



RADIOCOMUNICATII

RADIOAMATORISM

11/98 PUBLICAȚIE EDITATĂ DE FEDERAȚIA ROMÂNĂ DE RADIOAMATORISM



CROATIAN CW CONTEST

Hrvatski Radioamaterski Savez (HRS) organizează în al 3-lea weekend din decembrie, mai exact în zilele de 19:20 - (14.00 - 14.00 utc) ediția 1998 a Croatian CW Contest.

Se lucrează numai CW în segmentele alocate de IARU din benzile de: 1,8/3,5/7/14/21 și 28 MHz.

Categorii: SOp MB - High Power; SOp MB - Low Power (<100 W); SOp SB - High Power; SOp SB - Low Power (<100W); SOpMB - QRPp (< 5W); MOp MB - un Tx; SWL

Tempul minim de lucru pe o bandă = 10 minute.

Controale: RST + 001

Puncte: 10 pt./ QSO-uri cu stații 9A, în benzile de 1,8/3,5 și 7 MHz și 6 pt./QSO în 14/21 sau 28 MHz;

- 6 pt. pentru legături cu stații DX în benzile de 1,8/3,5 și 7 MHz și 3 pt pentru legături în 14/21 sau 28 MHz;

- 2 pt. pentru legături cu stații din EU în 1,8/3,5 și 7 MHz și 1 pt pentru QSO-uri în benzile de 14/21 sau 28 MHz.

Multiplicator pe bandă: Tări DXCC plus WAE.

Scor: Suma punctelor din QSO-uri x suma multiplicatoarelor. Logurii separate pe benzi. Dacă se realizează peste 200 QSO-uri se va face și o listă a indicativelor în ordine alfabetică. Loguri pe dischete de 3,5" (format ASCII), sunt binevenite.

Se acordă diplome pentru cele mai mari scoruri la fiecare categorie precum și pentru fiecare țară DXCC/WAE. Primii clasati pe fiecare secțiune primesc plachete.

Logurile se vor expedia în 30 de zile la HRS - Croatian CW Contest Dalmatinska 12 - 10000 Zagreb Croatia.

Se pot expedia loguri și prin PR la 9A4GL sau prin E-mail la: hrs@hztel.hr. La ediția 1997 din România au participat în acest concurs următoarele stații:

	QSO	Pt	M	Scor	
YO2CJXSO	162	720	51	36720	
YO6BHN	SO	161	645	56	36120
YO9AGISO	100	290	38	11020	
YO4GDP	SO	95	262	40	10480
YO4AAC	SO	84	206	35	7210

În Top Ten la SOp se află S58A cu 805.490 pt, urmat de: LY2BM - 502.284 pt și LY8X - 441.090 pt.

PUBLICITATE

- **OFER:** Alinco DJ - 182. info: YO3CRE - Ruxy tel.01/674.74.72
- **OFER:** Transceiver US - tip TS 450, Transceiver - SY 101, Reflectometru/Powermetru. info: YO3GTP - Mircea tel. 01/659.29.48 sau 092/386.494
- **OFER:** Alinco Dj 191 T - Sorin 01/610.96.61
- **OFER:** Transceiver IC 751 cu filtru CW; info: ER1DM - Ivan tel. 022/222.848
- **OFER** avantajos aparatură Kenwood și Alinco. info: ER1LW - tel. 022/373.567 E-mail: info@tincom.mldnet.com

Coperta I-a: Imagini de la întâlnirea radioamatorilor ER și YO.

1. ER1AU - Valentin și ER1BF - Valeriu la repetorul din Chișinău;
2. ER1DA - Valery operând aparatură lui ER1ZZ;
3. ER1ZZ - Nicu lucrând și QRP;
4. ER1FF - Alexei - Președintele Asociației Radioamatorilor din Republica Moldova interpretând o melodie populară. Acompaniază: ER1DX - Valery și ER1EA - Mihail.

Abonamente pentru Semestrul II - 1998

- Abonamente individuale cu expediere la domiciliu: 19.500 lei
 - Abonamente colective: 16.500 lei
- Sumele se vor expedia în contul FRR: Trezoreria Sector I Bucuresti 50.09.4266650, menționind adresa completă a expeditorului.

MANIFESTĂRI RADIOFONICE

Luna noiembrie a acestui an este bogată în aniversări radiofonice. Astfel, la 1 noiembrie s-au împlinit 70 de ani de la primele emisiuni de radiodifuziune făcute în România de Societatea Națională de Difuziune, în timp ce la 23 noiembrie se împlinesc 75 de ani de la primele legături radio făcute de amatori peste Oceanul Atlantic.

Cu aceste prilejuri Direcția Tehnică din Societatea Română de Radiodifuziune împreună cu federația noastră au organizat o serie de manifestări, dintre care amintim: expoziția tematică, simpozionul de comunicări privind istoricul radiocomunicațiilor și radioamatorismului, seminarul privind actualitățile din domeniul radiofoniei, precum și lansarea unor cărți. Aceste manifestări s-au organizat în București la Casa Radio, precum și la Hotelul Ceahlăul din Piatra Neamț.

Cu aceste ocazii s-au prezentat lucrarea "Pagini din istoria electronicii și radiocomunicațiilor" lucrare scrisă de: Dr.ing. Andrei Ciontu - YO3FGL, Dr. ing. Laurențiu Moisin, ing. Șereban Naicu - YO3SB și ing. Vasile Ciobănița - YO3APG.

Această carte este structurată pe câteva capitole ce tratează dezvoltarea electronicii și radiocomunicațiilor atât în lume cât și în țara noastră. Capitole separate sunt consacrate pentru: Guglielmo Marconi, Radiolocație precum și pentru Istoria învățământului publicisticii și cercetării științifice din domeniu.

Se prezintă un volum mare de date, fotografii, brevete, documente și referințe bibliografice.

Din cele 310 pagini ale lucrării, cca 90 tratează Istoria radioamatorismului. Se redau succint momentele principale privind dezvoltarea acestei frumoase pasiuni.

Regăsim astfel date și documente privind:

- Apariția radioamatorismului în SUA;
- Primele QSO-uri transatlantice;
- Înființarea IARU;
- Apariția primelor reviste de radio în România;
- Primele QSO-uri efectuate de stații românești;
- Primele articole publicate la noi despre radioamatorism;
- Schimbarea prefixelor și reglementările succesive;
- Înființarea AARUS;
- Reluarea activității de după război, înființarea ARER și FRR.

S-a accentuat mai mult pe perioada de început, spațiul nepermițând o tratare exhaustivă a perioadei de după 1950.

Fiind o primă încercare în domeniu, lucrarea este perfectibilă și va trebui continuată. Așteptăm sugestii, observații și completări.

Lucrarea nu ar fi putut să apară fără sprijinul Editurii Națională, a domnului director general Radu Macovei jr., a domnișoarelor: Ana Daniela Budică și Daniela Aramă, redactor șef și respectiv redactor la această editură.

Cei ce doresc să contacteze această editură o pot face la adresa: București Of. Poștal 13, Căsuța Poștală 211.

O altă lucrare deosebit de interesantă este cea scrisă de ing. Florin Crețu - YO8CRZ. Este vorba despre "Radioreceptoare", lucrare ce s-a lansat de asemenea la întâlnirea radioamatorilor de la Piatra Neamț.

YO3APG

RADIOCOMUNICAȚII ȘI RADIOAMATORISM 11/98

Publicație editată de FRR; P.O.Box 22-50 R-71.100

București tlf/fax: 01/315.55.75.

Redactori: ing. Vasile Ciobănița - YO3APG

dr. ing. Andrei Ciontu - YO3FGL

ing. Ion Folea - YO5TE

Tehnoredactare: stud. George Merfu - YO7LLA

Tiparit BIANCA SRL; Pret: 2500 lei ISSN=1222.9385

VADUL LUI VODĂ - 1998

La ca 20 km spre est de Chișinău pe malul Nistrului se află o mică localitate denumită Vadul lui Vodă. Denumirea explică faptul că aici Nistrul face un cot, are malurile joase și poate fi trecut relativ ușor. Pe malul drept s-au amenajat baze de agrement pentru diferite întreprinderi din Republica Moldova.

O plajă întinsă cu nisip fin și peisaje pitorești atrag în special vara numeroși oameni la odihnă.

Noul președinte al Asociației Radioamatorilor din Moldova - Alexei Boreț - ER1FF, a invitat aici radioamatori ER și YO la o întâlnire prietenească.

Au venit peste 70 de persoane din diferite raioane și districte ale Republicii Moldova, precum și câțiva din România. Este vorba de: YO3LX - Lulu, YO8SYL - Iulia, YO8WW - Gaby, YO8CGH - Coco, YO8AKA - Lulu și YO3APG - Vasile.

S-au instalat antene și stații de US și UUS lucrându-se cu indicativele personale sau cu ER1KAA/A. S-au instalat mese, s-a făcut focul pentru a pregăti la grătar "șaslăc", s-a cântat, s-a

băut câte un păhărel de rachiu, s-au făcut poze și s-a discutat despre radioamatorism, concursuri, montaje, repetoare, Packet radio, etc. Am discutat despre IARU cu ER1DA, despre radioclubul din Chișinău cu ER1R, ER1M, despre colaborarea în domeniul unor concursuri de creație tehnică sau UUS cu: ER1ZZ, ER1LW, ER1QN, ER1AU sau cel al telegrafiei viteză: ER1FF.

S-a prezentat noua diplomă "MOLDOVA", diplomă realizată sub forma unui fanion, având desenată harta Rep. Moldova cu toate districtele radio. Pe un videocasetofon am prezentat o serie de filme radioamatoricești, referitoare la expediția VK0IR, organizarea unor concursuri de UUS dar și la expediția comună YO - ER din vară, în munții Ceahlău.

O întâlnire deosebit de prietenească la în care s-a vorbit atât în limba rusă cât și în limba română și unde s-au stabilit noi colaborări de viitor, prima fiind întâlnirea și concursul comun de telegrafie viteză de la Piatra Neamț din 20 - 22 noiembrie.

YO3APG

BĂTRÂNUL CHARLIE FUNCȚIONEAZĂ DIN NOU

După cum se știe, câteva luni repetoarea YO9C din Bucegi a fost scoasă din funcțiune. Condițiile meteo grele, răutatea ora, lungă perioadă de funcționare impuneau înlocuirea antenelor, verificarea filtrelor duplexoare, înlocuirea unor mufe și conectoare, verificarea receptorului, înlocuirea cablurilor coaxiale de la antene etc.

Problema alimentării cu energia s-a rezolvat întrucât locul unde este amplasat YO9C a fost preluat de A.S. SKY WALKER un grup de băieți minunați pasionați de alpinism, zbor cu parapanta și SALVAMONT. Cu ajutorul lor s-a realizat un nou tablou electric de comandă, cu siguranțe și linie separată pentru "Charlie".

În urmă cu câteva luni am înlocuit una din vechile antene cu o antenă verticală profesională. A doua antenă a rămas la Bușteni la Marian - YO3FEN/P pentru a-i monta mufele de legătură și cablul de alimentare.

Vara și toamna au trecut repede iar noi fiecare cu problemele lui nu am găsit timp și energie să urcăm acolo sus să terminăm treaba. La sfârșitul lunii octombrie, întrucât aparuse noi probleme și la Vf. Omu, unde avem un alt repetoar ce nu mai funcționează, am urcat la munte cu YO6FWM - Cozmin și YO3GON - Vasile. Am mers la Vf. Omu și am început colaborarea cu noua echipă ce va deservei stația Meteo. Am dus din nou acolo vechiul repetoar care prin "strădania" unor prieteni ajunsese la ... Babele.

După ce m-am despărțit de YO6FWM și YO3GON care pierdeau ultima telecabină, ajutat de băieții de la Sky Walker am coborât filtrele duplexoare și toată aparatul de la YO9C și am adus-o în București.

Cu YO3GON am transportat-o apoi la Dan - YO3AID pentru verificări, reparații și reglaje. Întrucât au apărut unele probleme, nea Traian - YO3ABI preia toată aparatul (care în treacă fie sopus câtărește peste 40 kg) și o duce la Marian - YO3FBL la serviciu unde există aparatul de măsură adecvată.

Pentru reglaje și reparații s-a oferit să ne ajute și Mihai - YO3FWR ce lucrează la IEMI, care a obținut chiar acordul conducerii întreprinderii pentru a ne sprijini.

Tot YO3ABI împreună cu Cristi - YO3GWM aduce repetoarul la FRR, de unde în prima sâmbătă a lunii noiembrie îl preiau împreună cu Cristi - YO3GWM și plecăm cu trenul la Bușteni.

Cristi este un tânăr bine dezvoltat, are 17 ani și este "bolnav" de radioamatorism. Boala a căpătat-o în casă de la tatăl său care este Nicu - YO3FBD.

Pe tren, conductorul văzând filtrele duplexoare într-un colț de vagon, acoperite cu un sac de pânză alertează poliția feroviară cum că cineva a amplasat o bombă. Inițial se crede că "bomba" a fost adusă în tren de un bătrânel nevinovat. Lucrurile se lămuresc și noi coborâm la Bușteni, înainte de Predeal unde ne așteptau specialiștii în pirotehnic.

Îl căutăm pe YO3FEN, preluăm și a doua antenă și mergem la telecabină unde era o aglomerație de nedescris. Ajungem sus și cu greu

cărăm toate materialele până la amplasamentul lui Charlie. Ne ajutăm de scripete și corzi de alpinism pentru a ridica echipamentul sus, montăm antena, cablurile și repunem în funcțiune pe YO9C. Primele semnale ale acestuia sunt însoțite de răspunsurile a numeroase stații din: YO9, YO7, YO3 și chiar YO6. Mai trebuie făcute câteva reglaje finale cu un wattmetru - reflectometru de precizie pe partea de emisie, pentru a mări un pic puterea radiată.

Am fost ajutați la instalare de Max și Felix doi studenți din Pucioasa, care cândva au fost elevii lui YO9AGI la Clubul Copiilor din localitate precum și de Mirel un alt student de baștină din Alexandria, care și el cândva a cochetat cu radioamatorismul. Mulțumiri de asemenea pentru Radu zis și "Gogo" omul de bază de la A.S. Sky Walker.

Mulțumiți de ceea ce am făcut coborâm încet pe jos lungă și dificilă Vale a Jepilor. Sperăm că nu peste mult timp se vor rezolva și problemele legate de repetoarul de la Vf. Orșu. Ne ajută pentru aceasta și Romi - YO6QT împreună cu Cozmin - YO6FWM. YO3APG

Al 11-lea Simpozion de Teoria și Tehnica Microundelor

În zilele de 12 și 13 noiembrie 1998, au avut loc la sediul Universității Politehnice din București, catedra de microunde, a facultății de electronică și telecomunicații, lucrările celei de-a 11-a ediții a Simpozionului de Teoria și Tehnica Microundelor.

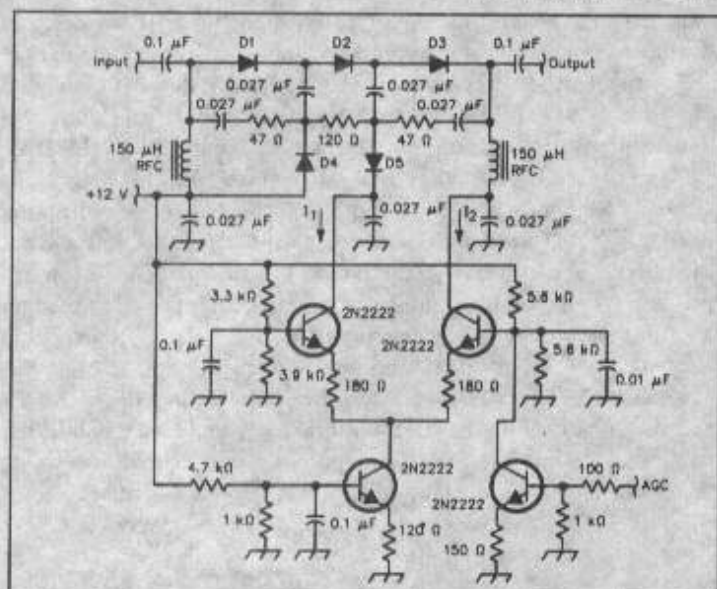
Amintim că acest simpozion a debutat în anul 1979, și s-a ținut cu regularitate până acum (din doi în doi ani), ca urmare a inițiativei și activității neobosite depuse de prof. Dr. Ing. George Rulea. Între două simpozioane, specialiștii în microunde din România, se pot întâlni, sub conducerea profesorului Rulea, în cadrul Seminarului de Microunde, seminar care se ține lunar la Universitatea Politehnică București.

Anul acesta la Simpozion au fost înscrise 13 comunicări (publicate în limba engleză, într-un "proceeding"), ale unor specialiști din învățământul superior, sau din cercetarea științifică de profil. S-a remarcat abordarea îndrăzneată a domeniului microundelor, chiar în spectrul undelor milimetrice. În același timp, trebuie să menționez penuria reclamată de aparatul de măsură modernă, specifică, precum și cea de materiale și componente, din laboratoare, care împiedică pe specialiștii români să și finalizeze practic lucrările.

Pentru popularizarea domeniului microundelor, domeniu important al undelor electromagnetice, la un nivel accesibil radioamatorilor, profesorul Dr. Ing. George Rulea a fost de acord să țină un curs tipărit în revista noastră "Radiocomunicații și Radioamatorism". Primele lecții au și fost publicate în numărul 10/1998. Poate nu peste mult timp, radioamatorismul românesc se va extinde mai curajos și în domeniul microundelor.

YO3FGL

ATENUATOR CU DIODE PIN



Diodele PIN se comportă la frecvențe mari ca niște rezistențe a căror valoare depinde de curentul ce le străbate. Uzual se folosesc în etajele de intrare ale receptoarelor profesionale atenuatoare având configurație de T sau P.

Atenuatoarele clasice în T, odată cu creșterea atenuării, prezintă o creștere a intermodulației cu 0 - 6 dB. Un montaj performant ce menține IMD3 la + 30 dBm, în toată gama undelor scurte 9 la frecvențe mai mari de 1,5 MHz se arată în fig.1.

Circuitul este insensibil la IMD2. Atenuarea crește odată cu creșterea tensiunii pozitive aplicate pe intrarea AGC.

Diodele D1 - D5 sunt Hewlett Packard HP 8052-3081.

QST nr.6/94

Aeroportul Mureș va împlini în luna mai a anului viitor 30 de ani de activitate neîntreruptă. Întrucât aici își desfășoară în prezent activitate și câțiva radioamatori (Val - YO6DDF, Grig - YO6ODM, Szabo - YO6DB), cu ocazia manifestărilor prilejuate de această aniversare se va folosi un indicativ special și se vor tipări QSL-uri deosebite.

SINTEZĂ DE FRECVENȚĂ PENTRU BANDA DE 2 M

În dorința de a avea o construcție HM care să reproducă măcar o parte din facilitățile pe care le oferă un transceiver industrial, am realizat schema prezentată mai jos. Această schemă am definitivat-o în urma studierii funcționării și a modului de manipulare al unui transceiver mobil tip ICOM.

Performanțele realizate de montaj sunt următoarele:

- = Banda de frecvență: 133,300 - 135,300 MHz;
- = Număr de canale: 160
- = Ecart între canale: 12,5 kHz
- = Shift de 600 kHz pentru lucrul pe repezoare;
- = Două VFO-uri;
- = Alimentare: + 8 V stabilizat;
- = Scanarea canalelor din bandă, cu blocare pe fiecare canal activ;
- = Comutarea canalelor se face prin rotirea butonului "TUNING";

Menționăm că toate componentele utilizate se pot procura de la magazinele de specialitate (CONEX Electronic de exemplu).

Schema este realizată în jurul circuitului integrat MC 145106, care conține un oscilator controlat cu cristal de cuarț pe frecvența de 6,400 MHz, un divizor fix cu 2, un divizor programabil cu rata de 512 sau 1024, un divizor programabil paralel cu rată cuprinsă între 2^9 și $2^0 - 1$ și un comparator de fază.

Divizorul programabil paralel este precedat de un formator de semnal care acceptă la intrare semnal sinusoidal cu nivel minim de 100mVeff. Acest semnal provine de la mixerul realizat cu BF 964, mixer ce extrage diferența dintre frecvența VCO-ului (133,3 - 135,3 MHz) și frecvența de 132,300 MHz produsă de un oscilator cu cuarț separat, realizat cu BFY90.

Deoarece divizoarele frecvenței de 6,4 MHz sunt legate în serie, rezultă rata minimă de divizare de 1024 și o frecvență de pas de 6,25 kHz.

Pentru a se obține pasul de 12,5 kHz intrarea "20" (pin 17) a circuitului MC 145106 se leagă la "0" logic. Shift-ul de 600 kHz este realizat cu sumatorul logic de 4 biți MC 4008. Cu ajutorul său se adună 48 pași ($2^4 + 2^3$) la orice valoare a frecvenței generate prin acționarea contactului SHIFT. Comanda divizorului programabil este realizată cu două numărătoare reversibile inseriate tip MMC 40193. Fiind util, un al doilea programator (VFO) este realizat tot cu MMC 40193. Comutarea celor două canale programate se face static prin intermediul operatorilor 3-state tip MMC 4503 ce sunt activați de butonul "VFO A / VFO B". În acest fel există în orice moment o a doua frecvență de lucru memorată.

Baleajul benzii se obține prin acționarea butonului "SCAN", moment în care este activat oscilatorul realizat cu circuitul BE555. Acesta generează impulsuri cu frecvențe de 4 Hz care comandă scanarea canalelor în mod crescător sau descrescător în funcție de sensul ultimei acționări manuale a butonului "TUNING". Scanarea în sens crescător se face în mod continuu, de la frecvența minimă la frecvența maximă după care ciclul se reia în mod automat. Scanarea în sensul scăderii frecvenței se face numai

până la atingerea valorii de 144,000 MHz după care scanarea se oprește.

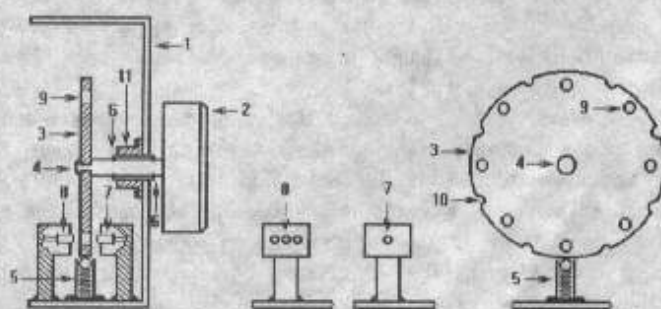
Partea deosebită a construcției o constituie manipularea efectivă a aparatului pentru a obține canalul de lucru dorit. Acest lucru se realizează prin rotirea butonului "TUNING" spre dreapta sau stânga pentru creșterea sau descreșterea frecvenței. Butonul "2" este solidar, prin intermediul axului "4", cu un disc din aluminiu "3" ce are practicate, radial, opt fante "9" echidistante (la 45 grd) având un diametru de cca 1,5mm. Axul confectionat din bronz se rotește într-o bucsă din bronz "11". Limitarea deplasării longitudinale a axului este realizată cu două șaibe elastice de "6". De o parte și alta a discului se găsește un led "7" respectiv trei fotodiode "8" plasate astfel încât, la un moment dat, să fie activată o singură fotodiodă. Activarea fotodiodei din mijloc generează un impuls ce va fi numărat de programator, iar activarea unei fotodiode laterale va comanda sensul de numărare, crescător sau descrescător. După atingerea canalului limită (corespunzător frecvenței maxime sau minime), continuarea rotirii în același sens a butonului nu mai are efect de comutare a canalelor, fiind necesară rotirea în sens invers. La o rotație completă a butonului (360 grd) sunt baleiate 8 canale (100kHz), pentru acoperirea întregii benzi fiind necesare 20 rotații complete. Limitarea benzii de lucru este realizată cu circuitul MMC4012 pentru frecvențe superioare (146,000 MHz) și cu circuitul MMC4078 pentru frecvența inferioară (144,000 MHz).

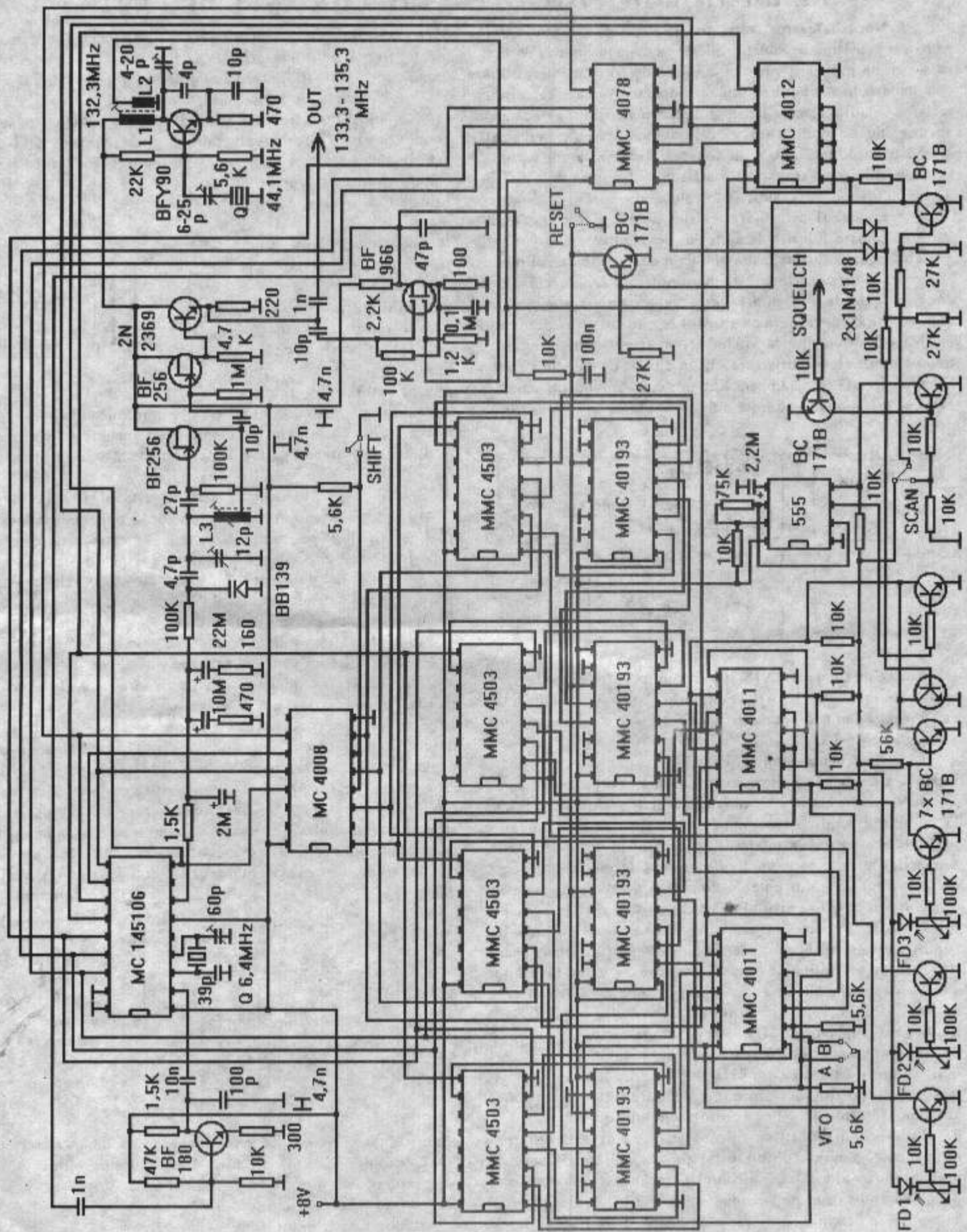
În cazul blocării schemei, a fost prevăzut butonul "RESET" care, la acționare, poziționează ambele VFO-uri pe canalul corespunzător frecvenței de 144,000 MHz.

Afisarea frecvenței corespunzătoare canalului selectat se poate realiza cu un frecvențmetru care va măsura diferența dintre frecvența VCO-ului și frecvența de 132,300 MHz produsă de oscilatorul cu cuarț realizat cu BFY 90. Valoarea citită va fi cuprinsă între 1,000 MHz (pentru 133,300 MHz) și 3,000 MHz (pentru 135,300 MHz).

O modalitate simplă pentru afisarea canalului de lucru este cuplarea directă a două asişoare hexazecimale tip TIL311 pe cele opt terminale de comandă ale numărătorului programabil din circuitul MC145106.

YO3GGG - Mirzac Ioan




CONCURSURI

- 21/22 nov. (18.00 - 07.00 utc) All OE DX Contest 160 m - CW
 21/23 nov. (21.00 - 03.00 utc) IARU 160 m Contest - CW
 21/22 nov. (21.00 - 01.00 utc) RSGB 1,8 MHz Contest - CW
 28/29 nov. (00.00 - 24.00 utc) CQ WW DX Contest - CW

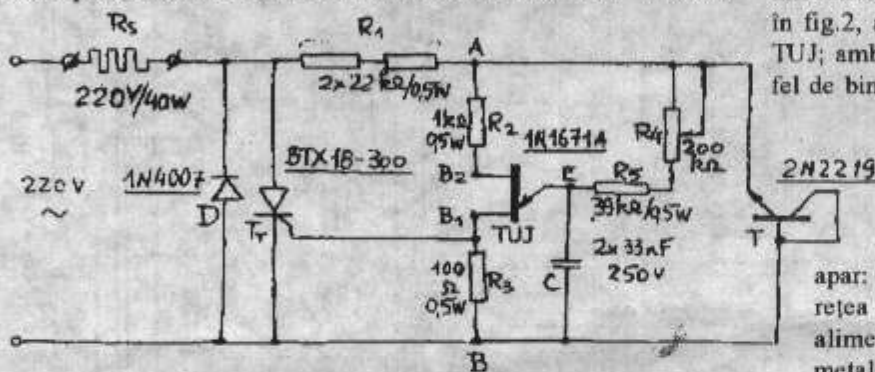
THE GREAT ALEXANDER'S AWARD

Se acordă pentru OM și SWL în două clase și anume: Level 1: trei stații SV2 și 10 țări din lista de mai jos; Level 2: 3 stații SV2 și 16 țări. Aceste țări sunt: SV2, TA, 4X-4Z, SU, EP, YI, EK, EZ, EY, UK, ODS, 9K2, YA, AP, YK, JY și VU. O stație specială: SZ2, SX2, SW2 sau J42 = 3 stații SV2. 16 IRC sau 10\$ la SV2AEL - Box 22013 - Thessaloniki - GR-55310.

REGULATOR DE PUTERE PENTRU CIOCANUL DE LIPIT

Necesitatea realizării unor lipituri de calitate, într-o gamă cât mai largă de situații, folosind un singur ciocan de lipit, ca și cerința protejării vârfului acestuia de corodare prematură, determină radioamatorul să utilizeze dispozitive care să permită reglarea valorii eficace a tensiunii aplicate elementului încălzitor al ciocanului de lipit. Pe această cale se modifică puterea disipată în rezistența de încălzire și în consecință, temperatura vârfului. Un dispozitiv adecvat cerințelor arătate poate fi un regulator de putere cu tiristor, ca cel descris în cele ce urmează.

În cazul tiristoarelor de puteri nu prea mari, corespunzătoare folosirii la astfel de regulatoare, o importanță deosebită o are valoarea curentului de menținere (curentul minim pentru care tiristorul poate fi menținut în stare deschisă); în condiții reale de exploatare valoarea acestuia trebuie să fie comparabilă cu valoarea curentului minim prin elementul încălzitor. Prin urmare la sarcini de valori mici pentru regulator trebuie să se aleagă tiristoare cu un curent de menținere mic. Schema propusă în continuare este un regulator pentru sarcini a căror putere nominală se înscrie în domeniul de la 10W la 100W

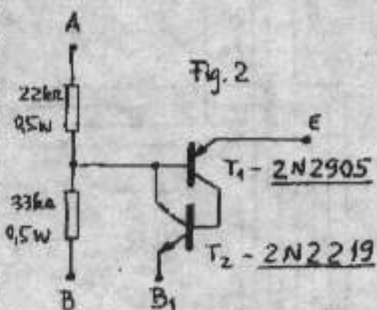


și folosește un tiristor BTX18-300 (dar în locul lui se poate folosi un tiristor autohton TIN 4) și permite reglarea puterii alimentate sarcinii între limitele aproximative de 30% și 90% din valoarea nominală a acesteia.

Din schema de principiu (fig.1) rezultă că semiperioada negativă a tensiunii de rețea, a cărei trecere este permisă prin R5 (rezistența de încălzire a ciocanului de lipit) și dioda D, asigură la bornele sarcinii o tensiune eficace aproximativ egală cu jumătate din tensiunea rețelei. Prin urmare în decursul acestei semiperioade se asigură un aport constant de putere în sarcină, cifrat la cca. 25% din puterea nominală a acesteia. În cursul semiperioadei pozitive aportul de putere poate fi reglat cu ajutorul tiristorului Tr, conectat în paralel și în contrasens cu dioda D, comandând unghiul de deschidere a lui Tr. Pentru aceasta la poarta tiristorului se aplică impulsuri sincronizate cu tensiunea alternativă de alimentare a acestuia, furnizate de un oscilator de relaxare simplu, format din tranzistorul unijuncțiune TUJ, asociat cu circuitul de timp format din R4, R5 și C. Impulsul obținut la B1 ca urmare a deschiderii TUJ-ului se aplică la poarta tiristorului determinând deschiderea acestuia. Pentru a se putea controla unghiul de deschidere al tiristorului este necesar să se sincronizeze impulsurile generate de circuitul de comandă cu tensiunea alternativă care alimentează tiristorul. O metodă simplă este aceea de a aplica impulsuri de sincronizare pe B2, determinând astfel TUJ-ul să se deschidă la timpi determinați. În fig.1 schema este alimentată cu monoalternanțe pozitive care se aplică prin R1 joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T care, din cauză că este polarizată invers, se comportă ca o diodă zener. Folosirea unei joncțiuni B-E, polarizată invers, are avantajul menținerii caracteristicii zener chiar și la curenți foarte mici (zeci de mA) ceea ce asigură atât posibilitatea de a permite reglarea unor puteri

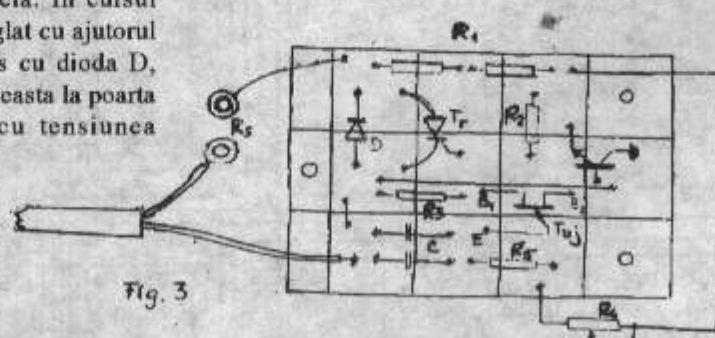
mici, cât și limitarea disipației pe R1. Pe această cale se formează din tensiunea de rețea, prin R5 și R1, între punctele A și B, impulsuri pozitive trapezoidale cu amplitudinea cuprinsă între 5V și 7-8V, funcție de tranzistorul folosit.

Inceputul fiecărei semialternanțe pozitive găsește condensatorul C descărcat; momentul deschiderii TUJ-ului depinde de capacitatea lui C și de valorile rezistențelor R4 și R5. Condensatorul având o valoare fixă, intervalul dintre momentul de început al semiperioadei pozitive până la momentul pornirii oscilatorului și deci a deschiderii tiristorului, se stabilește prin valoarea rezistenței variabile R4. Pentru cei ce nu-și pot procura un TUJ se propune înlocuirea acestuia cu doi tranzistori complementari conectați ca în fig.2, alternativa care reprezintă chiar schema echivalentă a TUJ; ambele variante au fost experimentate și s-au comportat la fel de bine.



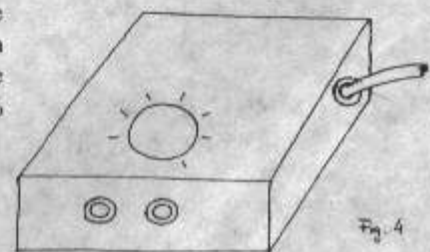
Realizarea practică s-a făcut pe o bucată de placă cu dimensiunile de 70x45 mm, prelucrată ca în fig.3, pe care se vor monta componentele conform aceluiași desen. Totul se va închide într-o cutie având dimensiunile de cca. 80x80x30 mm. din care apar: axul potențiometrului R4, cordonul de alimentare de la rețea și doua bușe (distanțate la 19 mm. între axe) pentru alimentarea ciocanului de lipit. În cazul în care cutia este metalică nici un punct al schemei nu va veni în contact cu aceasta (din același motiv găurile de fixare ale plachetei nu au nici un contact cu insulele de cupru active).

Regulatorul este folosit cu un ciocan de lipit de 40W, fabricat Radio Progres. Fără regulator vârful ciocanului era mereu corodat, prezentând tot timpul crateră ce-l faceau greu de utilizat. Deasemeni, pentru lipiturile curente pe circuite imprimare, se dovedea, de cele mai multe ori, prea fierbinte. Același ciocan, alimentat prin regulator, cu potențiometrul R4 reglat la mai puțin de jumătate din cursă, are acum vârful mereu curat, fără urma de crateră, acoperit cu un strat subțire și uniform de cositor, și aflat la



o temperatură perfect adecvată pentru toate lipiturile curente. În cazul când apare necesitatea unei temperaturi mai mari, pentru lipituri mai dificile, după o simplă rotire de buton temperatura va crește în câteva minute la valoarea dorită. Tensiunea de alimentare a ciocanului poate fi variată din R4 între cca. 120V și 210V ceea ce corespunde la o variație a puterii disipate în elementul de încălzire de la cca. 30% la cca. 90% din puterea nominală.

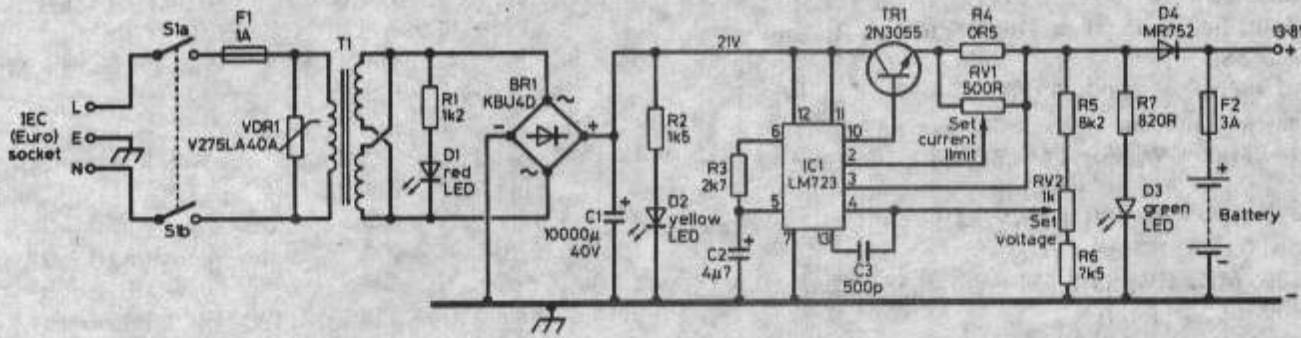
YO3JY



STABILIZATOR DE TENSIUNE

Schema prezentată este clasică și constă într-un stabilizator de tensiune realizat pe baza circuitului LM 723. Cu RV1 curentul de ieșire se limitează la cca 1,5 A

Se va folosi un radiator corespunzător pentru a asigura răcirea tranzistorului de putere. Folosită împreună cu un acumulator de 7Ah, s-a putut lucra comod cu un transceiver de 25 W de UUS.



RadCom nr.11/98

TRANSCEIVER CW PENTRU 80 M

În revista SPRAT nr. 96/1998, G3PCJ - Tim Walford publică schema electrică a unui transceiver simplu, ce folosește două circuite integrate și 9 MOSFET-uri. Montajul s-a realizat pe o plăcuță de steclo-textolit dublu placat de 80 x 100 mm.

Receptorul este cu conversie directă și are 4 etaje audio. Primul etaj de JFest este realizat cu tranzistorul MOSFET (TR3), după care urmează IC1-C și IC1-D (utilizate ca amplificatoare liniare), cu care se realizează și un FTB centrat pe 750 Hz. TR5 are ca sarcină o pereche de căști miniatură.

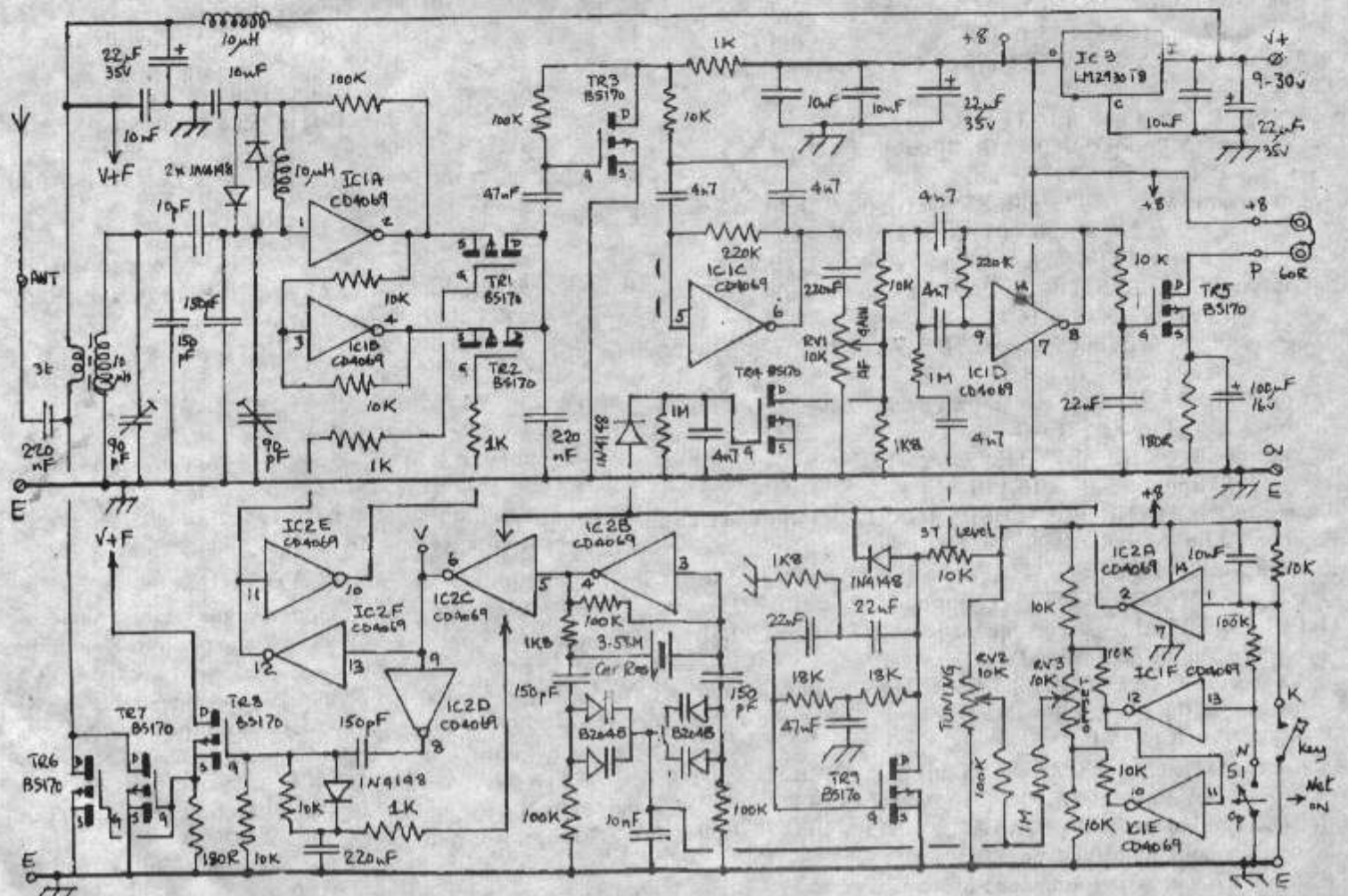
TR4 asigură blocarea receptorului pe perioada emisie. Oscilatorul tonal este realizat cu TR9 și este comandat prin IC2-A.

Receptorul are la intrare un FTB cu două celule. Diodele conectate în paralel asigură protecția intrării lui IC1-A. IC1-B

asigură inversarea semnalelor, permițând excitarea etajului de tector (mixer) realizat cu TR1 și TR2. VFO este realizat cu IC2-B și rezonatorul ceramic de 3,58 MHz. Prin diodele varicap se asigură o plajă de cel puțin 50 kHz. Plaja de acord se poate modifica dacă se schimbă valorile condensatoarelor de 150 pF. Offset-ul pe emisie se reglează din RV3.

Etajul final constă în două BS 170 conectate în paralel. Excitarea acestuia se face printr-un repetor pe sursă. Puterea de ieșire este cuprinsă între 1,5 - 4 W și depinde de tensiunea de alimentare.

Acest transceiver se poate obține în KIT, trimițând 31 paunds (lire englezești) la Walford Sutton, Somerset TA10 9NJ, Anglia. YO3APG



FEDERATIA ROMANA DE RADIOAMATORISM

CALENDAR COMPETITIONAL - 1999

A. Competiții organizate de FRR

1. Campionatele Naționale de Unde Scurte 3,5 Mhz
- radiootelegrafie: 01 și 08 martie 15-17 UTC;
- radiotelefonie : 04 și 11 oct. 15-17 UTC;
2. Campionatul Internațional de Unde Scurte al României YO DX HF CW și SSB
- 01 august : 00-20 UTC.
3. Campionatele Naționale de Unde Ultrascurte
- 144 Mhz CW, SSB, FM (YO-FIF): 14 august 12-16 și 16-20 UTC
- 432 MHz CW, SSB, FM (YO-UIF - 432 MHz): 15 august 03 - 05 și 05 - 07 UTC.
- 1296 MHz CW, SSB, FM (YO - UIF - 1296 MHz) 15 august 07 - 09 și 09 - 11 UTC
4. Campionatul Internațional de UUS al României YO-VHF/UHF
- 144, 432, 1296 Mhz CW, SSB, FM: 03-04 iulie 14-14 UTC.
5. Campionatele Naționale de RGA 3,5 și 144 MHz
Sibiu 6-8 august.
6. Campionatele Naționale de Telegrafie Vitează (recepție și transmitere)
- etapa finală : 9 - 11 aprilie, București.
7. Campionatul Național de Creatie Tehnica și SIMPO YO:
Baia Mare 20-22 august.
8. Cupa României la RGA (3,5 și 144 Mhz):
Oradea 19 - 21 iunie.
9. Cupa României la Telegrafie vitează:
Tabăra Elevilor organizată de Min. Invățământului.
10. CUPA DUNĂRII - Telegrafie Vitează; 9 - 11 aprilie București

B. Competiții organizate în colaborare cu Comisiile Județe sau alte instituții

1. Concursul LA MULTI ANI YO 3,5 Mhz SSB
- 02 ian. 14-15 și 15-16 UTC.
2. Concursul CUPA CARAȘULUI (RCJ Caraș-Severin) 3,5 Mhz CW și SSB
- 01 febr. 15-16 și 16-17 UTC.
3. Concursul CUPA MOLDOVEI (RCJ Bacău) 3,5 CW și SSB
- 15 febr. 15-17 UTC.
4. Concursurile MEMORIAL DR. SAVOPOL (RCJ Dolj)
- 1,8 Mhz CW și SSB 05 martie 21-22 UTC.
- 3,5 Mhz RTTY 06 martie 05-06 și 06-07 UTC.
5. Concursul BUCUREȘTI (RCM București) 3,5 Mhz CW și SSB
- 15 martie 15-16 și 16-17 UTC.
6. Concursul "BUFNIȚELOR ROMÂNE"; 3,5 MHz CW și SSB
- 20 martie 15 - 16 și 16 - 17 UTC
7. Cupa "PRIMĂVERII" - telegrafie vitează - Palatul Copiilor Brașov - 20 - 21 martie , Brașov
8. Concursul TROFEUL CARPAȚI (RCJ Brașov) 3,5 Mhz CW și SSB
- 05 aprilie 15-16 și 16-17 UTC.
9. Cupa "CONSTANTIN BRÂNCUȘI" - RGA - RCJ Gorj + Palatul Copiilor Tg. Jiu - aprilie 1999; Tg. Jiu
10. Concursul CUPA ELEVILOR (Palatul Național - YO3KPA)
- 3,5 Mhz CW și SSB 12 aprilie 15-16 și 16-17 UTC.
11. CUPA DECEBAL - Concurs Internațional de RGA (RCJ HD)
- 30 aprilie- 03 mai la Deva.
12. Concursul TROFEUL HENRI COANDA (Palatul Copiilor Pucioasa) 3,5 Mhz CW și SSB
- 03 mai 15-17 UTC.
13. Concursul CUPA NAPOCA (RCJ Cluj) UUS, CW, SSB, FM
- 144; 432 și 1296 MHz 01 - 02 mai 14-14 UTC.
14. Concursul Internațional CUPA BUCOVINEI la RGA (Palatul Copiilor Campulung-Moldovenesc)
- 27-30 mai la Campulung-Moldovenesc.

15. Concursul CUPA INDEPENDENȚEI (R.C.J. Buzău) 3,5 MHz CW și SSB
- 8 mai ; 15 - 16 UTC - CW și 16 - 17 UTC - SSB
16. Concursul CUPA BRAILEI (RCJ Braila) 3,5 Mhz
- 17 mai 15-16 UTC CW; 16-17 UTC SSB.
17. Concursul Internațional CUPA TOMIS QRP - 3,5 Mhz CW (RCJ Constanța)
- 11- 13 iunie la Năvodari
18. Concursul FLOAREA DE MINĂ (RCJ Maramureș)
- 144, 432 și 1296 MHz; CW, SSB și FM; 05 - 06 iunie ; 14 - 14 UTC
19. TROFEUL BRASOV- Concurs Internațional RGA și RTG (Palatul Copiilor Brașov) - iunie la Brașov.
20. Concursul CUPA TELEORMAN (RCJ Teleorman) 3,5 Mhz CW și SSB - 07 iunie 15-16 și 16-17 UTC.
21. Concursul CUPA CONSTRUCTORUL DE MASINI (RCJ Cluj- AS Unirea)
- 144, 432 și 1296 MHz; CW, SSB, FM: 19 - 20 iunie; 14 - 14 UTC.
22. Trofeul "PALATUL COPIILOR BRAȘOV" ; RGA ȘI RTG
- 30 iunie - 4 iulie; Brașov
23. Concursul CUPA TRANSMISIONISTULUI (Institutul Militar de Transmisiuni Decebal - Sibiu) 3,5 Mhz CW și SSB
- 14 iulie 15-16 și 16-17 UTC.
24. Concursul Internațional CUPA BIHORULUI (RCJ Bihor) RGA
- 19 - 21 iunie la Oradea.
25. Concursul internațional TROFEUL CARPAȚI (RCJ Brașov) 144 Mhz CW, SSB, FM
- etapa I : 24 iulie 12-22 UTC;
- etapa a-II-a : 25 iulie 03-12 UTC.
26. Concursul CUPA MINIERULUI RGA 3,5 Mhz (CSS Petrosani)
- 31 iulie - 01 august Petrosani
27. Concursul MEMORIAL YO6VZ (Rad. Municipal Făgăraș + familia) 3,5 Mhz SSB, CW
- 16 august 06-07 și 07-08 ora locală.
28. Concursul CUPA DAMBOVITEI (RCJ Dambovită) 3,5 Mhz
- 26 sept. 04-05 UTC CW; 05-06 UTC SSB.
29. Concursul internațional OLȚENIA (RCJ Dolj și Gorj) 144 Mhz CW, SSB, FM
- etapa I : 02 oct. 10-22 UTC;
- etapa a-II-a : 24 oct. 22 UTC- 03 oct. 10 UTC.
30. Concursul CUPA LAURII ZARANDULUI (YO2KEP), RGA
- 16-18 oct. la Gurahonț Arad.
31. Concursul CUPA ARGESULUI (RCJ Argeș) 3,5 Mhz
- 25 oct. 15-16 UTC CW; 16-17 UTC SSB.
32. CUPA FEROVIAȚULUI - AS CFR Oravița - 3,5 MHz; CW, SSB
- 1 noiembrie 16 - 18 UTC
33. Concursul TROFEUL MINERULUI (RCM Petrosani) 3,5 Mhz CW și SSB - 06 dec. 15-16 și 16-17 UTC.
34. Cupa "MOȘ CRĂCIUN" - RTG; Palatul Copiilor Brașov
21 - 22 decembrie; Brașov

LRMD - 60 AWARD

Diploma este eliberată cu ocazia aniversării a 60 de ani de la înființarea Lithuanian Amateur Radio Society. Stațiile din România trebuie să lucreze 6 stații cu indicativ special (LY60, LY61, LY62, LY63, LY64) în perioada 1 octombrie 111998 - 31 decembrie 1998. În banda de 50 MHz sau în benzile clasice de UUS este necesar un singur QSO cu o stație specială LY.

Cererea conținând lista GCR și 5\$ sau 10 IRC-uri se va trimite până la 1 aprilie 1999 la: LRMD Award manager, P.O.Box 1000, Vilnius, Lithuania 2001.

Acest regulament ne-a fost pus la dispoziție de LYIBA - Valdas Slezas - președintele LRMD.

Unde ultrascurte

• **CONCURSURI** În zilele de 4 și 5 iulie 1998 s-a desfășurat concursul internațional de unde ultrascurte al României. S-au primit log-uri de la numeroase stații YO și străine. După o verificare atentă a tuturor fișelor de concurs suntem în măsură de a publica acum rezultatele finale:

YO VHF/UHF/SHF CONTEST 1998

A - Single operator 144 MHz

I. LZ2HV	KN22PR	19.533	200W	12Quad
II. YO5BJW/P	KN17UR	16.249	100W	17 F9FT
III. YO4KAK/P	KN45DF	13.079	??	??
4. ER5AA/P	KN45DU	12.359	40W	2X10EL
5. YO2BBT/P	KN15AD	12.085	100W	10 EL
6. YO6KET/P	KN35ET	11.312	FT290	F9FT
7. YO3JW	KN34CK	11.133	100W	16 EL
8. YO6OBK/P	KN26TL	11.105	50W	14 EL
9. YO6PFC/P	KN26TL	11.020	50W	14 EL
10. YO6OLF/P	KN26TL	10.324	50W	14 EL
11. YO6DBA/P	KN36BA	10.006		
12. YO6AWR/P	KN25SP	9.928		
13. YO5DAR/P	KN38IE	9.395		
14. YO6FWM/P	KN25SP	8.750		
15. YO5CLN/P	KN27OP	8.702		
16. YO4FRJ/P	KN34AW	8.497		
17. YO9BVL/P	KN35CA	8.352		
18. YO9CAD/P	KN25WM	8.190		
19. YO7IV	KN24KV	7.981		
20. YO8MF/P	KN44AI	7.955		
21. YO6GML/P	KN35ET	7.923		
22. YO8BDQ/P	KN27OP	7.840		
23. YO4WZ/P	KN44AI	7.597		
24. LZ2FR	KN13IU	7.560		
25. YO/ER1AU/P	KN36AX	7.105		
26. YO8ROO	KN36KN	6.810		
27. YO/ER1BF/P	KN36AX	6.321		
28. YO6FLW/P	KN35ET	6.204		
29. YO7AQF	KN24KU	5.980		
30. YO8RHQ/P	KN37IF	5.824		
31. YO9GRW/P	KN25WM	5.799		
32. YO9AGI	KN25RB	5.667		
33. YO5DDD/P	KN16II	5.420		
34. YO5CXB/P	KN27FD	5.412		
35. YO5ONI/P	KN16II	5.048		
36. YO8BAM/P	KN37TF	4.952		
37. YO2GL	KN05PS	4.879		
38. YO9GRV/P	KN25WM	4.785		
39. YO5CFI/P	KN16WI	4.659		
40. YO5KAS/P	KN16SQ	4.479		
41. YO8BOI	KN36LW	4.113		
42. YO6QT/P	KN25SP	4.006		
43. YO9BMB	KN34AW	3.940		
44. YO5BWD/P	KN24GD	3.662		
45. YO5PK/P	KN16SQ	3.638		
46. YO5OEW/P	KN16WI	3.611		
47. YO5OLO/P	KN16SQ	3.609		
48. YO4GAO/P	KN43GT	3.439		
49. YO5OJF/P	KN27GD	3.412		
50. YO5BEU	KN27GD	3.366		
51. YO5PGI/P	KN16TQ	3.242		
52. YO5PGG/P	KN16TQ	3.197		
53. YO5OZO/P	KN16TQ	3.096		
54. YO4CIS	KN43GT	2.946		
55. YO8ALA	KN36KN	2.888		
56. YO/ER1AN/P	KN36AX	2.706		
57. YO2BUG	KN06ME	2.659		
58. YO2IS	KN05PS	2.646		
59. YO8BFB/P	KN36KQ	2.620		
60. YO5BLD/P	KN16SQ	2.485		
61. YO9GJY	KN34BX	2.308		
62. YO8SRI	KN36IR	2.282		
63. YO8SDT/P	KN36KQ	2.258		
64. YO7GTM/P	KN25FD	2.156		
65. YO5AYT/P	KN16SQ	2.131		
66. YO3BTC/P	KN25FD	2.130		
67. YO8OK	KN37TE	2.116		
68. YO5DND	KN17RR	2.072		
69. YO6AJK	KN26RV	1.813		
70. HG3FMZ	JN96AV	1.794		
71. YO4XX	KN45AJ	1.717		
72. YO9FNR	KN34BX	1.675		
73. YO8WW/P	KN36AX	1.510		
74. UR5YAX	KN38FF	1.475		
75. UR5YBC	KN38FF	1.475		
76. US9YO	KN38FF	1.475		
77. YU7ADY	KN05BT	1.411		
78. YO9DEF	KN34QN	1.317		
79. YO4BBH	KN45JE	1.290		
80. YO2LGO	KN06PE	1.254		
81. YO6PML/P	KN26UP	1.066		
82. YO9XC	KN35JD	1.066		
83. YO2BZ	KN06PE	941		
84. ER2NB	KN46WT	874		
85. YO9BHI	KN35JF	847		
86. YO4RLQ/P	KN45CD	619		
87. YO9AQC/P	KN43GR	578		
88. YO8BGE/P	KN36AX	390		
89. UR5YAU	KN28VK	359		
90. US0YA	KN28VK	332		
91. YO6KNX/P	KN25RR	247		
92. OE6WUD/6	JN77QJ	206		
93. YO6GUG/P	KN25RR	174		
94. HA1DAZ	JN87HQ	138		
95. YO4ASD/P	KN35SL	39		
96. YO9HG	KN35CA	31		
97. YO6GUF	KN25RP	30		
98. YO8RGT	KN36KN	28		
99. YO8RMT	KN36KN	28		
100. YO6GBN	KN25TP	18		

YO stations with no contest/check log:
 YO2: AFS, BCT, IDNO, LEA, LHD, LHG, LMA; YO3: ACX, CM, CUL, FNM, JCM; YO4: CPO, FTQ, FYQ, RLP, XC; YO5: KLD, QDS, ODH, OIY, PNP; YO6: GWH, PML; YO8: AEU, CKT, RTS, SSV, TAM, TMD; YO9: AZD, BAF, CAB, DCS, DCT, GUL

B. Single operator 432 MHz

I. YO6OBK/P	KN26TL	4.221	20W	23 EL
II. YO6AWR/P	KN25SP	4.0667	FT736	5 EL
III. YO4FRJ/P	KN34AW	3.977	200W	2x18EL
4. YO6OLF/P	KN26TL	3.838	20W	23 EL
5. YO6PCF/P	KN26TL	3.670	20W	23 EL
6. YO6FWM/P	KN25SP	3.511	FT736	5 EL
7. YO6QT/P	KN25SP	2.900	FT736	5 EL
8. HA8ET	KN06DQ	2.535	100W	2X30 EL
9. YO9CAD/P	KN25WM	2.346	2W	9 EL
10. YO9GRW/P	KN25WM	2.010	2W	9 EL
11. YO8MF/P	KN44AI	2.066		
12. YO4WZ/P	KN44AI	2.060		
13. YO9GRV/P	KN25WM	1.957		
14. YO9GJA/P	KN25WM	1.764		
15. YO2BBT/P	KN15AD	1.569		
16. YO/ER1BF/P	KN36AX	1.239		
17. YO5DAR/P	KN38IE	1.214		
18. YO/ER1AU/P	KN36AX	1.140		
19. YO8BGE/P	KN36AX	1.075		
20. YO8WW/P	KN36AX	1.042		
21. YO/ER1AN/P	KN36AX	1.033		
22. HG3FMZ	JN96AV	579		
23. YO5KAS/P	KN16SQ	549		
24. YO2BUG	KN06ME	535		
25. YO5PGI/P	KN16TQ	526		
26. YO5PK/P	KN16SQ	509		
27. YO5OLO/P	KN16SQ	503		
28. YO5OZO/P	KN16TQ	435		
29. LZ2FR	KN13IU	295		
30. YO5BLD/P	KN16SQ	263		
31. YO7IV	KN24KV	254		
32. YO2LOT/P	KN06UG	238		
33. ER5AA/P	KN45DU	206		
34. YO2BZ	KN06PE	189		
35. YO5CFI/P	KN16WI	94		
36. YO4RLQ/P	KN45CD	24		
37. YO6GBN	KN25TP	15		
38. YO4CIS	KN43GT	0		
39. YO4GAO/P	KN43GT	0		

TNX for check log:
 YO2: KCB, LJW, LRA; YO4: RHK;
 YO5: DMB, TX, ER1KAC, ER1NN,
 ER2AB, LY2WR
YO stations with no contest/check log:
 YO3: ACX, CM, JCM; YO4: FYQ,
 RHY; YO5: KLD, PGG; YO6: GWH

C - Single operator 1296 Mhz

I. YO4FRJ/P	KN34AW	1.527	10W	32 EL
II. YO6AWR/P	KN25SP	1.149	FT 736	10 EL
III. YO6FWM/P	KN25SP	1.149	FT 736	10 EL
4. YO8BGE/P	KN36AW	1.088	3W	27 QUAD
5. YO8WW/P	KN36AW	971	FT 736	10 EL
6. YO6QT/P	KN25SP	788	FT 736	10 EL
7. YO/ER1AN/P	KN36AX	783	FT 736	10 EL
8. YO/ER1AU/P	KN36AX	783	FT 736	10 EL
9. YO6OBK/P	KN26TL	683		F9FT
10. YO6OLF/P	KN26TL	683	10W	27 F9FT
11. YO6PFC/P	KN26TL	683		
12. YO3BBT/P	KN15AD	481		
13. HA8ET	KN06DQ	465		
14. YO/ER1BF/P	KN36AX	324		

Tnx for check log: YO2: KCB, LIH, LJW, LRA; LY2WR

D - Single operator multiband

I. YO4FRJ/P	KN34AW	43.647
II. YO6AWR/P	KN25SP	41.751
III. YO6OBK/P	KN26TL	39.041
4. YO6FWM/P	KN25SP	37.797
5. YO5OLF/P	KN26TL	36.342
6. YO6PFC/P	KN26TL	36.201
7. YO6QT/P	KN25SP	26.384
8. YO2BBT/P	KN15AD	20.411
9. YO9CAD/P	KN25WM	19.919
10. YO8MF/P	KN44AI	18.283
11. YO4WZ/P	KN44AI	17.898
12. YO8BGE/P	KN36AX	16.638
13. YO8WW/P	KN36AX	16.430
14. YO9GRW/P	KN25WM	14.568
15. YO5DAR/P	KN38IE	15.465
16. YO9GRV/P	KN25WM	14.568
17. ER5AA/P	KN45DU	13.388
18. YO/ER1AU/P	KN36AX	12.805
19. YO/ER1BF/P	KN36AX	12.514
20. YO/ER1AN/P	KN36AX	7.870
21. YO5CFI/P	KN16WI	5.129
22. HG3FMZ	JN96AV	4.689
23. YO4GAO/P	KN43GT	3.439
24. YO4CIS	KN43GT	2.946
25. YO2BZ	KN06PE	1.886

E - Multi operator

I. YO5KAV/P	KN16JS	56.738	YO5TE, TP, CRI, 2LPIF
II. LZ1KWT	KN32AS	55.703	LZ1DP, ZX, 4EN
III. YO2KQD/P	KN16II	33.176	YO2LFP, LIE
4. YO8KVS/P	KN36AX	32.624	YO8CT, DHA
5. YO4KBI/P	KN45AL	29.018	YO4RDN, RXX, BZC, RFV, RDK, REC
6. YO2KAM/P	KN06UG	26.800	YO2II, LEA
7. ER1M/P	KN47AF	18.984	ER1M, QN, LW
8. YO4KVD/P	KN44AI	18.392	YO4FHU, GMD
9. HG9OZD/6	KN08EB	18.188	HG9MDP, MET
10. YO2KBQ/P	KN06TC	16.786	YO2LIM, LIS
11. YO9KRK/P	KN44AI	16.097	YO9PHB, DAX
12. YO8KDM/P	KN36OP	14.450	YO8AEU, QI
13. LZ6R/P	KN33FL	14.383	LZ2PB, EP, AP, SQ, PP
14. YO5KAU/P	KN16IK	13.650	YO5OBR, BIM
15. LZ2KAD	KN22PU	13.544	LZ2KPA, 4JD, UX
16. LZ1KCO	KN21QQ	8.178	LZ1VQ, 3ZL, 5GE

TNX for check log:

YO2: ADQ, AVM, KCB, LEJ, LEG, LJW, LPQ; YO3: DMU; YO4: GJH, RHK; YO6: ADW; YO7: VS, VI, KJX; YO9: HH; ER1KAC, ER1NN, ER2AB, LZ3ZL, LY2WR

Unde ultrascurte

17 HG6Z	JN97WV	8.136
18 ER50K/P	HA6ZV, VH, ZS, VV, IGM, QD KN46JB	6.819
19 YO5KAD/P	ER50K, DX, AAA KN17MD	6.730,75
20 YO5KDV/P	YO5OHZ ??????? KN16II	5.048
21 ER2T	YO5CEA, PEB KN47NX	2.773,25
22 YO7KFM/P	ER2GF, WD, AS KN25FD	1.469
	YO7FH, BPN	

TNX for check log to:

LY2WR

Arbitrii verificatori: YO3AV, YO5AYT, YO5BLD.

●REPETOARE

Am primit prin fax de la YO5CLN următoarea informație :

După o funcționare de un an de zile, timp în care a suferit mai multe avarii și intervenții pentru remedieri, repetorul vocal din munții Călimani a fost mutat într-o încăpere nouă. Astfel, după ce pînă acum a suportat rigurile naturii vitrege de la 2025 m altitudine, montat într-o cutie metalică pe gardul stației meteo iar antenele fiind fixate pe un pilon de țevă fixată provizoriu, a venit timpul să fie adăpostit corespunzător. În acest scop, a fost construită o cabină din materiale termoizolante și un suport pentru antene care va asigura o mai bună degajare a acestora. Întregul echipament a fost imbarcat într-un ARO 10.9 și în dimineața zilei de 3 octombrie echipa formată din YO5DAR, YO8AZQ, YO8BDQ, YO8SDQ și YO5CLN a pornit spre masivul Călimani. Vremea deosebit de nefavorabilă (ceață, vînt, ploaie) nu a reușit să ne oprească și pînă seara am reușit să montăm echipamentul în cabină. S-a încercat și ridicarea pilonului de 10 înălțime dar nu am reușit, echipa fiind insuficientă numeric. Se face apel la YO8CTD care împreună cu un membru salvamont ne vin în ajutor a doua zi și după o muncă grea reușim ridicarea pilonului. YO8AZQ a revizuit și îmbunătățit echipamentul, astfel că la punerea în funcțiune se constată o îmbunătățire a performanțelor. În zilele următoare s-au realizat QSO-uri cu stații din Cemăuți, Bălți, Cahul și chiar din Debreceen în Ungaria, încununînd astfel o dorință exprimată acum un an în revistă, aceea ca YO8C se vrea a fi o punte de legătură între munți, care s-a dovedit a fi mult mai lungă, respectiv de la Nistru pînă la Tisa....

Mulțumim pentru info Ghiță, și felicitări, YO8C funcționează perfect și acoperă o arie întinsă, pe cînd un nod packet?

●METEOR SCATTER

În perioada precedentă, activitatea MS a fost relativ redusă și nu am informații despre QSO-uri efectuate de stații YO. Am primit de la DL1MAJ regulamentul de desfășurare al concursului cu reflexii pe urme de meteoriți organizat în fiecare an de către Bavarian Contest Club (BCC) în perioada de maxim a roiului Geminidelor. Cu această ocazie sunt active multe stații și este o bună ocazie de a debuta în acest mod de lucru.

**BCC METEOR SCATTER CONTEST
Geminides 1998**

Scopul concursului este de a face mai popular acest mod de lucru și în special activitatea random. Este de asemenea o șansă acordată stațiilor cu echipamente mai modeste de a realiza QSO-uri deoarece cu această ocazie sunt active mult din stațiile ce au echipament performant. În acest an, concursul se va desfășura începînd cu 11 decembrie, orele 20.00 UTC pînă în 15 decembrie orele 02.00 UTC. Se poate lucra numai în CW și numai random, în două categorii de participare, un singur operator și multioperator. Este posibil a schimba amplasamentul în timpul concursului, activînd din alt caru, dar acest lucru trebuie să se reflecte și în modificarea indicativului (/P). Pentru apelul CQ este indicat a se utiliza frecvențele din intervalul 144,095-144,105 MHz, conform procedurii Regiunii I IARU, folosind sistemul cu litere. În cazul în care nu găsim frecvențe libere în domeniul 144,100-144,126 atunci este indicat a se utiliza sistemul de apel cu litere exuns. De exemplu, CQ AA = TX QRG + 27 KHz, CQ BB = TX

QRG + 28 KHz, etc. Se poate folosi numai un singur emițător. Se schimbă un control identic cu cel folosit la efectuare unei legături MS obișnuite.

Un QSO complet efectuat random dar fără a folosi sistemul de apel cu litere contează un punct iar unul efectuat folosind acest sistem contează trei puncte. Multiplicatorul constă din suma diferitelor prefixe lucrate, conform regulamentului WPX. Scorul final constă din suma punctelor din legături, înmulțită cu suma multiplicatorilor.

Log-ul trebuie să cuprindă următoarele date : numele operatorului, categoria de participare, indicativ, adresă și QTH locator. Pentru fiecare QSO trebuie completate data, ora, indicativul corespondentului, controlul transmis și cel recepționat. Legăturile efectuate folosind sistemul cu litere vor fi evidențiate. Este bine dacă se vor trece și date tehnice despre stație și antene. Cîștigătoare a concursului va fi declarată stația cu cel mai mare scor din fiecare categorie de participare. Acestea vor primi diplome și premii (la ediția 1997 unul din premii a constat dintr-un casetofon digital). Termenul maxim de trimitere a log-urilor este 31 decembrie, pe adresa:

BAVARIAN CONTEST CLUB

MS Contest

KELHEIMWINZERSTRASSE 40

DE-93309, KELHEIM

GERMANY

sau prin internet la:

DL1MAJ@aol.com

●EME

Prima etapă a concursului ARRL EME a avut loc deja. Din păcate nu am primit informații directe de la nici o stație YO dar, din alte surse, deduc că spre deosebire de alte ediții au fost prezente mai multe stații, lucru care de altfel nu poate decît să ne bucure. YO2IS a fost activ cu rezultate remarcabile atît în 144 cît și în 432 MHz. Trebuie subliniat debutul lui YO2AMU și YO2II în 144 MHz. Deoarece nu am primit informații directe de la stațiile YO respective, îmi permit să nu mai dau alte detalii. Reamintesc că în 5 și 6 decembrie se va desfășura etapa a doua a concursului. În speranța că se vor găsi unele stații interesate cel puțin să facă recepții în banda de 144 MHz, iată frecvențele pe care pot fi cu ușurință recepționate unele din stațiile reprezentative pentru această bandă. La rubrica "antena", primul număr înseamnă numărul de antene din componența grupului folosit iar al doilea indică numărul de elemente ai fiecărei antene. Ne putem face astfel o idee despre semnalul cu care poate fi recepționată stația respectivă. Se poate spune că puterea etajului final este relativ aceeași, în jur de 1500 W out-put.

QRG	indicativ	antena
144014	W0RWH	16 X 19
017	SM5FRH	32 X 19 oriz. și 32 X 10 vert.
018	KB8RQ	24 X 19
024	I2FAK	16 X 17
024??	KR5V	24 X 10
025	W5LBT	24 X 17
026	IK3MAC	30 X 19
028	W5UN	48 X 17
030	F3VS	24 X 19
032	VE7BQH	384 elemente, coliniar.
035	K5GW	48 X 10

●S.K.

Anunțăm cu durere dispariția fulgerătoare a celui care a fost colegul nostru YO5BEF, Oancea Ioan (Bebe) la vîrsta de numai 50 ani. Cercetător de excepție la ICE filiala Cluj, radioamator cu preocupări multilaterale, a fost un coleg și prieten deosebit, care ne-a sprijinit întotdeauna. Regretăm din suflet dispariția lui din mijlocul nostru.

●PUBLICITATE

Am primit de la mai mulți colegi sugestia de a insera în aceste pagini și anunțurile referitoare numai la echipamente, componente sau antene specifice traficului în unde ultrascurte. Cei care doresc acest lucru sunt rugați să mă contacteze:

- transverter 28/144 Mhz, 28/432 MHz și 144/50 MHz, antene pentru 50, 144, 432 și 1296MHz, preamplificatoare Gas-Fet pentru 144 și 432 MHz, tuburi și socluri QQE 03/20, QQE 06/40, 4 CX 250, 4 CX 1000, GI 7B, GU 74B, GU 40B, QBL 5/3500, diferite tranzistoare amplificatoare de putere pentru frecvențe ridicate. Telefon: 094522773.

MAXIMUL PENTRU ROIUL GEMINIDELOR ESTE PROGNOZAT PENTRU 14 DECEMBRIE, 0930 UTC +/- 6 ore

Totul despre zgomotul de fază al oscilatoarelor

Dr. Ulrich I. Rohde, KA2WEU

Sunt prezentate bazele matematice de calcul pentru zgomotul de fază, sunt trecute în revistă câteva tipuri de oscilatoare. Se abordează metode de calcul pentru zgomotul mixerelor și sunt definite câteva reguli de urmat pentru construirea unui bun oscilator. Sunt prezentate, comparativ, câteva din cele mai bune oscilatoare existente în prezent.

1. Prezentarea zgomotului de bandă laterală

Unul din principalele criterii de apreciere a unui oscilator îl reprezintă raportul semnal - zgomot la o oarecare distanță (în

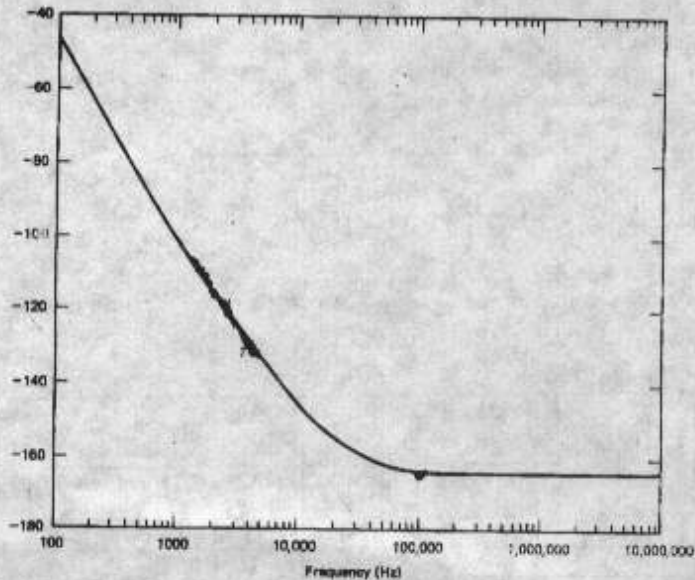


Fig. 1 Curba tipică de zgomot de bandă laterală a oscilatorului din generatorul de semnal Rohde & Schwarz, SMDU

frecvență) de purtătoare. Principalele surse de zgomot de fază sunt:

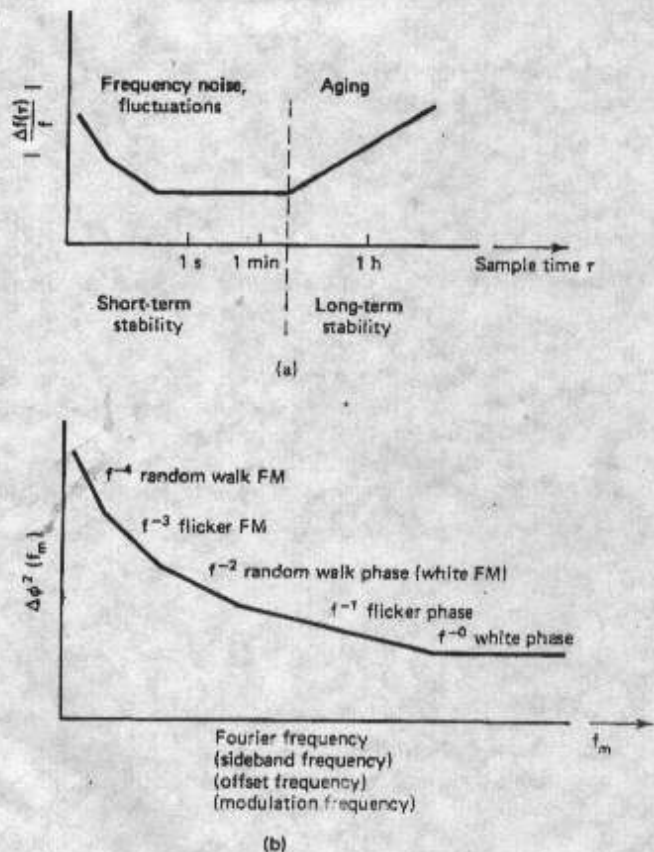


Fig. 2 Caracterizarea benzilor laterale de zgomot în domeniul timp și frecvență și contribuția lor: (a) domeniul timp, (b) domeniul frecvență.

zgomotul de alicie (flicker noise) și factorul de zgomot pentru semiconductoare și efectul de filtru al circuitului oscilant.

Zgomotul de fază al unui oscilator este un amestec de zgomot situat (în planul frecvențelor) imediat în preajma purtătoarei și zgomot aflat la distanță mare de purtătoare.

Dacă se măsoară spectrul densității de putere la ieșirea oscilatorului se obține o curbă asemănătoare cu cea din Fig. 1. Se constată că puterea este distribuită în benzi de frecvență de ambele părți ale frecvenței oscilatorului, mai degrabă decât să fie concentrată pe frecvența centrală a oscilatorului. Stabilitatea pe termen scurt se consideră pe intervale de timp de la câteva fracțiuni de secundă la o secundă, uneori mergând până la un minut. Se poate considera că stabilitatea după o secundă și până la un minut este relativ constantă. Pentru durate de timp mai mari se pune problema stabilității pe termen lung sau a îmbătrînirii. Îmbătrînirea este exprimată, de obicei, în părți de 10⁻¹⁰ sau 10⁻¹¹ pe zi. Această informație este în domeniul timp: în domeniul frecvență găsim termeni ca "derivă aleatoare" (random walk); zgomot de alicie (flicker) și "zgomot de bandă largă" (wide phase noise) care descriu panta densității spectrale. Frecvența Fourier, la punctul notat f_m, este câteodată numită frecvență de bandă laterală, frecvență de offset, frecvență de modulație sau frecvență în banda de bază. În această lucrare ne vom referi la ea ca frecvență de offset, descriind raportul semnal - zgomot pentru un oscilator, raport calculat la o oarecare distanță de frecvența centrală pe care acesta oscilează. Cel mai uzual mod de a caracteriza zgomotul de fază al unui generator este densitatea de putere a frecvenței, iar rațiunea pentru această alegere este, probabil, că putem privi lucrurile prin prisma unui analizor de spectru la care contribuția de zgomot cu modulație de amplitudine (AM) este nesemnificativă. Spectrul afișat de analizorul considerat mai sus ar fi simetric.

Zgomotul de bandă laterală într-o bandă de 1% de frecvența centrală ne conduce la definiția lui L(f_m). L(f_m) este definit ca raportul dintre puterea de zgomot a benzii laterale într-o bandă de frecvențe de 1Hz la o distanță f_m (în herți) depărtare de purtătoare și puterea totală a semnalului. Acest lucru este arătat și în Fig. 1.

Aceste frecvențe nedorite sunt acum denumite zgomot al oscilatorului, ieșirea oscilatorului S(t) poate fi exprimată prin ecuația:

$$S(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \Theta(t)) \quad (1)$$

unde A(t) descrie variațiile amplitudinii în timp iar Θ(t) descrie variațiile fazei în timp. Θ(t) este denumit zgomot de fază. Un oscilator bine proiectat, de bună calitate, este foarte stabil în ceea ce privește amplitudinea oscilațiilor și A(t) poate fi considerat constant. Pentru acest caz, tot zgomotul oscilatorului este produs de Θ(t). Leeson [1] a dezvoltat un model linear care descrie originea zgomotului de fază în oscilatoare și, deoarece se potrivește cu datele experimentale, modelul este utilizat pe scară largă în descrierea zgomotului de fază al oscilatoarelor și sintetizatoarelor de frecvență. Modelul linearizat al lui Leeson pentru zgomotul de fază va fi descris mai târziu, dar mai întâi să remarcăm o relație între funcția de densitate spectrală de putere observată și Θ(t).

Un semnal purtător de amplitudine V, modulat în frecvență cu o undă sinusoidală de frecvență f_m poate fi descris de ecuația:

$$S(t) = V \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t) \quad (2)$$

unde Δf este deviația maximă de frecvență și Θ_p = Δf / f_m este deviația maximă de fază, adeseori denumită index de modulație β.

Ecuația (2) poate fi dezvoltată după cum urmează:

$$S(t) = V[\cos(\omega_0 t) \cos(\Theta_p \sin \omega_m t) - \sin \omega_0 t \sin(\Theta_p \sin \omega_m t)] \quad (3)$$

Dacă deviația maximă de fază este mult mai mică ca 1 (i.e. $\Theta_p \ll 1$) avem:

$$\cos(\Theta_p \sin \omega_m t) \cong 1 \text{ și } \sin(\Theta_p \sin \omega_m t) \cong \Theta_p \sin \omega_m t$$

De aceea, pentru $\Theta_p \ll 1$, semnalul $S(t)$ este aproximativ egal cu

$$S(t) = V[\cos(\omega_0 t) - \sin \omega_0 t (\Theta_p \sin \omega_m t)] = V \left\{ \cos(\omega_0 t) - \frac{\Theta_p}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t] \right\} \quad (4)$$

Asta înseamnă că, atunci cînd deviația maximă de fază este mică, deviația de fază se transformă în componente de frecvență cu

amplitudinea de $\frac{\Theta_p}{2}$ amplasate de de ambele părți ale purtătoarei.

Accastă distribuție de frecvență a unui semnal cu modulație de frecvență (FM) de bandă îngustă este utilă pentru interpretarea unei densități spectrale de putere a oscilatorului, așa cum s-a făcut la zgomotul de fază.

Zgomotul de fază într-o bandă de 1Hz are un raport zgomot - purtătoare (în unități de putere) de

$$\mathcal{L}(f_m) = \left(\frac{V_n}{V} \right)^2 = \frac{\Theta_p^2}{4} = \frac{\Theta_{ef}^2}{2} \quad (5)$$

unde indicele "ef" indică valori efective (rms).

Zgomotul total este zgomotul în ambele benzi laterale și va fi denumit S_Θ . Adică,

$$S_\Theta = 2 \frac{\Theta_{ef}^2}{2} = \Theta_{ef}^2 = 2 \mathcal{L}(f_m) \quad (6)$$

Cu această interpretare a puterii de zgomot, zgomotul poate fi descris în funcție de originea sa, ca în Fig. 2.

Zgomotul poate fi exprimat în multe moduri, de aceea dorim să trecem în revistă diversele metode de a descrie stabilitatea, înainte de a analiza oscilatorul.

2. Densitatea spectrală a fluctuațiilor de frecvență referitoare la $S_{\Delta\Theta}$ și \mathcal{L} .

Măsurările de stabilitate în care se utilizează comparatoare de frecvență furnizează densitatea spectrală a fluctuațiilor de frecvență.

$$S_{\Delta f}(f_m) = \Delta f_{ef}^2 \quad (7)$$

Pentru a lega densitatea spectrală a fluctuațiilor de frecvență de densitatea spectrală a zgomotului de fază trebuie să ne reamintim că

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Delta\Theta(t)}{dt} \quad (8)$$

Transformînd în domeniul frecvență avem:

$$\Delta f(f_m) = f_m \Delta\Theta(f_m) \quad (9)$$

$$S_{\Delta f}(f_m) = \Delta f_{ef}^2(f_m) = f_m^2 S_{\Delta\Theta}(f_m) = 2f_m^2 \mathcal{L}(f_m) \quad (10)$$

Biroul Național de Standardizare din SUA (NBS) a propus să standardizeze definiția densității spectrale a fluctuațiilor fracționare de frecvență. Deviația instantanee de frecvență este normalizată la frecvența purtătoare f_0 .

$$y(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0} \quad (11)$$

$$S_y(f_m) = \frac{1}{f_0^2} S_{\Delta f}(f_m) = \frac{f_m^2}{f_0^2} S_{\Delta\Theta}(f_m) = \frac{2f_m^2}{f_0^2} \mathcal{L}(f_m) \quad (12)$$

Prin caracterizarea fluctuațiilor fracționare de frecvență se permite efectuarea unei bune comparații între surse cu frecvențe purtătoare diferite.

3. Modulația de frecvență reziduală legată de $\mathcal{L}(f_m)$.

Modulația reziduală de frecvență, deviația efectivă totală în interiorul unei lărgimi de bandă specificate este un alt mijloc obișnuit de a defini stabilitatea de frecvență a genatoarelor. Lărgimile de bandă folosite în mod obișnuit sunt de 50Hz...3KHz, 300Hz...3KHz și 20Hz...15KHz.

$$\Delta f_{rez} = \sqrt{2} \sqrt{\left(\int_a^b \mathcal{L}(f_m) f_m^2 df_m \right)^2} \quad (13)$$

Tabelul 1 corelează Δf_{rez} și $\mathcal{L}(f_m)$ pentru diferite pante ale lui $\mathcal{L}(f_m)$ și la \mathcal{L} la 1KHz = -100dBc.

Tabelul 1

\mathcal{L}^* la 1KHz (dBc)	Panta lui $\mathcal{L}(f_m)$		FM reziduală Δf_{rez}		
	exp.	dB/oct.	50...3000 Hz	300...3000 Hz	20...15000 Hz
-100	0	0	1,34	1,34	15,0
-100	-1	-3	0,95	0,94	4,74
-100	-2	-6	0,77	0,73	1,73
-100	-3	-9	0,90	0,68	1,15

* Pentru orice \mathcal{L} la 1KHz diferit de -100dBc, se înmulțește Δf_{rez}

$$100 - |\mathcal{L}| \text{ la } 1\text{KHz/dBc}$$

din tabel cu $e^{\frac{20}{10}}$. Tabelul nu ia în considerare microfonia sau perturbațiile din benzile laterale.

Exemplu: \mathcal{L} la 1KHz = -88 dBc, panta este -9dB. Pentru o lărgime de bandă de 20Hz la 15KHz avem:

$$\Delta f_{rez} = 1,15\text{Hz} \times e^{\frac{100-88}{10}} = 4,6\text{Hz}$$

4. Stabilitatea de frecvență în domeniul timp (varianța lui Allan) pentru $\mathcal{L}(f_m)$.

Pentru multe aplicații, cum ar fi oscilatoarele cu cristal de mare stabilitate sau sisteme radio Doppler, este mult mai relevant să descriem stabilitatea de frecvență în domeniul timp.

Caracterizarea este bazată pe variația eșantioanelor consecutive fără timp mort între ele ne conduce către varianța lui Allen (Allen Variance) $\sigma_y^2(\tau)$ care este standardul propus pentru măsurarea stabilității de frecvență

$$\sigma_y^2(\tau) \approx \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \quad (14)$$

unde \bar{y}_k este diferența fracțională medie a eșantionului al k-lea măsurat cu durata de eșantionare τ .

Conversia dintre domeniul frecvență și domeniul timp și invers este posibilă dar dificilă. Spectrul de putere $\mathcal{L}(f_m)$ trebuie să fie aproximat cu pante întregi de 0,-1,-2,-3,-4. După aceea formulele de conversie din Tabelul 2 pot fi aplicate. O bună descriere a acestei proceduri este indicată în referințele bibliografice [2] și [3].

Am parcurs cele mai utilizate moduri de măsurare a zgomotului de fază și am căutat să stabilim o relație între ele.

Înainte de a vedea cum apare zgomotul de fază în amplificatoare și oscilatoare, să ne uităm la nomograma de conversie a zgomotului din Tabelul 3. Exemplul dat aici este lămuritor.

Tabelul 2. Tabel de conversie *

	Panta lui $\sigma_y^2(\tau)$	$\sigma_y(\tau) =$	$L(f) =$	Panta lui $L(f)$
Faza (alb)	-2	$\frac{\sqrt{L(f)f_0}}{2,565f_0} \tau^{-1}$	$\frac{[\sigma_y(\tau)\tau f_0(2,565)]^2}{f_0} f^{-0}$	0
Faza (alice)	-1,9	$\frac{\sqrt{L(f)[2,184 + \ln(L\tau)]}}{2,565f_0} \tau^{-1}$	$\frac{[\sigma_y(\tau)\tau f_0(2,565)]^2}{2,184 + \ln(f_0\tau)} f^{-1}$	-1
Frecv. (alb)	-1	$\frac{\sqrt{L(f)f^2}}{f_0} \tau^{-1/2}$	$[\sigma_y(\tau)\tau^{1/2}f_0]^2 f^{-2}$	-2
Frecv. (alice)	0	$\frac{1,665\sqrt{L(f)f^3}}{f_0} \tau^0$	$0,36[\sigma_y(\tau)f_0]^2 f^{-3}$	-3
Frecv. derivatei aleatoare	+1	$\frac{3,63\sqrt{L(f)f^{-2}}}{f_0} \tau^{1/2}$	$[(0,276)\sigma_y(\tau)\tau^{-1/2}f_0]^2 f^{-4}$	-4

*unde $L(f) = f/f_0$, $\tau =$ durata măsurării, $y = \Delta f_0/f_0$, $f_0 =$ purtătoarea, $f =$ frecvența benzii laterale, $f_b =$ lățimea de bandă a sistemului de măsură.

Cum se întâmplă în cele mai multe cazuri, pentru ușurarea calculului, mărimile sunt exprimate în decibeli în loc de valori absolute. Se pot utiliza următoarele formule:

$$L_s(f_m) = 10 \log_{10} \left(\frac{\Delta f_{virf}}{2f_m} \right)^2 \quad (15)$$

$$L_s(f_m) = 10 \log_{10} \left(\frac{\Delta f_{efectiv}}{\sqrt{2} \cdot f_m} \right)^2 \quad (16)$$

$$L_s(f_m) = 20 \log_{10} \frac{\Delta f_{efectiv}}{\sqrt{2} \cdot f_m} \quad (17)$$

$$L_s(f_m) = 20 \log_{10} \frac{\Theta_s}{2} \quad (18)$$

5. Calculul zgomotului în oscilatoare

A. Modelul linear

Putem presupune că oscilatorul este compus dintr-un amplificator linear cu câștigul A și un circuit oscilant cu factor de calitate Q ridicat, așa cum se arată în diagrama bloc din Fig. 3.

Câștigul circuitului rezonant a fost normalizat la unitate (la frecvența de rezonanță f_0) iar câștigul A al amplificatorului trebuie să fie unitar pentru ca oscilatorul să funcționeze. S_{Θ} reprezintă zgomotul amplificatorului redus (referit) la intrare. Zgomotul alb N pentru lățimea de bandă unitară, la intrarea amplificatorului este dat de $N = N_1 + N_2 = FkT$ (19), unde F este factorul de zgomot al amplificatorului. De aceea, raportul dintre puterea de zgomot pentru lățime de bandă unitară și puterea semnalului P_s este $\frac{FkT}{P_s}$

care este o componentă a lui S_{Θ} . În plus, amplificatorul generează un zgomot suplimentar, zgomotul de alicie sau zgomotul de fază $1/f$ în jurul frecvenței purtătoare, datorită fluctuațiilor densității de purtători în rezistența (intrinsecă) a bazei tranzistorului. Graficul lui S_{Θ} pentru frecvențe mai mari decât frecvența purtătoare f_0 este dat în Fig. 3. Pentru frecvențe apropiate de purtătoare S_{Θ} are un spectru de tip $1/f$. La frecvențe mai ridicate spectrul este plat și egal

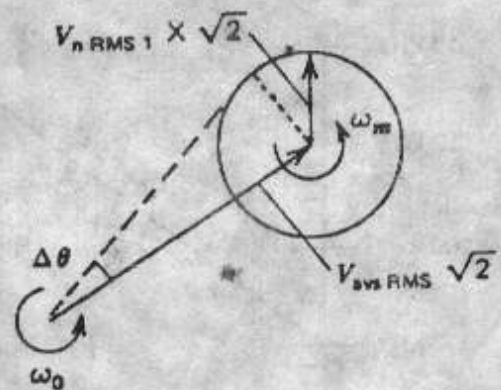
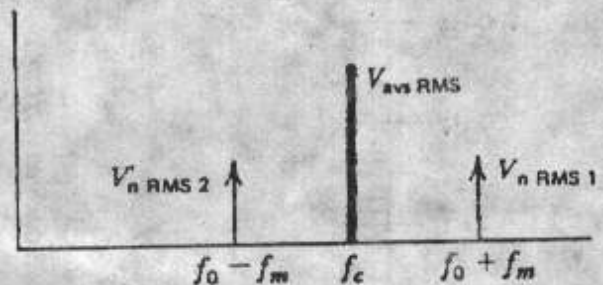
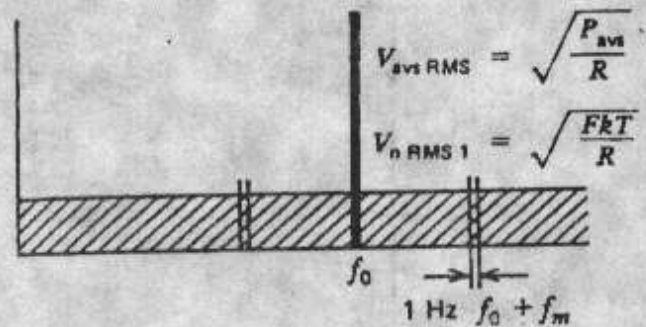
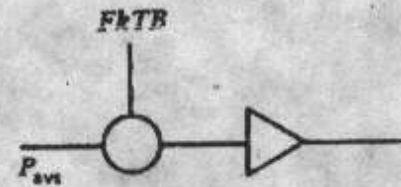


Fig. 3a Un mediu de modulație care adaugă zgomot la purtătoare cu $\frac{FkT}{P_s}$

Frecvența f sub care spectrul are o caracteristică de zgomot tip $1/f$ depinde de caracteristicile individuale ale fiecărui amplificator. Pentru circuitul din Fig. 3, cu reacție pozitivă și $A=1$, funcția de transfer în circuit închis în regim permanent între ieșirea amplificatorului și intrarea sa este:

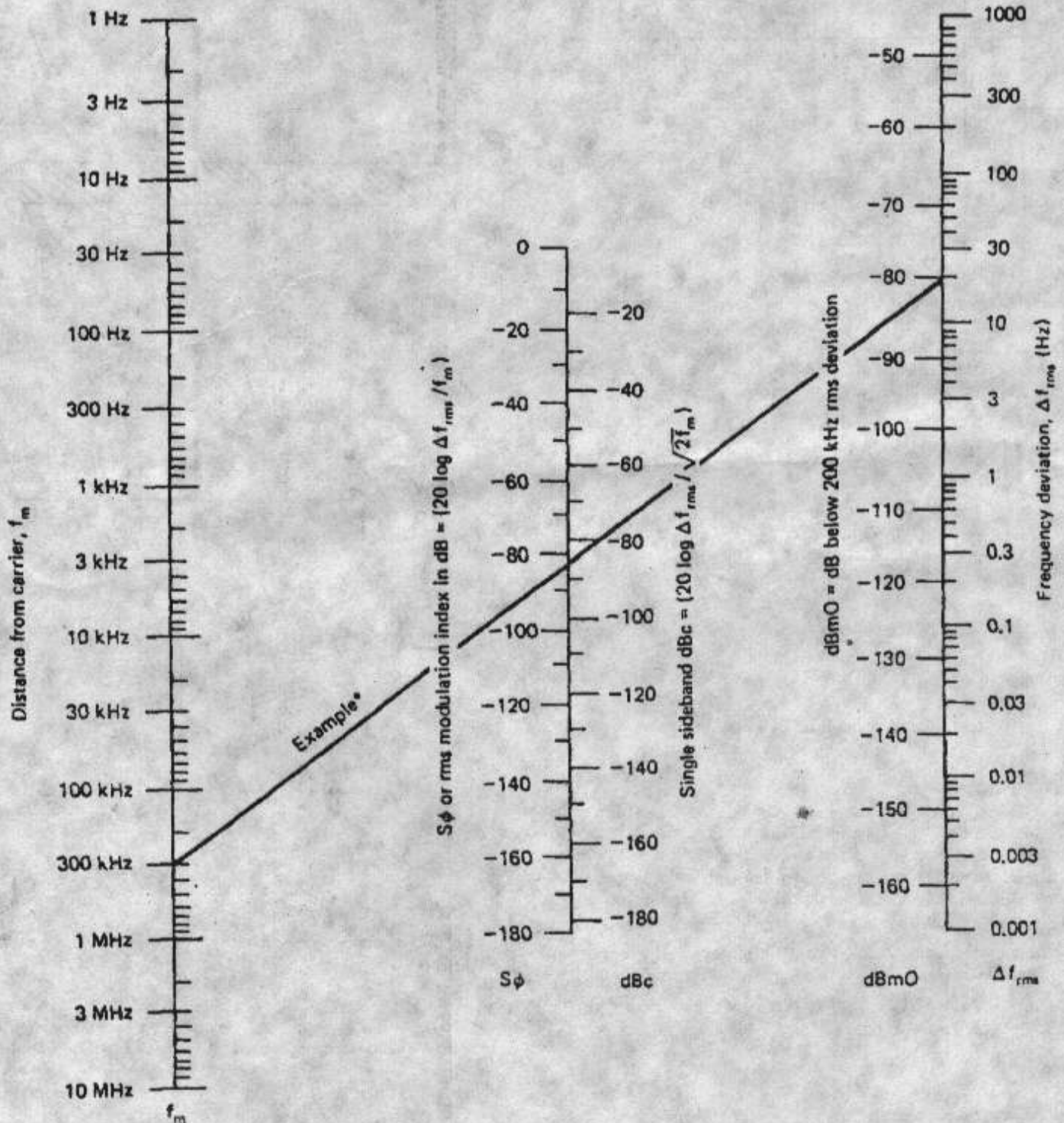
$$B(j\omega) = \frac{1}{1 - H(j\omega)} \quad (20)$$

$$\text{unde } H(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (21)$$

Deoarece $H(j\omega)$ este un filtru cu factor de calitate (Q) ridicat și suntem interesați de descrierea distribuției de putere a zgomotului în jurul frecvenței centrale ω_0 , $H(j\omega)$ poate fi înlocuită cu echivalentul ei trece-jos:

$$H_L(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_L}} \quad (22) \text{ unde } \omega_L = \frac{\omega_0}{2Q} \quad (23)$$

este lărgimea de bandă echivalentă. Deoarece densitatea spectrală de zgomot $S_n(\omega)$ la ieșirea unui filtru cu funcția de transfer $G(j\omega)$, în



*Use consistent measurement bandwidth. Example: 20-Hz deviation in a 1-kHz band at 300 kHz from carrier = single-sideband dBc of -87 dB in a 1-kHz band.

Tabelul 3 Nomogramă de conversie a zgomotului: relația între frecvența de modulație (f_m), densitatea spectrală de putere a fazei (S_ϕ), indexul de modulație, raportul bandă laterală - purtătoare (dBc), dBmO, și deviația de frecvență (Δf_rms).

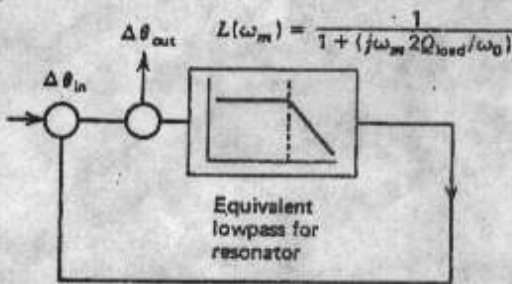
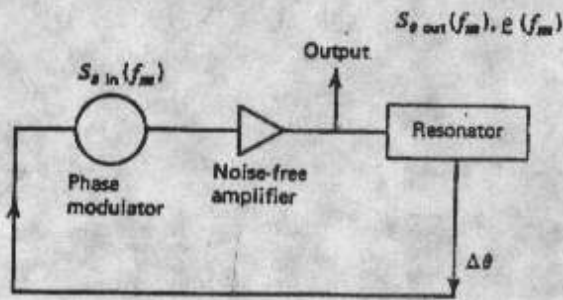


Fig. 3b Schema bloc a unui oscilator, funcționând cu reacție, și care este compus dintr-un modulator de fază, un amplificator ideal lipsit de zgomot și un circuit oscilant.

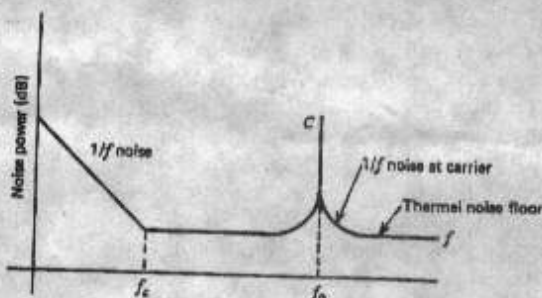


Fig. 3c Puterea de zgomot în funcție de frecvență pentru un amplificator cu tranzistor, cu semnal aplicat la intrare.

termeni de densitate spectrală $S_0(\omega)$ a zgomotului de intrare, este dată de:

$$S_0(\omega) = S_i(\omega) |G(\omega)|^2 \quad (24)$$

zgomotul de fază echivalent sistemului funcționând cu reacție este:

$$S_0 = S_0 \frac{1}{|1 - H(\omega)|^2} = \frac{S_0}{\left| 1 - \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_L}} \right| \left| 1 - \frac{1}{1 - \frac{j\omega}{\omega_L}} \right|} = S_0 \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_L^2} \right) = S_0 \left(1 + \frac{\omega_L^2}{\omega^2} \right) \quad (25)$$

care poate fi scrisă, utilizând ecuațiile (5), (19) și (23) în forma următoare:

$$S_0(\omega) = \frac{FkT}{P} \left(1 + \frac{\omega_0^2}{4Q^2\omega^2} \right) \quad (26)$$

care este expresia propusă de Leeson pentru a descrie zgomotul la ieșirea unui oscilator.

Așa cum am menționat la începutul acestui capitol, sunt diferite tipuri de zgomot și, până acum, modelul lui Leeson nu conține zgomot de alicie. De aceea vom modifica ecuația (26) astfel:

$$L(f_m) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\omega_m^2} \left(\frac{\omega_0}{2Q_{total}} \right)^2 \right] \frac{FkT}{P_{Smediu}} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \quad (27)$$

această ecuație descrie zgomotul de fază la ieșirea amplificatorului (oscilatorului).

Formulele de mai sus diferă oarecum în ceea ce privește factorul de calitate Q al oscilatorului. Ținând cont de rezultatele din [18] vom extinde ecuația lui Leeson mai departe, pentru un oscilator real, pentru a arăta modul în care se pot optimiza performanțele de zgomot.

Factorul de calitate total Q_{total} poate fi exprimat ca:

$$Q_{total} = \frac{\omega_0 W_e}{P_{disipata, total}} = \frac{\omega_0 W_e}{P_{in} + P_{rez} + P_{semnal}} = \frac{P_{activa}}{P_{totala, disipata}} \quad (28)$$

unde W_e este energia stocată în circuitul oscilant, în L și C.

$$W_e = \frac{1}{2} CV^2, P_{rez} = \frac{\omega_0 W_e}{Q_{circ, oscilant}(initial)}$$

Se obține următoare ecuație:

$$L(f_m) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\omega_0^2}{4\omega_m^2} \left(\frac{P_{in}}{\omega_b W_e} + \frac{1}{Q_{oscil}} + \frac{P_{semnal}}{\omega_b W_e} \right)^2 \right] \left[\left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_m} \right) \frac{FkT}{P_{s, max}} \right]$$

Diagram illustrating the components of the equation above:

- $\frac{P_{in}}{\omega_b W_e}$: Puterea de intrare supra puterea reactivă
- $\frac{1}{Q_{oscil}}$: Q-ul circuitului oscilant
- $\frac{P_{semnal}}{\omega_b W_e}$: Puterea semnalului supra puterea reactivă
- $\left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_m} \right) \frac{FkT}{P_{s, max}}$: Perturbatii de fază
- FkT : Efectul zgomotului de alicie

Ecuația este semnificativă deoarece conține cele mai multe cauze ale zgomotului de fază în oscilatoare.

Pentru a micșora zgomotul de fază trebuie aplicate următoarele reguli de proiectare:

1. Maximizați factorul de calitate al circuitului oscilant.
2. Maximizați energia reactivă prin luarea în considerare a unei tensiuni de RF ridicate pe circuitul oscilant și obținerea unui raport LC scăzut. Limitările aici provin de la tensiunile de străpungere reduse ale dispozitivelor active și ale diodelor de acord (varicap) și de condițiile de polarizare directă a diodelor de acord.
3. Evitați saturarea amplificatorului cu orice preț și încercați să utilizați fie limitare fie CAA, fără degradarea factorului de calitate. Izolați circuitul acordat de circuitul de limitare sau de cel de CAA. Utilizați diode de acord montate "antiparalel" (în c.a.) pentru eliminarea posibilității de polarizare directă.
4. Utilizați o componentă activă cu factor de zgomot cât mai mic. În general, cel mai bun tranzistor bipolar este BFQ81 de la Siemens, iar cele mai bune tranzistoare cu efect de cimp sunt U310 și 2N5397, pentru frecvențe până la 500MHz. Factorul de zgomot care contează este factorul de zgomot obținut la impedanța la care lucrează tranzistorul, concret, în oscilator. Utilizând mai degrabă tranzistoare cu efect de cimp decât tranzistoare bipolare, este de preferat să se lucreze cu tensiunea și curentul de zgomot (echivalente) decât cu factorul de zgomot, deoarece cele două măriri sunt independente de impedanță. Factorul de zgomot se îmbunătățește dacă raportul între impedanța generatorului și rezistența echivalentă de zgomot crește. În plus, într-un circuit acordat, impedanța generatorului se modifică drastic la frecvențe care diferă de frecvența de rezonanță, și acest lucru trebuie luat în considerare.

5. Perturbațiile de fază pot fi minimizate utilizând componente cu impedanța de intrare ridicată, cum sunt tranzistoarele cu efect de cîmp, unde raportul semnal - zgomot al tensiunii semnalului relativ la tensiunea echivalentă de zgomot poate fi făcut foarte mare. Acest lucru sugerează că, în cazul utilizării unui dispozitiv de limitare, trebuie aleasă o tensiune de limitare cât mai ridicată cu putință.

6. Alegeți o componentă activă cu zgomot de alicie cât mai redus. Efectul zgomotului de alicie poate fi redus prin reacție în RL. Un rezistor nedecuplat de 10...30 Ω în emitorul unui tranzistor bipolar poate îmbunătăți zgomotul de alicie cu pînă la 40 dB. Mai târziu, se va studia un astfel de oscilator. Polarizarea în curent continuu a componentei active este importantă și trebuie luate toate precauțiile pentru a preveni modularea intrării și a capacității dinamice de ieșire a componentei active de către tensiunea de alimentare (sau polarizare), lucru ce ar conduce la o conversie amplitudine - fază și, deci, la introducerea de zgomot suplimentar.

7. Extragera energia de la oscilator trebuie făcută mai degrabă printr-un cuplaj slab cu circuitul rezonant, decît de undeva de la dispozitivul activ. Și în acest caz, un exemplu concret, un oscilator cu cristal de cuarț, va fi prezentat mai târziu în această lucrare.

Ecuția (29) presupune că perturbațiile de fază și efectul zgomotului de alicie sunt factorii limitativi; după astfel de oscilatoare urmează un etaj amplificator cu rol de separare.

În cazul în care energia este luată direct din circuitul oscilant și putem crește puterea oscilatorului, raportul semnal - zgomot poate crește peste limita teoretică de -174 dB, datorită efectului de tip filtru trece - jos al circuitului oscilant acordat. Totuși, deoarece asta este în principal o presupunere teoretică, este puțin probabil să poată fi pusă în practică. Într-un oscilator cu un singur etaj clar și un plafon de zgomot total de -170dB este rareori atins.

Care mai sunt cauzele degradării performanțelor de zgomot? Pînă acum am presupus că factorul de calitate Q al circuitului oscilant este determinat doar de factorul de calitate "initial" al circuitului LC și de către deteriorarea produsă acestuia de către prezența tranzistorului din oscilator (rezultînd Q"final"). În cazul sintetizoarelor de frecvență trebuie să mai adăugăm diode de acord (diode varicap) pentru a realiza un oscilator comandat în tensiune (VCO). Diodele varicap au un factor de calitate mult mai mic decît condensatoarele cu mîcș și mai mic chiar decît cel al condensatoarelor ceramice. Din această cauză benzile laterale de zgomot se modifică, din cauza pierderilor suplimentare. Cea mai bună formă de a exprima acest lucru este corectarea valorii lui Q_{total} în ecuația (27). Aici pare să nu existe o cale matematică precisă de a determina influența unei diode varicap asupra zgomotului, dar următoarea aproximație pare să dea bune rezultate:

$$\frac{1}{Q_{\text{final}}} = \frac{1}{Q_{\text{final}}} + \frac{1}{Q_{\text{diode}}} \quad (30)$$

Dioda varicap are o frecvență de tăiere specificată, f_{max}, care este determinată de pierderile rezistive R_s și de valoarea capacității joncțiunii în funcție de tensiune (i.e. măsurată la 3V). Asta înseamnă că tensiunea aplicată diodei determină Q_{diode} și, în consecință, banda de zgomot.

Vom intra în mai multe detalii în ceea ce privește mecanismul influenței diodelor varicap asupra oscilatoarelor și vom evalua diferite metode de a construi oscilatoare comandate în tensiune utilizînd diode varicap și diode de comutație. Aici ne vom limita doar la cazuri realizabile practic.

Deteriorarea factorului de calitate pentru o diodă varicap apare datorită pierderilor și aceste pierderi pot fi descrise considerîndu-le echivalente cu un rezistor în paralel cu circuitul oscilant.

Este posibil să definim o rezistență de zgomot echivalentă R_z, care, inserată în ecuația lui Nyquist determină o tensiune de zgomot la bornele diodei varicap.

$$V_n = \sqrt{4kT_z R_z \Delta f} \quad (31)$$

unde kT_z = 4,2 × 10⁻²¹ la 300°K, R_z este rezistența echivalentă de zgomot și Δf este lățimea de bandă.

În practică R_z ia valori între 1000Ω și 50KΩ. Dacă presupunem o valoare (uzuulă) din acest interval, să zicem 10KΩ, putem determina tensiunea de zgomot:

$$V_n = \sqrt{4 \cdot 4,2 \cdot 10^{-21} \cdot 10000} = 1,265 \cdot 10^{-8} V \sqrt{\text{Hz}}$$

Tensiunea de zgomot a diodei este amplificată de către câștigul VCO-ului, rezultînd deviația efectivă de frecvență:

$$(\Delta f_{\text{efectiv}}) = K_0 (1,265 \cdot 10^{-8}) V \text{ pentru o lărgime de bandă de 1Hz} \quad (32)$$

Căutăm să transformăm ecuația (32) în deviație de vîrf de frecvență:

$$\Theta_d = \frac{K_0 \sqrt{2}}{f_m} (1,265 \cdot 10^{-8} \text{ rad}) \text{ pentru o lărgime de bandă de 1Hz}$$

sau, pentru un câștig al VCO-ului tipic de 100KHz/V avem:

$$\Theta_d = \frac{0,00179}{f_m} \text{ rad, pentru o lărgime de bandă de 1Hz}$$

Considerînd f_m = 25KHz (distanța tipică între canale pentru stațiile mobile lucrînd cu FM), avem Θ_d = 7,17 · 10⁻⁸. Aceasta poate fi convertită acum într-un raport semnal - zgomot cu bandă laterală unică (SSB):

$$\mathcal{L}(f_{c,1}) = 20 \log_{10} \frac{\Theta_c}{2} = -149 \text{ dB/Hz}$$

Aceasta este valoarea tipică obținută în generatorul de frecvență SMDU (Rohde & Schwarz) și în generatorul Hewlett - Packard 8640 și se consideră cu fîind cea mai bună performanță care se poate obține în prezent cu un oscilator. Trebuie remarcat că ambele generatoare de semnal utilizează un circuit acordat ușor diferit: SMDU utilizează un rezonator elicoidal, în timp ce 8640 utilizează o cavitate scurtată electric, în λ/4. Ambele generatoare sunt pre-acordate mecanic, iar dioda varicap (VCO cu câștig de 100KHz/V) este folosită pentru modulația de frecvență sau pentru intrarea de control automat al frecvenței (AFC).

Este evident că, din cauza neliniarității diodei varicap, câștigul este diferit pentru tensiuni (în c.c.) mici față de tensiunile mari. Ca rezultat, zgomotul variază în banda de acord.

Dacă oscilatorul trebuie utilizat într-un sintetizor de frecvență, banda de acord de 1MHz va fi insuficientă, de aceea trebuie găsită o modalitate de a împărți banda dorită în segmente. În cazul VCO-urilor, acest lucru se obține prin diode de comutație care permit selectarea benzii corespunzătoare. Aceste diode se introduc în serie sau în paralel (în funcție de circuit) sau prin inductanțe și capacități adiționale.

În circuitele cu consum de energie redus, VCO-ul este în mod uzual divizat într-o secțiune de acord brut care utilizează diode varicap și o secțiune de acord fin cu o singură diodă varicap.

În cazul secțiunii de acord brut, câștigul este foarte ridicat (1...10MHz/V) și de aceea contribuția zgomotului diodelor varicap din această secțiune la zgomotul total este foarte mare și cu greu poate fi compensată prin reacție. Pentru aplicații de zgomot redus, ceea ce automat înseamnă consum ridicat de putere, se impune utilizarea diodelor de comutație.

Să examinăm acum cîtva rezultate experimentale. Deci, ne întoarcem la ecuația (27). Fig. 4 ne arată performanțele de zgomot de bandă laterală în funcție de Q. Curba de sus, pentru Q_{total} = 100 reprezintă un oscilator intrucitva mai puțin performant iar curba de jos, pentru Q_{total} = 100000 reprezintă un oscilator cu cristal în care Q_{total} al circuitului rezonant este pe undeva în preajma lui 3 · 10⁶.

Fig. 5 ilustrează influența zgomotului de alicie. Banda de frecvențe considerată este între 10Hz - 10KHz. Este evident că în jurul frecvenței de 1KHz influența este dramatică, în timp ce la o depărtare de 20KHz de purtătoare această influență abia se face simțită și poate fi neglijată. În final, Fig. 6 arată influența diodelor varicap asupra unui oscilator cu un factor de calitate Q ridicat. Curba A arată o diodă varicap cuplată slab, cu un K₀ = 10KHz/V; curba cea mai de jos reprezintă performanțele de zgomot fără nici-un fel de diodă de acord. Cele două curbe sunt aproape identice. Curba B arată influența diodei la un K₀ = 100KHz/V și duce la un palier de zgomot de -143dB/Hz (de la -155dB/Hz) - deși performanțele scad. Curba C indică zgomotul pentru o diodă care lucrează la un câștig al VCO-ului de 1MHz/V - banda laterală de zgomot (la 25KHz) este degradată pînă la -123 dB/Hz.

Este interesant să comparăm diferite oscilatoare. Fig. 7 arată performanțele unui oscilator cu cristal pe 10MHz, un oscilator LC pe

40MHz, oscilatorul generatorului 8640 - cu cavitate acordată la

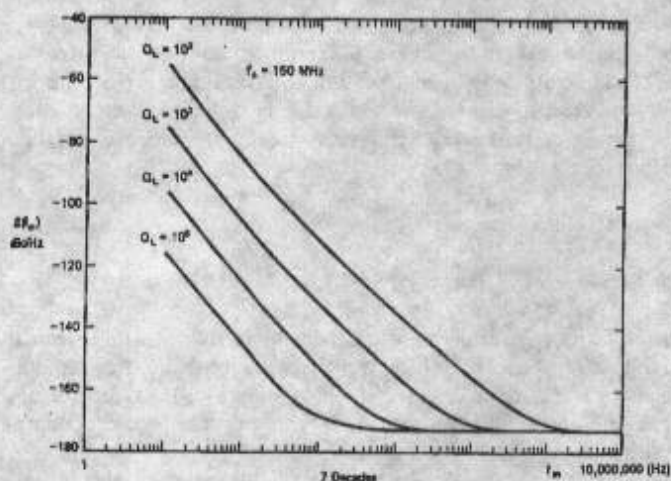


Fig. 4 Banda laterală de zgomot a unui oscilator pe 150MHz, în funcție de Q-ul total al rezonatorului.

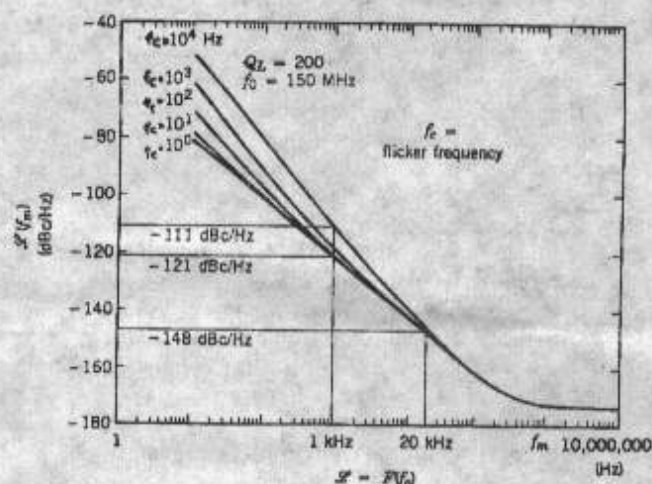


Fig. 5 Banda laterală de zgomot în funcție de frecvența de alicie.

500MHz, oscilatorul generatorului 8662 - cu reactanță comutabilă la

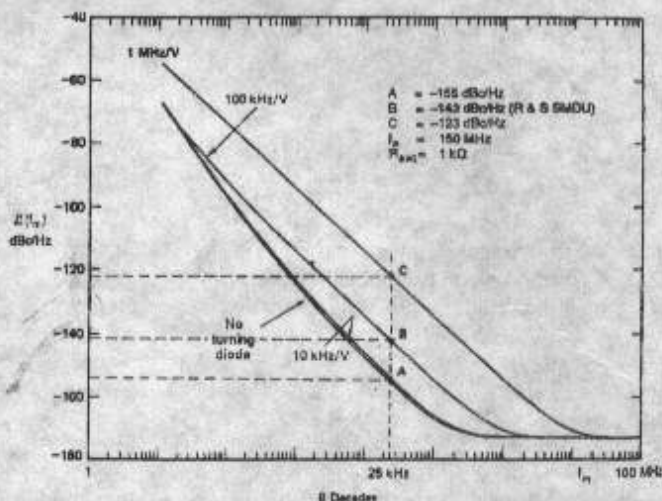


Fig.6 Performanțele de bandă laterală de zgomot pentru un oscilator pe 150MHz, indicînd influența diferitelor diode de acord și creșterea zgomotului în funcție de sensibilitatea de modulație.

310...640MHz și un oscilator YIG între 2...6 GHz la 6 GHz.

Teoria descrisă pînă acum, în cazul abordării modelului linear ne indică că factorii cheie implicați în realizarea cu succes a unui oscilator cu zgomot scăzut sunt:

1. Un Q ridicat al circuitului oscilant și un Q total ridicat.

2. Obținerea unui semnal cât mai mare din oscilator în timp ce se menține cel mai scăzut factor de zgomot (la semnal mare) pentru tranzistor,

3. Minimizarea zgomotului de alicie și/sau conversia AM-PM (modulație de amplitudine - modulație de fază).

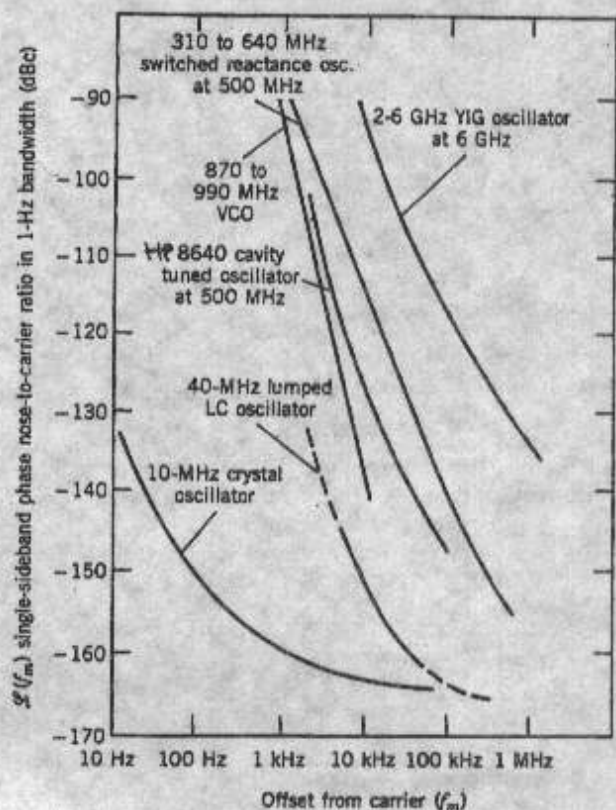


Fig. 7 Comparație între performanțele de zgomot de bandă laterală pentru un oscilator cu cristal, un oscilator LC, un oscilator cu cavitate rezonantă, un oscilator cu reactanță comutată și un oscilator YIG.

Fig. 8 arată spectrul zgomotului de fază pentru raportul purtătoare - zgomot pe deviație-de-frecvență-purtătoare pentru circuite cu Q scăzut și pentru circuite cu Q ridicat. Este nevoie să privim acest grafic pentru a înțelege că punctul de inflexiune pentru

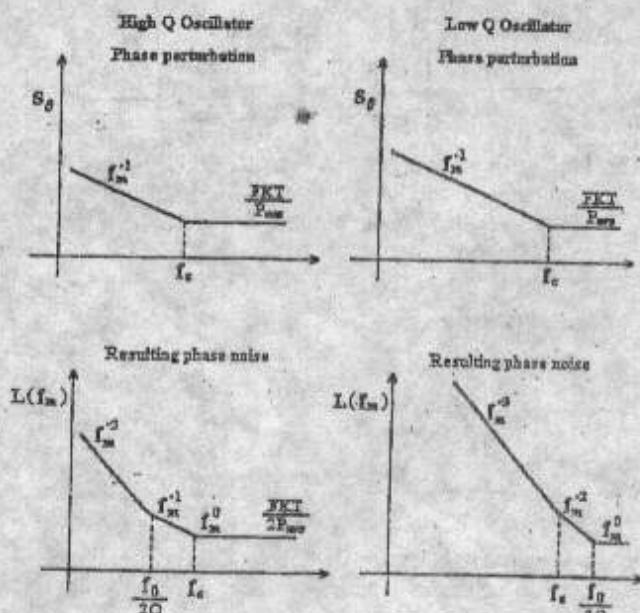


Fig. 8 Spectrul zgomotului de fază a raportului purtătoare - zgomot în funcție de deviația de frecvență față de purtătoare, pentru circuite oscilante cu Q scăzut, respectiv ridicat.

frecvența limită a frecvenței de zgomot de alicie se modifică odată cu modificarea factorului de calitate Q. Să nu uităm că factorul de calitate depinde și de influența tranzistorului asupra circuitului oscilant: de aceea trebuie obținută o amplificare în buclă deschisă cât

scăzută, iar ieșirea acestora este multiplicată pînă cînd se ajunge în banda dorită la ieșire. Pentru aplicații în microunde este de dorit o bandă de frecvențe de 2...10 GHz. Fig. 9 arată o comparație între zgomotul de fază al unui oscilator YIG și a unui oscilator acordat cu varicap, normalizat la o frecvență centrală de 6 GHz. Acesta reprezintă unul dintre cele mai performante oscilatoare realizate în prezent - ne referim la oscilatoare acordabile. Desigur, oscilatoarele cu cristal, cele cu rezonatoare ceramice și cele cu dielectric variabil au performanțe mult mai bune.

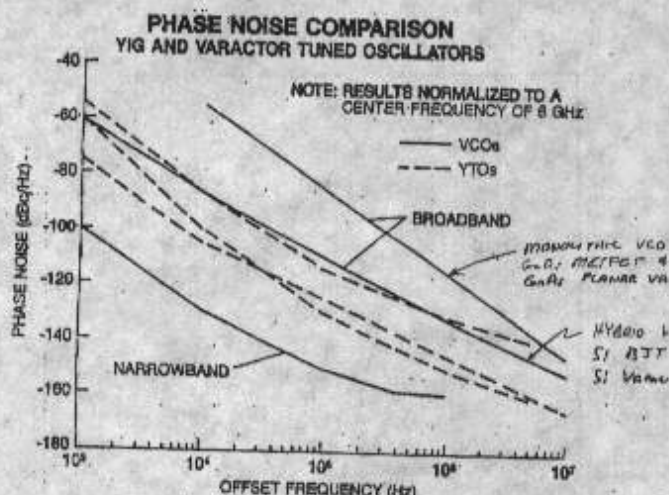


Fig. 9 O comparație între zgomotul de fază, normalizat la o frecvență centrală de 6 GHz, pentru un oscilator YIG și un oscilator acordat cu varicap.

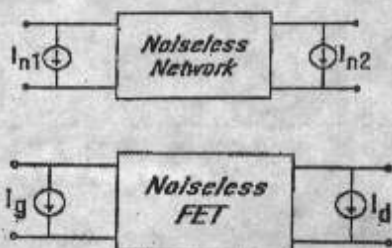


Fig. 10 Un FET ideal, fără zgomot, cu surse de zgomot la intrare și la ieșire.

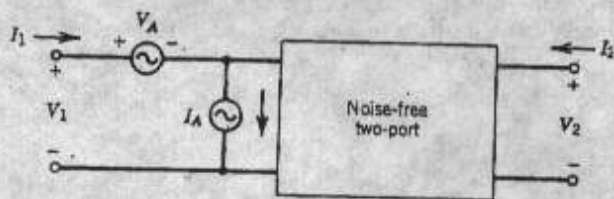


Fig. 11 Pentru o componentă activă (MESFET, tranzistor bipolar...) putem găsi un FET echivalent, ideal, fără zgomot, dar cu surse de zgomot la intrare și la ieșire.

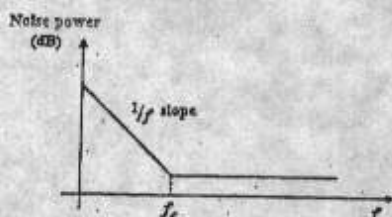


Fig. 12 Un parametru important în descrierea zgomotului de alicie este f_c - punctul de inflexiune pe axa frecvențelor.

B. Modelul nelinear

Printre cele mai importante componente active utilizate pentru construcția oscilatoarelor sunt fie tranzistoarele bipolare, fie membre ale familiei tranzistoarelor cu efect de câmp (FET). În funcție de frecvență FET-urile utilizate sunt: J-FET-uri cu canal N, componente MOS sau FET-uri cu arseniură de galiu (GaAs).

În cazul tranzistoarelor bipolare, modelul nelinear ales uzual pentru analiza neliniară este modelul Gummel-Poon, tipic în versiunea modificată.

Pentru FET-uri sunt disponibile câteva modele. Pentru GaAs FET modele populare sunt Curtice - Edenberg, Raytheon - Stutz, TOM, Materka. Aceste modele sunt implementate, în mod obișnuit, în pachetele de programe de simulare neliniară, cu ar fi, de exemplu, Microwave - Harmonica de la Compact Software, inc.

Aceste componente active conțin o mare varietate de elemente neliniare cum ar fi diode, condensatoare comandate în tensiune sau curent - principalele "motive" de neliniaritate. Componenta "se modifică" și factorul de zgomot depinde de polarizare, de aceea în fiecare punct static de funcționare factorul de zgomot este diferit. La niveluri mari de curent, zgomotul crește, desigur, semnificativ. Acest lucru conduce la necesitatea de a avea un model pentru zgomot dependent de polarizare, care să poată fi folosit apoi pentru aplicații cum ar fi mixerele și oscilatoarele. O prezentare detaliată în această teorie este prezentată în lucrarea [4].

6. Conceptul general al contribuției de zgomot

În evaluarea unui diport cu zgomot, este important să cunoaștem cantitatea de zgomot introdusă la o singură trecere printr-o rețea.

$$\frac{S_{in}}{N_{in}} \rightarrow \text{RETEA} \rightarrow \frac{S_{out}}{N_{out}} \quad (34)$$

Un parametru important pentru exprimarea acestei caracteristici este factorul de zgomot

$$F = \frac{S_{in}}{N_{in}} \frac{N_{out}}{S_{out}} \text{ sau } NF = 10 \log(F) \quad (35)$$

Sursele de zgomot intern, în general, într-un circuit sunt:

- zgomotul produs de elementele lineare
- zgomotul termic produs de admitanțele componentelor

Fig. 10 arată un circuit fără zgomot, completat cu surse de zgomot la intrare și la ieșire.

$$C_n(\omega) = \frac{2}{\pi} K_B T \cdot \delta \cdot \omega [Y(\omega) + Y^*(\omega)] \quad (36)$$

Putem considera o rețea cu zgomot ca fiind compusă dintr-o rețea ideală, fără zgomot, adăugînd surse echivalente de zgomot la fiecare port extern. Corelațiile dintre diferite surse de curent de zgomot, pentru o rețea liniară, sunt legate de matricea admitanțelor rețelei, Y. Sursele de zgomot, intrinseci, ale componentelor active (MESFET, tranzistor bipolar, etc.) pot fi separate astfel încît să fie echivalente cu un FET lipsit de zgomot, avînd însă surse de zgomot la intrare și la ieșire, așa cum se arată în Fig. 11

Modelul intrinsec de zgomot poate fi exprimat prin patru parametri măsurați (...și măsurabili!):

mai mare

Uncori sunt necesare oscilatoare pe frecvențe ridicate. Obținerea lor se poate face din oscilatoare funcționînd la o frecvență mai

F_{min} - factorul cel mai scăzut de zgomot.
 R_n - rezistența de zgomot echivalentă, normalizată ($R_n/50\Omega$)
 MGO - amplitudinea coeficientului de reflexie optimă a zgomotului
 PGO - faza coeficientului de reflexie optimă a zgomotului

Din acești patru parametri, modelul de zgomot tip Van der Ziel, pentru un GaAs FET, de exemplu, poate fi descris ca:

$$C_n(\omega) = \frac{2}{\pi} K_B T \delta \omega \begin{bmatrix} \frac{\omega^2 C_{gs}^2 \cdot R}{g_m} & -j\omega \cdot C_{gs} \sqrt{PR} \cdot C \\ j\omega \cdot C_{gs} \sqrt{PR} \cdot C & g_m P \end{bmatrix} \quad (37)$$

Această conversie, pentru toate dispozitivele active ca FET-urile și tranzistoarele bipolare a fost implementată în simulatoarele lineare cum ar fi Super-Compact sau Microwave Harmonica de la Compact Software, inc.

În plus, mai trebuie să adăugăm efectul zgomotului de alicie al componentei active (zgomotul 1/f). Fig. 12 arată zgomotul de alicie în funcție de frecvență.

Componentele active în condiții de semnal mare

Să privim acum la modelul de zgomot pentru o componentă activă, atunci când este supusă injecției de semnal dintr-un oscilator local (LO). Sursele de zgomot și parametrii modelului circuitului

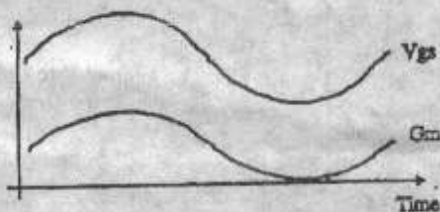


Fig. 13 Tensiunile și curenții unei componente sunt determinate de calcule de echilibru armonic. Parametrii componente nu sunt "bătuti în cuie" în timpul funcționării...

echivalent sunt modulate de către oscilatorul local amintit. Fig. 13 arată variația câtorva parametri în funcție de puterea injectată de către LO. Matricea corelațiilor de zgomot a componente este acum modulată de către LO. Asta înseamnă afectarea componentelor corelațiilor de zgomot și parametrilor neliniari:

$$R, P, C, g_m, C_{gs} = F(V_{GS}, V_{DS}) \quad (38)$$

În plus, pentru un FET, de exemplu, zgomotul de alicie este modulată de către curentul de drenă, lucru arătat în ecuația următoare:

$$\langle |I_f|^2 \rangle = 2K_B T \delta \cdot \omega \cdot Q \frac{|I_D|^\beta}{f^\alpha} \quad (39)$$

În cazul modelului bipolar, trebuie să apelăm la o abordare similară.

Calculul spectrului zgomotului de fază pentru oscilator

Pentru calculul spectrului zgomotului de fază pentru oscilator apelăm la o abordare numerică pentru analiza neliniară. Se poate arăta că zgomotul de fază este compus din două părți:

a. zgomotul situat în imediata apropiere a purtătoarei, format prin contribuția perturbațiilor frecvenței de oscilație cauzate de sursele de zgomot din fiecare parte a frecvenței centrale. Această componentă este sursa de zgomot principală la frecvențe foarte apropiate de purtătoare.

b. zgomotul situat la distanță de purtătoare format prin contribuția zgomotului din fiecare bandă laterală prin funcții de transfer inter-bandă. Această componentă este asemănătoare cu cea de la calculul zgomotului mixerelor și este principala sursă de zgomot la frecvențe mult depărtate de purtătoare

Fig. 14 arată că zgomotul oscilatorului este compus din cele două tipuri de zgomot de mai sus.

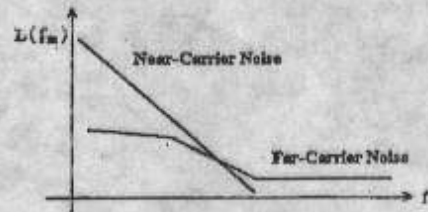


Fig. 14 Zgomotul oscilatorului este compus din zgomot situat în imediata vecinătate a purtătoarei și zgomot situat la distanță de purtătoare.

Factorul de zgomot la circuitului de mixare

Pentru a calcula factorul de zgomot vom presupune că componenta activă se comportă ca un circuit de amestec (mixer); trebuie să calculăm zgomotul intern total al circuitului la frecvența intermediară (IF) de la ieșirea mixerului.

Analiza de zgomot - pasul 1

Utilizând un simulator neliniar vom face analiza componentelor armonice pentru a determina regimul staționar al mixerului. Fig. 15 arată aranjamentul propus pentru mixer. Calculul componentelor armonice, realizat pe simulator, determină coeficienții Fourier pentru tensiunile și curenții din circuit. Orice configurație de receptor (e.g. LNA, IF AMP, etc.) poate fi tratată.



Fig. 15 Aranjamentul mixerului din cadrul oscilatorului în care frecvența purtătoare (f_0), presupusă lipsită de zgomot, este modulată de diferite surse de zgomot.

Analiza de zgomot - pasul 2

Trebuie să calculăm funcțiile de transfer ale semnalelor de bandă laterală pentru semnalul aflat în banda frecvenței intermediare (IF). Fig. 16 arată câteva surse de zgomot mixate cu frecvența intermediară.

Zgomotul din fiecare bandă laterală de frecvență contribuie la zgomotul din frecvența intermediară prin intermediul conversiei de frecvență. Fig. 17 arată câteva din contribuțiile de zgomot în banda de IF într-un circuit general, neliniar, de amestec. De remarcat

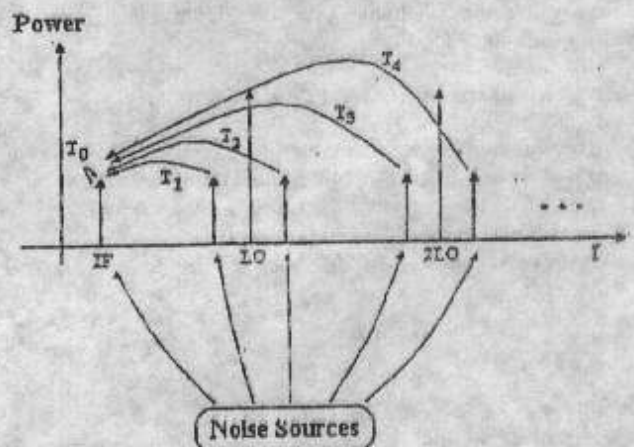


Fig. 16 Evidențierea surselor de zgomot mixate pe frecvența intermediară (IF): zgomotul în fiecare bandă laterală de frecvență contribuie la zgomotul din banda de IF prin conversie de frecvență. numărul mare de elemente care contribuie la zgomotul total de la

ieșire. Calculul lui dN este realizat prin intermediul ecuației (42), pașii intermediari pot fi găsiți în [5], (vezi 6-17)

$$\langle |\delta \cdot \Phi_k^2(f_d)| \rangle = \frac{\langle |N_v(f_d)|^2 \rangle + \langle |V_u(f_d)|^2 \rangle - 2\text{Re}\left\{ \langle V_v^*(f_d) V_u^*(f_d) \rangle e^{j2\phi_0} \right\}}{|V_0|^2} \quad (40)$$

$$\langle |\delta \cdot A^2(f_d)| \rangle = \frac{\langle |N_v(f_d)|^2 \rangle + \langle |V_u(f_d)|^2 \rangle + 2\text{Re}\left\{ \langle V_v^*(f_d) V_u^*(f_d) \rangle e^{j2\phi_0} \right\}}{|V_0|^2} \quad (41)$$

$$dN(\omega) = R_{IF} \cdot \sum_p T_{op} \cdot C_L(\omega_{IF} + p\omega_0) T_{op}^* + R_{IF} \cdot \sum_{p,q} T_{op} \left[\sum_n H_{p-s} \cdot C_{dc}(\omega_{IF} + s\omega_0) H_{s-q} \right] T_{nq}^* + R_{IF} \cdot \sum_{p,q} Y_p^* \begin{bmatrix} \langle |V_u(\omega_{IF})|^2 \rangle & \langle V_u(\omega_{IF}) V_v^*(\omega_{IF}) \rangle \\ \langle V_u^*(\omega_{IF}) V_v(\omega_{IF}) \rangle & \langle |V_v(\omega_{IF})|^2 \rangle \end{bmatrix} \cdot Y_q^* \quad (42)$$

În ecuația (42) T_{in} sunt matricile de conversie bandă laterală - frecvență intermediară, H_x sunt componentele de modulație spectrală ale componentei active, p, q, r și s sunt indicii spectrali ai benzilor laterale, R_{IF} este sarcina de frecvență intermediară și ω_{IF} este o mică deviație de frecvență în vecinătatea frecvenței de bază. Primul termen reprezintă contribuția de zgomot a rețelei liniare al doilea termen este contribuția de zgomot pentru componenta neliniară

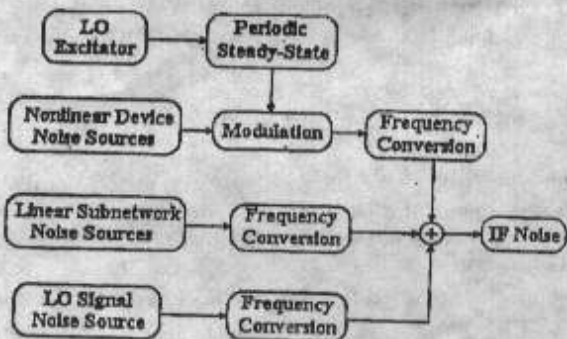


Fig. 17 Diagramă explicativă pentru contribuția diferiților factori la zgomotul de frecvență intermediară.

modulată și al treilea element este contribuția de zgomot a oscilatorului local (considerat ca având zgomot intern).

Calculul spectrului total de zgomot de fază

Facem presupunerea că semnalul de zgomot este mic în comparație cu semnalul de la ieșirea oscilatorului. Analiza de zgomot este deci o analiză de comportare la perturbații. Maniera în care vom determina contribuția fiecărui element este următoarea:

a. analiza de zgomot la distanță mare de purtătoare (vezi mod

$$\text{mixer}), J_{IB} \cdot \delta \cdot X_{IB} = -N_{IB}(\omega) \quad (43)$$

b. analiza de zgomot la distanță mică de purtătoare:

$$J_{III} \cdot \delta \cdot X_{II} = -N_{II}(\omega) \quad (44)$$

Zgomotul aflat la distanță mică de purtătoare este cauzat de jitterul oscilatorului, produs de zgomot, asupra stării staționare a oscilatorului $\delta\omega$; una din componentele lui δX_{II} poate fi calculată ca:

$$\delta\omega(\omega) = T_F [N_L(\omega) + N_L^*(\omega)] \quad (45)$$

și zgomotul de fază rezultat este:

$$\langle |\delta \cdot \Phi_k(\omega)|^2 \rangle = \left(k^2 / \omega^2 \right) \left[T_F \langle N_L(\omega) N_L^*(\omega) \rangle T_F^* + T_F \langle N_L(\omega) N_L^*(\omega) \rangle T_F^* + \dots + 2 \text{Re} \left\{ T_F \langle N_L(\omega) N_L^*(\omega) \rangle T_F^* \right\} \right] \quad (46)$$

În cazul linear, pentru simplificare, nu s-a considerat conversia AM-PM și deteriorarea Q-ului în funcție de starea oscilatorului.

Abordarea de aici este soluția exactă pentru calculul zgomotului de fază al oscilatorului.

Detalii suplimentare privind aparatul matematic folosit pot fi găsite în literatura de specialitate indicată în bibliografie.

7. Exemple privind verificarea experimentală a abordării matematice neliniare în ceea ce privește calcularea zgomotului de fază pentru oscilatoare.

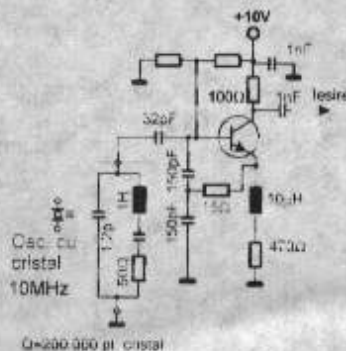


Fig. 18 Schema simplificată a unui oscilator cu cristal pe 10MHz

Exemplul 1 - Un oscilator cu cristal de cuarț

Fig. 18 prezintă schematic un oscilator cu cristal pe 10MHz. Utilizază un cristal de precizie, cu Q ridicat - fabricat (de exemplu) de Biery. Oscilatoarele ca acesta sunt fabricate de către diferite firme și sunt destinate utilizării utit ca standarde de frecvență cit și cu

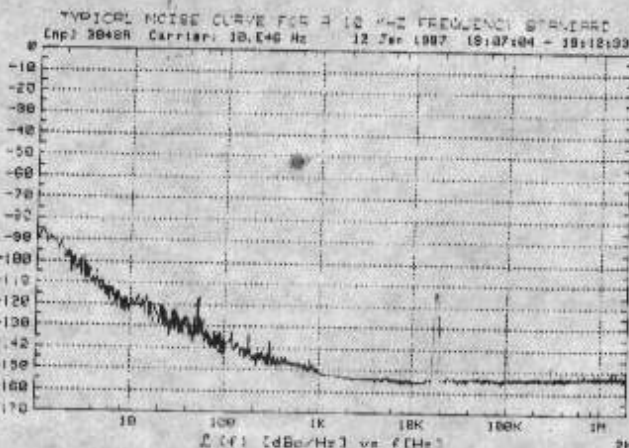


Fig. 19a Zgomotul de fază măsurat, de către HP, pentru standardul de frecvență din Fig. 18.

oscilatoare standard cu zgomot de fază scăzut. În acest caz, oscilatorul a fost conceput pentru a fi folosit ca parte componentă a sistemului de măsurare pentru zgomot de fază al firmei Hewlett-Packard, HP3048. Fig. 19a indică zgomotul de fază măsurat pentru acest standard iar Fig. 19b indică zgomotul de fază predicționat printr-un program care implementează abordarea matematică amintită anterior.

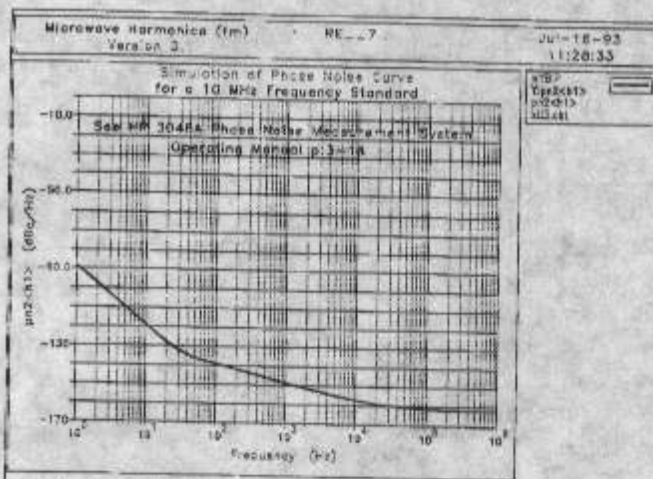


Fig. 19b Zgomotul de fază, obținut prin simulare, pentru oscilatorul din Fig. 18.

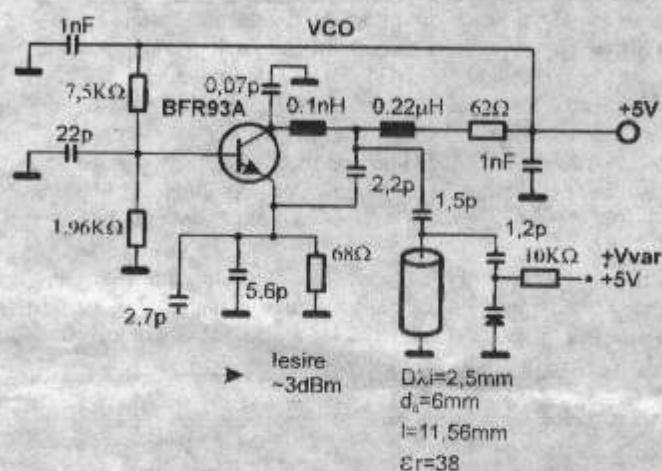


Fig. 20 Un circuit tipic pentru oscilatoare cu rezonator ceramic. Aceste rezonatoare sunt disponibile în gamă 500 MHz ..2 GHz. Pentru frecvențe mai mari se utilizează rezonatoare cu dielectric.

Exemplul 2 - un oscilator comandat în tensiune pentru 1GHz, cu rezonator ceramic

Mai multe companii au introdus rezonatoare fabricate din

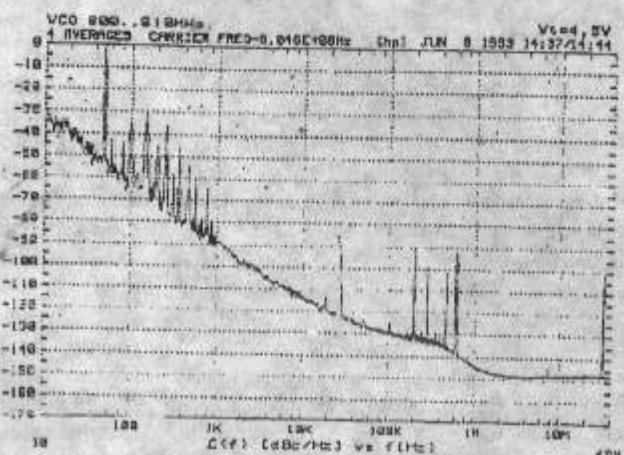


Fig. 21 Zgomotul de fază măsurat pentru oscilatorul din Fig. 20.

materiale ceramice (cu ϵ cuprins între 20 ..80). Avantajele utilizării acestui tip de rezonator este acela că ele prezintă un factor de calitate Q înalt și pot fi acordate cu diode varicap. Fig. 20 arată un circuit de test obișnuit utilizat la oscilatoarele cu rezonator ceramic. Aceste rezonatoare sunt disponibile în gama de frecvențe 500MHz ..2GHz.

Pentru frecvențe mai mari sunt indicate rezonatoare cu dielectric. Fig. 21 arată zgomotul de fază măsurat al oscilatorului din Fig. 20. Piedestalul de zgomot la peste 100KHz depărtare de purtătoare este datorat oscilatorului de referință utilizat la măsurare (HP8662). Fig. 22 arată zgomotul de fază predicționat pentru un VCO cu rezonator ceramic pe 1GHz, fără dioda de acord, iar în Fig. 23 arată zgomotul de fază predicționat pentru VCO-ul respectiv, cu dioda de acord adăugată. De remarcat buna concordanță între rezultatele

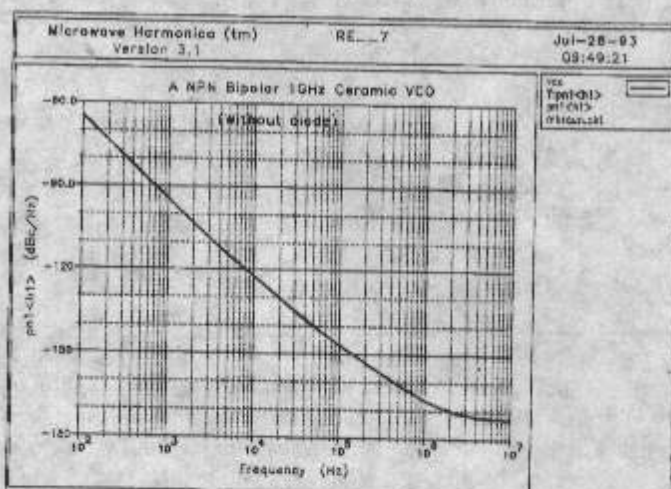


Fig. 22 Zgomotul de fază obținut prin simulare, pentru oscilatorul din Fig. 20, fără dioda de acord.

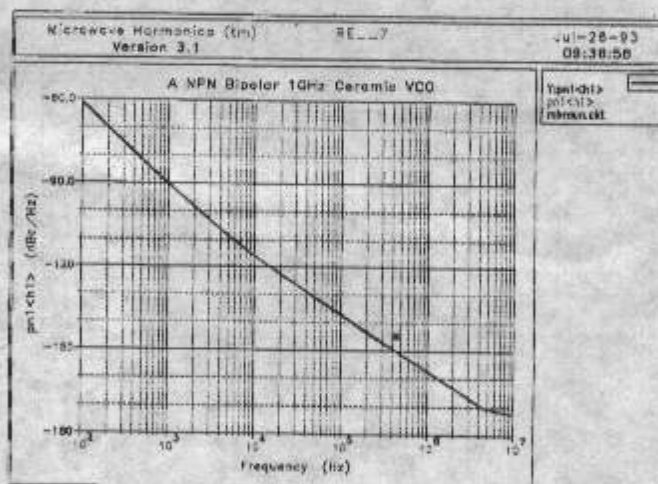


Fig. 23 Zgomotul de fază obținut prin simulare, pentru oscilatorul din Fig. 20, fără dioda de acord. De remarcat buna corespondență între valorile măsurate și cele simulate.

experimentale și cele predicționate

Exemplul 3 - oscilator de zgomot redus cu FET

Mai mulți amatori recomandă utilizarea unei diode de limitare pentru a preveni intrarea în conducție a joncțiunii poartă - sursă a JFET-ului și , prin aceasta, se obține o scădere a zgomotului de fază. În realitate, s-a demonstrat că acest lucru nu este adevărat. Un VCO mult utilizat, descris în manualul ARRL., este cel din Fig. 24. Acesta a fost analizat atât cu diodă cât și fără diodă.

Unii au spus că dioda este necesară pentru asigurarea unei stabilități mari pe termen lung. Fig. 25 arată zgomotul de fază măsurat la un asemenea oscilator, iar în Fig. 26 și Fig. 27 arată simularea obținută, cu și fără diodă. De remarcat degradarea performanțelor în ceea ce privește zgomotul de fază la montajul care utilizează dioda. David Newkirk de la ARRL a descoperit că eliminarea diodei nu degradează stabilitatea. Autorul a realizat un VCO care limitează vîrfurile negative, în sensul că previne ieșirea din oscilație a montajului. Acest VCO, arătat în Fig. 28 a fost încorporat într-o schemă de sinteză digitală directă (DDS). Acest sintetizor DDS va face obiectul unui viitor articol în QST.

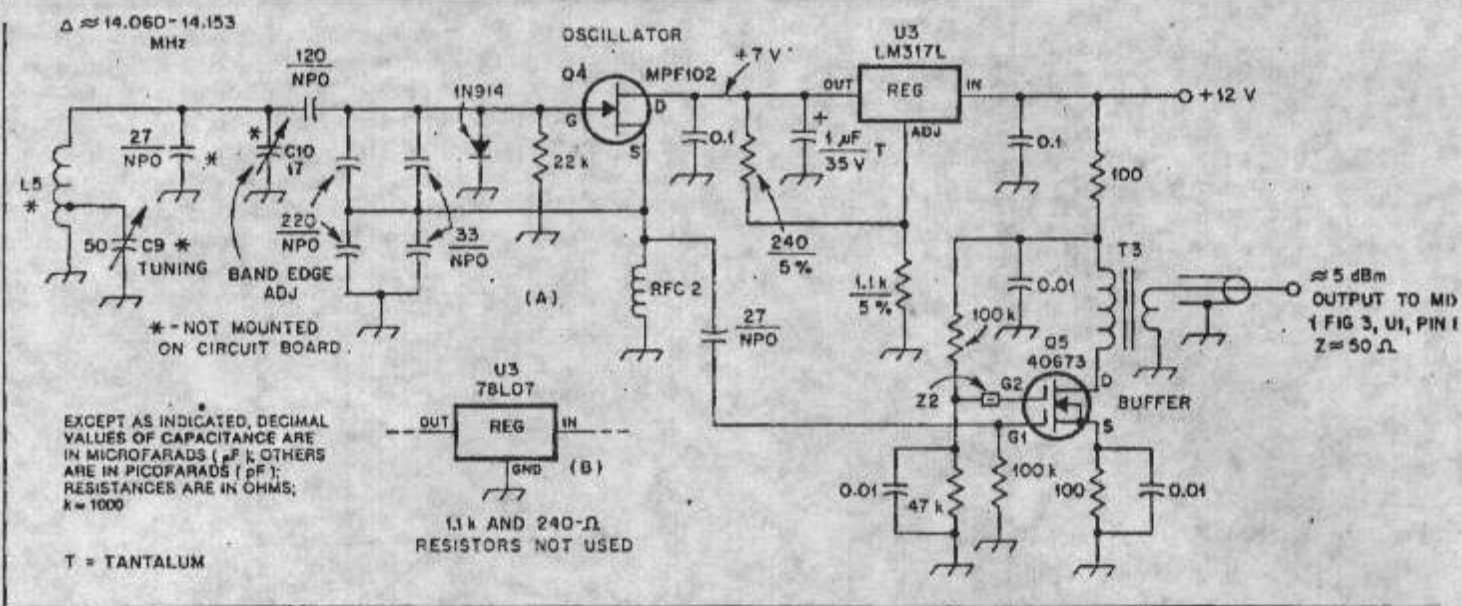


Fig. 24 Schema unui oscilator local și a circuitului de separare. Condensatoarele sunt ceramice, disc, dacă nu se specifică altfel. Toate rezistoarele sunt de 0,25W, 10%, dacă nu se specifică altfel. Pentru o bună stabilitate cu temperatura trebuie utilizate numai condensatoare cu dielectric NPO (COG) în circuitele asociate cu terminalele de poartă și sursă ale tranzistorului Q4. LM317L se poate înlocui cu 78L07 (se renunță la rezistoarele de reglaj de la terminalul "ADJ", așa cum se indică în insertul (B) din partea de jos a schemei). Inductanța L5 trebuie situată la o distanță cel puțin egală cu un diametru propriu de alte componente și de peretii-ecran ai cutiei.

C9 - 50pF, variabil, cu aer. C10-17pF, semivariabil, cu aer. L5 - 1.4uH, 11 spire conductor nr. 22, 24 spire pe inch, priză la 2...3 spire de capătul rece. RFC2 - 39uH sau 24 spire nr. 26 pe tor Amidon FT-50-61. T3-transformator bobinat pe tor Amidon, primar 50uH sau 11 soire nr. 26, secundar 3.8uH sau 3 spire nr. 26. Z2 - perlă ferită, Amidon FB-43-101. Conductoarele de bobinaj sunt din cupru emailat.

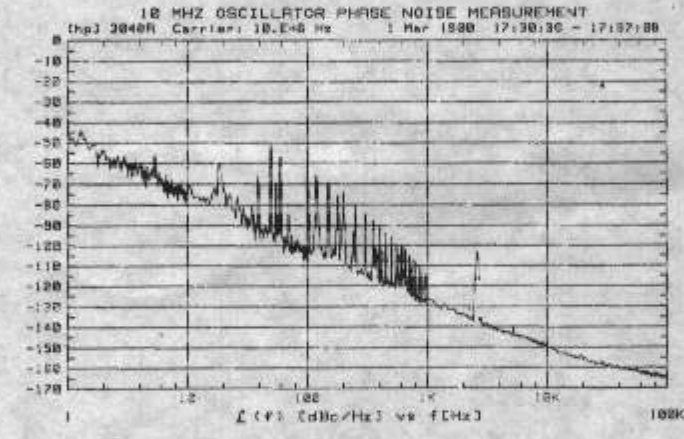


Fig. 25 Zgomotul de fază măsurat al oscilatorului din Fig. 24.

semnificativ. Zgomotul de fază al oscilatorului din Fig. 29, deși utilizează un singur VCO pentru întreaga gamă 75...105 MHz, comparat cu o schemă modernă cum este cea a sintetizorului din

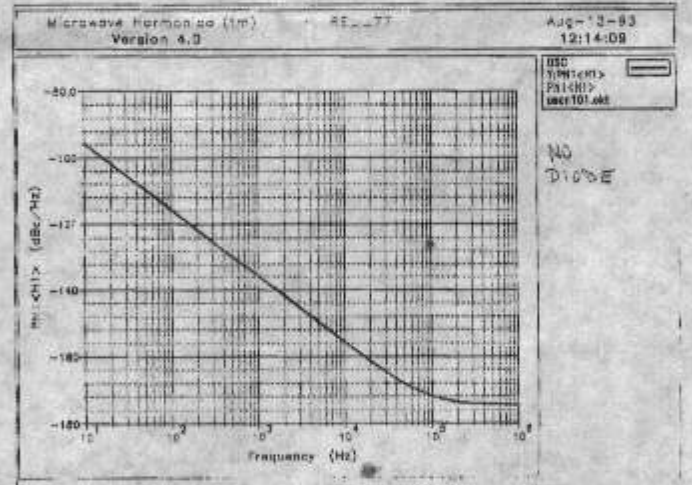


Fig. 27 Zgomotul de fază obținut prin simulare, pentru oscilatorul din Fig. 24. Dioda de limitare poartă - masă este scoasă din circuit.

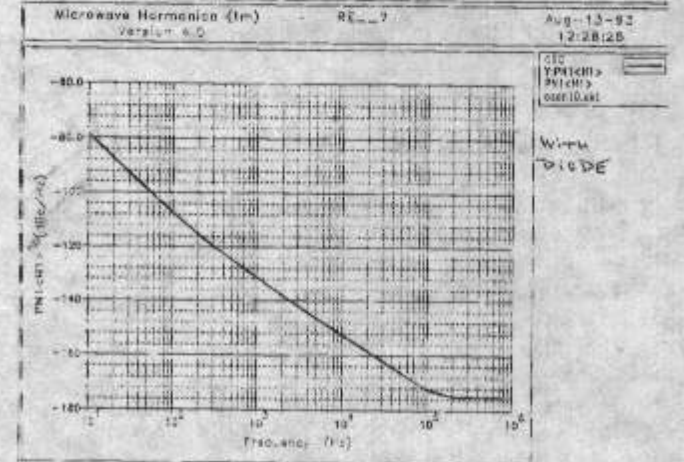


Fig. 26 Zgomotul de fază obținut prin simulare, pentru oscilatorul din Fig. 24. Dioda de limitare poartă - masă este în circuit.

Zgomotul de fază al sistemului combinat a fost îmbunătățit

TS-50, asigură cel puțin 10dB în plus la raportul semnal - zgomot la 10KHz (și la distanțe mai mari) de purtătoare, cum se arată în Fig. 30. Și alții au încercat să realizeze oscilatoare de bandă largă, reușind mai mult sau mai puțin. VCO-ul din Fig. 31 violează câteva reguli de construire a unui bun VCO. Mai întâi, rezistorul R2 de 68 KΩ, împreună cu C2, dau o constantă de timp care se situează aproape de banda de audiofrecvență. Acest lucru poate fi ceva util atunci când se dorește realizarea unui receptor superreacție, dar în alte cazuri soluția este contraproductivă. În al doilea rând, dioda de la poartă la masă, lucrând în limitare, generează zgomot suplimentar. În cele din urmă, reacția preluată dintre cele două diode de acord reduce Q-ul final al circuitului oscilant la valori mici. Dacă nu se poate renunța la acest circuit, dioda de acord D2 trebuie formată din câteva (3...5) diode în paralel. Din aceste cauze, nu este de mirare că zgomotul de fază măsurat, prezentat în Fig. 32, este mai mare decât la un oscilator de calitate.

Exemplul 4 - circuite recomandate pentru aplicații de frecvențe înalte

aceea, tranzistoarele bipolare sunt alternativa recomandată. Numai la frecvențe peste 4...5 GHz trebuie utilizate GaAs FET-uri, deoarece au un zgomot de șuie mare.

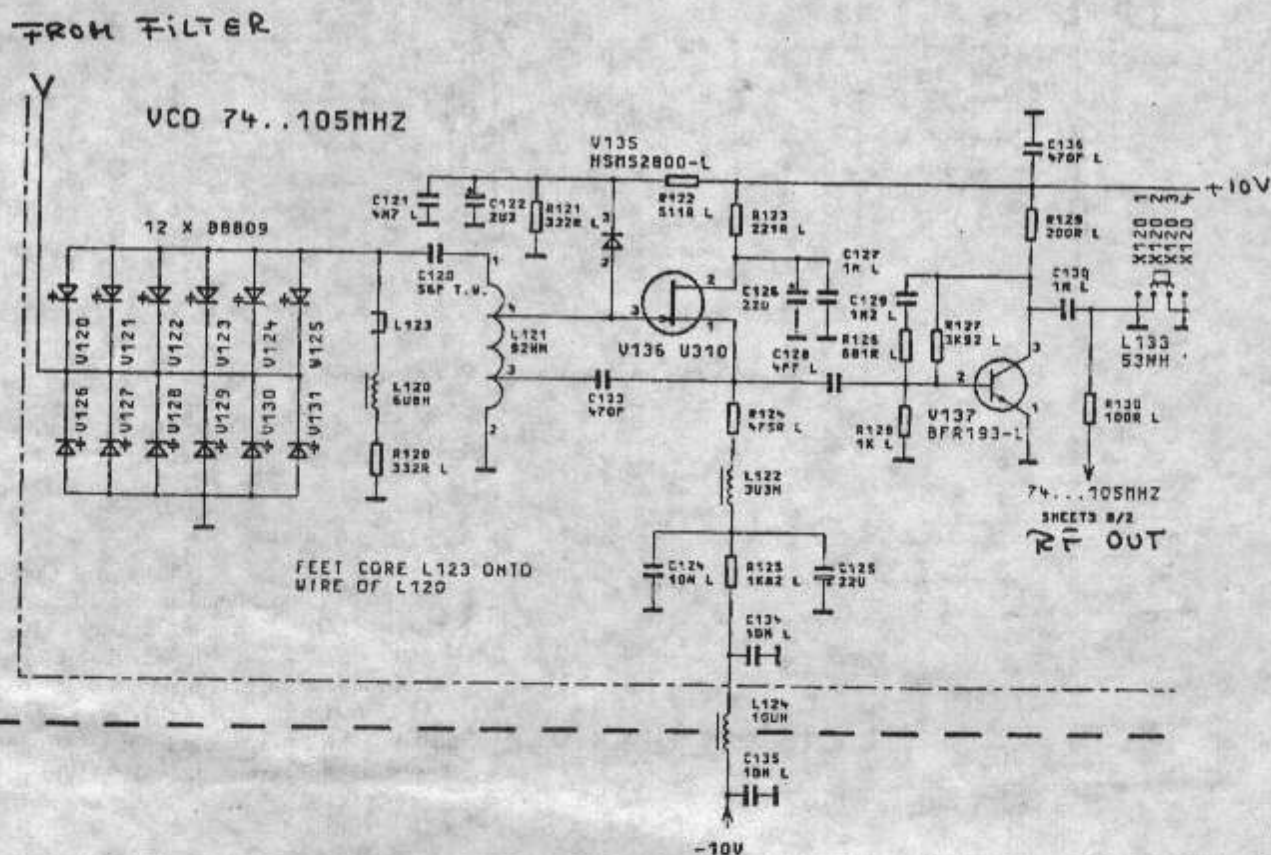


Fig. 28 Oscilator comandat în tensiune de bandă largă, utilizând multe diode de acord pentru a îmbunătăți performanțele de zgomot. De remarcat dioda polarizată invers și care nu urmărește tensiunea pozitivă în limitare, așa cum se întâmplă la alte scheme.

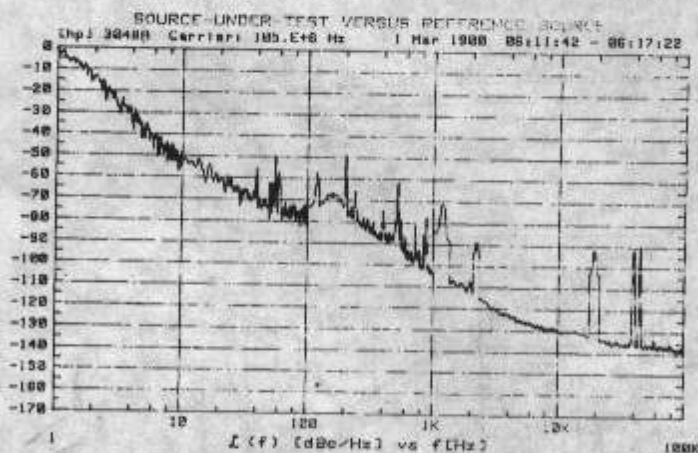


Fig. 29 Zgomotul de fază al oscilatorului din Fig. 28, într-un sistem P11

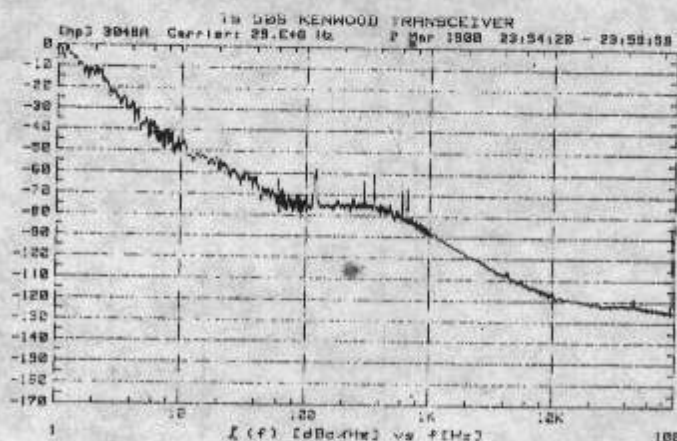


Fig. 30 Zgomotul de fază pentru P11-ul din transceiverul Kenwood TS-950; performanțele de zgomot sunt cu cea. 10 dB mai slabe decât la oscilatorul din Fig. 28

8. Concluzii

Următoarele VCO-uri sunt ideale pentru oscilatoare cu zgomot de fază redus. Fig. 33 indică o schemă asemănătoare celei din Fig. 28 și care utilizează un divizor de putere de 3 dB la ieșire.

Deasemenea, este arătat filtrul de buclă pentru aplicații de sinteză de frecvență.

Fig. 34 arată un VCO cu zgomot de fază redus, de putere, recomandat pentru domeniul de frecvență 400...700MHz.

De remarcat că circuitul oscilant folosește mai multe diode în paralel. În cele din urmă, Fig. 35 arată un VCO care acoperă domeniul de frecvențe 700MHz...1GHz.

O regulă empirică spune că FET-urile nu au câștig suficient pentru a asigura un Q ridicat în oscilatoare peste 400MHz și, de

în trecut, determinarea zgomotului de fază necesită multă muncă, cu rezultate incerte.

Abordarea analitică prezentată aici, permite - pentru prima oară - nu numai o predicție corectă a zgomotului de fază dar permite și programelor de proiectare asistată de calculator să optimizeze circuitul. Din punctul de vedere al proiectantului cel mai dificil de estimat este Q-ul final și factorul de zgomot la nivele mari de semnal. Aceste aspecte au fost întotdeauna greu de predicționat.

Abordarea matematică neliniară permite - încă o dată, pentru prima oară - o combinație a tuturor aspectelor menționate și furnizează rezultatele corecte.

Autorul este recunoscător colegilor săi de la firma Compact Software, inc. și profesorului Vittorio Rizzoli, de la Universitatea din Bologna, Italia, care au contribuit la realizarea acestei lucrări.

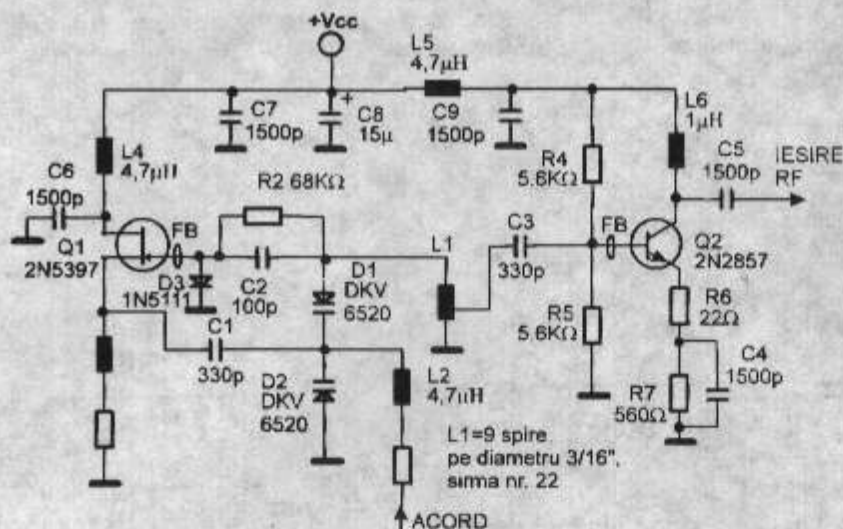


Fig. 31 Arată un VCO care violează câteva reguli de proiectare a unui VCO de calitate.

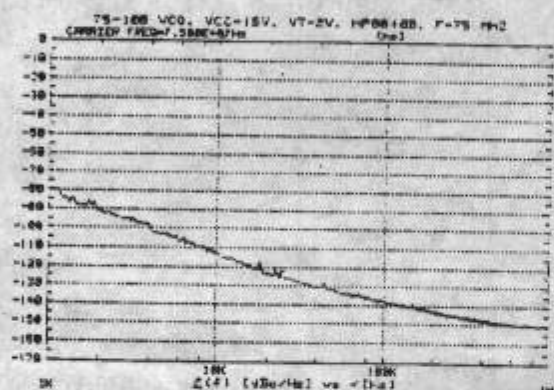


Fig. 32 Zgomotul de fază pentru circuitul din Fig. 31, zgomot mult prea mare față de performanțele care se pot atinge cu o schemă îngrijită.

Bibliografie

1. D.B. Leeson, "A Simple Model of Feedback of Oscillator Noise Spectrum", Proceedings of the IEEE, 1966, pg 329-330.
2. M.C. Fisher, "Frequency Stability Measurement Procedures"

Eight Annual Precise Time and Time Interval Applications and Planning Meeting, December 1976.

3. D.A. Howe, "Frequency Domain Stability Measurements: A Tutorial Introduction", NBS Technical Note 679, March 1976

4. U.L. Rohde, C.R. Chang și J Gerber, "Parameter Extraction for Large Signal Noise Models and Simulation of Noise in Large Signal Circuits Like Mixers and Oscillators", Proc. of the 23rd European Microwave Conference, Madrid, Spain, Sept. 6-9, 1993.

5. C.R. Chang, "Mixer Noise Analysis Using the Enhanced Microwave Harmonics", Compact Software Transmission Line News, June, 1992, Vol. 6, No. 2, pp 4-9

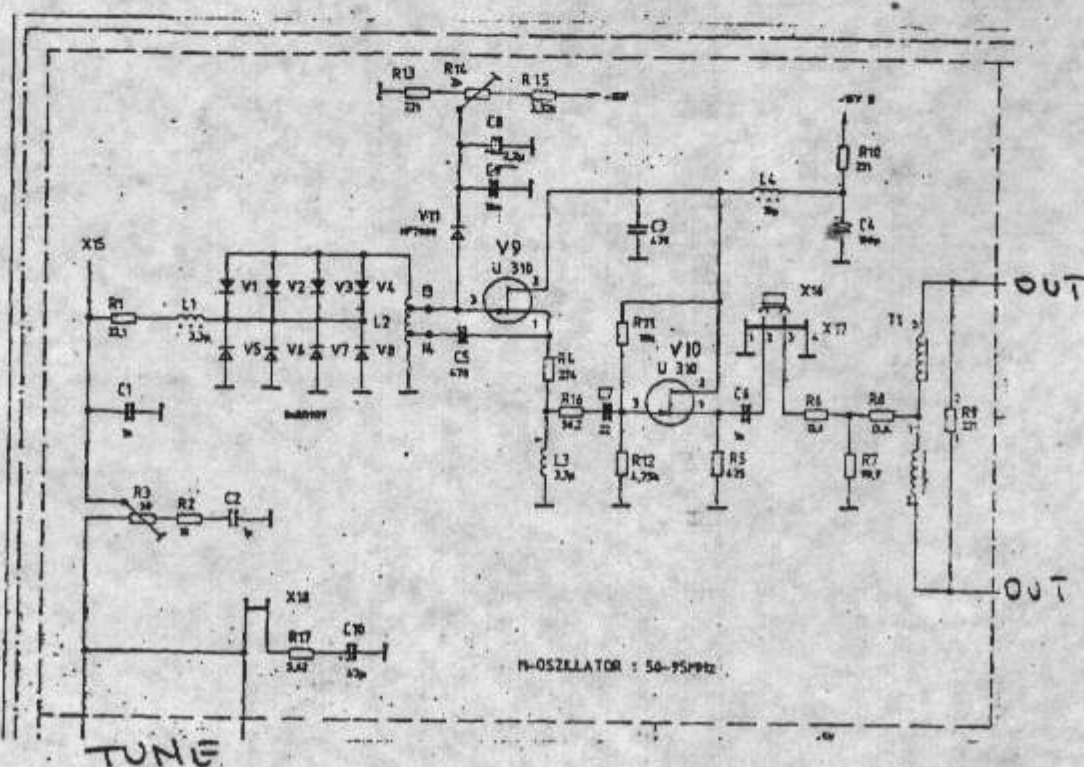


Fig. 33 O schemă oarecum asemănătoare cu cea din Fig. 28 și care utilizează un divizor de putere de 3 dB la ieșire

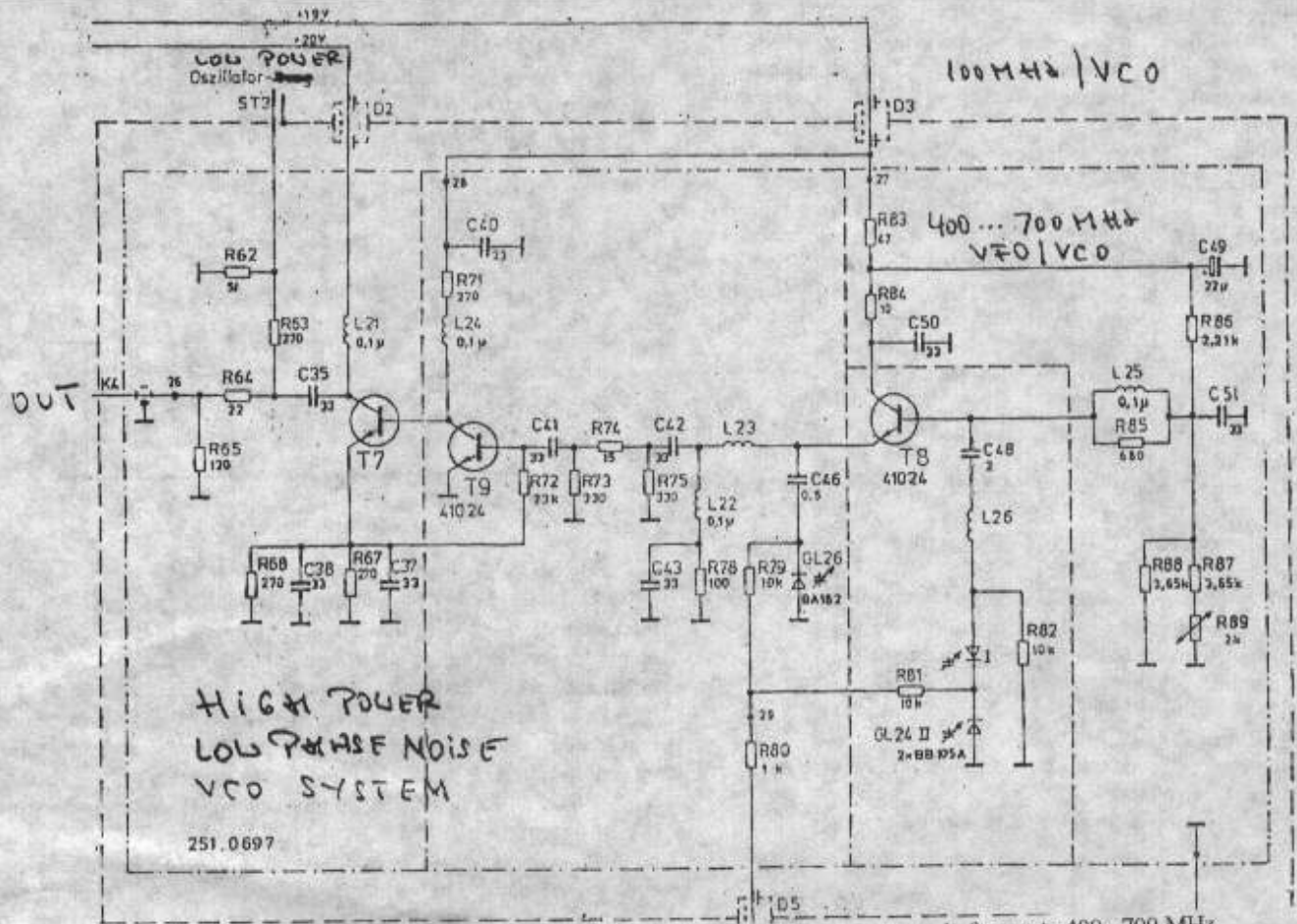


Fig. 34 Un VCO de putere, cu nivel de ieșire ridicat, recomandat pentru gama de frecvențe 400...700 MHz.

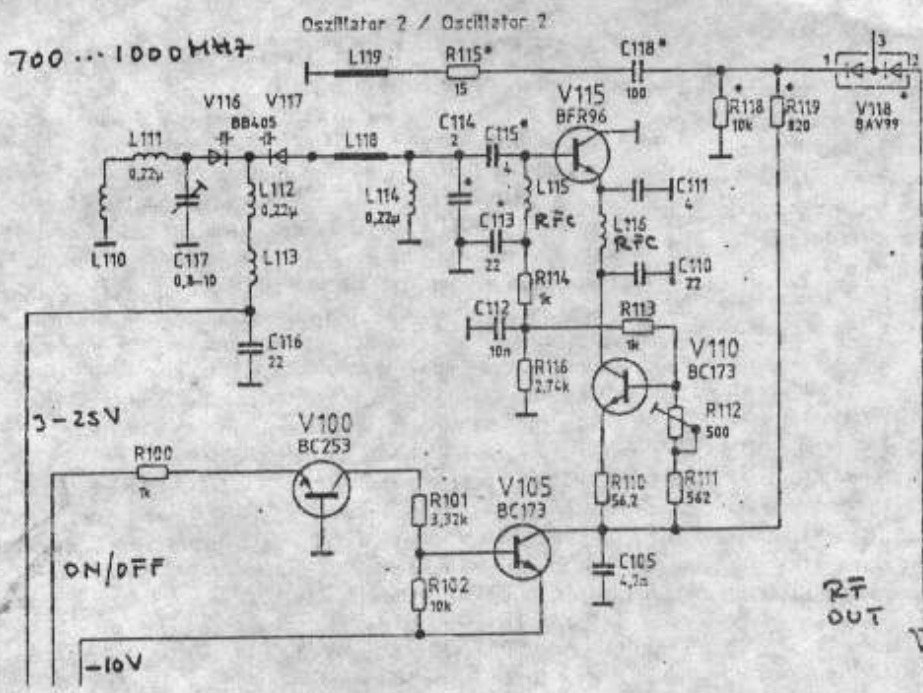


Fig. 35 Un VCO recomandat pentru gama de frecvențe 700MHz - 1GHz.

QSL INFO

3A7D7	D17R1
3B87K	IK2GNW(1)
3E0S	HP2CWB
3F2A	HP2CWB
3Z2GD	SP2FOV
4K2KBZ	W2CE(2)
4L5I	IK1HHX
5A1A	SMØFQ(3)
5K35B	HK3YDD
5N4ALE	DK1RV(4)
5N4BHF	OELIAC(5)
5N8NDP	IKSIAN
5R8FH	1P1IN
5X75F	F2VX(6)
60SDX	FSPIY
6Y4A	WA4WTC
8Y5AW4SO	WA4WTC
7S3EYO	SM1CER
7XC7AD	EA4URF
8B8W1	YC8KAR
8P9AP	K2WE
8P91V	KF8OY
8P97	K4MA
9C1BI	G4XTA
9C1ITX	G4XTA
9J2S2	SP9DIP
9K2ID	9K1RA(7)
9M2OM	GØCMM
9N1ARB	EA5KB
9N1RHM	KV5V
9X5DX	F2VX(6)
A15AK	W7TSQ
A92FZ	W3HC

6. T. Antognetti și G. Massobrio, "Semi-Conductor Device Modeling with SPICE" McGraw-Hill, New YORK, NY, pg 91 (1988).

7. R.J. Hawkins, "Limitation of Nielsen's and Related Noise Equations Applied to Microwave Bipolar Transistors, and a New Expression for the Frequency and Current Dependant Noise Figure", Solid State Electronics, 20, pp 191-196 (1977).

8. Tzu-Hwa Hus, Craig P. Snapp, "Low Noise Microwave Bipolar Transistor Sub-Half-Micrometer Emitter Width" IEEE Transactions Electron Devices, vol FD-25 pp 723-730, June 1978

9. R.A. Pucel și U.L. Rohde, "An Accurate Expression for the Noise Resistance R_n of a Bipolar Transistor for Use with the Hawkins Noise Model", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 3, No. 2 February 1993 pp 35-37

10. G. Vendelin, A.M. Pivov și U.L. Rohde, Microwave Circuit Design: Using Linear and Nonlinear Techniques, John Wiley and Sons, New York (1990).

11. R.A. Pucel W. Struble Robert Hallgren și U.L. Rohde, "A General Noise De-embedding Procedure for Packaged Two-Port Linear Active Devices", IEEE Transactions on Microwave Theory

12. U.J. Rohde, "Improved Noise Modeling of GaAs FETs, Parts I and II: Using an Enhanced Equivalent Circuit Technique", Microwave Journal, November, 1991, pp. 87-101 și respectiv, December, 1991, pp. 87-95.

13. V. Rizzoli, F. Mastri și C. Cecchetti, "Computer - aided noise analysis of MESFET and HEMT mixers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, pp.1401-1410, Sept. 1989.

14. V. Rizzoli și A. Lippadini, "Computer - aided noise analysis of linear multiport networks of arbitrary topology", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, Dec. 1985, pp. 1507-1512.

15. V. Rizzoli, F. Mastri, D. Masotti, "General - Purpose Noise Analysis of Forced Nonlinear Microwave Circuits", în curs de publicare (la data elaborării articolului) în Military Microwave, 1992.

16. V. Rizzoli, F. Mastri și D. Masotti, "General-Purpose Noise Analysis of Forced Nonlinear Microwave Circuits", Military Microwave, 1992.

17. V. Rizzoli, F. Mastri și C. Cecchetti, "Computer - aided Noise Analysis of MESFET and HEMT Mixers", IEEE Transactions, Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, pp. 1401-1410, Sept. 1989.

N. Trad. În ceea ce privește ilustrațiile (figuri, tabele, scheme) s-a făcut un compromis între dimensiunile textului și claritatea exprimării; pentru unele dintre ele s-a preferat redesenarea lor.

Pentru lămuriri suplimentare se poate consulta, în limba română, Manualul Inginerului Electronist - Radiotehnica, apărut în trei volume, la Editura Tehnică, București.

Calitatea traducerii nu este deosebită, nefiind efectuată de către un profesionist. Eventualele observații se pot face pe adresa Federației, care deține și drepturile de publicare de la DI Ulrich Rohde.

traducere ing. Ștefan I. Laurențiu, YO3GWR

N.red. Mulțumim lui Laurențiu pentru traducerea competentă a acestui articol, trimis revistei noastre spre publicare de Rohde Ulrich, actualmente KA2WEU.

Povestea acestui material este destul de interesantă și este legată de prima vizită în România a lui Valentin Mayer - AA2LF. Făcând cunoștință cu acesta, am încercat să-i arătăm că noi nu suntem chiar "căzuți din pom" și suntem la curent cu comunicațiile digitale precum și cu revistele și cărțile ce apar în USA. Printre acestea, i-am prezentat și o copie xerox destul de jerpelită - din cauza numeroșilor cititori - a lucrării: Sintetizoare de frecvență cu PLL, autor Rohde Ulrich, lucrare de referință în domeniu.

Valentin ne-a spus că l-a cunoscut pe Ulrich cu ocazia unei sesiuni de examene - Valentin fiind "examinator voluntar" - când printre candidații a fost și fata lui KA2WEU.

Întors în USA, Valentin l-a căutat pe Ulrich și i-a povestit despre federația și revista noastră, precum și despre faptul că "în loc de icoană noi avem cartea lui". Ulrich este în prezent pensionar, după ce ani buni a lucrat în domeniul radiocomunicațiilor profesionale, ocazie cu care a realizat o serie de aparate importante și a publicat numeroase cărți și articole valoroase.

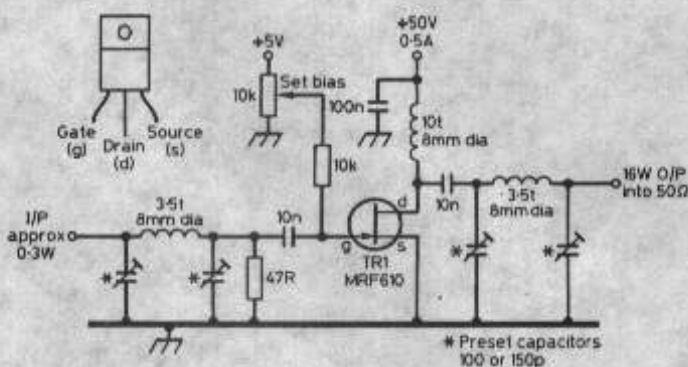
El s-a bucurat de cele spuse de Valentin, ne-a scris trimițându-ne acest articol, împreună cu carte despre PLL-uri. Acest articol arată că în spatele unor scheme ce par relativ simple, se ascund numeroase considerații teoretice, atunci când se dorește performanță tehnică.

YO2BPZ, Adrian Voica oferă:

- Calendarul Radioamatorului
24 pagini A4 (mai există două bucăți) - 15.000/buc.
 - Regulamentul serv. de amator - 5.000/buc.
 - Norme de protecția micii - 2.000/buc.
 - Ceasul Radioamatorului - 2.500/buc.
 - Harta Yaesu 1997 a radioamatorului
(2xA3, alb-negru) - 10.000/buc.
 - Expresii și cuvinte pentru radioamatori în 45 de limbi - 15.000/buc.
 - Broșura "Romanian Transceiver A 412
(46 pag. format A4) - 20.000/buc.
 - Harta QTH-Locator a fiecărui județ (A4) - 2.000/buc.
- Banii în plic, odată cu comanda la : Adrian Voica, Calea Zărandului 43/17, 2700 Deva, HD. Relații la tel. 054.217.201 (după ora 16.00).

AMPLIFICATOR LINIAR PENTRU 50 MHz

PAOKLS a realizat un amplificator liniar de putere ce folosește un tranzistor MOSFET de comutație. Schema electrică este deosebit de simplă și se arată în figură.



MOSFET-urile au o capacitate de intrare (grilă - sursă) de cca 140 pF și necesită excitație numai în tensiune. Un alt avantaj față de tranzistoarele bipolare, constă în faptul că MOSFET-urile nu se ambalează termic. La creșterea temperaturii, curentul de drenă scade dacă alimentarea, polarizarea și excitația rămân constante. Cu alimentare de 50 V, pentru a lucra liniar în clasă AB, trebuie un curent de repaus de cca 50 mA. Impedanța optimă de sarcină: $(V_d)^2/2P_o = 78\Omega$, este ușor de transformat în 50Ω printr-un simplu circuit Π . Socul din drenă trebuie să rezoneze cu capacitatea de ieșire a tranzistorului (53 pF). Se obține o putere de cca 16 W pentru o excitație de 0,2 - 0,3 W. În CW s-a obținut chiar 20 W. Testat cu două tonuri la intrare, a rezultat distorsiuni de ordinul 3 de -24 dB ceea ce nu este extraordinar, dar nici prea rău. Dezavantajul constă în prezența la ieșire a armoniciilor a doua ce cade chiar în banda de radiodifuziune (88 - 108 MHz). Deci va trebui un FTJ la ieșire.

RadCom 11/1998

VEȘTI DE LA RCJ HUNEDOARA

În sfârșit epetorul RO de la Deva și-a terminat perioada de teste și de "sedere în oraș", iar prin efortul unui grup de entuziaști, între care primii au fost: Marcel - YO2BJZ, Ovidiu și Stelică de la CSR (Centru pentru Servicii de Radiocomunicații, zona Deva), cu sprijinul direct al ing. Șerban Pantelimon și Beta Miron de la Romtelecom Deva, acesta a fost montat la locul definitiv (Radioreleul Nucet de lângă Deva, cota 720 m). Între timp s-au făcut numeroase teste, s-au făcut îmbunătățiri, astfel că repetorul a fost auzit la Timisoara și Lugoj, iar pe el se poate lucra uzual din: Lupeni, Alba Iulia, Roșia Montană. Așteptăm să fie "descoperit" și de alți radioamatori! Deoarece nu toți radioamatorii din zonă au reușit să se doteze cu aparatură UUS cu sinteză de frecvență, mai sunt necesare cuarturi pentru echiparea aparaturii existente. De procurarea centralizată a cuarturilor s-a oferit să se ocupe Dorian, care poate fi conectat la telefoanele 054/713333 (job) și 054/669150 (acasă). Au continuat emisiunile QTC ale RCJ Hunedoara, care se desfășoară în fiecare joi la orele 21.00 CFR pe frecvența 145,225 MHz (la ora editării acestei pagini s-a transmis deja emisiunea numărul 421). În data de 08.10.1998 s-a transmis QTC-ul "jubiliar" cu numărul 40, deci 10 luni de emisiuni QTC fără întrerupere!!! Începând cu nr. 38 QTC-ul a fost retranslat simultan și pe RO de către YO2BJZ, el putând fi ascultat și în Valea Jiului (în special Lupeni, unde și activitatea este intensă). Pe lângă contribuția materială deosebită pe care și-au adus-o în prima fază YO3BFE/2 (procurare cablu antenă) și YO2BMI (sponsorizare la procurarea cuartului), într-o recentă întâlnire săptămânală a radioamatorilor hunedoreni la RCJ, s-a hotărât ca fiecare "utilizator" să contribuie la procurarea unei cantități mai mari de cablu coaxial de calitate, pentru a putea distanța "în înălțime" antenele repetorului (până când vom avea filtre duplexoare). Acțiunea a fost foarte bine înțeleasă, astfel că aproape toți cei ce folosesc (sau vor folosi) repetorul și-au adus deja contribuția.

Adrian - YO2BPZ (Material preluat din Buletinul de Informare al RCJ Hunedoara YO/HD Antena - octombrie 98)

YO3DCO - Gelles Victor tel.01/315.13.54 OFERĂ o antenă verticală tip 14AVQ realizată la AEROSTAR Bacău.

T-KIT QRP CW TRANSCEIVER



Model 1220 2m TRANSCEIVER
Model 1240 6m TRANSCEIVER

Model 1208 (8m) and 1210 (2m) TRANSVERTERS



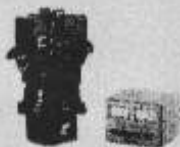
SWR/wattmetru KIT HF Receiver Kits



TEN-TEC
Model 1201
Desk
Microphone

ÎȚI ȘTI POZIȚIA ?

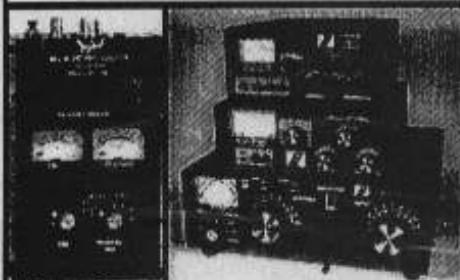
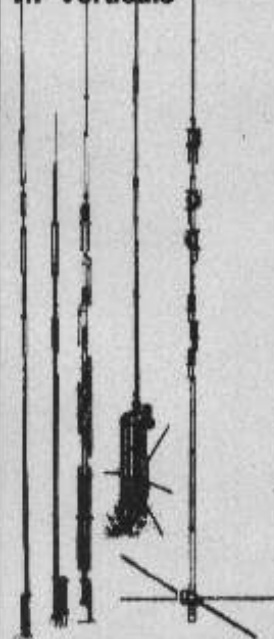
SOLUTIA CEA MAI
BUNA PT RECEPȚIA
PRIN SATELIT



- ⇒ SATELITE ANTENNA
- ⇒ YAESU G-5500 ANTENNA AZIMUTH-ELEVATION ROTATOR & CONTROLLER
- ⇒ EARTH STATION FT-874 Multi-Mode HF/VHF/UHF Satellite Transceiver

HF YAGI

HF Verticals

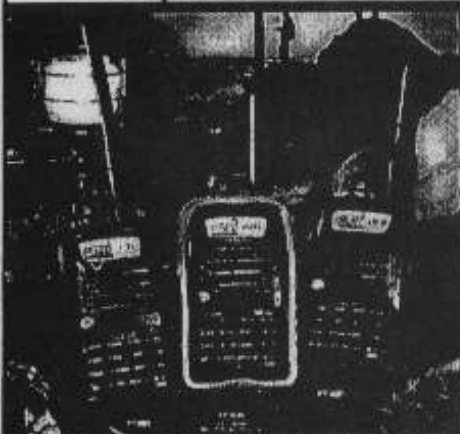


MFJ HF/VHF
ANT.
Analyzer

Palstar
Antenna Tuners

FIELD COMMANDER

FT-100 Ultra-Compact HF/VHF/UHF Transceiver



FT-10R FT-50R FT-40R

- ECHIPAMENTE SUB FORMĂ DE KIT-URI PENTRU CEI CE DORESC SĂ REALIZEZE QSO-URI CU APARATE MONTATE CU PROPRIA MÂNĂ, CU INVESTIȚII MINIME.
- ECHIPAMENTE PENTRU US ȘI USS, NOI SAU SECOND HAND.
- TEHNOLOGIE DE VÂRF PRELUATĂ DE LA ARMATĂ.
- ANTENE IMBATABILE DE LA VERTICALE LA BEAM-URI.

FT-920
HF +6 m
Includ Autotuner



VX1-R "THE SMALLEST DB"

VHF/UHF ANTENE

V2R

214 FM

Sursă ASTRON, de cea mai bună calitate!

Noi avem multe echipamente "second hand" disponibile în depozitele noastre. De ce să riscați cumpărând de pe INTERNET de unde nu obțineți nici o garanție a echipamentelor pe care le primiți?

Noi vă oferim o garanție de 30 de zile pentru fiecare echipament "second hand".



FL-30 Low-Pass filtru
si
1.5 kW Dummy Load

DACA NU AI GASIT
CEEA CE CAUTI
TELEFONEAZA-NE
ACUM!

RCS vă oferă un departament complet si profesional de service, cu oameni gata să vă ajute.



86
NOV

Radio Communications & Supply SRL

Magazin Str. Piata Amzei Nr. 10-22, sc. C, ap. 5

Tel/Fax (01) 659.50.72 Mobil: (094) 637.147, (094) 806.902



HELIAX[®]

Coaxial Cables

Connectors

Accessories

Cable Assemblies

Training/Service



Radio Communications & Supply SRL

Magazin: Str. Piata Amzei Nr. 10-22, sc. C, ap. 5 Tel/Fax: (01) 659.50.72

Mobil: (094) 637.147, (094) 806.902 E-Mail: rcssrl@com.pcn.ro