoarea iniţială de aproximativ 0V ± 0,3V). Se ajustează potenţiometrul astfel încât aceasta *să nu alunece* cu mai mult de ± 1mV/ minut, după comutarea menţionată anterior. Operaţia se repetă de mai multe ori, ajustând potenţiometrul numai când integratorul este resetat, având ca sarcină multimetrul . Dacă prin repetarea acestor reglaje nu se poate obţine acest rezultat, în ipoteza validităţii celorlalte componente ale schemei, operaţionalul este inadecvat acestei funcţii şi trebuie înlocuit cu unul ce are curenţi *mai mici* de polarizare.

6.2.4 Reglarea circuitului aritmetic

Se scoate provizoriu rezistenţa R 101 de pe cablaj şi se

lipeşte o rezistenţă de 12k între baza şi emitorul tranzistorului T 13. Cu intrarea IN DCO conectată la masă, se alimentează montajul şi se verifică cu multimetrul ca semnalul intern *reset de reciclare* (R) să fie în zero logic. Dacă nu este, se porneşte puţin baza de timp întrerupându-se comutatorul de scurtcircuitare a cuarţului, închizându-se apoi din nou pentru a bloca circuitul de reset în zero.

Intrarea S/Â de comandă a circuitului se pune la masă şi se vizualizează cu osciloscopul semnalele din colectoarele tranzistoarelor T13 şi T12 , folosind sonda 1 / 10 pentru a nu încărca capacitiv montajul (o sondă 1 / 1 prezintă de regulă o capacitate de intrare de peste 100 pF, ceea ce ar afecta măsurătoarea). Cu condensatorul C 38 la valoarea de 39 pF, trebuie să se constate *oscilaţii periodice* de formă cvasidreptunghiulară , fără jittere sau inflexiuni pe fronturi, cu o amplitudine de minim 4,4 Vvv, palierul inferior nedepăşind tensiunea de 0,3V faţă de masă, la o frecvenţă în jur de 80 kHz şi un factor ce umplere de 0,3 ... 0,7 (care se obţine cu combinaţia - *tranzistor de comutaţie rapidă* la T13 şi *tranzistor lent*, la T12). Schema nu este garantată pentru alte tipuri de tranzistoare decât cele specificate în **Fig.5**. Rezistenţele R80 şi R93 trebuie să fie neinductive (de tip R P M).

Reducând tensiunea de alimentare sub 12V (până la 6V...8V) astfel încât cea internă de +5V să scadă până la 3,5V, oscilaţia *trebuie să se menţină* (bineînţeles la o amplitudine mai mică). Dacă oscilaţia nu se amorsează ferm la tensiuni de alimentare ale astabilului de peste 4Vcc., trebuie micşorată rezistenţa de sarcină a lui T 13. În acest caz se montează şi rezistenţa de reglaj R105, care provizoriu poate fi un semireglabil de 25k în serie cu o rezistenţă fixă de 1k. Alimentând astabilul cu cca. 4Vcc, pornind de la maxim se reduce treptat rezistenţa semivariabilului până la amorsarea oscilaţiei , după care se alimentează montajul cu tensiunea normală. O rezistenţă de sarcină prea mică *împiedică saturarea* lui T13, situaţie în care *palierul superior* al semnalului din colectorul acestuia nu mai atinge un nivel suficient. Prin urmare valoare acestei rezistenţe se poate reduce până la limita la care *nivelul palierului superior* al oscilaţiei *nu scade sub 4,6 V*. Dacă acest lucru nu se poate realiza, la cazurile când numărul maxim de presetare al circuitului este sub 99, se mai măreşte valoarea condensatorului C38 până la obţinerea efectului scontat (la maxim 82 pF).

Dacă se foloseşte configuraţia maximă la numărătorul circuitului aritmetic, frecvenţa de oscilaţie trebuie să fie de aproximativ 100 kHz, care se poate creşte prin micşorarea valorii condensatorului C38 până la cca. 15 pF...27 pF cu condiţia amorsării ferme a oscilaţiei la tensiuni de alimentare a astabilului de cca. 4Vcc. Dacă aceste condiţii nu se pot realiza, se schimbă T13 şi eventual T12. Se oscilografiază şi semnalul din colectorul lui T12, care trebuie să îndeplinească aceleaşi condiţii.

După definitivarea reglajului şi întreruperea alimentării, dacă este cazul, se dezlipeşte şi se măsoară semivariabilul şi se plantează rezistenţa R105 (de aceeaşi valoare cu cea a semivariabilului reglat în serie cu rezistenţa de limitare). Se înlătură rezistenţa lipită între baza şi emitorul lui T13 şi se montează la loc R 101. Se înlătură şi comutatorul de blocare a bazei de timp.

6.2.5 Etalonarea bazei de timp

6.2.5.1 *Etalonarea pregătitoare* a oscilatorului cu cuarţ se face în condiţiile experimentale prevăzute la punctul 6.2.1. Se realizează presetarea numărătorului circuitului aritmetic direct în *starea terminală* (la varianta din Planşa Nr. 1, intrarea notată - *101' SSB se lasă liberă*) şi intrarea S/Â se alimenteaza cu +10V.

Se alimentează montajul şi se aplică pe intrarea IN DCO semnalul de la generatorul etalon (de 5MHz sau 10MHz), la o tensiune de 0,3Vef / 50Ω (la nevoie se foloseşte un amplificator sau atenuator - adaptor de impedanţă). Se reglează trimerul C T 1 al bazei de timp astfel încât ultimile cinci cifre mai puţin semnificative ale scalei să indice exact frecvenţa etalonului (cu excepţia cifrelor de MHz şi zeci de MHz).

6.2.5.2 *Etalonarea finală* a bazei de timp se face cu plăcile reglate, montate şi cablate definitiv în carcasa transceiverului, după o acomodare termică a aparatului sub tensiune (cu capacele montate) timp de cel puţin 20 minute. Se poate lucra în două feluri:

Metoda 1) : Se procedează ca la punctul 6.2.5.1 ;

Metoda 2) : Se comută transceiverul în modul TUNING , comutatorul KF fiind în poziţia ON şi se aplică la borna de antenă, printr-un atenuator, semnalul generatorului etalon (după acomodarea termică adecvată a acestuia). Se acordează transceiverul pe frecvenţa de 10 MHz astfel încât să se obţină *bătăi nule* în difuzor recepţionând semnalul etalonului, după care se reglează trimerul TC 1 al bazei de timp pentru obţinerea *indicaţiei 10 000 00* la scala numerică. Metoda este aplicabilă numai la schemele la care oscilatorul de purtătoare generează în acest mod , frecvenţa egală cu cea *centrală* a ultimei frecvenţe intermediare, permiţând şi recepţia la «zero beat». Este cea mai precisă metodă deoarece operează cu frecvenţa *reală* de lucru a transceiverului în bandă, acoperind şi calibrările celorlalte oscilatoare din transceiver.

6.2.6 Verificări generale

În condiţiile de la punctul 6.2.1 se atacă intrarea IN DCO cu un nivel de 0,3Vef de la ieşirea generatorului de radiofrecvenţă, între 1,5 MHz şi 24 MHz, simulând acoperirile de frecvenţă realizate de prima heterodină a transceiverului pe fiecare bandă alocată traficului de amator, poziţionând adecvat şi comutatorul de benzi KB (care comandă digitul 7 şi presetarea numărătorului digitului 6). Se verifică indicaţia corectă a scalei pe fiecare bandă ţinând cont de relaţiile care trebuie să fie între indicaţia scalei, frecvenţa heterodinei (simulată) şi prima frecvenţă intermediară a transceiverului , cu numărătorul circuitului aritmetic presetat direct în starea terminală (ca la pct.6.2.5.1).

Pe tot acest domeniu de frecvenţă , presetând numărătorul circuitului aritmetic cu valoarea maximă (la varianta din Planşa nr.1 se alimentează cu +10V cosa notată +10 / SSB), punând la masă intrarea S/Â trebuie să se obţină p *creştere* a indicaţiei scalei cu un număr de sute de Hz mai mic cu o unitate decât numărul de presetare realizat, iar punând această intrare la 8V... 10V, trebuie să se obţină o *scădere* a indicaţiei scalei cu un număr de sute de Hz mai mic cu o unitate decât cel de presetare aplicat numărătorului, faţă de cazul când acesta a fost presetat în starea terminală.

7 LISTA DE COMPONENTE

7.1 Circuite integrate

7.1.1 Circuite integrate liniare :
- 1 buc. βM 108 AN : IL 1;
- 1 buc. βA 7805 : IL 2 .

7.1.2 Circuite integrate digitale :
- 1 buc. 74 LS 00 : ID 10;
- 4 buc. 74 LS 74 : ID 1, ID 2, ID 6, ID 7;
- 1 buc. 74 (LS) 90 : ID 8;
- 1 buc. MMC 4060 : ID 3;
- 1 buc. MMC 40192: ID 4;
- 2 buc. MMC 4543 : ID 5, ID 9;
- 1 buc. MMC 22926: ID 11;
- 1... 4 buc. MMC 4029 : ID 12 ... ID 15.

7.2 Dispozitive optoelectronice

7.2.1 Afişoare de 1 digit catod comun :
- 7 buc. MDE 2111(2) V (R);

7.2.2 LED-uri triunghiulare:
- 1 buc. MDR 1543 R ;
- 1 buc MDR 1543 V.

7.3 Tranzistoare

7.3.1 Tranzistoare de înaltă frecvenţă :
- 1 buc. 2N2369 (A) : T 11;
- 1 buc BF 506 : T 13.

7.3.2 Tranzistoare de joasă frecvenţă :
- 10buc.BC 171B: T4, T7, T8, T9, T10, T14, T16, T17, T18, T19;
- 4 buc. BC 251 B : T1, T2, T3, T5;
- 1 buc. BC 256 A : T12;
- 1 buc. BC 178 : T15;
- 1 buc. BC 328 : T 6.

7.4 **Diode**

7.4.1 Diode de comutaţie rapidă :
- 27buc. 1N4148 : D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D13, D14, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22, D23, D24, D25, D27, D28, D29;

7.4.2 Diode picoamperice :
- 1 buc. DP 450 (se poate folosi şi 1N4148 sortată, cu curent invers mic) : D15 ;

7.4.3 Diode pentru comutări :
- 1 buc. BA 244 (sau BA 243) : D26 ;

7.4.4 Diode zener :
- 4 buc. PL 5V6 : Z 1 , Z 2 , Z 6 , Z 7 ;
- 3 buc. DZ 7V5 : Z 3 , Z 4 , Z 5 .

7.5 **Condensatoare**

7.5.1 Condensatoare multistrat :
- 1 buc. 47 nF / 25 V : C 37 ;
- 12 buc. 0,1 µF / 25 V : C 1, C2, C 22, C 23, C 26, C 27, C 28, C 29, C 30, C 31, C 33, C 35 ;
- 5 buc. 0,22µF / 25 V : C 11, C 12, C 13, C 14, C 36;
- 4 buc. 0,47µF / 25 V : C 3, C 4, C 6, C 7.

7.5.2 Condensatoare ceramice plachetă :
- 1 buc. H 8,2 pF : C24 ;
- 1 buc. (U) 56 pF : C 5 ;
- 1 buc. 15pF...82pF: *C38 ;
- 2 buc. 4,7nF / 25V : C 9, C10 ;
- 5 buc. 10 nF / 25V : C19, C20, C21, C32, C34 ;
- 2 buc. 22 nF / 25V : C 8, C 39 .

7.5.3 Condensatoare Mylar (sau Styro) :
- 4buc. 510pF (...820pF) identice, sortate la ±5%: C15, C16, C17, C18.

7.5.4 Condensatoare Styro :
- 1 buc. 30 pF : C25 .

7.5.5 Trimeri Styro :
- 1 buc. 3 - 15 pF : CT 1 .

7.5.6 Condensatoare electrolitice :
- 2 buc. EG 6405 4,7µF / 25V : Ce 5, Ce 6 ;
- 1 buc. EG 6405 10µF / 25V : Ce 3;
- 2 buc. EG 6405 33µF / 25V : Ce 2, Ce 4 ;
- 1 buc. EG 6406 33µF / 50V : Ce 9 ;
- 1 buc. EG 6408 100µF / 25V : Ce 8 ;
- 1 buc. EG 6410 680µF / 16V : Ce 1 ;
- 1 buc. EG 6413 1000µF/ 16V: Ce7 .

7.6 **Rezistoare**

7.6.1 Rezistoare cu peliculă carbon de 0,1W... 0,5W ±5% :
- 1 buc. 2,2 Ω : R 100 ;
- 2 buc. 15 Ω : R 26 , R35 ;
- 1 buc 18 Ω : R 25 ;
- 1 buc. 47 Ω : R 44 ;
- 4 buc. 82 Ω : R 17, R 18 , R 28 , R 29 ;
- 16 buc. 180 Ω : R1, R2, R51, R52, R53, R54, R55, R56, R57, R66, R67, R68, R69, R70, R 71, R 72 ;
- 7 buc. 270 Ω : R 83, R 84, R 85, R 86, R 87, R 88, R 89 ;
- 1 buc. 390 Ω : R 6 ;
- 1 buc. 560 Ω : R 96 ;
- 3 buc. 1 k : R 7, R 24 , R 61 ;
- 1 buc. 1,8 k : R 91 ;
- 6 buc 2,2 k : R 3, R 4, R 32, R 33, R 41, R 104 ;
- 5 buc. 2,7 k : R 36, R 37, R 38, R 39, R 40 ;
- 7 buc. 3,3 k : R 30, R 31, R 47, R 48, R 65, R 81, R 106 ;
- 2 buc. 3,9 k : R 43, R 97, R 107 ;
- 8 buc. 4,7 k : R 15, R 16, R 49, R 50, R 58, R59, R 62, R77;
- 1 buc. *5,6 k : *R 105 ;
- 5 buc. 6,8 k : R 5, R 8, R 10, R 27, R 42 ;
- 1 buc. 7,5 k : R 34 ;
- 4 buc. 10 k : R 14, R 60, R 63, R 64 ;
- 2 buc. 12 k : R 82, R 101 ;
- 2 buc. 15 k : R 76, R a - din schema bloc ;
- 2 buc. 18 k : R 75, R 79 ;
- 2 buc. 22 k : R 73, R 78 ;
- 2 buc. 27 k : R 74, R r - din schema bloc ;
- 1 buc. 56 k : R 94 ;
- 2 buc. 68 k : R 90, R 92 ;
- 1 buc. 75 k : R 98 ;
- 2 buc. 100 k : R 102, R103 ;
- 2 buc. 120 k : R 95, R 99 ;
- 1 buc. 150 k : R 45 ;
- 2 buc. 470 k : R 13, R 23 ;
- 4 buc. 1 M : R 19, R 20, R 21, R22 ;
- 1 buc. 6,8 M : R 9 ;
- 2 buc. 7,5 M : R 11, R 12 ;
- 1 buc. 10 M : R 46 .

7.6.2 Rezistoare neinductive (de tip RPM sau volumice de 0,1 W... 0,5 W, ±5 %) :
- 1 buc. 1,2 k : R 80 ;
- 1 buc. 12 k : R 93 .

7.6.3 Potenţiometre semireglabile :
- 1 buc. 1 M : VR 1.

7.7 **Componente diverse**
- 1 buc. cristal de cuarţ pe 32,768 kHz ;
- 1 buc. suport de siguranţă fuzibilă ;
- 1 buc. siguranţă fuzibilă de 0,2 A ;
- 2 buc. microîntrerupătoare unipolare cu taste ;
- 1 buc. comutator cu 2 x 3 poziţii .

BIBLIOGRAFIE

1. UDĂŢEANU, N., Actualităţi şi tendinţe în construcţia transceiverelor de U. S., serie de articole în revista Radioamatorul, 1993
2. CIOBĂNIŢA, V. , Etaje de intrare în receptoarele cu gamă dinamică mare, articol în Nr. 11-12 al revistei Radioamatorul, 1993
3. CREŢU, F. , Radioreceptoare , ed. «Moldogrup» Iaşi, 1998
4. GHEORGHIAN, R. , Bucla cu calare de frecvenţă , articol în revistele Radiocomunicaţii şi radioamatorism , Nr. 3 şi Nr.4 , 1999
5. 304 circuite electronice, ed. Teora, 1998
6. YO3KDA , Filtre în scară , serie de articole în revistele Telnium Nr.10, 1983 ... Nr.2, 1984

Publicitate

***Ofer spre vanzare:** 2 buc. circuite integrate speciale pentru TCVR ICOM 761, tip **M 54929 P** "Dual modulus PLL IC" (divizor programabil) la pretul de achizitie de **35 DM/buc**. Sunt raritati pentru ca nici firmele de specialitate, nici reprezentanta ICOM nu au in stoc ci se comanda la nevoie din Japonia. (experienta personala). Sunt in posesia manualului de service ICOM 761 cu care la nevoie pot veni in ajutorul posesorilor TCVR ICOM 761. Sunt foarte bune ICOM-urile, dar dupa legea lui Murphy ce se poate strica se va strica. Va doresc multa sanatate si succese! **TNX 73 dela Vasile YO2AHW** Adresa: **Laszlo Vasile** 2900 Arad Str. Banu Maracine 22 Bl.1 sc.E ap.10 **Tel:057-231432**
E-Mail: **yo2ahw@yo2bt.ampr.org**

*** OFER** tub electronic GU50 -nou împreună cu soclu original de calit pentru schema electrică de principiu a osciloscopului SERUTE (fost RDG) tip EO-174A.

YO3AOE - Nelu. tel 01-230.97.68 - Seara

DX INFO

4W - The DXpedition by Dennis, K7BV and Wolf, N6FF to East Timor is scheduled to take place indicatively between 6-8 and 17 October. They expect to have two rigs: during daylight hours, they may appear randomly on bands above 40 metres; during the hours of darkness, generally expect to find them only on 30, 40, 80 and 160 metres. 4W6DX (QSL route TBA), the callsign for the East Timor Amateur Radio Association, will be used extensively during the DXpedition, while 4W/K7BV (QSL via KU9C) and 4W/N6FF (QSL via home call) will be used very sparingly. Rod, WC7N (wc7n@wave.net) will be the pilot station. Operating plans and announced frequencies are available at http://www.qth.com/k7bv/timor/ [TNX K7BV]

Cuplor de antenă transmatch simplificat

*Acest mic articol este adaptat după un material din **Radio-REF**, numărul 719 din februarie 2000, unde a apărut articolul "**Coupleur d'antenne transmatch**", sub semnătura lui **Robert Piat, F3XY**. Articolul original curindea şi un indicator simplu de raport de unde staţionare, la intrarea în transmatch. În schema prezentată aici această porţiune a fost omisă.*

Principiul acestui montaj nu diferă esenţial de cel clasic. Simplificarea pe care o aduce se referă la folosirea pe diferite benzi a unor bobine cu prize comutate, în locul unei bobine cu cursor.

Schema cuplorului este dată în Fig. 1. CV1 este un condensator dublu, cu statorul divizat (unul conectat la masă, celălalt la circuitul de ieşire).

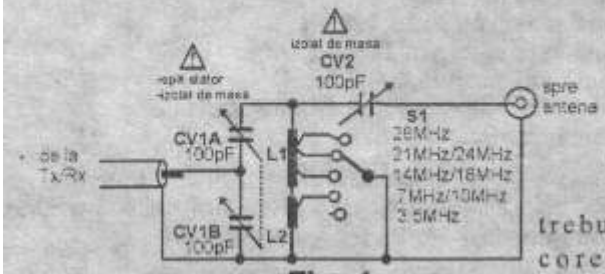


Fig. 1

Desigur, condensatoarele variabile trebuie să fie corespunzător (din punct de vedere a tensiunii de lucru) puterii de la ieşirea emiţătorului folosit. Ambele condensatoare trebuie să aibă armăturile izolate faţă de masă.

Comutatorul S1 este cu izolaţie de calit sau steatită, cu cinci poziţii.

Bobina L1 are 10 spire pe diametru de 45mm, cu lungimea de 60mm.

Prizele sunt distribuite astfel: priza 1 (14MHz/18MHz) la 2,5 spire de la punctul de joncţiune L1, L2, priza 2 (21MHz/24MHz) la 5,5 spire iar priza 3 (28MHz) la 7,5 spire. L2 are 28 de spire pe diametru de 45mm, cu lungimea bobinajului de 100mm.

Priza 4 (pentru 7MHz/10MHz) este la 22 de spire faţă de masă. Conductorul de bobinaj trebuie să aibă o secţiune coespunzătoare puterii de ieşire vehiculate.

Precizia de acord şi performanţele generale , mai ales pe benzile WARC nu sunt deosebite, dar chiar şi un transmatch mai puţin performant este mai bun decît nimic...

YO3GWR

OFERTA SERVICII INTERNET

SERVICII INTERNET DIAL-UP

Acces Internet 10 ore dial-up	5 usd
Acces Internet 25 ore dial-up	10 usd
Acces Internet 60 ore dial-up	20 usd
Acces Internet nelimitat dial-up	25 usd

SERVICII INTERNET ON LINE

Linii închiriate :	
Instalare linie închiriată 33.6k	150 usd
Abonament linie închiriată 33.6k	190 usd/lună
Wireless :	
Instalare echipament wireless(2Mb)	200 usd
Abonament wireless (canal de - 33k)	200 usd
Alte servicii :	
Configurare acces internet dial-up	5 usd/buc
Configurare acces internet reţea	10 usd/buc
Configurare Server Linux (router)	150 usd/buc
Configurare servicii DNS, MAIL, WEB server	100 usd/buc

SERVICII WEB

Obtinere domeniu.ro	50 usd
Server de posta pe domeniu	10 usd/20 casute/luna
Găzduire pagină WEB	10 usd/10Mb/lună
Găzduire pagină WEB	20 usd/20Mb/lună
Creere pagină WEB (complexitate scăzută)	5 usd/pag.
Creere pagină WEB (complexitate medie şi ridicată)	negociabil

Persoane de contact:
Iulian Ţenea YO3GZB tel. 223.53.28 sau 092.323.360
Mircea Mihăilescu YO3GTP tel. 659.29.48 sau 092.824.870

PUBLICITATE

OFER: A) **TRANSCEIVER (US) YAESU FT-840 + alimentator FP-800 + microfon birou MD100+ microfon de mana MH-1B8 + manual+ interfata PC pentru comanda CAT (YAESU)** (toate NOI in cutie) !!!

B) **TRANSCEIVER (UUS 144-432) YAESU FT-530** + microfon exterior cu afisaj si comenzi digitale MH-29 + 3 acumulatori

Info **Adrian YO2BTW** e-Mail : yo2btw@qsl.net portase@mail.recep.ro

Ofer spre vanzare: 2 buc. circuite integrate speciale pentru TCVR ICOM 761, tip M 54929 P "Dual modulus PLL IC" (divizor programabil) la pretul de achizitie de 35 DM/buc. Sunt raritati pentruca nici firmele de specialitate nici reprezentanta ICOM nu au in stoc ci se comanda la nevoie din Japonia. (experienta personala). Sunt in posesia manualului de service ICOM 761 cu care la nevoie pot veni in ajutorul posesorilor TCVR ICOM 761.

Sunt f. bune ICOM-urile dar dupa legea lui Murphy ce se poate strica se va strica. Va doresc multa sanatate si succese! TNX 73 dela Vasile **YO2AHW** Adresa:Laszlo Vasile 2900 Arad Str.Banu Maracine 22 Bl.1 sc.E ap.10 Tel.057-231432 E-Mail: yo2ahw@yo2bt.ampr.org

EME Contest 2000

Competiţia a fost dominată de următoarele staţii:

144 MHz	SM5FRH
432 MHz	K5JL
1296 MHz	OE9XXI
2320 MHz	OE9ERC
10 GHz	CT1DMK

In banda de 144 MHz au participat 40 de staţii. YO2IS s-a clasat pe locul 33. In 432 MHz au participat 29 de staţii, iar **YO2IS** se află pe locul 24. In clasamentul multiband găsim numai 15 staţii. **YO2IS** se află pe locul 14.

Higher-Precision GPS

PRESIDENT CLINTON made the following announcement on 1 May: "Today, I am pleased to announce that the United States will stop the intentional degradation of the Global Positioning System (GPS) signals available to the public... This means that civilian users of GPS will be able to pinpoint locations up to ten times more accurately than they do now". We understand that APRS users are ecstatic.

CUPA TRANSMISIONISTULUI

Clasa A - "TRS"

1. YO7KJL	11296
2. YR2TRS	11170
3. YO6SD	10334
4. YO6KNW	9400
5. YO9KXC	8584
6. YO5OHO	7206
7. YO4AAC	4012
8. YO9KRV	3504
9. YO3KYX	3222
10. YO2CWM	2692
11. YO5OAW	2034
12. YO2CJX	1360

Clasa B - Staţii de club

1. YO2KJI	10286
2. YO8KOA	10016
3. YO7KFA/P	9680
4. YO9KPD	8756
5. YR4R 7814	
6. YO9KPM	4374
7. YO6KEV	3720
8. YO7KBS	3410
9. YO5KOP/P	2514

Clasa C - seniori

1. YO9FJW	11487
2. YO8MI	10100
3. YO4RDK	8496
4. YO8BGD	8370
5. YO2BV	7900
6. YO9AGI	7740
7. YO6CFB	7436
8. YO3FU/P	6986
9. YO6BMC	6652
10. YO5DAS	4332
11. YO6XB	3880
12. YO4BTB	1860
13. YO5BHG	1806
14. YO5PCM	1656

Clasa D - Juniori

1. YO7LHA	5160
2. YO9BSY	3320
3. YO5ODC	2640
4. YO2LGW	1336
5. YO7GWA	572

Log control: YO3FWC, 4US, 6PBP, 7RFH şi 9FL

Se acordă Cupa transmisionistului ediţia 2000 lui Ionuţ Piţigoi - YO9FJW pentru cel mai mare punctaj obţinut în concurs. Primii trei clasaţi la fiecare categorie vor primi diplome.

Ocupanţii locurilor 1, 2, şi 3 de la clasele B şi C precum şi toţi participanţi de la clasa - junior vor primii premii în obiecte constând din RTP-uri, tuburi electronice GU 50 şi GU 81 şi material pentru construcţia de antene filare.

În mod special domnul ERDIC CRISTIN - YO5OHO îl premiază pe ocupantul locului 1 la clasa juniori, NĂSTASE MARCEL - YO7LHA cu un receptor R 250, iar domnul PLEŞA VALENTIN - YO3YX oferă ocupantului locului 5 la aceeaşi categorie, MARGHILOIU IORGU - YO7GWA, un premiu special constând din două antene baston şi două tuburi GU-50.

Organizatorii concursului îl felicită pe această cale pe toţi ocupanţii locurilor fruntaşe şi le mulţumesc tuturor participanţilor pentru prezenţa în concurs şi promtitudinea în trimiterea fişelor centralizatoare.

Mr. Dragoe Ioan Ovidiu - YO6OEO

FLOAREA DE MINA 2000

Cluburi - MOMB

1. YO8KOF/P	6219
2. YO3KWT/P	2294
3. YO5 KUA/P	2032
4. YR4R 1828	
5. YO5KAD/P	1419

Individual - SOMB

1. YO4FRJ/P	6585
2. YO3DMU	5483
3. YO6FNA	3050
4. YO7IV 2597	
5. YO5OHY/P	2468
6. YO9GDJ	2130
7. YO8DDP/P	1999
8. YO5OPH/P	1419
9. YO4GJH	1412
10. YO5OHZ/P	1168
11. YO8BPI	1045
12. YO8BFB/P	1018
13. YO8SDT/P	1018

Străini:

ER1AU/P	2945
ER5AA/P	2675
HG9VHF	2405
ER1BF/P	2030

Check log-uri:

YO4ATW, 4RHK, 4SVA, 4SVV, 5PVC, 8MF, 8MI şi 8ROO

Arbitrii: **YO5OHZ şi YO5OQF**

* **YO2BPZ** anunţă că tipărirea diplomei "Radioclubul Judetean Hunedoara - 40 de ani" a intârziat puţin. Ea va fi decernata celor care au solicitat-o, cu ocazia Simpozionului zonal YO2 de la Lugoj (16-17 sept.) sau va fi expediata prin poştă după 16.09. 2000

INFO DX şi DIVERSE

A92V Name Adoph, QSL via K3SIX, este un PIRAT. K3SIX este necunoscut. El nu spune indicativul propriu, dar amplasamentul sau nu este în Orientul Mijlociu.

AP2AP Military College of Signals, Rawalpindi, Pakistan

BD2OC 53 Jiguang Lu, Liaoyuan, Jilin 136200, China

C91AH Bernardo, Box 3601, Maputo, Mocambique

DL8KAC via bureau or Vlad Engel, Stuadter Weg 51a, 51766 Engelskirchen, Germany

IT9MRM Alberto Mattei, Via Megara 376, I-96011 Auga - SR, Italy

IT9YRE Nando Rubino, POBox 30, I-96012 Avola - SR, Italy

NE4S Michael R Condon, 4641 Smoke Rise Lane, Marietta, GA 30062, USA

OH0A POBox 1, SF-22101 Mariehamn, Aland Islands, Finland

OH8AAU POBox 75, SF-85501 Nivala, Finland

RA1TC Alex Zougan, Belova str., 7-26, Veliky Novgorod, 173015, Russia

SP3WVL via bureau or to Tomasz Lipinski, Ul.I Paderewskiego 24m 1, 69-100 Slubice, Poland

VU2PTF Rudra Prasad Sharmah, Box 73 Tinsukia, Assam 786125, India

VK6BM (Browse Island) via VK4AAR

VK6CJ (Cassini Island) via VK4AAR

VU3YFD POBox 15, Tirupur 641601, Indien

Adresa biroului de QSL pentru W6 s-a modificat după cum urmează: ARRL W6 Incoming QSL Bureau P.O. Box 900069 San Diego, Ca, 92190-0069 Manager: Steve Frick N6QEK Email: n6qek@arrl.org <mailto:n6qek@arrl.org>

In revista noastră nr 10-2000 vom publica lista reactualizată a Birourilor de QSL din întreaga lume.

Aproape 300 de staţii din 47 de ţări au participat în zilele de 19-20 august la **INTERNATIONAL LIGHTHOUSE/LIGHTSHIP WEEKEND**

QSL **WP4Q** —> The new QSL manager for Papo, WP4Q is EA5RD (Francisco S.Arnedo, P.O Box 673, Elda 03600, Spain). Bureau cards welcome.

TROMELIN —> The four FR/F6KDF/T operators went QRT on 14 August, after some51,500 QSOs (17,000 CW, 33,800 SSB and 580 RTTY) in two weeks. QSL via F6KDF(Radio Club de la Gendarmerie, 292 Route de Genas, 69677 Bron Cedex, France).

YO2LCK Stelian vinde urmatoarele: WOBLER 2GHz - documentaţie completă, conectică, sonde, stare perfectă. (3,5 mil.lei). OSCILOSCOP TEKTRONICS 453- două spoturi, bază de timp dublă - 200 MHz, 2 sonde, stare perfectă (5 mil.lei)

-TCVR2M HOME MADE - sinteză, shift 600 kHz, 5W, 12V, Boxă AF, microfon de mână (900.000 lei)

-TCVR 2M FM, MAXON SMX4150NM,16 canale programabile, 50W, 13.6V, microfon de mână. Are programate frecvenţele:225,300,500, şi repetoarele importante (2 mili lei)

-RECEPTOR cu frecvenţmetru şi scală model GRUNDING SATELIT 3500(800.000 lei)

-VERSATESTER E 0502 (2 mil. lei)

- LAPTOP 486 - 4 M RAM, displaz AN, ieşire SVGA 1M,167M HARD,ACUU 4H (2 mil. lei)

- Diverse componente calculatoare, imprimante SH, LASER sau Jet cerneală. Monitopare. Poate fi contactat pe email (electrocash@tvnethd.ro) sau la telefoanele:054. 74 11 22 la firma 74 00 51 seara dupa ora 21, sau 093 252 802 tot timpul

* De la locuinţa sa din Histria, lui YO4PX i-au fost furate următoarele echipamente: Trannsceiver Ten-Tec tip OMNI V cu alimentator şi difuzor, Antenna Tuner tip MFJ 962 C (1,5 kW), PA - tip SB220 şi alte accesorii. Cei care află ceva despre aceste echipamente sunt rugaţi să sune la YO4PX - 041. 651.382

CUPA NAPOCA - UUS ediţia 2000

144 MHz, un singur operator:

Nr.	Indicativ	Puncte
1	YO6FWM/P	6697
2	YO3DMU	4825
3	YO4IMP/P	4493
4	YO7IV	4371
5	YO4FHU/P	4322
6	YO4FRJ/P	3863
7	YO4RDN	3613
8	YO4ZZ/P	3537
9	YO4RXX	3368
10	YO4REC	3244
11	YO4BIL/P	3237
12	YO9FTR/P	3110
13	YO9FXP/P	2928
14	YO4RHK/P	2920
15	YO3APJ	2626
16	YO4GJH	2494
17	YO4ZL/P	2288
18	YO9FHB	2237
19	YO9XC	2172
20	YO4RFV	1950
21	YO9BHI	1625
22	YO9GWW	1195
23	YO7GYF	1102
24	YO5PVC	1053
25	YO9DEF	1016
26	YO3BTC	1001
27	YO5ODU	941
28	YO9HG	857
29	YO5BWD	805
30	YO5BEU	683
31	YO2LHD/P	622
32	YO4RPK	375
33	YO7BEM/P	237
34	YO5PK/P	240
35	YO5CSO/P	134
36	YO5OKB	114
37	YO4RPH	52
38	YO5OLO/P	43
39	YO4RPI	30

144 Mhz, multioperator:

1	YO8KOF/P	7027
2	YO6KYZ/P	6976
3	YO3KWT/P	3686
4	YO9KXC	2577
5	YO8KOA	2198
6	YO5KUJ	2100
7	YO3KWJ/P	1913
8	YO7KFM/P	785
9	YO5KAS/P	370

Log control 144 Mhz: 2GL, 3JJ, LX, APG, 4BZC, 5OBR, OHY, OPH, PBG, KAD, DND, 6QT, BSJ, 7AQF, 8ROO, 9HH, FNR, GVN
Lipsa log 144 Mhz: 2LFP, KAM, BBP, AMU, 3CM, RO, VK, ACX, JCM, 4NF, FYQ, FHS, 6OBK, GWH, GJH, 7BBE, LGI, LMU, KJL, 8SSL, BSE, KYZ, FWM, AZO, BDW, 9GMH, GDJ, GVO, GMU, FJN

432 MHz, un singur operator:

1	YO4FRJ/P	1246
2	YO9FTR/P	618
3	YO4ZL/P	616
4	YO4ZZ/P	616
5	YO9FXP/P	441
6	YO9GWW	384
7	YO6FWM/P	339
8	YO6KYZ/P	263
9	YO4BIL/P	243
10	YO3APJ	229
11	YO7IV	166
12	YO4RDN	86
13	YO4RHK/P	75
14	YO5BWD	50
15	YO4RPK	20

432 Mhz, multioperator:

1	YO8KOF/P	686

Log control 432 Mhz: 4REC, RXX
Lipsa log 432 Mhz: 9GMH

1296 MHz, un singur operator:

1	YO4FRJ/P	342
2	YO4ZZ/P	174
3	YO4BIL/P	168

Log control 1296 MHz: 4ZL/P
Lipsa log 1296 MHz: 3CM, RO, ACX, JCM

Arbitri: YO5TE, YO5BLD

LZ DX CONTEST - 1999

ROMANIA

YO5CL	A	189	547	32	17504
YO4AAC	A	113	234	28	6552
YO6BHN	B3,5	121	292	11	3212
YO8KOS	B3,5	150	306	8	2448
YO8RHQ	B3,5	48	140	5	700
YO5OHO	B3,5	74	206	3	618
YO8BPK	B7	210	468	17	7956
YO4BBH	B14	80	185	13	2405
YO6SD	B14	74	173	7	1211
YO4KCC	C	40	103	4	412

Ediţia 2000 va avea loc în zilele de **18-19 noiembrie (12.00 - 12.00 utc)**. Benzi: 80 - 10m numai CW. RST + zona ITU. 6 pt - QSO cu LZ, 3 pt - QSO cu staţii DX şi 1 pt QSO cu EU.

Multiplicator: suma zonelor ITU pe fiecare bandă.

Log: BFRA Box 830, 1000 Sofia, Bulgari sau lz1bj@yahoo.com.

Greetings,

The following is a short announcement concerning a planned operation from 8Q7 Maldives. Please distribute or reprint as you see fit. Call-Sign: **8Q7AB** Operator: Adam Boettiger, W7MP
Dates of operation: 30 September - 9 October, 2000
Location: Bandos Island, Maldives (Islands south west of India)
Continent: AS/AF IOTA #: AS-013 CQ ZONE: 22 ITU ZONE: 41

For additional information, an online form to request cards via the bureau, propagation window projections, frequencies, further updates and more, see: http://www.dxpedition.com/ Equipment: ICOM 706 MK IIG to Ameritron AL 811H at 800 Watts to Butternut 9-band vertical & Alpha Delta 10-40 notrap dipole. Bands: 10-80 including WARC. QSX UP. QSL information: QSL via W7MP. NOTE: This is a newly assigned call and is not in the Callbook yet. QSL information is as follows: Adam Boettiger, W7MP 420 SE Kathy Street Sherwood, OR 97140 (USA)

May the Island Propagation Gods be with us and the umbrella drinks cold... AB Adam Boettiger, W7MP Email: W7MP@dxpedition.com

Va asteptam in perioada 9 - 14 octombrie
la TIB 2000, in pavilionul 20 - 21

vertex YAESU
Communications Equipment

Statii pentru radioamatori

LMR
FLEXIBLE COMMUNICATIONS COAX

Cabluri coaxiale,
conectori si asamblari

BIRD
Electronic Corporation
A Member of Bird Technologies Group

Echipamente de masura pentru:
laboratoare RF, radiodifuziune
si domeniul RF

Trimble
ADDING VALUE TO GPS

Sisteme de pozitionare
globala

MAXRAD
STATE OF THE ART ANTENNAS

Antene fixe si mobile
si accesorii

GARMIN.

Sisteme de pozitionare
globala

Aparate de masura
si control

OPTOELECTRONICS

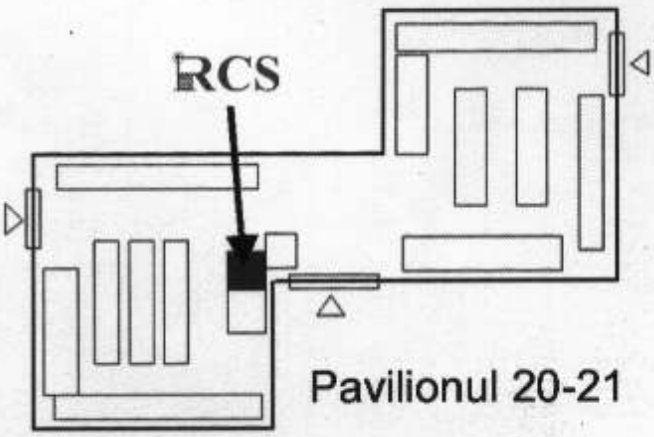
Monitoare de frecventa
si scannere receptie,
contoare de frecventa
si decodoare

Kantronics

Modemuri de date
si amplificatoare RF

TELEX

Sisteme de antene,
sisteme audio
si pentru aviatie

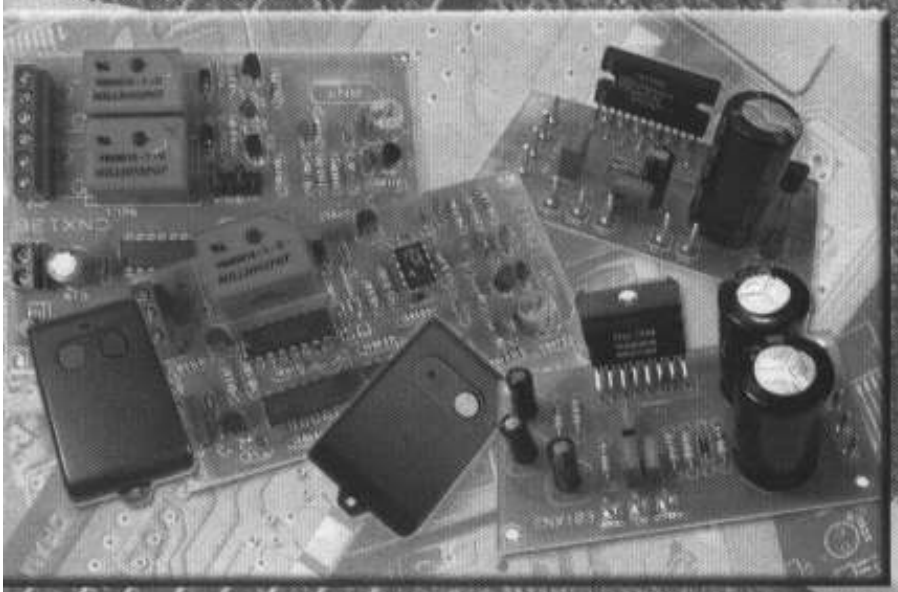


RCS

Radio Communications & Supply
Magazin: Str. Mamulari nr.11, et.1
Tel/Fax: +4(01) 3150939
Mobil: +4(094) 366147, +4(094)806902
e-mail: office@rcsco.com
website: http://www.rcsco.com

conex electronic

Str. Maica Domnului, nr.48
sect. 2, București
Tel.: 242 2206, Fax: 242 0979



- COMPONENTE ELECTRONICE
- APARATURĂ DE MĂSURĂ ȘI CONTROL
- KIT-URI ȘI SUBANSAMBLE
- SCULE ȘI ACCESORII PENTRU ELECTRONICĂ
- SISTEME DE DEPOZITARE
- CASETE DIVERSE

conex club

REVISTĂ DE ELECTRONICĂ PRACTICĂ PENTRU TOȚI

RADIOAMATORISM
SERVICE TV
OFERTE
AMC
TEHNICĂ MODERNĂ
AUDIO HI-FI
AUTOMATIZĂRI
LABORATOR