



RADIOCOMUNICATI

RADIOAMATORISM

3/2001

PUBLICAȚIE EDITATĂ DE FEDERAȚIA ROMÂNĂ DE RADIOAMATORISM



YO9DFQ - Ștefan,
secretar al C.J.R.
Ialomița, unul din
principalii animatorii ai
activității de radio-
amatorism din acest
județ.

YO9DFQ

ITU 28 CQ 20
KN34QN

73'S

TO RADIO:

RST:
Mhz:
MODE:
UTC:
DATE:
TO RADIO:

COSCIUG ȘTEFAN PO BOX 14; 8400 SLOBOZIA OP2 *Stef*

TXN FOR NICE QSO PSE QSL TXN

Împreună cu YO9BVG -
Florian Florescu-
Secretarul C.J.R.
Teleorman (cu șapcă în
fotografie), echipa radio-
clubului județean
participă la un concurs de
Unde Ultrascurte.

CQ YO

Ordonanța de Urgență cu
privire la valorificarea
bunurilor scoase din
funcțiune aflate în
administrarea
Ministerului Apărării
Naționale se află publicată
în Monitorul Oficial partea
I, nr. 286-22.06.1999



RCS

Radio Communications & Supply

Magazin: Str. Mamulari nr.11, et.1

Tel/Fax: +4 (01) 3150939, Mobil: +4 (094) 366147, +4 (094) 806902,

E-mail: office@rcsco.com

web: www.rcsco.com

**SmarTrunk
Systems, Inc.**

TELEX

LMR



TELEX



CRAIOVA REDIVIVA!

Anunțată din timp, adunarea anuală a radioamatorilor din jud. Dolj se prevedea a fi interesantă. Participare impresionantă.

Cuvântul de deschidere a fost rostit de Costel-YO7ARZ, președintele comisiei județene, care saluta pe cei prezenți și prezintă oaspeții (ing. Vasile Ciobanita-YO3APG, secretarul general al Federației, ing. Ilie Mihaescu-YO3CO, redactorul șef al revistei "CONEX CLUB" precum și cei sosiți din jud. Gorj și anume: Marcel-YO7BSN cu fiul sau Robert-YO7LWA și Dorel-YO7BUT din Targu Jiu precum și Petrica-YO7LTO din Târgușor și Costi-YO7HBY din Balcești-Valcea).

S-a pastrat un minut de reculegere pentru cei care au făcut Silent-key; Stanica Petre-YO7LHF ex YO7GH și Parjol Mihai YO7CJG.

Prezentarea materialului a fost făcută de Marian-YO7CKP care a punctat principalele realizări pe plan sportiv și tehnic. S-au acordat premiile pentru anul 2000:

Concursul internațional "OLTENIA- 145 MHz." editia VI-a

- Mariana-YO7LXT, locul I (stații fixe) cu 429.240 pct.

- Cristi-YO3FFF/P, locul I (stații portabile) 490.014 pct.

Concursul internațional "OLTENIA- 50 MHz." editia IV-a.

- Emil-YO7VJ, locul I (single operator) cu 74.756.636 pct.

- Mariana YO7LXT, locul I (multioperators) cu 189.221.340

pct. Locurile I au primit trofee sponsorizate de Radioclubul Județean din Targu-Jiu prin efortul lui Marcel-YO7BSN.

Locurile I, II și III au primit Diplome, clasamentele complete pe anul 2000 și regulamentele Concursurilor "OLTENIA" pe anul 2001.

Comisia Județeană este formată din: YO7ARZ - Vasile Constantin - președinte; YO7CKP - Marian Trincu- secretar; YO7BGA - Panait C.tin; YO7VS - Schmidt Ditmar; YO7LGI - Haizman Diru; YO7LCZ - Efrim Dorel și YO7LHA - Marcel Năstase, care răspund de diferite domenii de activitate, respectiv: US, UUS, Comunicații digitale, RGA și QSL-uri.

În Dolj există 5 radiocluburi și 97 de radioamatori de emisie.

D-I Mihaescu-YO3CO a înmănat participanților la adunare numeroase reviste "CONEX-CLUB" și a arătat disponibilitatea de a oferi pentru radiocluburi precum și solicitanților din școli sau institute cu specific electronic în mod gratuit revista menționată.

S-a amintit sponsorizarea făcută de Cor Moerman-PA0VYL prin intermediul lui Mihai-YO7LHN care a oferit un lot de transceivere T-813 (90 buc.) ce a permis dotarea majorității membrilor Radioclubului YO7KAJ. Am mai scris despre acest fapt în revista noastră dar acum se subliniază faptul că a sosit și cel de al doilea lot. Modificările efectuate pentru aducerea în bandă și alte facilități au fost făcute de către Sabin-YO7EA, Gusi-YO7LJJ și Samir-YO7LMU. Sau atașat la aceste modificări Dorel-YO7AOT, Vasile-YO7AWZ, Ovidiu -YO7LTI, Telu -YO7BGA.

Din două exemplare, Samir-YO7LMU a executat și pus recent în funcțiune un retranslator zonal pe canalul R-0 iar Sabin-YO7EA, din alte două aparate a executat un retranslator care să preia semnalul din R-4 (Vf.Omul) și să acopere, pe o frecvență de simplex, întreaga zonă a orașului Craiova și împrejurimi.

Pentru început, cu scopul stabilirii amplasamentului optim (cu minimum de perturbări dela, și către vecini) acesta va fi pus experimental în funcțiune și va fi testat o perioadă de timp din mai multe amplasamente.

Problema este deosebit de dificilă având în vedere puternicile perturbări provocate pe același canal R-4 de către

retranslatoarele vecinilor...

O altă sponsorizare a fost făcută de Florenta-YO7LEZ și Sorin-YO7COV, ambii managerei la INTERNET- OLTENIA. Aceștia au oferit cont pentru conectarea calculatorului de la YO7KAJ la internet precum și spațiu nelimitat pentru găzduirea paginii WEB a Radioclubului YO7KAJ.

În viitorul apropiat se va înlocui conectarea prin linie telefonică cu conectarea prin radio. În plus au permis conectarea directă a Reg. 46 Transmisiuni, conectare prin care YO7KJL va face un Gateway din PR în rețeaua Internet.

Însuși Reg. 46 Trs. a devenit de mult un important sponsor, care printr-o deosebită colaborare cu radioclubul județean, a susținut mișcarea de radioamatori prin oferirea spațiilor pentru desfășurarea unor activități, chiar prezenta adunare a avut loc în sala de club a unității. Mai mult, întreg "staff"-ul conducerii unității este compus din radioamatori autorizați activi ca Mihai-YO7LHM, Doru-YO7LGI, Radu YO7LHT, Dinca YO7CFD.

Se intenționează găsirea altor sponsori care să ofere sprijin în desfășurarea în toamnă a lucrărilor Simpozionului aniversar "75 ani de la prima emisiune radiodifuzată din Oltenia", emisiune efectuată de radioamatorii din Craiova.

- continuare în pag. 2 -

CUPRINS

Transceiver U.S. pe 6 benzi - TS6B-HM	3
Analizor de Spectru	13
Antene, de la bază	17
Elemente de circuit microstrip	23
Rubrica viitorului radioamator	25
Cupa "1 Decembrie"	27
George Boole - părintele logicii simbolice	28
Îmbunătățirea stabilității frecvenței de lucru la transceiverul A 412	29
Antenă activă pentru banda de 2200 m	30
Ontario QSO Party	31
Cupa Feroviarului	32
Concursul US "Dunărea de Jos"	32

Coperta I-a: YO2II - Sandu din Arad inițiindu-și nepoțica în tainele radioamatorismului.

YO9FJW - Ionuț un pasionat radioamator din Pucioasa.

Abonamente pentru Semestrul I - 2001

- Abonamente individuale cu expediție la domiciliu: 46.000 lei
- Abonamente colective: 41.000 lei

Sumele se vor expedia în contul FRR: Trezoreria Sector I București 50.09.42666.50, menționind adresa completă a expeditorului.

RADIOCOMUNICAȚII ȘI RADIOAMATORISM 3/2001

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

București tlf/fax: 01/315.55.75

e-mail: yo3kaa@penet.penet.ro

Redactori: ing. Vasile Ciobanita

dr. ing. Andrei Ciontu

ing. Ștefan Laurențiu

std. Gabi Frățescu

std. Octavian Codreanu

DTP: ing. George Merfu

Tipărit BIANCA SRL; Pret: 6000 lei ISSN=1222.9385

YO3APG

YO3FGL

YO3GWR

YO3GIQ

YO4GRH

YO7LLA

de diagrama de radiație, antena va putea avea totuși un câștig (provenit din directivitate) în comparație cu radiator izotrop cu pierderi identice.

Adăugind elemente...

Acolo unde considerentele de spațiu nu sunt importante, de exemplu în instalații fixe, cum ar fi stațiile care recepționează semnale de telemetrie de exemplu de la un bazin de acumulare la dispecerat, legătura poate fi realizată fără utilizarea unor puteri mari la emisie, dacă se utilizează antene cu câștig mai mare decât dipolul în semiundă.

Se poate obține o astfel de antenă dacă adăugăm elemente "parazite" dipolului în semiundă. Să ne imaginăm un element ceva mai mare decât jumătate de lungimea de undă, plasat aproape de dipolul în semiundă, în partea opusă emițătorului, așa cum se arată în Fig. 12. Acest element, denumit reflector re-radiază toată energia pe care o primește, dar ea va fi defazată (în avans) față de

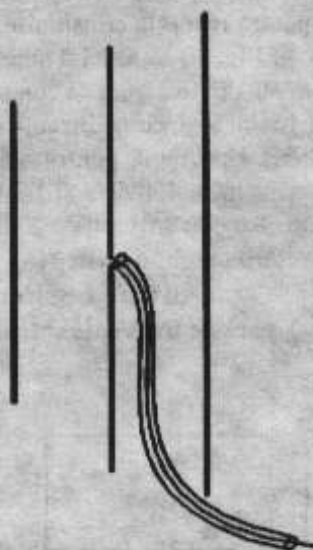


Fig. 12 O antenă Yagi are un reflector în spatele dipolului în semiundă și unul sau mai mulți directori în fața acestuia.

energia sosită pe dipol de la emițător. În momentul în care energia re-radiată de reflector ajunge la dipolul în semiundă, ea este în fază cu semnalul de la emițător, întărindu-l. În mod asemănător, un element ceva mai scurt, denumit director și amplasat în fața dipolului are un efect asemănător: adaugă un câmp util în dipol. Se pot adăuga mi multe directoare (scutate proporțional) pentru a spori câștigul. Spre deosebire de directoare, prin adăugarea în continuare a unor reflectoare nu se obține un câștig suplimentar.

Astfel de antene, de tip Yagi, care pot avea 18 elemente și chiar mai mult, pot avea câștiguri de până la 15dB comparativ cu radiatorul izotrop. Utilizând câte o astfel de antenă și la emițător și la receptor puterea necesară realizării legăturii se poate reduce de până la 400 de ori față de cazul în care se utiliza numai un dipol.

O altă modalitate de sporire a câștigului

O altă modalitate de sporire a câștigului este însumarea semnalului provenit de la mai multe antene. În Fig. 13 se arată un

grup de dipoli în semiundă în fața unui plan conductiv care, în practică, poate fi format dintr-o plasă de sîrmă.

Utilizînd un combinator hibrid (*hybrid combiner*) cu un număr corespunzător de intrări, semnalul de la toate antenele se însumează în fază. Cu un astfel de grup, apertura efectivă poate atinge dimensiuni comparabile cu suprafața fizică de dispunere a antenelor elementare, putînd atinge valori egale, de exemplu, cu λ^2 . Pentru a spori și mai mult câștigul, fiecare antenă elementară poate fi înlocuită cu o antenă Yagi. Asemenea grupuri, foarte directive, de antene asigură un câștig mare într-o direcție pe seama reducerii câștigului pe celelalte direcții. Pentru a vă imagina de ce este așa este suficient să vă gândiți la folosirea unei astfel de antene pentru emisie.

Puterea emisă este concentrată numai într-o anumită direcție, în defavoarea altora. Această directivitate este foarte utilă și la recepție. Nu se obține numai o creștere a sensibilității receptorului pentru anumite direcții ci și o reducere a semnalelor parazite provenite din celelalte direcții.

Bibliografie

1. Formato, R, *Design wideband antennas*, Electronics World, oct. 1977, pp825-829; aici se regăsesc și alte materiale bibliografice;
2. Hickman, I, *Practical radio frequency handbook*, 2nd Edition, 1997, ISBN 0 75063447 2;
3. Salvati, *High frequency loop antenna*, Electronic Design, 22 iulie 1996 (scurte detalii sunt reproduse în referința bibliografică [2] de mai sus);
4. Virani, *Electrically small antennas*, Journal IERE, 538(6), 266-274, sept-dec. 1988;
5. Fujimoto, și alții, *Small antennas*, Research Studies Press.

trad. YO3GWR



Fig. 13 Un grup de dipoli asigură o creștere a sensibilității într-o direcție prestabilită, uzual pe direcție perpendiculară pe planul suprafeței reflectante. Utilizată împreună cu un dispozitiv de aviere electronică a fazei pentru fiecare element, această rețea poate avea directivitatea controlată electric.

DIPLOMA GIRF 2001

Grupul Radioamatorilor feroviari din Italia instituie aceasta diploma pentru legături/recepții cu statii membre ale clubului, efectuate în perioada 1 - 15 martie.

Diploma are următoarele clase:

Diploma A - benzii: 1,8 - 3,5 - 7 MHz	20 puncte
Diploma B - benzii: 14 - 21 - 28 MHz	5 puncte
Diploma C - benzii: 50 - 144 - 432 - 1296 MHz	10 puncte

Se admite orice mod de lucru. Fiecare legătură/recepție se cotează cu un punct, cu excepția unei statii speciale "Jolly" care va fi alta în fiecare seară și care se cotează cu 3 puncte. Cererile cuprinzând extras de log și 15 IRC-uri se vor expedia la Mariutti Gianfranco - via Postoma 112-31050 Villorba (TV), până la 30 aprilie 2001.

GERMAN ISLAND AWARD/GERMAN IOTA Ric, DL2VFR, spune că informații despre insulele germane valabile pentru diploma GERMAN ISLAND AWARD se găsesc în Web page: <http://www.iota-post.com>

DX MAGAZINE'S 100 MOST WANTED!

Carl, N4AA, Editorul publicației QRZ DX, ne informează că cele mai căutate entități DXCC în anul 2000 se pot găsi în pagina Web <http://www.dxp.com>. Pe primele poziții găsim:

- | | |
|---------------------------|-----------------------------------|
| 1 - P5, North Korea | 6 - KH5K, Kingman Reef |
| 2 - VU4, Andaman | 7 - YA, Afghanistan |
| 3 - BS7, Scarborough Reef | 8 - VP8/SS, South Sandwich Island |
| 4 - 3Y/B, Bouvet | 9 - 3Y/P, Peter I Island |
| 5 - VU7, Lakshadweep | 10 - 7O, Yemen |

PUBLICITATE

Petrică - YO5CQI caută: Tuburi metalo-ceramice (2 buc.) 4CX250B, 4CX350A sau (1 buc.) 4CX1000, precum și socluri aferente acestora. Tel. 063 364080; acasa 063 362305; E mail: ilsom@elcom.ro cu mențiunea pentru Petrică

YO4NQ dorește să achiziționeze un amplificator de putere în unde scurte, preferabil cu tuburile 811, 572b, finale de baleiaj orizontal din TV color sau altceva, astfel încât puterea de ieșire să fie în domeniul 400-600w. Poate fi contactat la : 041/239337 int 1687; 1210 Serviciu; 041/237170 - acasă sau afilip@cne.ro

TRANSCEIVER U.S. PE 6 BENZI TS6B-HM

Iosif Cuibuș - YO5AT

Dupa cum se stie sunt multi radioamatori care pe langa traficul radio (realizare de legaturi bilaterale) vor sa se bucure si de satisfactiile rezultate dupa construirea si experimentarea unor aparaturi de trafic. Ma gândesc în special la acei radioamatori care au atât cunostintele tehnice necesare cât si îndemânarea corespunzătoare realizării aparatelor de trafic radio si mai ales doresc sa cunoasca mai concret principiul de functionare ale acestor aparate.

În realizarea legaturilor radio bilaterale un rol important revine statiei de EMISIE-RECEPTIE (transceiver).

Cu ani în urma acest echipament a fost realizat în exclusivitate de radioamatori. Între timp au aparut fabrici producătoare de astfel de echipamente care la început au preluat idei si solutii de la radioamatori. Pe parcurs însa prin perfectionarea tehnicii si tehnologiei s-au adoptat solutii si realizari care nu se mai pot reproduce de catre amatori mai ales din punct de vedere al design-ului. Pe de alta parte asemenea aparate sunt din ce în ce mai usor procurabile si la noi în tara. Dupa toate acestea se pune întrebarea daca mai merita sau nu sa se depuna eforturi în acest sens din partea radioamatorilor, pentru ca nu mai exista posibilitatea realizării unei asemenea statii de emisie-receptie cum sunt cele facute de fabrica. Aceasta întrebare apare cu un accent din ce în ce mai mare, care are ca rezultat descurajarea si a acelor amatori care au toate optitudinile necesare si dorinta sa realizeze, sa experimenteze aparate de trafic radio. Aceasta optica generala aparuta în rândul radioamatorilor mai ales în ultimul timp, ca nu merita sa pierdem timpul cu constructii de transceivere, pentru ca oricum nu le putem executa ca fabrica, rezulta o ramânere în urma din ce în ce mai mult în cunostintele tehnice referitoare la functionarea acestor aparate.

Parerea mea personala este ca într-adevar nu suntem capabili sa realizam ca fabrica, dar suntem pe deplin capabili sa realizam altfel decât fabrica, cu aceleasi performante sau mai bune, cu un pret aproximativ a zecea parte fata de un aparat de fabrica.

În ceea ce priveste performantele aparatului prezentat, am avut ocazia sa fac comparatii cu mai multe aparate ca: Kenwood, TS 520, TS 820, TS 130 sau YAESU FT 101 ZD etc. Sensibilitatea la receptie precum si raportul semnal/zgomot este comparabila cu oricare dintre aparatele mentionate, adica ceea ce s-a putut receptiona cu cele de fabrica a fost perfect receptionat si cu aparatul de fata. La emisie am primit numai cuvinte de lauda de la partenerii cu care am avut legaturi bilaterale.

Mentionez ca aparatul a fost prezentat la concursul de creatie tehnica în 1999 la Baia Mare (Sutor) unde a fost clasat pe locul 4 si la concursul de creatie tehnica în 2000 la Budapesta obținând locul 2 în clasamentul echipamentelor de emisie-receptie.

Asa deci ar trebui reconsiderata ideea daca noi suntem sau nu capabili sa realizam aparate de emisie-receptie performante. Avem traditiile bune în acest domeniu ca de exemplu transceiverul A412 si altele care au adus satisfactii depline la multi radioamatori YO. Din fericire în paginile revistei noastre au aparut multe materiale documentare în acest domeniu, la care as dori sa aduc si eu contributia mea modesta prin prezentarea materialului de fata.

Dupa aceasta cam lunga introducere în cele de mai jos urmeaza prezentarea unui transceiver US relativ simplu dar performant

care satisface pe deplin exigentele actuale de lucru în trafic.

În cadrul prezentării caut sa explic mai amanuntit functionarea unitatilor precum si modul de realizare respectiv punere în functiune ale circuitelor si subansamblelor diferite. De aceea îmi cer scuze de la cititorii mai pregatiti care considera plictisitor descrierea, dar eu m-am gandit mai mult la cei începatori care înca nu au experiente suficiente în constructii. Denumirea din titlu -TS6B-HM - provine din cuvintele prescurtate: TS - transceiver, 6 - sase benzi, HM -home made. Functioneaza în cele 6 benzi clasice de unde scurte în modurile SSB si CW atât la receptie cât si la emisie. Puterea de iesire la emisie este de 5W ceea ce satisface conditiile de participare la toate concursurile QRP. Totodata aceasta putere este suficienta pentru atacarea unui amplificator final de 50-100 W. Am optat la varianta QRP intrucât acest mic final de 5W out înglobat în cutia aparatului nu produce o caldura asa de mare ca sa influenteze negativ stabilitatea de frecventa a VFO-ului.

Placile subansamblelor functionale s-au realizat cu tehnologie clasica intrucât realizarea tehnologiei SMD acasa ar fi fost mai greoaie. Pe de alta parte majoritatea pieselor utilizate au fost recuperate din diferite placii si subansamble electronice.

În cele de mai jos prezint câteva instrumente absolut necesare realizării cu succes a modulelor, subansamblelor respectiv a întregului transceiver.

1. Multimetru universal analog sau digital.
2. Grid-dip metru care cuprinde domeniile de masurare 1-30 MHz. Daca nu dispuneti, se poate realiza dupa descrieri aparute în revistele de specialitate.
3. Frecventmetru digital cu posibilitati de masurare de cel puțin până la 25 MHz. Daca nu exista acest instrument se poate trece la construirea prealabila a scalei digitale pentru prezentul aparat care se poate utiliza si la masurarea frecventelor până la 30 MHz.
4. Osciloscop cu limita de masurare de cel puțin 10 MHz. Daca nu exista sa apelam la prieteni care au, sau la institutii unde se folosesc asemenea aparate.

În afara instrumentelor de mai sus sunt utile câteva aparate de masura ca: generator sinusoidal 10 Hz si 100 KHz, vobbler pentru vizualizarea caracteristicii de trecere a filtrelor SSB, generator cu 2 tonuri pentru reglarea nivelului de modulare optima etc.

Dupa toate aceste enumerari se pune întrebarea daca merita sa achizitionezi atâtea aparate pentru construirea unui transceiver de unde scurte. Eu consider ca cei care abordeaza o asemenea lucrare nu se vor opri la un singur aparat ei vor construi o serie de alte aparate unde la fel sunt necesare masuratori similare. Placile de circuit imprimat sunt realizate pe placii dublu placat unde traseele de circuit se realizeaza pe o parte iar pe partea opusa ramâne o suprafata compacta de masa de care se vor lipi toate terminalele de masa.

Câteva idei si sfaturi pentru cei care doresc sa execute acasa placile de circuit imprimat:

1. Placile dublu placat se taie la dimensiunile aratate în desene.
2. Se curata suprafata placata pe ambele parti prin frecare cu o cârpa umezita si îmbibata cu praf de curatat. Dupa care se spala bine si se usca.
3. Se aseaza desenul placii pe placa si se fixeaza prin lipire cu banda de lipit (scoci). Ca sa nu deterioram revista, se poate face cate o copie XEROX dupa placile de circuit imprimat.
4. Se puncteaza cu un punctator locurile unde se vor gaurii.

5. Se îndepartează desenul de pe placă și se desenează traseele cu lac sau altă soluție rezistentă la corodare. Traseele se desenează foarte atent să fie identic cu desenul plăcii.

6. Pe partea opusă se aplică un strat de lac complet pe toată suprafața.

7. Se introduce placă în soluția de corodare (exemplu: clorura ferică) care corodează suprafețele nevopsite.

8. După corodare se îndepartează lacul și se curată din nou prin frecare cu o carpa umedă îmbibată în praf de curată obținând astfel o suprafață curată și lucioasă.

9. După uscare se aplică pe ambele fețe o soluție de săcăz dizolvat în acetona, care la urmă se uscă din nou (cu uscător de par). Pe această suprafață pregătită se poate lipi ușor și perfect cu cositor.

10. Se găurește cu burghiul de $\phi 0,6-0,9$ mm acele gauri care aparțin traseelor (mai puțin punctele de masă).

11. Se întoarce placă și toate gaurile se zincuiesc cu burghiul de $\phi 3$ mm.

12. Se întoarce din nou placă și se continuă executarea gaurilor cu burghiul de $\phi 0,6-0,9$ mm aparținând punctelor de masă. Se mai execută lărgirea gaurilor unde se introduc piese cu terminale mai groase cum sunt: terminalele potenciometrelor semireglabile, condensatoarelor trimmeri, terminalele tranzistoarelor MOSFET, terminalele transformatoarelor de medie frecvență, terminalele releelor etc. Aceste gauri se lărgesc cu burghiul de $\phi 1,25$ mm.

Intrucât placă de circuit al scalei digitale conține trasee pe ambele fețe ale plăcii recomand executarea gaurilor înainte de desenarea traseelor. În felul acesta punctele traseelor pe ambele părți se întâlnesc în mod sigur.

Aparatul conține în total cinci module care se vor asambla după o schemă de conexiune prezentată în cele ce urmează:

- modulul de bază
- modulul VFO
- modulul Front-End (A și B)
- modulul PA
- modulul scala numerică

Propun realizarea modulelor în ordinea prezentării, excepție poate face scala digitală pentru cei care nu au frecvențmetru digital. Încă un amanunt: să avem la dispoziție o sursă de curent stabilizat de 12-13,8V care să livreze cel puțin 1A la ieșire cu protecție la scurtcircuit.

MODULUL DE BAZĂ

Cuprinde unitățile funcționale care sunt necesare producerii semnalelor SSB și CW la emisie, respectiv recepționarea lor până la difuzor astfel:

- **La recepție** conține: mixer comun (emisie, recepție), filtru SSB comun (emisie, recepție), amplificator FI, detector de produs, filtre de joasă frecvență, amplificator final audio.
- **La emisie** conține: oscilator local pentru SSB, oscilator local pentru CW, modulator echilibrat, amplificator RF, amplificator de microfon.
- **Circuitele auxiliare** conține: circuit de comandă emisie-recepție, vox, anti vox, amplificator S metru și AGC, generator de ton pentru monitorizarea manipularii la CW, stabilizator 8V respectiv 3,7V și releu de comandă.

Schema de principiu se poate urmări conform fig. 1. Desenul plăcii de circuit imprimat la scară 1:1 văzut dinspre partea cu lipituri este prezentat în fig. 2. Schema de așezare a pieselor văzută dinspre partea plantată se poate urmări conform fig. 3.

La prima vedere acest modul pare complicat însă dacă analizăm mai amanunțit se poate observa că circuitele cuprinse în acest modul sunt clasice și bine separate între ele, ușurând astfel montarea și reglarea în parte a partilor componente. Totodată

oferă posibilitatea să fie scoase unele circuite și utilizate la alte montaje deja existente.

În cele ce urmează se vor analiza toate circuitele componente în parte. Totodată propun ca montarea și reglarea circuitelor să se execute în aceeași ordine.

- **Amplificator final audio** conține un circuit integrat LM 386 care mai cuprinde doar câteva piese periferice având un consum foarte redus. Nu necesită reglaje ulterioare. Puterea de ieșire este de cca. 0,5W care este suficient pentru recepționarea în bune condițiuni a semnalelor SSB și CW chiar și în difuzor. După montarea circuitului integrat și a pieselor periferice se verifică dacă lipiturile sunt perfecte. Imediat după aceea se trece la încercarea funcționării circuitului. Se alimentează cu 12-13 V la terminalul 3 iar la terminalele 1 și 2 se leagă un difuzor de 8-12 Ω . Atingând cu vârful pensetei terminalul 4, trebuie să se audă un brum de 50Hz puternic.

- **Filtrele de joasă frecvență** s-au realizat în jurul unui CI. LM324 care conține 4 amplificatoare operationale. Astfel în jurul fiecărui amplificator s-a adaptat un filtru activ după cum urmează: 2 filtre trece jos legate în serie primesc semnalul de la detectorul de produs având rolul să taie componentele de joasă frecvență peste 3 KHz. În felul acesta se elimină semnalele perturbatoare de la stațiile vecine care produc tonuri ciripitoare pe frecvența de lucru. După aceste filtre urmează încă două filtre active trece bandă legate în serie având frecvența de trecere în jur de 800 Hz. Practic toate cele 4 filtre sunt legate în serie. Cu un comutator cu trei poziții se pot culege semnalele de audio frecvența de pe diferite trepte ale filtrului după cum urmează:

- poz. 1.-terminalul 8 -latime de bandă 3 KHz recepție SSB
- poz. 2.-terminalul 7 -latime de bandă 500Hz recepție CW
- poz. 3.-terminalul 6 -latime de bandă 300Hz recepție CW

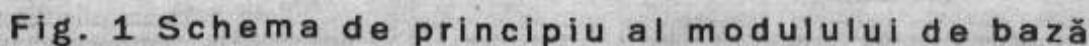
În felul acesta la poz. 1 al comutatorului sunt active cele 2 filtre trece jos, în poz. 2 pe lângă primele două filtre se activează al 3-lea filtru care este filtru trece bandă având frecvența centrală de 800 Hz și o latime de bandă de 500 Hz iar în poz. 3 se activează și al doilea filtru trece bandă având aceeași caracteristici ca și cel anterior. Legate însă în serie, rezultă o latime de bandă de 300 Hz la frecvența centrală.

Toleranța la valoarea componentelor R și C utilizate la filtre trebuie să fie de până la 5%. Condensatoarele să fie de tip multistrat sau stiroflex întrucât condensatoarele ceramice tip placheta nu au coeficient termic corespunzător.

După montarea circuitului LM 324 și a componentelor periferice se verifică din nou lipiturile, după care se aplică tensiune de alimentare pe terminalul 5. Terminalele 8, 7 și 6 se leagă la un comutator cu trei poziții. Punctul de ieșire al comutatorului cu 3 poziții se leagă la intrarea Y al unui osciloscop. Se reglează baza de timp la osciloscop la 10 ms. și cu o sensibilitate de cca. 0,5 V. Se aplică la terminalul 9 de la un generator sinusoidal un semnal audio de cca. 2 mV. Reglând frecvența generatorului, în poziția 1 al comutatorului trebuie să rezulte un nivel aproape constant până la 3 KHz. Marind frecvența, nivelul de ieșire trebuie să scadă vertiginos, și la 4 KHz nivelul va fi cca. a 10-a parte față de semnalul până la 3 KHz. Pe poziția 2 al comutatorului scade și mai mult nivelul de ieșire a semnalului. Modificând frecvența generatorului se observă o creștere bruscă a nivelului în jurul frecvenței de 800 Hz care scade uniform modificând frecvența în sus și în jos. În poziția 3 al comutatorului situația trebuie să se mentină prin îngustarea benzii de trecere.

- **Oscilatorul local SSB.** După cum se știe la recepționarea emisiunilor SSB și CW avem nevoie de semnal RF aplicat la detectorul de produs. De aceea este necesar să continuăm cu

cristale de cuarț de 8867,23 KHz folosite la televizoare color sistem PAL care s-au achiziționat foarte ieftin, în continuare și la oscilatorul local s-a folosit asemenea cristal ca element rezonator.



Desigur se poate utiliza fara nici o problema filtrul SSB de 9 MHz (XF9) cu cristale aferente pentru oscilator local.

Oscilatorul local este realizat cu tranzistorul BF240 (dar se poate folosi oricare dintre tipurile BF167, 173, 198,199) în montaj în trei puncte. Reglarea frecventelor la oscilator se face în asa fel ca sa cada pe punctul de 20dB al flancului inferior si superior al caracteristicii de trecere a filtrului SSB. Aceasta se realizeaza cu elemente capacitive si inductive legate în serie cu rezonatorul. Astfel prin montarea unei capacitati corespunzatoare se regleaza frecventa oscilatorului la 8866 KHz pentru partea

superioara a filtrului SSB. Prin montarea unei inductivitati reglabile în serie cu rezonatorul se regleaza frecventa oscilatorului la 8863,2 KHz pentru partea inferioara a filtrului SSB. Comutarea inductantei sau capacitatii la rezonator este realizat cu un releu mic de 12V.

Bobina cu inductivitatea variabila s-a realizat pe un transformator FI de 10,7 MHz având 20 spire bobinate din sârma de $\phi 0,15$ cu izolatie de email. Numarul de spire poate fi influentat si de permeabilitatea miezului de ferita din transformator. Capacitatea serie necesara pentru realizarea frecventei dorite se poate combina din doua condensatoare.

Oscilatorul este usor de realizat, nu contine elemente dificile. Punerea în functiune se realizeaza prin alimentarea terminalului 19 cu tensiune de 12-13 V care prin dioda zener se stabilizeaza la 6,8 V prin care se realizeaza o stabilitate marita a frecventei. Se masoara frecventa oscilatorului cu un frecventmetru digital în emitorul tranzistorului T3. Se regleaza miezul bobinei pâna ce se obtine frecventa de 8863,2 KHz (8898,5KHz), dupa care se aplica 12 V la terminalul 18. Releul va comuta pe condensator si se regleaza din condensatoare de capacitate adecvata pâna ce se obtine o frecventa de 8866 KHz (9001,5 KHz în cazul filtrelor XF9).

- **Detectorul de produs** este realizat cu CI TBA120S. Circuitul primeste semnalul FI simetric pe pinul 7 respectiv 9 de la infasurare secundara al transformatorului Tr 2. Ca detector de produs este utilizat amplificatorul diferential al discriminatorului FM producând un nivel audio mare (cca. 1 V) fara distorsiuni într-o gama larga de nivele de semnal FI. Semnalul de la oscilatorul local se aplica pe pinul 14 trecând printr-un lant de amplificatoare limitatoare. În felul acesta se amplifica si se limiteaza nivelul oscilatiilor locale care devin practic dreptunghiulare imbunatatind astfel randamentul detectiei. Un alt avantaj este ca nu necesita nivel mare de semnal de la oscilatorul local. Detectorul de produs nu necesita reglaje deosebite dar trebuie realizat montajul cu grija si cu lipituri perfecte.

- **Amplificatorul FI** realizat cu un tranzistor MOSFET dual gate de tip BF961 (T1). Amplificarea acestuia este reglabila, prin modificarea tensiunii pe G2, între 0-7 V. Prin ridicarea punctului de masa al amplificatorului cu cele doua diode 1N4148, amplificarea se poate varia într-o gama foarte larga de semnal. Transformatorul Tr2 se realizeaza folosind un transformator FI de 10,7 MHz utilizat la aparate radio tranzistorizat. Pentru frecventa intermediara de 8864,5 KHz se bobineaza 20 spire cu sârma de $\phi 0,15$ cu izolatie de email pentru bobina primara si 10 spire cu aceeași sârma pentru bobina secundara. Capacitatea C în acest caz are valoare de 56pF care se recomanda sa fie stiropflex. Masurarea frecventei de rezonanta se poate efectua cu un

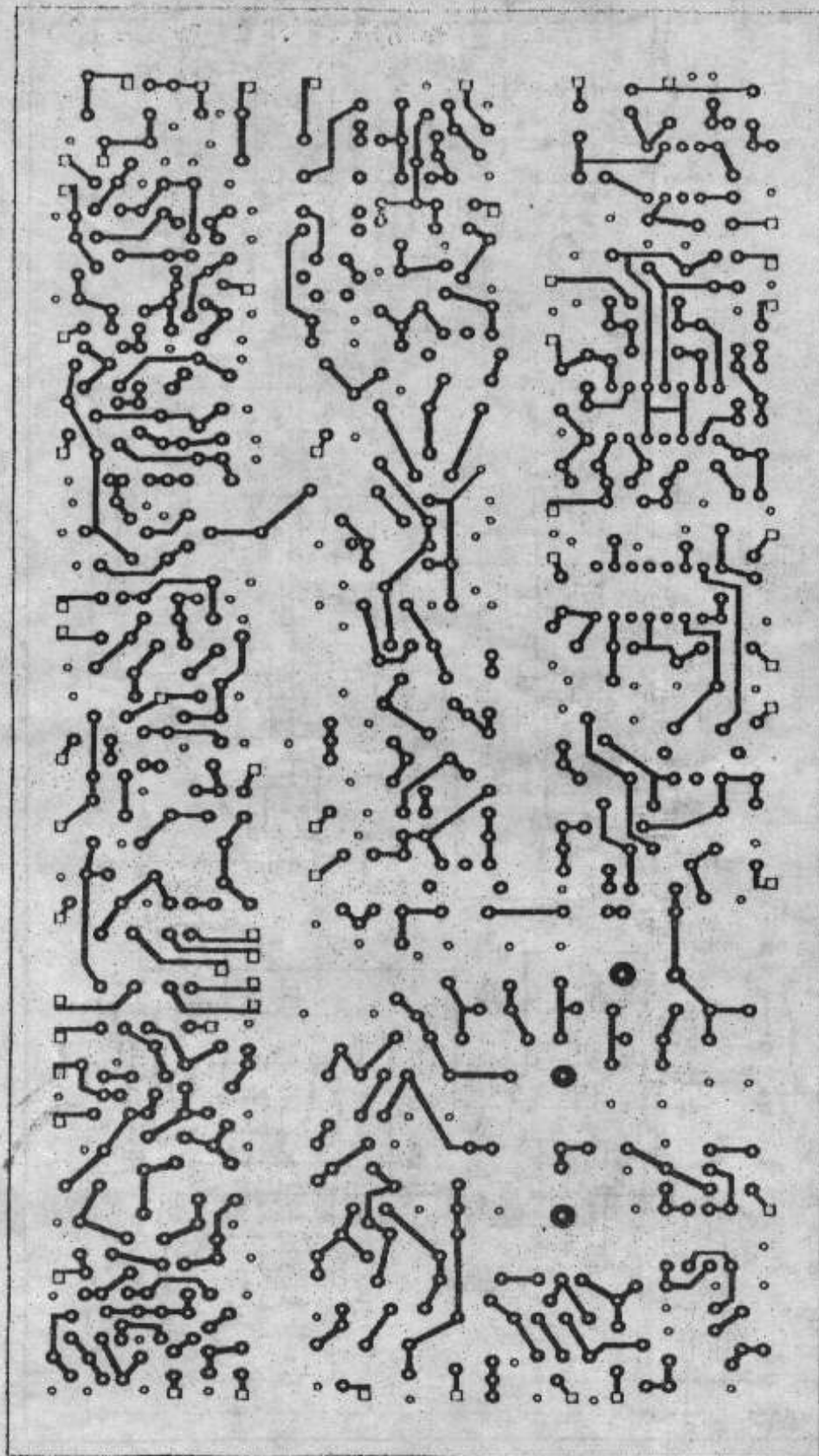


Fig. 2 Placa de circuit imprimat scara 1:1

DIP metru si fara capacul de ferita trebuie sa fie in jurul frecventei de 8870 KHz iar cu capacul de ferita pe la jumatarea cursei sa fie la 8865 KHz.

Dupa realizarea si verificarea acestui etaj se trece la verificarea etajelor terminate. Se aplica tensiune de alimentare, la amplificator final audio terminal 3, la filtre joasa frecventa terminal 5, la oscilatorul local terminal 19, la detectorul de produs terminal 10, la amplificatorul FI terminal 13. De la terminalul 10 printr-un divizor de 4,7 KO si potentiometru de 10 KO se aplica tensiune variabila de la cursorul potentiometrului, care sa fie

reglabila între 0-7 V. Se scurtcircuiteaza terminalele 9 si 12. Se monteaza comutatorul cu 3 pozitii asa cum s-a aratat mai sus. De la comutator printr-un condensator de $2,2\mu\text{F}$ se cupleaza la un potentiometru logaritmice de $25-100\text{K}\Omega$. In cazul folosirii potentiometrului de valoare de $100\text{K}\Omega$ condensatorul poate fi si de $1\mu\text{F}$. Cursorul potentiometrului se leaga la terminalul 4. Intre terminalul 1 si 2 se cupleaza un difuzor de $8-12\Omega$. Reglând potentiometrele in pozitia semnal maxim trebuie sa se auda un fâsâit slab dar concret. Sa dispunem DIP metrul pornit la distanta de cca. 1m de la placa. Reglând frecventa DIP metrului la frecventa

de 8865 KHz trebuie sa se auda un fluierat pronuntat. Reglând dupa aceea miezul transformatorului Tr2 trebuie sa gasim un semnal maxim pe la jumatatea cursei. Prin comutarea pe diferite pozitii al comutatorului cu 3 pozitii se poate verifica si functionarea filtrelor.

- *Filtrul SSB comun* realizat cu

cristale de cuarț de 8867,23 KHz, conform figurii 4. Caracteristica de selectivitate se poate urmări după figura 5. Contine 6 elemente rezonatoare legate în serie (scara). Capacitățile în derivație față de cele prezentate în **RADIOTECHNIKA** numărul 2/2000 pag. 90 se modifică conform prezentei scheme intrucât pe parcurs am obținut o îmbunătățire a funcționării filtrului cu aceste valori, mai ales prin uniformizarea părții de sus al caracteristicii de trecere. Precizia de frecvență a cuarțurilor folosite trebuie să fie în limita de 50 Hz. Placa de circuit imprimat este în așa fel concepută ca să fie posibilă folosirea filtrelor clasice XF fără nici o modificare. Caracteristica de selectivitate se poate ridica cu un generator RF cu posibilități de reglare foarte fine, și voltmetru electronic sensibil. Modificând frecvența cu pași de 100 Hz în jurul frecvenței de rezonanță se poate ridica curba caracteristică. Se mai poate verifica și vizualiza pe ecranul osciloscopului folosind un volter pentru această operație. În cazul filtrului prezentat frecvența de mijloc $F_0=8864,6$ KHz neuniformitatea benzii de trecere nu este mai mare de 1.5 dB. Latimea de bandă la punctele de 6 dB este de 2 KHz. Din măsurători a rezultat o neuniformitate la flancurile inferioare și superioare. Flancul inferior este mai abrupt. De aceea pentru lucrul normal la benzile laterale se folosește oscilatorul local inferior. Benzile laterale corespunzătoare fiind realizate din mixaj.

- **Mixer comun** In cazul de fata am folosit un mixer dublu echilibrat DBM (double balanced mixer) de constructie proprie care contine 2 transformatoare RF de banda larga (Tr) si patru diode cu caracteristici identice. Din caracteristica de functionare rezulta o atenuare mare fata de cele 2 semnale introduse (semnalul VFO si semnalul dela oscilator local), iar semnalul de diferenta apare la iesire cu atenuari minime. Gradul de atenuare fata de cele 2 semnale introduse depinde de

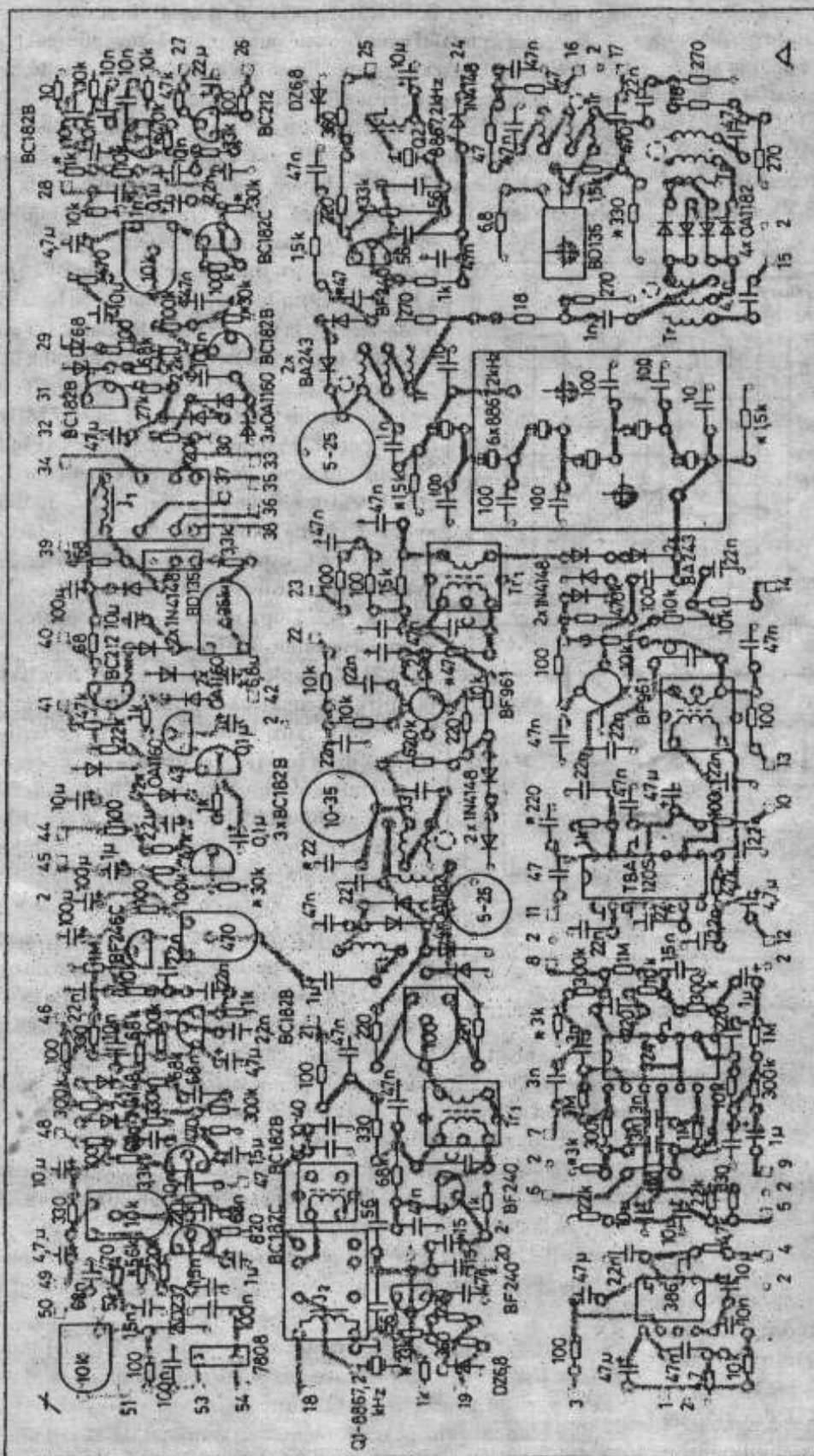


Fig. 3

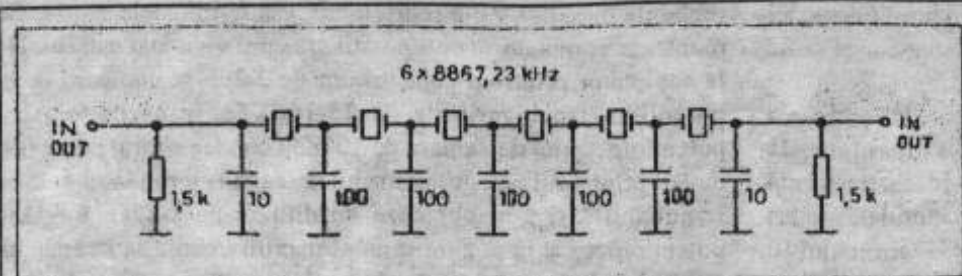


Fig. 4

construcția simetrică ale transformatoarelor, și de uniformitatea caracteristicilor celor 4 diode.

În ce privește diodele folosite se poate utiliza diode de germaniu, diode de siliciu sau diode Schottky. Diferențele ce apar la aceste diode constă în tensiunea de deschidere a diodelor. Astfel la diode de germaniu tensiunea de deschidere este 0,2-0,3 V necesitând un nivel de semnal de la VFO mai mic (cca 0,8 V), la diode cu siliciu tensiunea de deschidere este de 0,6-0,7 V, necesitând astfel un nivel de semnal mai mare de la VFO (cca 1,5 V), la diodele Schottky tensiunea de deschidere este în jur de 0,4 V care necesită un nivel de semnal de la VFO (cca 1,2 V).

Pentru îmbunătățirea echilibrării la mixer este necesară împerecherea diodelor utilizate. Pentru această operație se poate realiza un mic dispozitiv ieftin dar foarte util conform schemei prezentate la figura 6. Cu acest dispozitiv se poate verifica comportarea diodelor la diferite valori de curent, reglabil cu potentiometrul de 1MO. Modul de măsurare constă din folosirea unui instrument cu indicator în mijlocul scalei de $\pm 100 \mu A$ care fiind legat între dioda de referință și dioda de măsurat, indică diferența de curent în plus sau în minus față de curentul care parcurge dioda de referință. Aceasta se verifică în diferite poziții ale potentiometrului. În felul acesta se pot selecta diode cu caracteristici similare sau foarte apropiate.

Un avantaj foarte mare la acest tip de mixer este că poate funcționa bidirecțional fiind posibilă astfel folosirea unui singur mixer atât la recepție cât și la emisie, simplificând astfel funcționarea transceiverului. Impedanța caracteristică a mixerului în toate cele 3 puncte este de 50Ω ceea ce are ca rezultat o funcționare foarte stabilă. Având în vedere impedanțele mixerului a fost necesară folosirea unui transformator de ridicare cu 1:9 între mixer și filtru pentru adaptare mai corectă. Aceeași transformare se folosesc între oscilatorul VFO și mixer dar în jos adică 9:1. Toate cele 4 transformatoare (Tr) cele din mixer și cele de adaptare au aceeași construcție: Pe tor de ferită $\phi 8 \times \phi 4 \times 2,5$ cu punct albastru se bobinează 3×10 spire trifilar din sârma de $\phi 0,2$ mm cu izolație de email care în prealabil se rasucește în așa fel ca pe o lungime de 1 cm să cadă aproximativ 3 rasuciri. Se mai poate executa și pe tor de ferită cu punct alb, dar în cazul acesta se bobinează de 3×6 spire. După bobinare se curată capetele și se identifică cu ohm-metru după care se poate monta pe placă. Reteaua R de $270 \Omega / 18 \Omega$ asigură o adaptare ohmică într-o bandă largă asigurând o funcționare uniformă mixerului.

Intrucât semnalul de la modulul VFO (0,3-0,4 V) nu este

suficient pentru funcționarea mixerului. A fost necesar de un etaj amplificator pentru VFO care funcționează cu tranzistorul BD135. Curentul de colector fiind reglat la 35-40 mA asigură o amplificare liniară și uniformă într-o gamă largă de frecvențe (3-30 MHz). Curentul colector se poate regla prin modificarea valorii rezistenței 330 Ω marcat cu *. Se mai montează peste tranzistor o placuță din tablă de aluminiu de dimensiuni 10x40 mm și 1 mm grosime

îndoit în forma de U. Amplificarea etajului se poate modifica prin modificarea valorii rezistenței de $6,8 \Omega$ din emitor.

Executat montajul până la acest punct, linia de recepție practic este realizată. După verificarea din nou a circuitelor executate, se trece la realizarea generatorului SSB.

Semnalul RF produs de oscilatorul local nu are nivel suficient de mare pentru modulator echilibrat. De aceea este necesară amplificarea semnalului și adaptarea la modulatorul echilibrat care are o impedanță de intrare cca. 100Ω . Tranzistorul T4 folosit

în acest etaj amplificator este de tip BF240 (sau tranzistoare similare ca exemplu BF167-173-198-199) și lucrează în montaj cu baza la masă care are la ieșire un transformator Tr1 cu circuitul acordat pe frecvența oscilatorului de purtătoare. Acest transformator la fel ca și Tr2 s-a executat din transformator FI de 10,7 MHz de la aparate de radio cu tranzistoare, având 20 spire din sârma de $\phi 0,15$ mm cu izolație de email pentru bobina primară și 4,5 spire din aceeași sârma pentru bobina secundară. Capacitatea C este de 56 pF la fel ca la Tr2, măsurătorile se efectuează la fel cu DIP metru ca și la Tr2. După montarea componentelor se aplică tensiune de alimentare la terminalele 19 și 21. Se cuplează bobina secundară a Tr1 la intrarea osciloscopului. Se reglează semnalul maxim la ieșire, capacul de ferită fiind aproximativ la jumătatea cursei. Semnalul pe ecranul osciloscopului trebuie să fie perfect sinusoidal cu un nivel de cca. 1 V sau ceva mai mare. Dacă nivelul semnalului nu atinge valoarea necesară se poate mări capacitatea de cuplaj de 15 pF marcat cu *.

- Modulatorul echilibrat

este realizat cu 4 diode de germaniu împerecheate după cum a fost arătat mai sus. Echilibrarea se realizează cu potentiometrul semireglabil care

se poate efectua după ce amplificatorul RF va fi terminat. Cu trimmerul de 5-25 pF se poate îmbunătăți gradul de echilibrare efectuând intermitent reglajul cu potentiometrul de 100Ω . Semnalul de la modulator echilibrat se culege prin bobina de cuplare la un circuit acordat pe frecvența oscilatorului de purtătoare, care se realizează pe un tor de ferită cu punct albastru (N 20) $\phi 8 \times \phi 4 \times 2,5$ mm. Se bobinează bifilar 2×8 spire din sârma de $\phi 0,2$ mm cu izolație de email. Cele două sârme în prealabil se rasucesc. Bobina de cuplaj se bobinează separat pe aceeași tor din sârma de $\phi 0,2$ mm având 4 spire.

- **Amplificatorul RF** realizat cu tranzistor MOSFET dual gate de tip BF961. Amplificarea se poate regla în game largi de valori variind tensiunea pe G2 între 0-7 V. Reglarea se poate realiza manual prin potentiometru sau automat de la circuitul ALC. Pentru simplitate în prezentul montaj s-a folosit reglajul

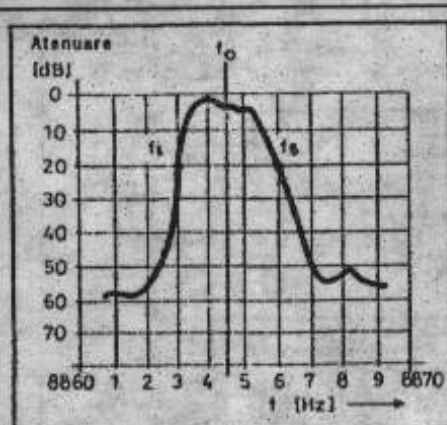


Fig. 5

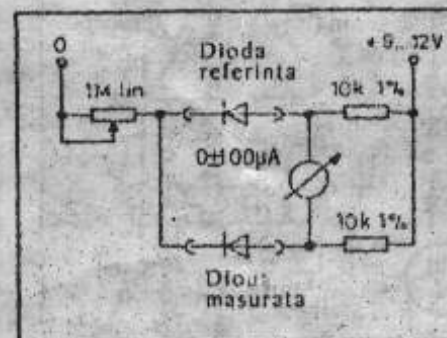


Fig. 6

manual. Din punct de vedere al funcționării, circuitul este foarte asemănător cu acela din amplificatorul FI. Construcția transformatorului Tr1 este similară cu aceea de la modulatorul echilibrat. După verificarea lipiturilor, operație ce este valabilă și pentru celelalte circuite (în cele ce urmează nu se va mai aminti acest lucru la fiecare circuit), se trece la verificarea și reglarea circuitelor.

Se aplică tensiune de alimentare la terminalele 19-21-23, iar printr-un divizor de $4,7K\Omega$ și potentiometru de $10K\Omega$ se aplică o tensiune variabilă între 0-7 V legând cursorul potentiometrului la terminalul 22. În locul diodelor BA 243 se cupla osciloscopul la ieșirea de la Tr1. Potentiometrul trimer de 100Ω de la modulator echilibrat se fixează într-o poziție de capăt, după care se reglează la nivel maxim de ieșire prin reglarea din miezul transformatoarelor Tr1 și prin reglarea trimmerului 10-35pF. Capacitatea fixă de 22pF cu steluta trebuie astfel aleasă ca semnalul maxim reglat cu trimmer să nu cadă în poziția extremă a condensatorului (închisă sau deschisă). Este recomandat folosirea condensatorului trimer cu folie.

După ce s-a reglat nivelul de semnal maxim la ieșire se poate trece la echilibrarea modulatoarelor cu potentiometrul semi-reglabil de 100Ω și condensatorul trimer de 5-25pF, efectuând reglaje până ce pe ecranul osciloscopului scade semnalul la zero.

- **Amplificator de microfon.** După cum se cunoaște modulatorul echilibrat pe lângă semnalul de radiofrecvență trebuie să primească un semnal de audiofrecvență, rezultând astfel la ieșire din modulator un semnal DSB/SC (semnal de radiofrecvență modulat cu dubla bandă laterală). Trecând acest semnal printr-un filtru de bandă îngustă (filtru SSB) se taie una din benzile laterale, rezultând un semnal SSB (semnal cu bandă laterală unică).

Semnalul de audiofrecvență se produce cu un amplificator de joasă frecvență realizat cu tranzistoare T20 și T19 la intrarea căreia se poate lega un microfon sau alta sursă de semnal de joasă frecvență.

În aparatele moderne pentru mărirea eficienței semnalului RF radiat, se utilizează circuite auxiliare diferite. Astfel se folosesc compresoare de dinamică, circuite limitatoare sau de tăiere sau combinarea acestor circuite (procesoare). Aceste circuite intr-adevar sunt eficiente dar dacă nu sunt reglate corect, strică foarte mult calitatea semnalului produs. De aceea în cazul aparatelor de construcție amatoriască trebuie să acordăm o atenție deosebită la aceste circuite auxiliare, deoarece nu prea avem aparatură adecvată pentru reglarea corectă. Așa de exemplu în cazul unui compresor de dinamică reglat necorespunzător rezultă o modulație distorsionată care strică înțelegibilitatea.

În aparatul prezentat în loc de compresor am utilizat un limitator de semnal care nu necesită reglaje ulterioare. Circuitul de limitare constă din două diode legate în sens opus față de semnal. În felul acesta semnalul de joasă frecvență din amplificator se limitează la valoarea de 0,6V. Nivelul de audiofrecvență va fi practic constant indiferent de la ce distanță și cu ce tărie vorbim în fața microfonului, reducând astfel pericolul supramodulațiilor care produc distorsiuni. Într-un câț prin limitare apar componente nedorite (armonici) în semnalul audio, s-a mai completat circuitul în continuare cu un filtru activ trece-jos care taie componentele peste 3KHz. Acest filtru funcționează cu tranzistorul T18 cu componentele aferente. După filtru urmează un etaj cu un tranzistor FET având impedanță de intrare mare care nu saturează filtrul activ. La ieșirea din tranzistor FET prin potentiometru semi-reglabil de 470Ω semnalul este aplicat modulatoarelor echilibrate prin condensatorul nepolarizat de 1 μF și socul de radiofrecvență. Nivelul de amplificare se poate regla cu potentiometru semi-reglabil de $10K\Omega$ din colectorul

tranzistorului T20, iar profunzimea modulației se reglează cu potentiometrul semi-reglabil de 470Ω din drenă tranzistorului T17. În cazul folosirii unui microfon electret acesta se poate alimenta prin intermediul unei rezistențe de cca. 10 K Ω de la terminalul 49. Funcționarea corectă a amplificatorului de microfon se realizează atunci când pe colectorul tranzistoarelor T19-T20 se măsoară o tensiune continuă între 4,5-6 V care se reglează prin modificarea rezistențelor de polarizare marcate cu *.

- **Comanda emisie-recepție, vox, antivox** cuprinde circuitele de comenzi pentru trecerea stației în emisie respectiv recepție. Împreună cu circuitele vox, antivox se poate realiza comutarea în emisie a stației în momentul vorbirii în fața microfonului. Circuitul antivox are rolul de a nu permite trecerea în emisie a stației datorită sunetelor ce vin de la difuzor. Circuitul vox realizat cu 2 tranzistoare T15, T16 funcționează după cum urmează: T16 primește semnal audio de la amplificatorul de microfon prin legarea terminalului 45 cu terminalul 47. Vorbind în fața microfonului semnalul audio ajunge la baza tranzistorului T16. Acest tranzistor amplifică în continuare semnalul după care se redresează cu 2 diode de germaniu în montaj dublor de tensiune. Semnalul redresat deschide tranzistorul T15. În poziția vox terminalul 43 este legat cu terminalul 41 care astfel se pune la masă prin T15 iar circuitul de comandă comută releul pe emisie. Prin constanta de timp releul se menține în emisie și la pauze între cuvinte. Circuitul antivox funcționează cu tranzistorul T14 în felul următor: Terminalul 1 este legat cu terminalul 42 astfel semnalul de la difuzor se redresează cu 2 diode de germaniu în montaj dublor de tensiune. Semnalul redresat deschide T14 punând la masă baza tranzistorului T15 în felul acesta nu permite ca să cupleze stația în emisie la vocea difuzorului.

Circuitul de comandă propriu zisă cuprinde două tranzistoare T12-T13 dintre care T12 un tranzistor BD135 acționează releul J1 care are două grupe de contacte cu terminalele 33-34-35 resp. 36-37-38 unde primul grup de contacte comută tensiunea de 12 V de la recepție la emisie iar al doilea grup comandă RIT controlul. Tranzistorul T13 este un tranzistor PNP de tip BC 212 (BC 252, BC 253) care prin constanta de timp reglabilă cu potentiometrul semi-reglabil de 25 K Ω comandă tranzistorul T12. Tot prin acest circuit se poate realiza trecerea stației în emisie în momentul apăsării manipulatorului, și cu constanta de timp adecvată acesta revine la recepție după ce se ridică mâna de pe manipulator. În poziția RX a stației (poz. PTT) punând la masă terminalul 39 prin butonul aflat pe corpul microfonului releul cuplează în emisie. La eliberarea butonului stația revine din nou la recepție fără constanta de timp.

Încercarea funcționării circuitului. Întâi se încearcă circuitul de comandă emisie-recepție prin alimentarea terminalului 40 cu tensiune de 12-13 V. Punând la masă terminalul 41 releul trebuie să comute. Prin eliberarea terminalului 41 releul revine cu întârziere conform constantei de timp care este reglabilă între 0,2-2 sec. După aceasta se verifică funcționarea vox-ului alimentând și terminalele 44 resp. 48. Cuplând și un microfon la terminalul 50. Se scurtcircuitază terminalul 41 cu 43 și 45 cu 47. Vorbind în fața microfonului se reglează amplificarea cu potentiometrul semi-reglabil de $10K\Omega$ din colectorul tranzistorului T20 până ce releul comută. Circuitul antivox se verifică numai la funcționarea întregului ansamblu. Tranzistorul T16 se polarizează în așa fel ca tensiunea pe colector să fie de 5-6 V ceea ce se realizează prin modificarea valorii rezistenței marcate cu *.

- **Amplificator S metru și AGC.** Contine două etaje amplificatoare cu tranzistoarele T9-T10 și primește semnalul audio prin terminalul 28 care este cuplat cu terminalul 8. Semnalul

audio amplificat se redresează cu 2 diode de germaniu în montaj dublor de tensiune. Tensiunea rezultată după redresare acționează S metrul prin terminalul 30 pe de o parte pe de alta parte printr-o alta dioda de germaniu comanda tranzistorul T11 de la colectorul careia prin terminalul 31 se ia tensiunea AGC. Sensibilitatea amplificatorului se reglează cu potentiometru semireglabil de 10 K Ω din colectorul T9. Tensiunea AGC pe colectorul T11 variază în funcție de nivelul tensiunii din baza adică cu cât primește tensiune de comandă mai mare cu atât rezultă o tensiune mai mică în colector. Tensiunea AGC este limitată cu dioda zener la 6,8V. Constanta de timp al AGC-ului se poate schimba prin punerea la masă a terminalului 32 (AGC-lent). Incercarea funcționării: se alimentează terminalul 29 cu tensiune de 12-13V. Se cuplează un instrument de 100-250 mA la terminalul 30. Se măsoară tensiunea pe colectorul T11 care trebuie să fie 6,8V. Se reglează la amplificarea maximă cu semireglabilul de 10 K Ω . Se atinge cu vârful pensetei baza tranzistorului T9 în care moment acul instrumentului trebuie să devieze maxim. În același timp tensiunea în colectorul tranzistorului T11 trebuie să scadă la aproximativ 0,8V. Tensiunea măsurată pe colectorul tranzistoarelor T9-T10 trebuie să aibă valori cuprinse între 5-6V și se reglează prin modificarea valorii rezistențelor 30K Ω marcate cu *.

- **Generator de ton (monitor CW)** este format dintr-un tranzistor oscilator T7 și un tranzistor de comandă T8. Oscilatorul lucrează în montaj RC cu rețea de defazare. Cu elementele folosite oscilează pe frecvența de aproximativ 800Hz. Comanda primește prin tranzistorul PNP punând la masă cu manipulatorul terminalul 27. Semnalul produs ajunge la amplificatorul final audio prin legarea terminalului 28 cu 8. Nivelul corespunzător al semnalului se poate realiza prin modificarea valorii rezistenței de 1K Ω marcat cu * respectiv al condensatorului de 1nF marcat tot cu *.

Incercarea funcționării: Se alimentează terminalul 26 ca și în cazurile anterioare. Se leagă o casca de circa 1K Ω la terminalul 28. Se cuplează manipulatorul între terminalul 27 și masă. Apăsând manipulatorul în casca trebuie să se audă un ton de cca 800Hz urmărind ritmul manipularii.

- **Oscilatorul local CW.** Acest oscilator funcționează într-un montaj similar cu oscilatorul local pentru SSB și funcționează numai la emisie în modul CW. Cristalul de cuarț ca și în cazul oscilatorului local SSB este de 8867,23 KHz. Frecvența de oscilație se reglează cu bobina (serie cu cristalul) L la valoarea 8864 KHz. În felul acesta când la recepție acordăm pe o stație care produce în difuzor cca. 800 Hz, la emisie apare la corespondent semnalul la "0" beat. Semnalul de la acest oscilator prin cele 2 diode BA243 se aplică direct pe mixerul comun. Nivelul corespunzător se poate regla prin modificarea valorii condensatorului de 47nF. marcat cu *.

Incercarea funcționării: Se alimentează terminalul 25 în mod obișnuit. Se leagă frecvențimetrul digital în locul primei diode BA243. Se cuplează manipulatorul la terminalul 24 și masă. Apăsând manipulatorul trebuie să apară semnalul RF. Valoarea frecvenței se poate modifica din bobina L care este realizat pe un miez de ferită $\phi 2,5 \times 15$ bobinând din sârma de $\phi 0,35$ mm 15-20 spire până se obține frecvența dorită.

Pe placă s-a mai montat un stabilizator de 8V realizat cu CI LM7808 pentru alimentarea VFO-ului, respectiv 3,8V pentru alimentarea RIT control. Toate releele utilizate în aparatul prezentat sunt de 12V, de tip AG201404 cu câte 2 perechi de contacte morse, de fabricație japoneză. Desigur se pot folosi și alte tipuri de relee cu modificarea corespunzătoare a plăcii de circuit imprimat.

Efectuând montajul și reglajele în ordinea prezentată,

în mod sigur toate circuitele vor funcționa și după realizarea cablajelor generale, și nu vor apărea surprize neplăcute la punerea în funcțiune a întregului ansamblu.

MODULUL VFO

După cum se cunoaște, stabilitatea de frecvență al întregului transceiver depinde de stabilitatea de frecvență al ansamblului VFO. Din aceste motive, de multă vreme transceiverele utilizează un singur VFO stabil cu care prin mixare cu frecvență unor oscilatoare cu cuarț, se realizează funcționarea aparatului pe mai multe benzi. Această soluție este realizabilă și la construcții proprii, dar în acest caz se complică sistemul VFO, acesta necesitând pe lângă oscilatoare locale cu cuarț și un mixer, și filtre de bandă, pentru fiecare domeniu de frecvențe fiind necesare reglaje precise cu aparate de măsură corespunzătoare, ceea ce în cazul constructorilor începători este mai greu de realizat. Alte soluții mai noi sunt: folosirea VFO-urilor cu buclă de calare PLL sau cele mai recente, utilizate aproape la toate aparatele moderne DDS-VFO (Direct Digital Sintetizer-VFO). Aceste modalități de realizare a VFO-urilor prezintă de asemenea greutăți fie din cauza componentelor speciale neprocurabile, fie din cauza lipsei de aparatură corespunzătoare efectuării reglajelor necesare.

Din aceste considerente în cazul de față am realizat sistemul VFO separat pentru fiecare bandă, fiind o soluție ieftină și care satisface încă condițiile de stabilitate necesară în traficul radio în benzile de radioamatori. În felul acesta în funcție de numărul de benzi la care dorim să funcționeze aparatul trebuie să prevedem oscilatoare separate. Fiecare oscilator intră în funcțiune în momentul comutării pe bandă de frecvență dorită prin cuplarea tensiunii de alimentare la oscilatorul corespunzător. Semnalul RF de la oscilatoare prin dioda de comutare ajunge pe o bară comună de unde trece mai departe la etajele separate.

Schema de principiu al VFO-ului se poate urmări în Fig. 7, iar desenul plăcii de circuit imprimat la scară 1:1 văzut dinspre partea cu lipituri, respectiv desenul plăcii de circuit cu așezarea componentelor văzut dinspre partea plantată este arătat în fig. 8 și fig. 9.

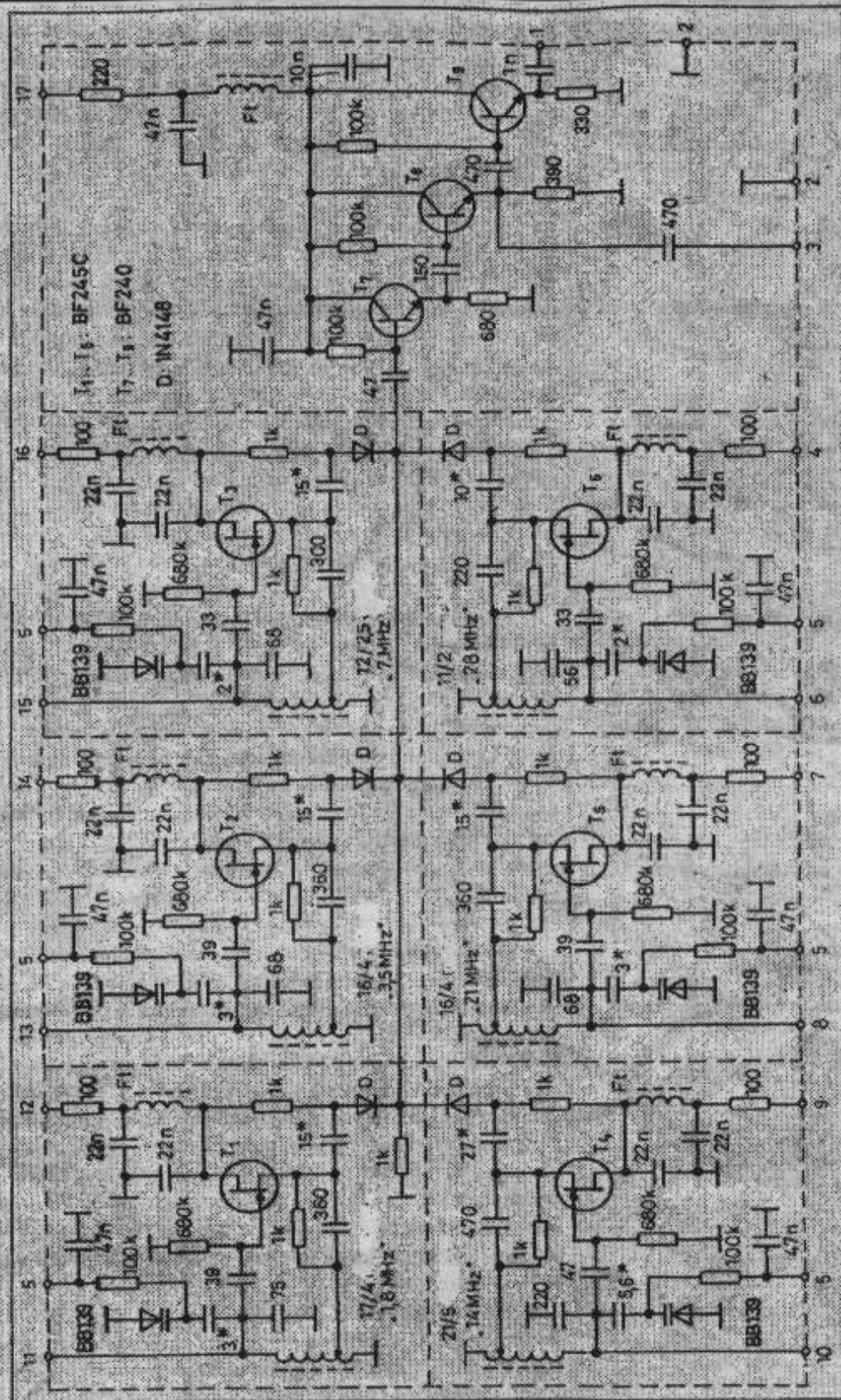
Transceiverul funcționează în cele 6 benzi clasice de radioamatori. În acest fel VFO-ul conține 6 oscilatoare separate, care necesită un condensator variabil cu 6 secțiuni. Acest condensator s-a realizat din condensator variabil cu 3 secțiuni folosit la aparate de radio portabile tip VEF sau SPIDOLA. Operațiile de modificare mi le-a făcut prietenul meu Zoli, YO5LJ.

Dacă nu este posibilă sub nici o formă realizarea unui condensator variabil cu 6 secțiuni, transceiverul se poate realiza să funcționeze în 5 benzi de radioamatori cu numai 4 oscilatoare VFO la care se poate utiliza un condensator variabil cu 4 secțiuni folosite la aparatele de radio portabile de tip MAMAIA (2 secțiuni pt. undă lungă și medie, și 2 secțiuni pt. undă ultracurtă. În acest caz bandă de 3,5MHz și cel de 21 MHz se poate realiza cu un singur oscilator întrucât la 3,5MHz se folosește mixare prin scădere, iar la 21MHz se folosește mixare prin adunare. Frecvențele oscilatorului VFO în acest fel aproape se suprapun.

În tabelele 1 și 2 sunt arătate domeniile de frecvențe cuprinse de oscilatorul VFO în fiecare bandă, pentru frecvența intermediară de 8864 KHz.

Rezultă din tabel că frecvența oscilatoarelor pentru 7MHz și pentru 28 MHz sunt destul de înalte, ceea ce, din punct de vedere al stabilității de frecvență, implică dificultăți la realizarea oscilatoarelor. După o funcționare însă de peste 2 ani a transceiverului la autor stabilitatea de frecvență și în cazul benzilor arătate mai sus a fost corespunzătoare.

Desigur că, pentru a realiza un VFO stabil, pe lângă stabilitatea electrică, trebuie să avem în vedere și stabilitatea mecanică.



Stabilitatea electrica: in primul rând trebuie sa folosim componente de buna calitate. Se va evita folosirea condensatoarelor ceramice de orice tip și va trebui sa folosim condensatoare cu dielectric stiroflex sau mica, iar pentru decuplari trebuie sa folosim condensatoare multistrat. Oscilatoarele sa lucreze cu un curent de drena cât mai mic posibil ceea ce se poate influenta prin modificarea valorii rezistentei de $1K\Omega$ din sursa. Bobinele sa fie realizate cu infasurari cât mai stabile care la urma sa fie fixate pe carcasa cu lac incolore. Condensatoarele de capacitate mica 2-6pF trebuie sa fie facute din placa de circuit imprimat dublu placat de grosime 0,8-1mm (bucatele de cca.

5x10 mm.) la care sa fie lipite terminale corespunzatoare pe cele două parti.

Stabilitatea mecanica: are o importanta deosebita, de aceea se recomanda ca VFO-ul sa formeze o unitate compacta detasabila. Astfel condensatorul variabil trebuie sa fie fixat pe un suport executat in forma de U din tabla de aluminiu cu grosime de cel putin 2mm. sau din tabla de fier cu grosime de 1mm. Pe partea superioara al suportului trebuie sa fie fixat condensatorul variabil iar pe partea inferioara sub condensator sa fie fixata placa VFO-ului. Prin orificii corespunzatoare condensatorul variabil se cupleaza la placa VFO cu conductoare cât mai scurte posibil. Mecanismul de acord trebuie sa fie fixat tot pe suportul VFO-ului. Raportul de reductie spre butonul de acord sa fie cel putin 1:30 adica butonul de acord sa se roteasca de cel putin 15 ori pâna condensatorul variabil face o jumatate de tura.

Executarea propriu zis al placii VFO: înainte de executarea montajului propriu zis placa de circuit imprimat se ecranează în jur cu tabla cositorită de lăţime de cca. 30mm. care se fixează prin lipire continuă cu cositor în jurul plăcii (nu se recomandă heftuire doar în câteva puncte), după care se montează ecranele interioare arătate cu linii întrerupte pe schema de principiu şi pe desenul de aşezare a pieselor pe placa de circuit imprimat.

Oscilatoarele functioneaza in montaj ECO (in 3 puncte) realizat cu tranzistor FET de tip BF245C sau BF256C conform schemei. Dupa cum se poate vedea toate oscilatoarele au aceeasi schema de functionare numai valorile componentelor se modifica in functie de schema de principiu. Bobinele din circuitul oscilant se pot executa pe carcasa de bobina cu miez de ferita folosita la televizoare alb-negru mai vechi in frecventa intermediara cale comuna. Numarul de spire respectiv priza de la punctul de masa este aratat pe schema de principiu. Desigur in functie de factorul de amplificare al tranzistorului folosit priza se poate

modifica in sus sau jos. Folosind tranzistoarele indicate mai sus sunt toate sansele ca oscilatorul sa porneasca fara probleme. Conductorul utilizat la bobinele circuitului oscilant poate sa fie cu diametru de 0,35-0,4 mm cu izolatie de email. Socurile de radiofrecventa se pot realiza pe toruri de ferita cu diametru de 8x4x2,5mm pe care se bobineaza 30 spire din sarma cu diametru de 0,2mm cu izolatie de email. Se mai poate executa pe mosorase de ferita recuperate de la transformatoare de medie frecventa folosite la aparate de radio tip MAMAIA, ALBATROS, etc. bobinând acelasi numar de spire.

La functionarea RIT- controlului s-a folosit diode varicap de

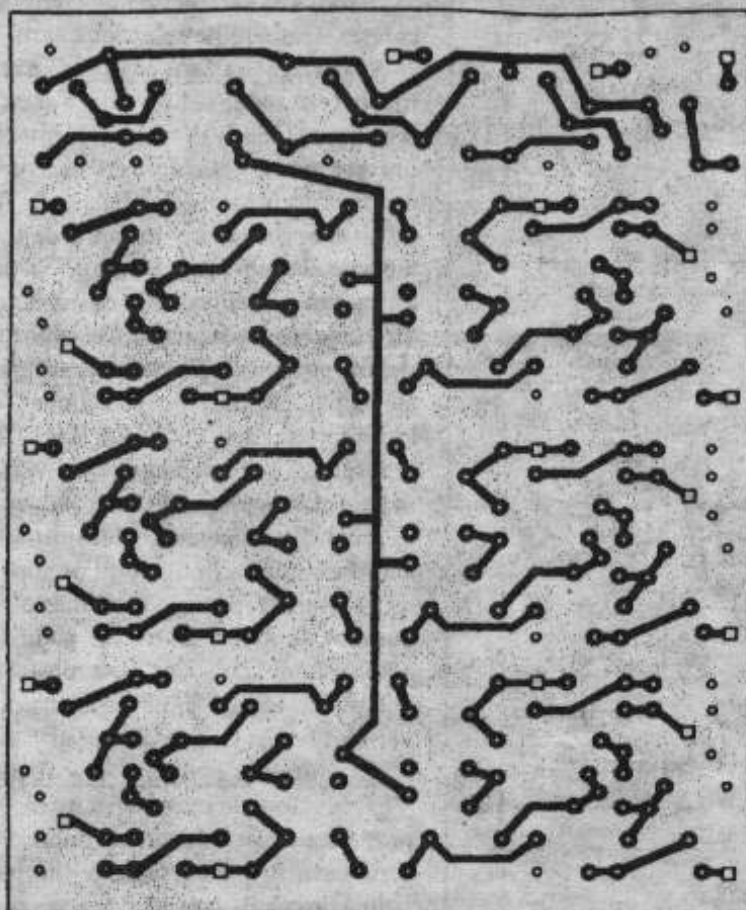


Fig. 8 Circuit imprimat VFO

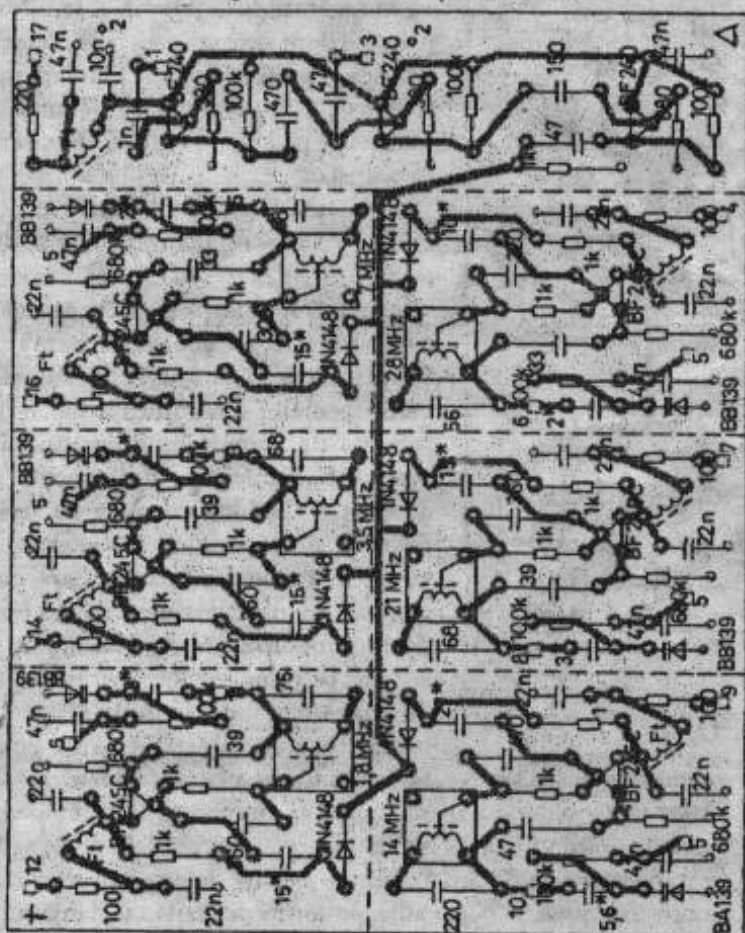


Fig. 9 Asezarea pieselor VFO

comutație de tip 1N4148 (sau alte similare) pe o bară comună de la care se transmite mai departe în etajele separatoare. Nivelul de semnal ce ajunge pe bară comună de la fiecare oscilator se poate influența prin modificarea valorii condensatorului din sursa tranzistorului marcat cu *, în așa fel ca să obținem nivel cât mai uniform de la toate oscilatoarele.

Etajele separatoare s-au realizat cu tranzistoare bipolare de tip BF198-199 sau alte similare care funcționează în montaj cu colector la masă, adică în montaj de repetor de emiter. Pentru o separare cât mai bună între oscilator și etajul amplificator respectiv mixer, s-a utilizat 2 etaje de repetitoare de emitor legate în serie, iar pentru ameliorarea cât mai pronunțată a impulsurilor produse de către scala numerică s-a mai legat încă un etaj separator în serie cu cele două.

Punerea în funcțiune și reglarea VFO-ului: tot ansamblul VFO este alimentat cu tensiune stabilizată de 8V. Stabilizatorul cu circuitele aferente și pentru RIT control sunt montate pe modulul de bază. De aceea în timpul efectuării reglajelor va fi necesar să avem în față și acest modul.

După realizarea integrală al ansamblului VFO se leagă între ele terminalele nr. 5 utilizând conductor izolat cu PVC cu grosime de 0,4-0,5mm. Se cuplează la tensiune de 12V terminalul 54 al modulului de bază, iar minusul la masă (terminalul 2). Se alimentează cu 8V prin legarea terminalelor 53 de la modulul de bază cu terminalul 17 de la modulul VFO. Punctele de masă se leagă între ele. Conductorul folosit poate fi de orice fel. Recomand folosirea conductorului litat cu izolație PVC intrucât la reglaje modulul VFO va fi mișcat de mai multe ori. Se alimentează primul oscilator (de exemplu cel de 28MHz) prin alimentarea terminalului 4 cu 8V. Se leagă terminalul 6 la una din secțiunile alese al condensatorului variabil printr-un condensator stiroflex. Terminalul 3 se cuplează la intrarea Y a unui osciloscop și se verifică forma semnalului care trebuie să fie perfect sinusoidală. Rotind condensatorul variabil forma semnalului trebuie să fie aceeași în toată gama de frecvențe și nivelul semnalului să fie de cca. 0,3-0,4V_v.

La terminalul 1 se cuplează un frecvențimetru pentru verificarea frecvențelor, rotind condensatorul variabil de la un capăt la altul. Frecvența inferioară se reglează cu condensatorul variabil închis prin modificarea poziției miezului de ferită din bobina. Dacă nu se poate realiza valoarea frecvenței inferioare prin reglaje din miez de ferită, se trece la modificarea valorii condensatorului paralel al circuitului oscilant. Prin deschiderea completă al condensatorului variabil se poate urmări gama de frecvențe cuprinsă de oscilator. Dacă gama de frecvențe este prea mare se micșorează valoarea condensatorului de serie legat între terminalul 6 și condensator variabil se mai poate modifica gama de frecvențe și prin legarea unor capacități fixe paralel pe condensatorul variabil. După aceste verificări se trece la reglarea domeniului de frecvență al RIT controlului. Se cuplează terminalul 51 de la modulul de bază cu terminalul 5 de la VFO. Prin rotirea cursorului potențiometrului semireglabil de 10 K Ω de la modulul de bază, modificarea frecvenței trebuie să fie max. 10 KHz. Dacă această modificare este mai mare se ciupește din condensatorul realizat din placă de circuit dublu placat marcat pe schema de principiu cu *. După efectuarea acestor reglaje se procedează similar cu fiecare oscilator în parte având în vedere domeniile de frecvențe cuprinse în tabel.

tip BB139 care însă nu este critic. Se poate utiliza și alte tipuri de diode varicap.

Semnalul de la fiecare oscilator se cuplează prin dioda de

În final se verifică tot ansamblul VFO alimentând pe rând fiecare oscilator, și trebuie să rezulte la ieșire (terminalele 1 și 3) un semnal sinusoidal și nivel cât mai uniform.

Avantajele oscilatorului prezentat:

- Este o soluționare ieftină
- Rezultă semnal curat (nu conține semnale rezultate din mixaj)

- Domeniul de frecvențe se pot regla separat pt. fiecare bandă.
- Nu ocupă loc mare în ansamblu transceiver.

Dezavantajele oscilatorului prezentat:

- Stabilitatea de frecvență depinde de modul de realizare

- Necesită reglaje amanuntite pentru fiecare bandă
- Necesită condensator variabil cu multe secțiuni
- În cazul folosirii scalei mecanice trebuie citite o scară separată pentru fiecare bandă
- La fiecare comutare a benzii, oscilatorul care intră în funcțiune necesită 1-2 minute până la intrarea în regim de funcționare, interval în care frecvența oscilatorului poate să se modifice cu 1-2 KHz, în funcție de bandă.

(continuă în numărul viitor)

73! de la Iosif YO5AT

ANALIZOR DE SPECTRU

-Partea a doua-

Exemple de proceduri ce pot fi utilizate spre a ne familiariza cu noul analizor de spectru

În prima parte s-a descris schema și construcția unui simplu dar util analizor de spectru. Acum se vor prezenta unele aplicații și metode care extind concepțiile prezentate.

Evaluarea câștigului este unul din cazurile în care se utilizează analizorul de spectru este evaluarea unui amplificator. Se pleacă de la un mic amplificator din echipamente de test – un modul vechi care a fost prezentat în numeroase experimente. Schema prezentată în figura 11 reprezintă doar un exemplu, ea nefiind un proiect cu caracteristici optime de exploatare, dar mulți din cititori sunt familiarizați cu el. Circuitul utilizează 4 etaje de amplificare identice, cu tranzistorul 2N5179. Caracteristica acestei scheme este câștigul constant și impedanța. Ideal construcția și măsurătorile efectuate

rezoluție de 300KHz bandă de trecere facilităm baleiajul rapid fără distorsiuni. În acest caz armonica a doua va fi atenuată cu 26dB. Când adăugăm și filtrul trece jos de 15MHz, armonica a doua va deveni -57dB. [16] Armonica a treia va produce distorsiuni. (Nu e plăcut ca un generator de semnal să fie bogat în armonici.)

Acum, se intercalează amplificatorul de testat între generatorul de semnal și analizorul de spectru, păstrând filtrul trece jos la ieșirea generatorului. După alimentarea cu tensiune a amplificatorului de test pe ecran semnalul va fi, sus, în afara ecranului. Micșorând semnalul la -51dBm la ieșirea generatorului, semnalul analizorului va fi -20dB, ca înainte de a insera amplificatorul de testat. Câștigul măsurat e de 31dB. [17] Introducem încă 10 dB atenuare la analizor (acum e -20dB) iar la generator facem -41dBm. La amplificatorul de testat vom regăsi același câștig, dar bogat în armonici la ieșire. Armonica a doua va fi la -43dBc iar a treia la -60dBc.

Se continuă procedura; ambele atenuări (generator și analizor) se aduc la nivelul când la ieșirea amplificatorului de testat se obține

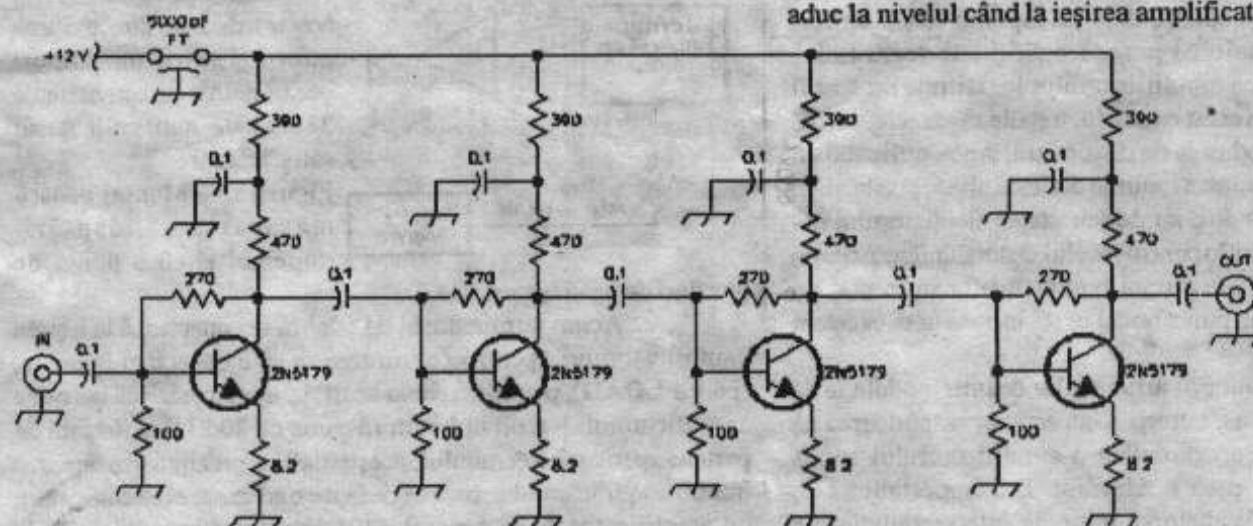
zero dBm; armonicele 2 și 3 vor avea nivelele -28 respectiv -36dBc. Cu încă o atenuare de 10dB amplificatorul nu va mai funcționa corespunzător. Cu un atac de -21dBm, ieșirea a fost de +4dBm, un câștig de numai 25dB în schimbul unei valori de semnal mic de -31dBm.

Distorsiuni de intermodulație

Pentru acest experiment se va realiza

montajul din figura 12 care cuprinde două oscilatoare cu cristal [18] pe 14,04 și 14,32MHz mixate într-un montaj hibrid de punte cu 6dB pierderi de neadaptare, [19] aplicate la filtrul trece jos de 15MHz cu atenuatoare în pași de 1dB. Acest semnal compus comandă amplificatorul de testat care are ieșirea cuplată la analizorul de spectru. Aceste măsurători se vor efectua cu o rezoluție de 30 KHz a benzii de trecere la analizorul de spectru. Filtrul video a fost alimentat și sa redus viteza de baleiaj până ce amplitudinea semnalului a fost stabilă.

Atenuatorii analizorului reglași pentru un nivel de referință de -10dBm la vârful ecranului, au fost verificați cu un semnal de la un generator calibrat. Se adaptează *Câștigul Frecvenței*

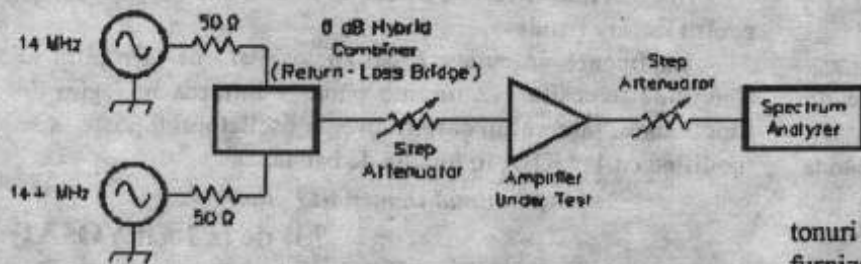


la un singur etaj ar fi suficiente pentru tot amplificatorul.

Figura 11 – Exemplu de amplificator de bandă largă utilizat pentru a ilustra măsurătorile.

Experimentul se începe prin inițializarea generatorului de semnal la o valoare de nivel de putere de -20dBm. (Dacă nu avem un bun generator de semnal acesta se poate ușor construi. [15] Autorii au utilizat, pentru cele mai multe experimente, un HP8654A.) Se conectează generatorul (pe frecvența de 14MHz) la analizorul de spectru printr-un cablu coaxial de 50ohm și un atenuator de 10dB. Amplificatorul ce va fi testat nu a fost conectat încă. Se reglează butonul *Amplificare Frecvență Intermediară* al analizorului pentru un răspuns la vârful ecranului. Utilizând o

Intermediare să compenseze schimbările în banda de trecere a analizorului și pentru abaterea reziduală a amplificatorului



logaritmice.

Figura 12 – Schema de evaluare a distorsiunilor de intermodulație la amplificatorul de testat.

Ieșirea celor două generatoare de ton a fost reglată să furnizeze la analizorul de spectru un răspuns de -10dBm pentru fiecare ton. Răspunsul distorsiunilor de intermodulație se va vedea cu ușurință, acum cu 47dB decât ieșirea celor două tonuri dorite. Rezultatul la ieșire este dat de

$$IP3_{out} = P_{out} + IMDR/2,$$

unde: P_{out} este puterea de ieșire a fiecărui ton dorit (-10dBm) și IMDR este raportul distorsiunilor de intermodulație, aici 47dB. Pentru acest amplificator, valoarea de +13,5dBm măsurată, reprezintă tot ceea ce se poate obține mai bun.

Deși nu apar îmbunătățiri, când facem măsurători ale raportului distorsiunilor de intermodulație, este o bună idee de a schimba nivelul semnalului. Reducerea cu 2dB a puterii de atac, face ca tonurile dorite să scadă cu -2dB, ținând cont de pierderile de 6dB în tonurile produselor de distorsiuni, totuși la ieșirea amplificatorului de testat trebuie să nu se modifice nimic.

În precedentul exemplu, distorsiunile de intermodulație au fost mai mici cu 47dB față de tonurile de ieșire dorite, o valoare ce se citește pe ecranul osciloscopului, datorită faptului că s-a utilizat un amplificator logaritmice ce posedă o fidelitate logaritmice moderată. Fără acuratețea amplificatorului logaritmice nu s-ar fi reușit măsurători bune. În acest exemplu, trebuie să apreciem că pe ecran am putut vedea produsele de distorsiuni. Apoi, utilizând un atenuator în trepte, am diminuat tonurile dorite la nivele prestabilite. O măsurătoare care depinde doar de acuratețea atenuatorului ne-a furnizat valoarea de -47dBc pentru nivelul distorsiunilor. Aceasta ilustrează profunda utilitate a unui bun atenuator în trepte, un instrument care poate fi un punct nodal ce stă la baza unui excelent laborator RF.

În timpul determinării armonice de intermodulație de ordinul 3, descrise mai sus, autorii și-au asumat răspunderea că distorsiunile au fost o caracteristică a amplificatorului supus testării. Acest lucru nu prea e adevărat. Era important să se determine caracteristicile distorsiunilor de intermodulație ale analizorului de spectru utilizat pentru măsurători, înainte ca măsurătorile asupra amplificatorului de testat să fie pe deplin validate. Specific, pentru ca rezultatele să fie valide, intrarea de interceptie a analizorului trebuie să fie mult mai mare decât ieșirea amplificatorului supus testării.

Intrarea de interceptie a analizorului de spectru este ușor de măsurat cu același echipament utilizat să evalueze amplificatorul. Cele două tonuri sunt aplicate la intrarea analizorului fără o atenuare prezentă la intrarea sa. Apoi, intrarea tonurilor este reglată pentru un răspuns la cap de scală. În aceste condiții nu va exista nici o distorsiune prezentă pe ecran. Deși acesta este un test adecvat, el nu stabilește o valoare pentru intrarea de interceptie. Pentru a realiza aceasta analizorul trebuie supracomandat, utilizând semnale

care depășesc partea superioară a ecranului.

În continuare se va descrie calea de a măsura interceptia de intrare a analizorului.

Se calibrează analizorul pentru un nivel de referință de -30dBm cu o rezoluție de 30KHz.

Acest lucru e confirmat prin lipsa de pe ecran a distorsiunilor cu cele două tonuri la nivelul referinței.

Se mărește cu 10dB nivelul semnalului de comandă al fiecăruia din cele două tonuri. La analizor suma celor două tonuri va fi -20dB. Această intrare de nivel mai mare decât referința furnizează produse de distorsiuni cu 66dB mai jos decât nivelul de referință, sau -96dBm. Raportul distorsiunilor de intermodulație este (-20)-(-96)=76dB. Privind ecuația de mai sus, interceptia de intrare a fost +18dBm.

O creștere cu 2dB a semnalului de comandă așteaptă o creștere cu 6dB a distorsiunilor. Dacă acest lucru nu se realizează, măsurarea distorsiunilor prin supracomandă devine suspectă. +18dB reprezintă o valoare bună. Acest analizor vede, în cel mai bun caz, semnale ceva mai mari de 20dB, dar nimic mai mult.

Interceptia analizorului este măsurată cu și fără atenuator. Din acest motiv, cu o atenuare de 20dB, intrarea de interceptie va fi +38dB, și așa mai departe.

Măsurători ale pierderilor de neadaptare Caracteristica amplificatorului măsurat anterior este adaptarea sau neadaptarea impedanței, realizată prin montajul prezentat în figura 13.

În prima fază nu conectăm amplificatorul de testat. Generatorul de semnal va prezenta la ieșire 14MHz, cu circa -30dBm iar analizorul un răspuns la cap de scală cu portul LOAD în gol la puntea de

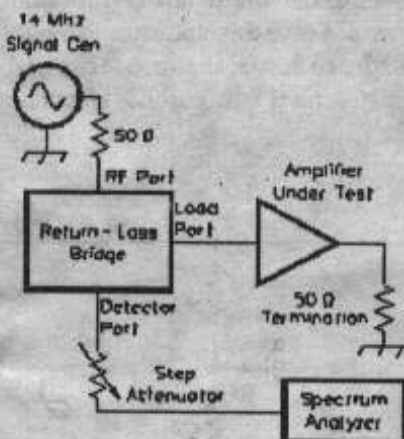
pierderi de neadaptare. Acum, pentru moment, la acest port plasăm un terminator de 50ohm care va produce o cădere a semnalului de 38dB. În felul acesta măsurăm directivitatea punții. Pentru măsurători ocazionale o directivitate de 38dB este mai mult decât satisfăcătoare.

Figura 13 – Montaj pentru măsurarea adaptării impedanței cu o punte de

pierderi de neadaptare.

Acum terminatorul de 50ohm se conectează la ieșirea amplificatorului, pentru ca intrarea sa să o conectăm la punte, (portul LOAD), printr-un cablu scurt; se alimentează cu tensiune amplificatorul. Rezultatul e un răspuns de 20dB mai jos față de partea superioară a ecranului; acești 20dB reprezintă neadaptarea intrării amplificatorului, ceea ce de fapt e o adaptare excelentă pentru un amplificator de uz general. [20] Adaptarea se îmbunătățește ușor când, din greșeală, se îndepărtează sarcina de la ieșire. Se va efectua o nouă măsurătoare; aceasta se va referi la adaptarea ieșirii amplificatorului. Pentru aceasta se transferă sarcina terminală de 50ohm la intrarea amplificatorului și cablul de la punte la ieșirea amplificatorului; se va face o citire cu 15dB mai jos de partea superioară a ecranului. Această adaptare a rămas virtual nemodificată (acum intenționat) am îndepărtat sarcina terminală de la intrare. Slaba dependență a ambelor pierderi de neadaptare ale amplificatorului este rezultatul celor 4 etaje ce-l compun. Reacția unui singur etaj de amplificare va avea impedanța portului care depinde puternic de terminația la portul opus.

Dacă din generatorul de semnal furnizăm -30dB, la portul LOAD al punții vom regăsi -36dB



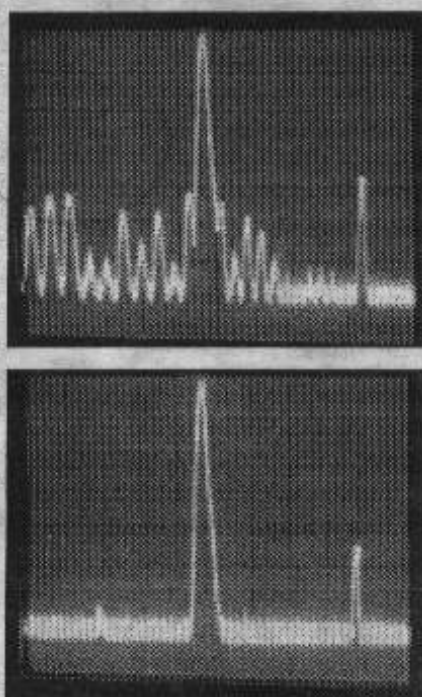
Acest nivel e destul de mic pentru ca amplificatorul să nu fie supracomandat. Măsurătorile de adaptare trebuie să fie făcute la un nivel suficient de mic pentru ca amplificatorul să nu rămână linear. În acest caz nu vom sesiza nici o diferență când vom aplica 10dB mai mult la intrare.

Într-adevăr, când efectuăm măsurători ale pierderilor de neadaptare – cele mai multe din măsurătorile efectuate cu analizorul de spectru – e bine dacă în fața mixerului analizorului de spectru se stabilește o atenuare de cel puțin 10dB. Când această atenuare este conectată, nivelul de referință se schimbă de la vârful ecranului la baza sa. Acum, pierderile de neadaptare se vor măsura ca o diferență în decibeli față de noua referință.

Măsurători la antenă. În timp ce puntea de pierderi de neadaptare este conectată între generatorul de semnal și analizorul de spectru, este interesant de privit la alte valori de impedanțe. Evident că alegem sistemul de antenă al stației, în mod special, dacă el este conectat prin intermediul unui *transmatch*. "Jucându-ne" cu butonul de acord cu plăcere vom demonstra că puntea și sistemul de detecție sensibil va permite reglări cu o acuratețe ne mai întâlnită în cazul sistemelor tradiționale a detectorului cu diodă. O astfel de acuratețe a acordului nu e necesară într-o instalație normală de antenă, e interesant de văzut ce poate fi măsurat.

Evaluare emițător. O altă aplicație evidentă pentru un analizor de spectru este în evaluarea emițătorului. Figura 14 prezintă ieșirea unui tipică dintr-un chit de transceiver QRP. Semnalul dominant este cel de ieșire la 7MHz cu o putere de ceva mai bine de 1W, cu toate celelalte distorsiuni de ieșire. Toate distorsiunile sunt atenuate cu 40dB, ceea ce corespunde cu specificațiile la zi ale forurilor naționale competente. Trebuie să ne dea de gândit, că cei ce proiectează și construiesc, vor obține performanțe semnificativ mai bune dacă vor utiliza aparatură de măsură și control de bună calitate. Figura 14 – Explicații în text.

Figura 15 – Se prezintă ieșirea unui simplu emițător QRP cu două răspunsuri de perturbații măsurabile. Semnalul util este în centru. Distorsiunea din stânga este



semnalul de la intrarea în Tx de la VFO cu o atenuare de 64dB; în dreapta este armonica a doua cu o atenuare de 44dB.

Ieșirea de al un TX QRP (și cu siguranță de la cele de putere mai mare) este suficientă să deterioreze circuitele de intrare în analizorul de spectru. În general, atenuatoarele construite sunt capabile să suporte fără a se deteriora, puteri de până la 1W în timp ce în comerț pot ajunge până la 2W. În acest analizor mixerele pot fi deteriorate cu semnale mai mici de 50-100mW. Pot fi utilizate două metode prin care putem vedea ieșirea unui TX QRO fără a cauza deteriorarea analizorului de spectru. Prima, ar fi, ca la ieșirea emițătorului să se conecteze un cuplor direcțional cu un cuplaj slab cu port de eșantionare de -20 la -30dB. Majoritatea ieșirilor sunt disipate într-o sarcină artificială. A doua metodă utilizează un atenuator fix de putere mare. Figura 16 prezintă un atenuator de 20dB care suportă până la 20W. Schema nu e simetrică.

Analiza spectrală la frecvențe superioare. Deși este extrem de util, constatăm că analizorul de spectru la 70MHz acoperă frecvențe destul de ridicate. Nu numai ca să experimentăm, dar dorim să examinăm mecanismul armonicilor de ordin superior al frecvențelor de unde scurte în benzile de VHF și UHF. Una din metodele pe care o putem aplica este utilizarea unui receptor cu un converter, de obicei controlat cu un cristal de cuarț. Același lucru poate fi făcut cu un analizor de spectru, deși cristalul de control nu e necesar. Se poate construi un bloc de conversie, ce va consta dintr-un oscilator comandat în tensiune la 100-200MHz (ca cel utilizat în analizor) și un mixer cu diode. Un oscilator comandat în tensiune, comercial, cu un atenuator de 3dB va comanda direct un mixer SBL-1 sau TUF-1 pentru a obține un converter cu 10dB pierderi nominale. Pentru a utiliza converterul la analizorul de spectru realizat anterior, va fi necesară o mică modificare a părții de intrare în analizor. Acest converter permite analiza unui destul de mare spectru de frecvențe VHF. Cu oscilatorul comandat în tensiune la 100MHz sunt ușor de studiat frecvențele între 100 și 170MHz. Frecvențele imagine, între 70 și 100MHz, sunt de asemenea disponibile – el poate genera confuzii care se pot depista ușor cu un generator de semnal. Pentru analize la 430MHz și mai sus, e necesar un alt converter. Tot în acest context se înscie și necesitatea de a exista un frecvențmetru capabil să fie utilizat la aceste frecvențe ale converterelor. Aceste blocuri e necesar a fi ecranate, iar intrarea tensiunii de rețea foarte bine decuplată.

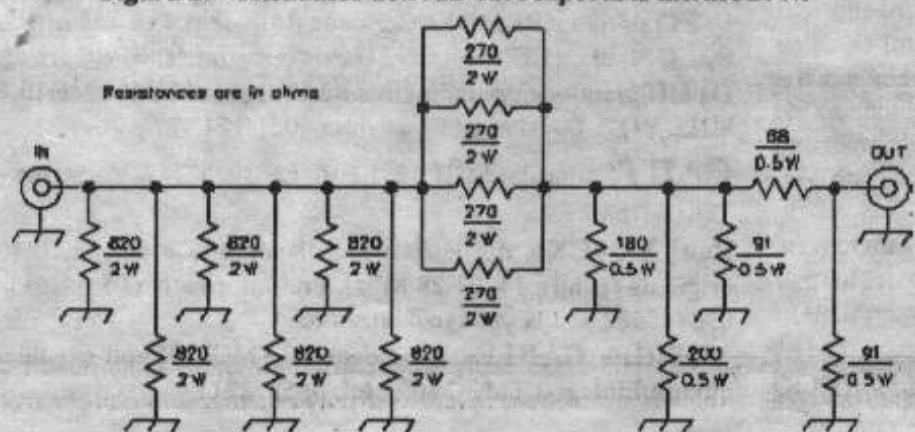
Chiar fără analizor, converterul este un lucru util. De exemplu, el poate fi utilizat cu un filtru trece bandă de 10MHz și un amplificator să comande direct un osciloscop. Acesta poate servi ca un detector sensibil pentru alinierea unui filtru la 110MHz.

Converterul va pune ceva probleme utilizatorului. Calea eficientă este utilizarea unor oscilatoare de frecvențe mari și filtre de intrare adecvate scopului. Se pot construi filtre rezonatoare elicoidale în

zona 500MHz sau mai sus, cu suficientă selectivitate îngustă, pentru a permite a doua conversie la 10MHz. O pistă mult mai practică este realizarea unui analizor cu triplă conversie cum ar fi schema bloc prezentată în figura 17. Un oscilator comandat în tensiune de 1-1,8GHz mută semnalele în spectrul 0-800MHz cu o frecvență intermediară de 1GHz. Acest semnal este ușor amplificat cu amplificatoare monolitice. Construcția unui filtru de 1GHz nu trebuie să fie prea dificilă pentru că nu e necesară o bandă de trecere îngustă. O bandă de trecere de 20-30MHz cu un filtru cu 3 rezonatori trebuie să fie adecvat. Semnalul rezultat este apoi heterodinat, cu o frecvență intermediară VHF (cum ar fi 110MHz) care acum e deja cunoscută.

E clar că există numeroase căi pentru a ataca

Figura 16 – Atenuator de 20dB care suportă la intrare 20W.



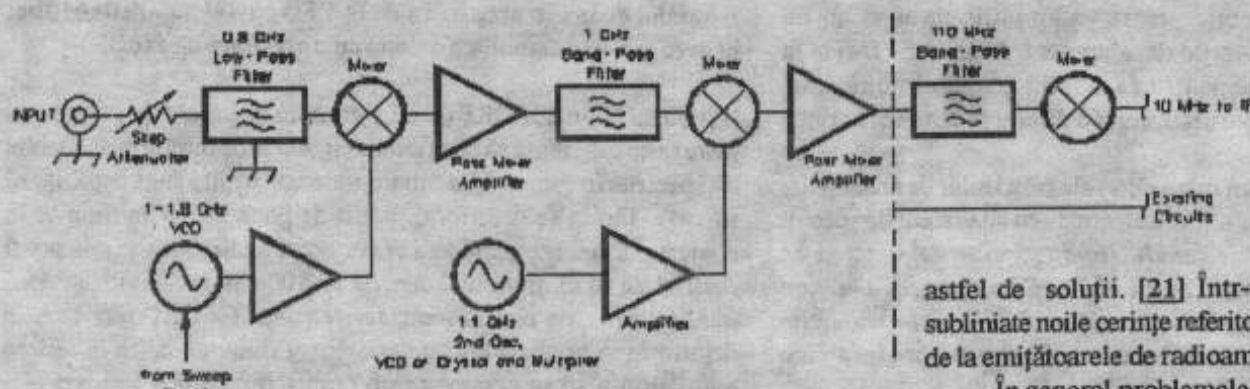


Figura 17 - Schema bloc a unei versiuni de analizor care va funcționa în porțiunile VHF și UHF inferioare.

astfel de soluții. [21] Într-un alt QST recent sunt subliniate noile cerințe referitoare la emisiuni parazitare de la emițătoarele de radioamatori.

În general problemele mai vechi sunt înlocuite de problemele mai noi, mult mai stringente. Analizorul de spectru descris aici poate fi o sculă de bază ce va rezolva noile provocări.

Mulumiri lui WA7MHL, WK7Q, W7HJS și în special lui KK7B pentru contribuțiile lor.

[15] Oscilatorul de bandă largă prezentat în figura 68, cap 7 din "Solid State Design for Radio Amateur (Newington, ARRL, 1997) este bun de utilizat.

[16] Termenul de *dBc* se referă la *dB* de atenuare față de o purtătoare specifică. Sunt destui parametri, care toți sunt denumiți *câștig*.

[17] Formal, acesta este un câștig convertit sau un câștig de inserție 50.

[18] Sursele de semnal utilizate sunt versiuni actualizate ale circuitelor prezentate în figura 66, pagina 168 din [15]

[19] Vezi pagina 154, *Solid State Design for The Radio Amateur*.

[20] O pierdere de neadaptare de 20dB corespunde la un coeficient de tensiune de reflexie de 0,1, sau un SWR de 1,222. Vezi Wes Hayward, W7ZOI, *Introduction to RF Design* (Newington: ARRL, 1994), pagina 120.

[21] Vezi, de exemplu, Steve Hageman, "Build You Own Network Analyzer", QST, Jan, 1998, pagina 39-48 și Feb 1998, pagina 35-39.

Bibliografie: 1998 ARRL Periodicals CD, QST, september: A spectrum Analyzer for the radio Amateur.

Traducere și adaptare YO4BII

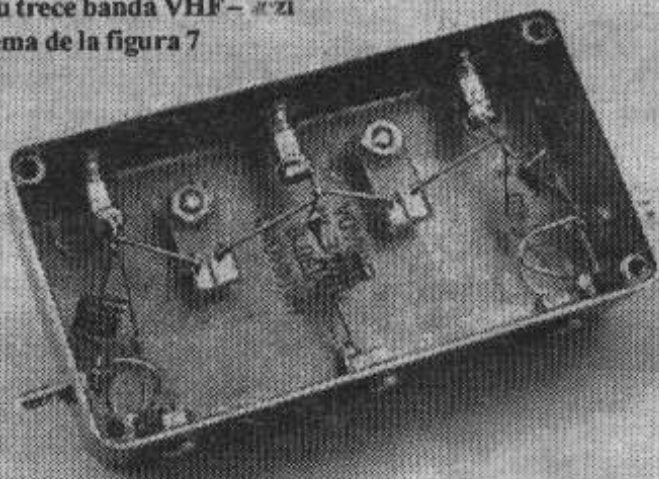
subiectul. Tehnologiile recente oferă un ajutor în ceea ce privește

structura filtrelor trece bandă, de înaltă performanță cât și a oscilatoarelor comandate în tensiune cu distorsiuni reduse. Timpul consumat cu unele cataloage și pe WEB site-uri trebuie să fie foarte productiv în această privință. În prima fază, cel mai important lucru este experiența pe care o furnizează realizarea unui analizor de spectru de frecvențe mai mici.

Sumar. Acest analizor a fost o sculă utilă autorului mai bine de 10 ani, care posedă o minunată experiență și este un constructor "înraiat" de echipa-mente SSB/CW în unde scurte și VHF cu bune echipamente de test. S-au realizat special, analizoare cu bandă îngustă de acord pentru a examina distorsiunile și suprimarea benzilor laterale la emițătoare. Echipamentul utilizează aceleași concepte prezentate.

Sunt multe căi prin care se poate dezvolta acest instrument. Mulți constructori au căutat să interfațeze analizorul cu un PC, în locul unui osciloscop. Au fost deja prezentate circuitele care pot furniza

Figura 18 - Prototipul unui filtru trece bandă VHF - vezi schema de la figura 7



PUBLICITATE

De vinzare modul TNC2 asamblat, testat pentru radio pachet cu următoarele caracteristici:

- marime modul: 180x80mm, circuit imprimat de calitate
- 32K SRAM pentru a stoca informații în cazul unei pene de curent
- EPROM-ul conține 2 programe diferite (KISS.EPD, TF27b.EPD)
- poate fi selectat cu jumper modul NRZ sau NRZI pentru emisie și recepție. Contine un circuit DCD. Comunica cu portul serial cu max. 38400 baud. Pe portul lui HDLC poate fi conectat un modem cu 300-19200 baud. A fost testat sub următoarele sisteme de operare: DOS, Win9x, Linux. A fost testat cu următoarele programe de radio pachet: Graphic Packet, TstHost, NPG, Winpack, TstWin, Vpacket, WinGT, XNET.

Informații la tel: 093-458724, AX25: yo5ofh@yo5ysm.sam.rom.eu, E-mail: yo5ofh@hotmail.com sau Web: <http://www.micromedia.home.ro> (aici gasiti si alte module interesante).

yo5ofh - Csaba

CAUT Transceiver HM functional (gen A 412). Florentin - YO2LIQ tel 055-551.600, 095-617.386

Adunarea Generala a FRR va avea loc la Bucuresti in ziua de 21 aprilie

Informațiile pentru pagina WEB a FRR se vor trimite la yo3fvc@qsl.net

INFO despre ARRL DXCC Honor Roll se pot găsi la ARRL DXCC Manager Bill Moore, NC1L, via E-mail at: bmoore@arrl.org
OFER gratuit pentru radioamatorii constructori: filtru MF 10,7 MHz. YO7BGA -Panait Constantin - 051/124.477

CAUT: tuburile: ECH 35, EF36, EF 39. YO4WV - Stefan - Tel. 041/68.25.25.

Paul YO9CXE din Buzau are disponibila o antena GP30 originala (pentru 14, 21 28 Mhz). Pret informativ 60\$ relatii la 038445482 sau la yo9cxe@buzau.ro

YO8RLA GABI cauta modem cu TMC3105 sau eventual circuitul integrat TMC 3105 tel: 095872911

Antene, de la baze...

Această traducere este făcută după excelentul articol "Antenas from the ground up" scris de către Ian Hickman, la rubrica RF Design din prestigioasa revistă Electronics World, numărul din ianuarie 1998. Pornind de la dipolul în semiundă și până la antenele active de recepție fără a uita de antenele Yagi și cele de tip buclă, autorul explică unele aspecte fundamentale ale antenelor, uneori neglijate...

Este un lucru obișnuit, pentru o revistă care se numea cândva Wireless World, să trateze diferite subiecte legate de comunicațiile fără fir, incluzând aici și cele legate de antene. Deoarece în ultima vreme s-a discutat mai mult despre tehnologia de realizare a diferitelor antene^[1], considerăm că este timpul să aruncăm o privire mai cuprinzătoare antenelor de toate tipurile și principiilor de bază ale funcționării lor.

Pentru început...

Atunci când discutăm despre antene elementul de comparație utilizat din punct de vedere teoretic este antena-radiator-izotrop. Dacă este alimentată de la un emițător, această antenă radiază putere cu intensitate egală în toate direcțiile.

Ca oricărei antene și radiatorului izotrop îi sunt asociate în spațiu linii de câmp electric și magnetic, datorită existenței tensiunii aplicate și curentului care parcurge elementele antenei. În imediata apropiere a antenei aceste câmpuri nu sunt în fază, și deci reprezintă energie stoacată circulantă: această zonă este denumită zonă de câmp apropiat (*near field region*). Acest câmp scade rapid cu distanța, fiind deja destul de mic la o distanță de λ metri, adică la o lungime de undă față de antenă.

Dar antena radiază câmp electric și magnetic care sunt în fază, și acestea reprezintă calea de transmitere a puterii prin antenă - câmpul îndepărtat (*far field*). Intensitatea câmpului magnetic corespunde câmpului de magnetizare, măsurat în amperi pe metru. Acesta, împreună cu intensitatea câmpului electric (măsurată în volți pe metru) definesc impedanța caracteristică a spațiului liber care este 120π sau 377Ω .

Antena izotropică apare ca fiind pur rezistivă și după cum se



Fig. 1 Rezistența de radiație R_r transformă o parte din energia provenită de la emițător în căldură. Rezistența de radiație R_r nu are acest dezavantaj - ea radiază energia primită în spațiu.

arată în Fig. 1 această rezistență are două componente. Rezistența R_r este denumită rezistență de radiație și exprimă rezistența nedisipativă care reprezintă "calea" prin care antena radiază putere. Rezistența de

pierderi R_i este componenta ohmică a rezistenței totale a antenei. Reiese cu claritate că eficiența de radiație η se poate exprima prin relația din Ec.1.

În anumite cazuri este posibil să facem rezistența R_i neglijabilă, dar uneori, în practică, trebuie acceptată o eficiență a radiației mult mai mică decât 100%.

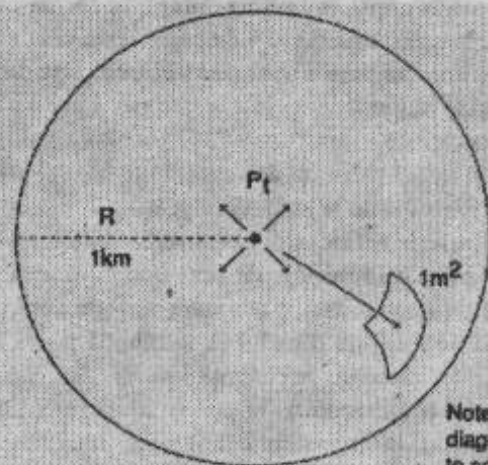
Fig. 2 arată un radiator izotrop situat în spațiu liber, radiind puterea P_t . Densitatea puterii D , în wati pe metru pătrat, la distanța d , în metri, este dată de Ec. 2. În această relație se presupune că d este mult mai mare decât lungimea de undă și că este, desigur, independentă de

$$\eta_r = \frac{R_r}{R_r + R_i} \quad (\text{Ec. 1})$$

$$D = \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (\text{Ec. 2})$$



frecvență (*N. Trad.* este o distanță, aleasă convenabil). Termenul $4\pi d^2$ reprezintă suprafața unei sfere de rază d , cu centrul situat în radiatorul izotrop. Intensitatea câmpului electric E , în volți pe metru, în orice punct din spațiu este dată de Ec. 3. Dar dacă D



Note that this diagram is not to scale.

$$\text{Power density } D \text{ at range } R = \frac{P_t}{4\pi R^2} \text{ W/m}^2$$

$$\text{e.g. if } P_t = 1\text{W, then at } R = 1\text{km, } D = \frac{1}{4\pi 1000^2} = 0.078 \mu\text{W/m}^2 = -71\text{dBW/m}^2$$

Fig. 2 O antenă-radiator-izotrop radiază energie în spațiu cu o intensitate egală în orice direcție.

depinde doar de P_t și de distanță, de ce comunicațiile pe o distanță dată în spațiu liber necesită o putere de o sută de ori mai mare la frecvența de $\varepsilon = \sqrt{377D}$ (Ec. 3) 100MHz decât la frecvența de 10MHz?

În fond, cu ce-i mai bun watt-ul altcuiva la 10MHz decât watt-ul meu la 100MHz?

Micșorarea pierderilor prin întoarcere

Răspunsul la întrebare se poate afla dacă considerăm o antenă de recepție. Vom apela tot la o antenă izotropă, cum este cea din Fig. 2 (în plus o considerăm potrivită pentru frecvențele considerate) scufundată într-un câmp cum este cel dat de Ec. 2. Va recepționa o putere determinată de suprafața sa efectivă, denumită *apertură efectivă*. Apertura efectivă A , în metri pătrați, a unei antene izotrope concepută a lucra la frecvența f în MHz este dată de Ec. 4, unde $\lambda = 300/f$, în metri pentru f în MHz. Deoarece apertura antenei este proporțională (inerent) cu pătratul lungimii de undă, o antenă, de orice tip, care lucrează jumătatea frecvenței unciă de același tip va primi de patru ori mai multă energie.

Combinând Ec. 2 și Ec. 4, pentru antenele izotrope de emisie și de recepție, puterea recepționată P_r este pur și simplu D de înmulțit cu A ceea ce conduce la Ec. 5.

Această relație definește legea scăderii puterii cu pătratul distanței

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (\text{Ec. 5})$$

pentru spațiul liber, adică o pierdere suplimentară cu 6dB pentru fiecare octavă - sau dublare - a distanței.

Nu se poate construi o antenă simplă cu caracteristică de radiație izotropă așa că a venit vremea să ne uităm la antenele din lumea reală. Aici întâlnim numai câteva tipuri de bază, dar fiecare este capabil să suporte modificări și rafinări ale soluției pentru o mare diversitate de scopuri. Vom începe cu tipurile de bază și vom lăsa variațiunile pentru mai târziu.

Dipolul în semiundă

Cea mai simplă antenă care poate fi realizată în practică este dipolul în semiundă. Imaginați-vă ultima bucată a unei linii de transmisie deschise, echilibrate, măsurând un sfert de lungime de undă, despătată la capăt la un unghi drept, în forma literei T. În mod normal, la o distanță de $\lambda/4$ de capătul deschis al unei linii de transmisie aceasta pare ca un scurt-circuit. Dar din cauză că brațele deschise radiază energie acestea par a avea o rezistență finită. Aceasta este de aproximativ 73Ω așa că dacă alimentăm un dipol printr-un fider echilibrat de această impedanță toată puterea incidentă va fi absorbită și radiată în spațiu.

Absența puterii reflectate înseamnă că raportul de undă staționară, exprimat în unități de tensiune (denumit prescurtat VSWR), este 1:1 (sau unitar), o adaptare perfectă pentru emițător.

Ca antenă de recepție dipolul în semiundă poate fi modelat ca o sursă de tensiune cu rezistența internă de 73Ω . Conform teoremei transferului maxim de putere atunci când o astfel de sursă este conectată la o rezistență de sarcină, jumătate din puterea preluată de către antenă din spațiu este furnizată sarcinii, restul - cealaltă jumătate este disipată intern în sursă. Dar sursa de 73Ω este reprezentată de rezistența de radiație care, spre deosebire de o rezistență obișnuită, nu transformă energia incidentă în căldură. Jumătate din puterea primită și care nu a fost transmisă sarcinii este re-radiată conform unei diagrame de radiație specifice dipolului, pe care o vom descrie în continuare. Deci distribuția cîmpului în imediata vecinătate a dipolului este rezultanta cîmpurilor incidente și re-radiate. De remarcat că dacă centrul

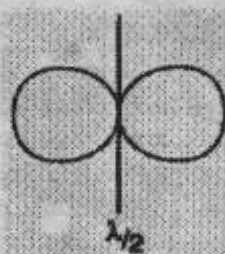


Fig. 3b Diagrama de radiație a unui dipol în semiundă are un maxim pe direcții perpendiculare pe axa sa și este nulă în lungul axei.

impedanța este mult mai mică decât cea de 377Ω care reprezintă impedanța caracteristică a spațiului liber. În Fig. 3b se arată diagrama de radiație pentru dipol, care indică o radiație nulă de-a lungul dipolului. Pe direcții perpendiculare pe dipol peste tot este un maximum de radiație, avînd forma, în spațiu tridimensional, a unui tor (sau în formă de gogoasă - inel).

Deoarece puterea este concentrată în special pe direcții perpendiculare pe dipol, cu valoare zero la capetele acestuia, cîmpul maxim radiat pe direcțiile preferențiale este mai mare decât ar fi fost în cazul unui radiator

izotropic atate cu aceeași putere. Ca antenă de recepție dipolul prezintă aceeași diagramă - un maximum de sensibilitate pentru semnalele care vin din direcții perpendiculare pe dipol și sensibilitate nulă pentru cele care vin în lungul dipolului.

Pentru antena dipol în semiundă apertura efectivă este dată de Ec. 6, unde G reprezintă cîștigul față de radiatorul izotrop; este evident că G este o funcție de orientarea antenei relativ la cîmpul incident. Pentru direcția cea mai favorabilă, care maximizează G și care este perpendiculară pe axa A = $\frac{G\lambda^2}{4\pi}$ (Ec. 6) dipolului, G este de 1,65.

Deci un dipol în semiundă are un cîștig maxim de $10\log(1,65)$ adică +2,15dB față de un radiator izotrop. Apropo, toți logaritmi folosiți sunt în baza zece, deci $\log = \log_{10}$!

De remarcat că pentru un dipol în semiundă secțiunea într-un plan a torului de directivitate, "caracteristica în formă de opt" nu este echivalentă cu două cercuri. Pentru un dipol scurt din punct de vedere electric - cu lungimea mult mai mică decât $\lambda/2$ - secțiunea este circulară, dar o astfel de antenă nu rezonază. Chiar dacă este adusă la rezonanță, prin acordul reactanțelor, rezistența de radiație R_r este foarte mică - de obicei mult mai mică decât rezistența de pierderi R_p .

Dipolul în semiundă are și el utilizările lui

Deci un dipol electric scurt nu este un bun element radiant și nici o bună antenă de recepție. O astfel de antenă este bună ca sondă pentru măsurarea cîmpului electric E (E-field probe), dacă este conectată la un amplificator cu impedanța de intrare foarte mare.

Cu o astfel de sarcină de mare impedanță, apropiată de gol, antena generează o tensiune dată de relația: $E_{oc} = I \cdot Z$ unde E este intensitatea cîmpului electric în volți pe metru și I este lungimea electrică efectivă a dipolului. Dacă lungimea fizică a dipolului este mult mai mică decât λ , atunci lungimea efectivă poate fi considerată egală cu lungimea fizică.

Doi dipoli, amplasați în planuri perpendiculare și conectați corespunzător vor recepționa semnale din toate direcțiile, iar dacă mai amplasăm și un al treilea dipol într-un plan perpendicular pe celelalte două se poate obține o diagramă de radiație izotropă. Această schemă este utilizată într-adevăr pentru unele antene de măsură utilizate în măsurări de compatibilitate electromagnetică (EMC).

Fig. 3 arată și distribuția de curent în dipoli de lungime λ și $3\lambda/2$. Aici impedanțele la punctul de cuplare cu fiderul sunt mari, respectiv mici, raportate la impedanța spațiului liber. Direcția pentru radiația maximă face un unghi de 54° , respectiv 42° față de axa dipolului, în comparație cu un unghi de 90° pentru dipolul în semiundă.

Fig. 4 arată trei modalități de conectare a dipolului la fider. În

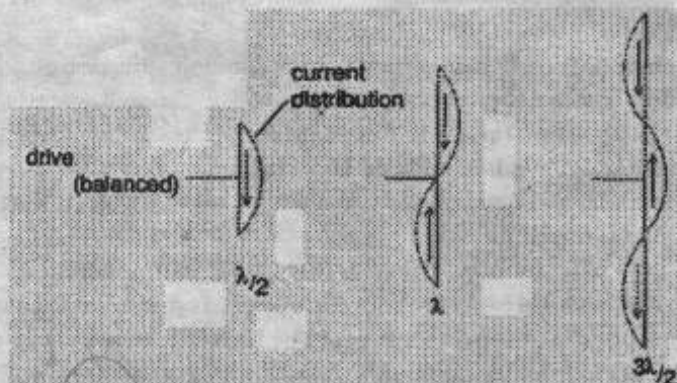


Fig. 3a Distribuția de curent printr-un dipol în semiundă (cu lungime de $\lambda/2$): în partea stîngă se observă că are un maxim în punctul de alimentare și este nulă la extremități, exact inversul distribuției tensiunii. Sunt arătate și distribuțiile de curent pentru dipoli de lungime λ și $3\lambda/2$.

dipolului ar fi fost scurtcircuitat în loc să fie conectat la un fider și la o sarcină, toată puterea recepționată ar fi fost re-radiată, modificînd cîmpul local.

În Fig. 3a, se arată un dipol în semiundă și distribuția de curent prin acesta, cu un maxim în centru, așa cum se indică. Distribuția are forma unei jumătăți de sinusoidă și forma distribuției de tensiune este o jumătate de cosinusoidă, adică zero în centru și maximum (în antifază) la fiecare extremitate. Cu fiderul conectat în punctul de curent maxim și minim de tensiune

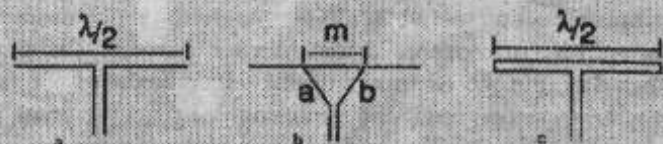


Fig. 4 a). Dipolul în semiundă prezintă (sau oferă) o impedanță rezistivă de 73Ω , simetrică; b). Dipolul poate fi conectat, fără dezadaptare, la o impedanță simetrică de 300Ω , utilizând o adaptare în delta. Distanța "m" și lungimea brațelor sunt parametri care trebuie ajustați pentru a corespunde cu raportul dintre lungimea dipolului și secțiunea conductorului și impedanța fiderului; c). Impedanța unui dipol îndoit este de patru ori mai mare decât a unui dipol obișnuit, asigurând o bună adaptare la un fider simetric de 300Ω .

Fig. 4a impedanța dipolului de 73Ω este tocmai bună de a fi adaptată cu un cablu coaxial de 75Ω , așa cum sunt cele utilizate la receptoarele TV, deși trebuie făcută observația că, în cazul coaxialului, linia este neechilibrată (nesimetrică) iar dipolul este echilibrat (simetric). Un *balun* adică un transformator de adaptare echilibrat-neecheilibrat (*balanced-unbalanced*) poate fi utilizat pentru soluționarea acestei probleme, dar, de multe ori, el este omis. Conversia echilibrat-neecheilibrat are loc întrucitva pe o distanță de câteva lungimi de undă, în lungul fiderului, care acționează ca un fel de balun.

Pentru anumite semnale, cum sunt cele din domeniul radiodifuziunii FM se utilizează frecvent un fider echilibrat, de tip panglică, cu impedanța caracteristică de cca. 300Ω . Acesta poate fi adaptat la impedanța mai joasă a dipolului în semiundă, utilizând adaptarea în delta arătată în Fig. 4b. Ca alternativă se poate utiliza dipolul îndoit din Fig. 4c. Cei doi dipoli, apropiați unul de celălalt, acționează ca un transformator cu raportul de 2:1 (sau 4:1), transformând impedanța de 73Ω a dipolului în 292Ω , adaptată la cablul panglică.

Radiatorul vertical în sfert de lungime de undă

Probabil următoarea antenă larg utilizată, după dipol, este radiatorul vertical în sfert de lungime de undă sau antena verticală.

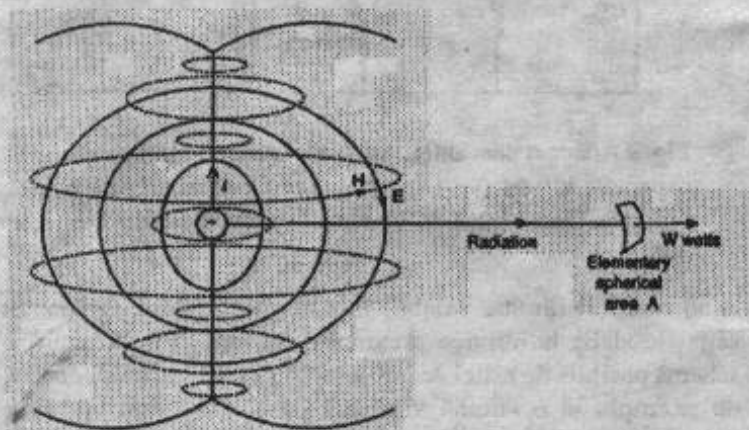


Fig. 5 Se arată liniile de câmp magnetic și electric care înconjoară un dipol în semiundă conectat la un emițător.

Fig. 5 arată câmpurile electrice E și magnetice H în imediata vecinătate a unui dipol în semiundă. În spațiu, câmpurile se distribuie așa cum se indică, fiind peste tot mutual ortogonale, adică perpendiculare unul pe celălalt.

În timp, câmpurile din imediata vecinătate a antenei - zona câmpului apropiat - sunt în cuadratură, așa cum aminteam anterior. Aceasta înseamnă că ele reprezintă o formă de energie stocată,

așa cum se întâmplă și în cazul unui circuit acordat; un dipol în semiundă este rezonant. În cazul câmpului îndepărtat, fiind în fază, câmpurile realizează un transfer real de energie dinspre antenă.

Așa cum menționam mai înainte, impedanța dipolului în punctul de conectare este de 73Ω , simetrică. Acum să ne să ne imaginăm o bucată plană de cupru, de suprafață infinită, inserată

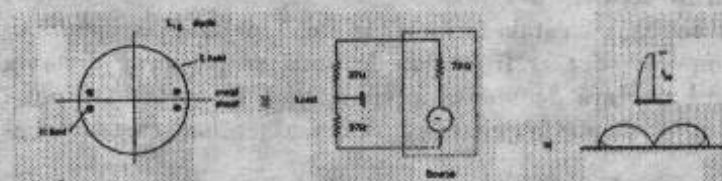


Fig. 6 Se arată cum performanțele unei antene verticale în $\lambda/4$, situate deasupra unui plan de masă idealizat sunt derivate din comportarea unui dipol în semiundă.

între cele două brațe ale dipolului, așa cum se încearcă să se arate schematic în Fig. 6a. Liniile de flux magnetic nu intersectează folia de cupru nicăieri: ele sunt complet neafectate de prezența acesteia. În mod asemănător, liniile de câmp electric nu sunt afectate, deoarece ele întind pe folia de metal sub unghiuri drepte. Deci antena se comportă ca două antene separate, una radiind jumătate din energia aplicată în sfera superioară, cealaltă în sfera din partea de jos.

De aceea o antenă verticală situată deasupra unui plan de masă perfect are o impedanță de 37Ω și o diagramă de radiație care este omnidirecțională în plan orizontal. Diagrama în plan vertical este o jumătate de tor, fiind pur și simplu porțiunea superioară a diagramei unui dipol în semiundă.

Deoarece o antenă verticală ideală radiază toată energia în porțiunea superioară a unei sfere, asigură un câștig direcțional maxim - în direcție orizontală - de 3dB față de un dipol în semiundă, deci de 5,15dB față de un radiator izotrop.

În practică planul de masă nu este perfect. Cum de obicei aceasta este situația, diagrama de radiație nu se extinde pînă jos. Direcția de radiație maximă este ușor ridicată, așa cum se arată, figurat cu linie punctată, în Fig. 6b.

De fapt, de cele mai multe ori planul de masă este imperfect, fiind uneori foarte departe de ideal de exemplu la emițătoarele portabile, cum este cazul telefoanelor mobile sau al *handy*-urilor.

Antena buclă

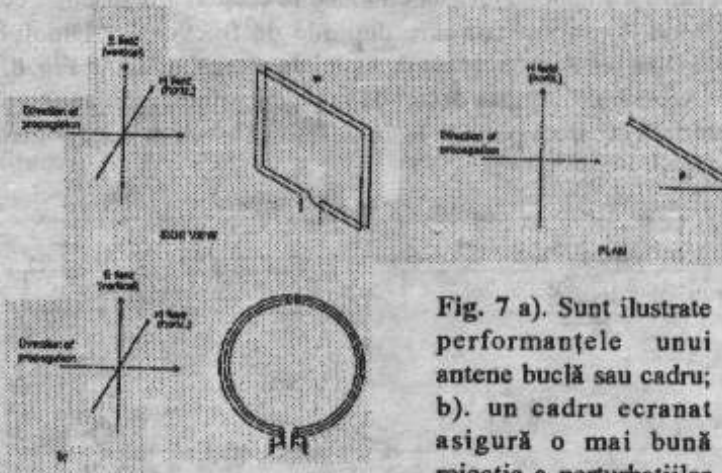


Fig. 7 a). Sunt ilustrate performanțele unui antene buclă sau cadru; b). un cadru ecranat asigură o mai bună rejecție a perturbațiilor electrostatice.

În afară de antena dipol și cea verticală următoarea antenă de bază este antena buclă. Fig. 7a arată o antenă buclă verticală de înălțime h și lățime w, traversată de un câmp polarizat vertical sub unghiul θ (cu $\theta < 90^\circ$) așa cum se arată în aceeași figură, vederea

subintitulată "plan".

Dacă există câmpul electric E (în volți pe metru) atunci în fiecare conductor apare o tensiune indusă $E \times h$. Tensiunea indusă în conductorul vertical cel mai apropiat de sursa câmpului (emittător) va apărea și în conductorul vertical cel mai depărtat cu un defazaj indicat de formula din Ec. 7, defazaj corespunzător timpului necesar frontului de undă să parcurgă distanța suplimentară de $w \cos \theta$ metri. Dacă distanța este mică corespunzătoare în raport cu λ , cele două tensiuni, care sunt con-

$$Eh\phi = \frac{E h 2\pi w \cos \theta}{\lambda} = \frac{E A 2\pi \cos \theta}{\lambda} \quad (\text{Ec. 8})$$

siderate în direcții opuse de-a lungul buclei aproape că se anulează reciproc. Rezultanta netă, pentru fiecare spirală va fi aproximată de Ec. 8, unde A este suprafața cuprinsă de buclă.

Rezultatele de mai sus sunt valabile numai în cazul în care w și h sunt amândouă mici în comparație cu λ . Dacă această condiție nu este îndeplinită, apar unde staționare de-a lungul conductoarelor, complicând mult teoria.

Ceva mai multă lărgime de bandă pentru dipol

Pentru dipolul în semiundă s-au dezvoltat mai multe variațiuni pe aceeași temă. Un dezavantaj al acestei antene, denumită "dublet" în Statele Unite este lărgimea de bandă relativ redusă. Aceasta poate fi crescută prin utilizarea unor conductoare mai groase pentru cel două brațe ale dipolului; acestea pot fi tubulare sau mai multe fire conectate în paralel și sprijinite pe suporturi circulare. În acest caz, "efectul de capăt" este mai pronunțat. Acest efect de capăt înseamnă că lungimea optimă pentru dipolul în semiundă este cam cu unul până la două procente mai mică decât lungimea teoretică de $\lambda/2$. Dacă h reprezintă jumătate din lungimea dipolului și a este secțiunea brațului, atunci pentru valori ale lui h/a mai mici de 100, scurtarea poate atinge până la 10% (sau ceva pe acolo) din lungimea teoretică. Această valoare depinde mult și de modul în care sunt conectate împreună brațele pentru conectare la fider.

Și mai multă lățime de bandă

Dacă este nevoie de o lărgime de bandă și mai mare și care nu poate fi obținută prin metoda de mai susse poate încerca o încărcare rezistivă a antenei. Aceasta conduce la creșterea rezistenței de pierderi R_p , parametru care depinde de frecvență. "Dipolul australian" este un exemplu de astfel de antenă, arătat în Fig. 8.

Această antenă este destul de populară printre radioamatorii entuziaști deoarece permite lucrul în întrăgă bandă de unde scurte.

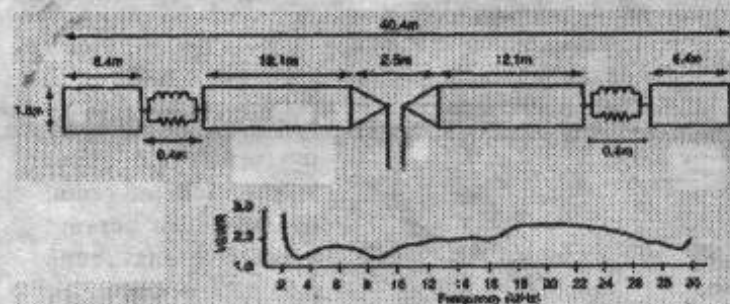


Fig. 8 Un dipol simetric, cu impedanța de 300Ω, montat orizontal, este o antenă des folosită, putind acoperi toate benzile de amatori. Pentru uz general trebuie montat cit mai sus și mai degajat posibil. Circuitele LR au inductanța de 16μH și rezistența de 300Ω.

În unele aplicații, implicind numai recepția unor semnale, eficiența antenei nu este chiar atât de importantă și putem adopta unele soluții (micșorarea dimensiunilor fizice, distribuirea compensării, etc.)^[1]. Și în cazul antenei verticale se pot face modificări în sensul reducerii dimensiunilor fizice; se poate reduce lungimea (ceea ce conduce la accentuarea caracterului capacitiv) și reaccorda antena printr-o bobină de lungire electrică. Ca alternativă se poate introduce o inductanță la jumătatea antenei verticale scurtate sau se poate adăuga o capacitate terminală (sus). Aceste variante pot fi combinate, în diferite proporții.

Într-o variantă larg utilizată conductorul este bobinat pe o armătură izolantă, deseori flexibilă. Se poate adăuga o capacitate la bază pentru a aduce antena din nou la rezonanță. Toate acestea conduc la o îngustare a benzii de trecere, datorită creșterii factorului de calitate (Q -ul antenei). Ele reduc deasemenea și eficiența de radiație, crescind raportul R/R_p .

Doar pentru recepție, cu antenă verticală scurtată, cu capacitate terminală la vîrf se poate forma o antenă activă, funcționind ca sondă pentru măsurarea intensității cimpului electric E . Ieșirea este conectată la un amplificator cu câștig ridicat, amplasat la baza antenei. Această variantă este foarte convenabilă pentru pentru benzile de unde scurte, unde zgomotul benzii este mare, mascind astfel un zgomot ceva mai ridicat al preamplificatorului.

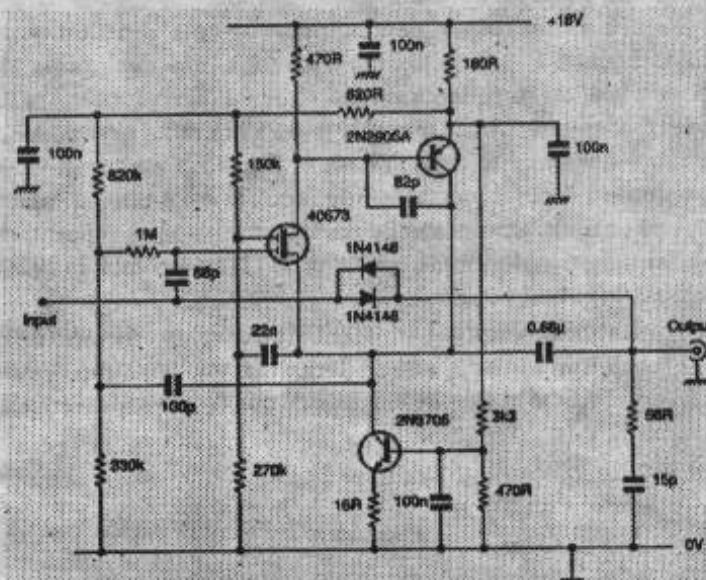


Fig. 9 Adăugat unei antene verticale scurtate, compensată capacitiv la vîrf (vezi în text), acest circuit asigură o recepție foarte bună în banda de frecvențe 100KHz-30MHz.

Aranjamentul rămîne valabil, în anumite limite, chiar pentru semnale slabe la intrarea preamplificatorului. Fig. 9 indică o schemă posibilă de astfel de (pre)amplificator. El se poate conecta, de exemplu la o antenă verticală de cca. 400mm înălțime. Elementul vertical poate fi adăpostit într-un tub de masă plastică și are o capacitate la vîrf formată dintr-un disc metalic cu diametrul de 250mm^[2].

Alternative...cu bucle

Acolo unde nu este avantajos să plasăm o antenă (de mari dimensiuni) în exteriorul unei carcase, așa cum se întimplă la unele aparate portabile, se poate recurge la o variantă de antenă buclă. Este varianta cunoscută ca "antena cadru", care a fost folosită încă de la începuturile comunicațiilor radio.

Constructiv, antena buclă arată ca un solenoid (o bobină fără miez magnetic), deși în practică poate fi descrisă și ca bobină-avînd-ca-miez-transceiverul. Spre deosebire de dipolul în

semiundă și de antena verticală, amândouă sensibile la componenta electrică E a câmpului electromagnetic, antena buclă răspunde la componenta magnetică H a frontului de undă.

În general termenul de "antena buclă" este uzual folosit pentru a desemna o buclă cu o singură spirală în timp ce "antena cadru" este un termen utilizat pentru o antenă cu mai multe spire.

Fig. 7 arată o antenă cadru cu două spire. O posibilă utilizare pentru această antenă este cea de radiogoniometrie. Pentru această aplicație o antenă cu două sau mai multe spire cum este cea din Fig. 7a, nu va genera în mod univoc (printr-o scădere bruscă a semnalului) o direcție a semnalului. Deoarece bucla are o grosime finită, d , în direcția de propagare a semnalului, bucla poate fi considerată echivalentă cu o buclă cu N spire coincidente în serie cu o singură spirală de grosime d . Deci, pentru radiogoniometrie trebuie realizată o antenă cu spire coplanare, ca un fel de tort. Chiar și așa rămâne o incertitudine de 180° , deoarece se obțin două zone de semnal minim. Pentru a o elimina se poate folosi semnalul de la o altă antenă, de obicei verticală. Semnalul de la aceasta poate acționa fie aditiv, fie substractiv în raport cu semnalul de la antena buclă. Pentru a obține rezultate cât mai bune ieșirea antenei trebuie conectată la intrarea unui preamplificator cu intrarea simetrică. Dacă una din extremitățile antenei buclă se conectează la masă, se produce o dezechilibrare a distribuției capacităților parazite în raport cu planul de masă și antena se comportă întrucâtva ca o antenă verticală scurtată. Aceasta comportare nu numai că influențează negativ obținerea nului, dar conduce la mărirea susceptibilității în recepționarea semnalelor electrostatice parazite. Ideal, bucla ar trebui să răspundă numai la componenta H a câmpului.

Atunci când antena funcționează într-un mediu în care se presupune că există puternice interferențe electrostatice, atunci este bine ca antena să fie ecranată într-un tub, așa cum se arată în Fig. 7b; astfel de antene se găsesc de vânzare. Desigur, tubul de ecranare trebuie să aibă o mică deschizătură, pentru a putea conecta fiderul. O întrerupere în continuitatea ecranului este absolut necesară, pentru a preveni crearea curenților de circulație în ecran; ecranul ar produce și o izolare magnetică, antena nerecepționând nimic!

DX-uri...

Antenele buclă sunt larg utilizate de către entuziaștii căutător de DX-uri din unde scurte și asta din mai multe motive. În primul rând, antena este directivă. Asta înseamnă că atunci când se recepționează un semnal de la o stație îndepărtată, antena buclă poate asigura o discriminare bună a semnalului util față de alte

semnale. Aceste semnale nedorite pot fi pe aceeași frecvență sau pe o frecvență adiacentă, sosind sub diferite unghiuri față de azimut în raport cu semnalul dorit. În al doilea rând, antena cadru poate fi acordată ușor, contribuind la creșterea selectivității receptorului la care este conectată. Antenele cadru se pot utiliza și pentru recepția emisiunilor din unde scurte.

În Fig. 10 se arată o antenă cadru activă. Utilizând o bobină formată din trei spire de conductor gros de 8AWG cu un diametru de 15 inch și cu o distanță între spire de o jumătate de inch, antena este bună pentru semnale din domeniul de frecvență cuprins între 4,4MHz și 16MHz. Comutatorul asigură alegerea unui câștig de 8dB sau de 20dB. Detalii suplimentare pot fi găsite în referința bibliografică [3].

Antene buclă pentru VHF și UHF

La aceste frecvențe antena buclă are de obicei o singură spirală

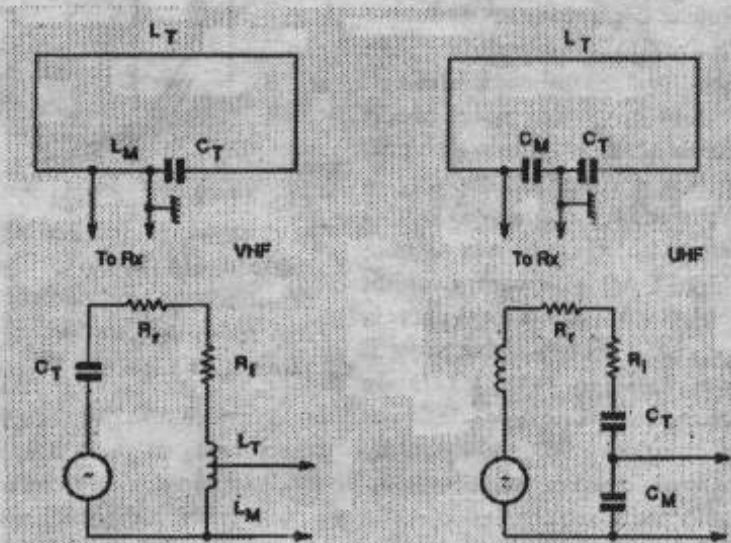
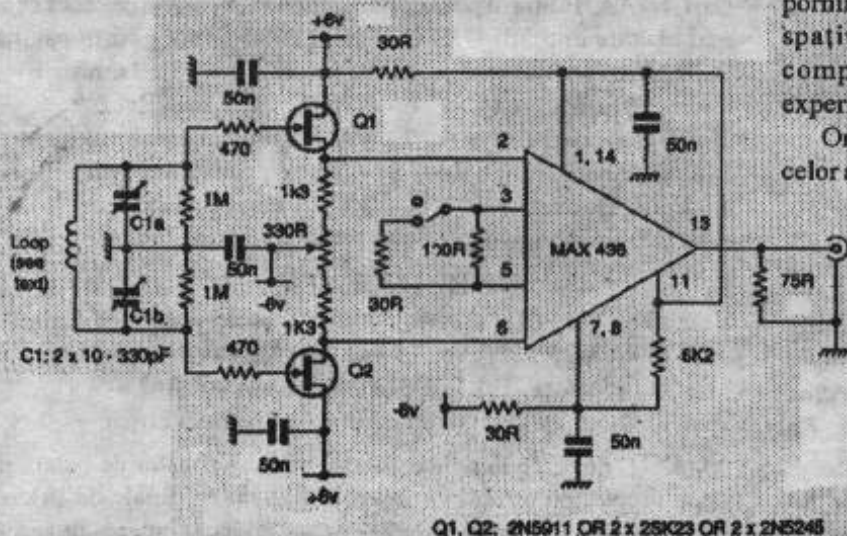


Fig. 11 Diferite moduri de conectare utilizate în mod obișnuit atât pentru unde scurte cât și pentru unde ultracurte pentru antene cadru de mici dimensiuni.

asa cum se arată în Fig. 11, cu sistemul de adaptare indicat și el în figură. Bucla poate fi formată din conductor cu secțiune rotundă sau din platbandă sau poate fi realizată sub forma unui traseu pe cablaj imprimat. Ecuațiile necesare proiectării unei astfel de antene implică determinarea grosimii și lățimii conductorului și dimensiunile buclei și pot fi găsite în referințele bibliografice [4] și [5]. De remarcat că formulele de calcul oferă doar punctul de pornire în stabilirea dimensiunilor, deoarece prezența într-un spațiu limitat a anteni, cablajului imprimat, bateriei, componentelor electronice, etc. necesită reevaluarea experimentală a proiectului.

Oricare din antenele menționate mai sus - desigur, cu excepția celor active, pot fi folosite atât pentru recepție cât și pentru emisie.

Trebuie luat în considerare că antenele care au dimensiunile fizice mici în raport cu lungimea de undă (antenele verticale cu bobină de lungire și antenele buclă de dimensiuni mici) prezintă o eficiență de radiație redusă. Atât pentru recepție cât și pentru emisie, performanțele lor pot ajunge și până la 20dB sub radiatorul izotrop. De remarcat că această înrăutățire a performanțelor se datorează exclusiv pierderilor; apertura efectivă a unei antene "mici" este teoretic independentă de dimensiuni. În practică însă, rezistența de radiație devine excesiv de mică atât față de rezistența de pierderi cât și față de reactanță. Acordul și adaptare devin atunci impracticabile. În ciuda acestor dezavantaje, în funcție



Q1, Q2: 2N5011 OR 2 x 2SK23 OR 2 x 2N5245

Fig. 10 Acest preamplificator, utilizat cu o antenă cadru (vezi în text), acoperă destul de bine banda de unde scurte.

de diagrama de radiație, antena va putea avea totuși un câștig (provenit din directivitate) în comparație cu radiator izotrop cu pierderi identice.

Adăugind elemente...

Acolo unde considerentele de spațiu nu sunt importante, de exemplu în instalații fixe, cum ar fi stațiile care recepționează semnale de telemetrie de exemplu de la un bazin de acumulare la dispecerat, legătura poate fi realizată fără utilizarea unor puteri mari la emisie, dacă se utilizează antene cu câștig mai mare decât dipolul în semiundă.

Se poate obține o astfel de antenă dacă adăugăm elemente "parazite" dipolului în semiundă. Să ne imaginăm un element ceva mai mare decât jumătate de lungimea de undă, plasat aproape de dipolul în semiundă, în partea opusă emițătorului, așa cum se arată în Fig. 12. Acest element, denumit reflector re-radiază toată energia pe care o primește, dar ea va fi defazată (în avans) față de

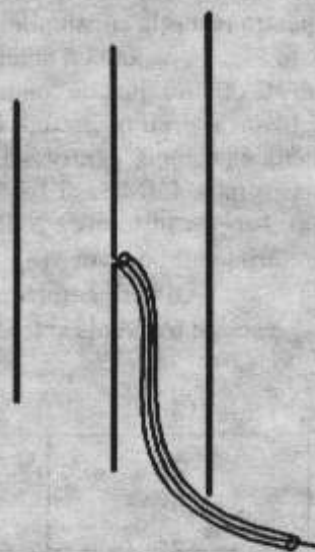


Fig. 12 O antenă Yagi are un reflector în spatele dipolului în semiundă și unul sau mai mulți directori în fața acestuia.

energia sosită pe dipol de la emițător. În momentul în care energia re-radiată de reflector ajunge la dipolul în semiundă, ea este în fază cu semnalul de la emițător, întărindu-l. În mod asemănător, un element ceva mai scurt, denumit director și amplasat în fața dipolului are un efect asemănător: adaugă un cîmp util în dipol. Se pot adăuga mi multe directoare (scutate proporțional) pentru a spori câștigul. Spre deosebire de directoare, prin adăugarea în continuare a unor reflectoare nu se obține un câștig suplimentar.

Astfel de antene, de tip Yagi, care pot avea 18 elemente și chiar mai mult, pot avea câștiguri de pînă la 15dB comparativ cu radiatorul izotrop. Utilizînd cîte o astfel de antenă și la emițător și la receptor puterea necesară realizării legăturii se poate reduce de pînă la 400 de ori față de cazul în care se utiliza numai un dipol.

O altă modalitate de sporire a câștigului

O altă modalitate de sporire a câștigului este însumarea semnalului provenit de la mai multe antene. În Fig. 13 se arată un

grup de dipoli în semiundă în fața unui plan conductiv care, în practică, poate fi format dintr-o plasă de sîrmă.

Utilizînd un combinator hibrid (*hybrid combiner*) cu un număr corespunzător de intrări, semnalul de la toate antenele se însumează în fază. Cu un astfel de grup, apertura efectivă poate atinge dimensiuni comparabile cu suprafața fizică de dispunere a antenelor elementare, putînd atinge valori egale, de exemplu, cu λ^2 . Pentru a spori și mai mult câștigul, fiecare antenă elementară poate fi înlocuită cu o antenă Yagi. Asemenea grupuri, foarte directive, de antene asigură un câștig mare într-o direcție pe seama reducerii câștigului pe celelalte direcții. Pentru a vă imagina de ce este așa este suficient să vă gîndiți la folosirea unei astfel de antene pentru emisie.

Puterea emisă este concentrată numai într-o anumită direcție, în defavoarea altora. Această directivitate este foarte utilă și la recepție. Nu se obține numai o creștere a sensibilității receptorului pentru anumite direcții ci și o reducere a semnalelor parazite provenite din celelalte direcții.

Bibliografie

1. Fornato, R, *Design wideband antennas*, Electronics World, oct. 1977, pp825-829; aici se regăsesc și alte materiale bibliografice;
2. Hickman, I, *Practical radio frequency handbook*, 2nd Edition, 1997, ISBN 0 75063447 2;
3. Salvati, *High frequency loop antenna*, Electronic Design, 22 iulie 1996 (scurte detalii sunt reproduse în referința bibliografică [2] de mai sus);
4. Virani, *Electrically small antennas*, Journal IERE, 538(6), 266-274, sept-dec. 1988;
5. Fujimoto, și alții, *Small antennas*, Research Studies Press.

trad. YO3GWR

DX MAGAZINE'S 100 MOST WANTED!

Carl, N4AA, Editorul publicației QRZ DX, ne informează că cele mai căutate entități DXCC în anul 2000 se pot găsi în pagina Web <http://www.dxp.com>. Pe primele poziții găsim:

- | | |
|---------------------------|-----------------------------------|
| 1 - P5, North Korea | 6 - KH5K, Kingman Reef |
| 2 - VU4, Andaman | 7 - YA, Afghanistan |
| 3 - BS7, Scarborough Reef | 8 - VP8/SS, South Sandwich Island |
| 4 - 3Y/B, Bouvet | 9 - 3Y/P, Peter I Island |
| 5 - VU7, Lakshadweep | 10 - 7O, Yemen |

PUBLICITATE

Petrică - YO5CQI caută: Tuburi metalo-ceramice (2 buc.) 4CX250B, 4CX350A sau (1 buc.) 4CX1000, precum și socluri aferente acestora. Tel. 063 364080; acasa 063 362305; E mail: ilsom@elcom.ro cu mențiunea pentru Petrică

YO4NQ dorește să achiziționeze un amplificator de putere în unde scurte, preferabil cu tuburile 811, 572b, finale de baleiaj orizontal din TV color sau altceva, astfel încât puterea de ieșire să fie în domeniul 400-600w. Poate fi contactat la : 041/239337 int 1687; 1210 Serviciu; 041/237170 - acasă sau afilip@cne.ro

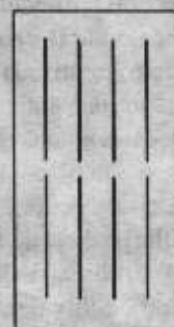


Fig. 13 Un grup de dipoli asigură o creștere a sensibilității într-o direcție prestabilită, uzual pe direcție perpendiculară pe planul suprafeței reflectante. Utilizată împreună cu un dispozitiv de aviere electronică a fazei pentru fiecare element, această rețea poate avea directivitatea controlată electric.

DIPLOMA GIRF 2001

Grupul Radioamatorilor feroviari din Italia instituie aceasta diploma pentru legături/recepții cu statii membre ale clubului, efectuate în perioada 1 - 15 martie.

Diploma are urmatoarele clase:

- | | |
|--|-----------|
| Diploma A - benzi: 1,8 - 3,5 - 7 MHz | 20 puncte |
| Diploma B - benzi: 14 - 21 - 28 MHz | 5 puncte |
| Diploma C - benzi: 50 - 144 - 432 - 1296 MHz | 10 puncte |

Se admite orice mod de lucru. Fiecare legatura/recepție se coteaza cu un punct, cu exceptia unei statii speciale "Jolly" care va fi alta in fiecare seara si care se coteaza cu 3 puncte. Cererile cuprinzand extras de log si 15 IRC-uri se vor expedia la Mariutti Gianfranco - via Postoma 112-31050 Villorba (TV), pana la 30 aprilie 2001.

GERMAN ISLAND AWARD/GERMAN IOTA Ric, DL2VFR, spune că informații despre insulele germane valabile pentru diploma GERMAN ISLAND AWARD se găsesc în Web page: <http://www.iota-post.com>

ELEMENTE DE CIRCUIT MICROSTRIP

Dr. ing. Ciontu Andrei - YO3FGL

Impedanța de intrare Z_{int} a unui segment de linie microstrip de lungime l cu pierderi neglijabile (constanta de atenuare $\alpha=0$), terminată pe o impedanță a sarcinii Z_s , este dată de aceeași binecunoscută formulă de la liniile de transmisiuni.

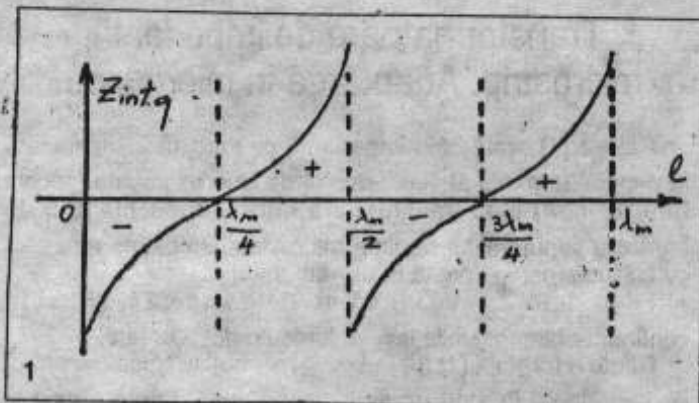
$$Z_{int} = Z_m \left((Z_s + jZ_m \operatorname{tg} \beta_m l) / (Z_m + jZ_s \operatorname{tg} \beta_m l) \right) \quad (1)$$

În care: $j = \sqrt{-1}$ unitatea imaginară, $\beta_m = 2\pi/\lambda_m$ constanta de fază.

Reactanțe capacitive microstrip

Dacă segmentul de linie microstrip este în gol ($Z_s = \infty$) pentru impedanța de intrare rezultă expresia:

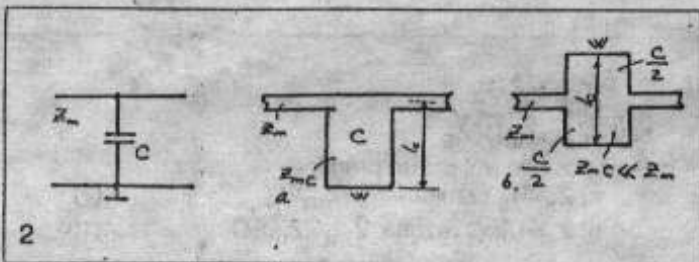
$$Z_{intg} = -jZ_m \operatorname{ctg}(2\pi/\lambda_m)l \quad (2)$$



În cazul cotangentelor pozitive, această impedanță reprezintă o reactanță negativă (capacitivă), figura 1. Acest lucru se întâmplă când:

$$l = (0 + \lambda_m/4) + k\lambda_m/2; k=0,1,2,\dots$$

Expresia cea mai simplă pentru o astfel de reactanță



capacitivă se obține pentru $2\pi/\lambda_m = \pi/4$ de unde $l = \lambda_m/8$

Aceasta este:

$$Z_{intg} = -jZ_m = 1/j\omega C \quad (3)$$

$$\text{de unde } C = 1/\omega Z_m \quad (4)$$

Deci, pentru a obține la o anumită frecvență impusă, o capacitate C cât mai mare, trebuie să folosim un segment de linie microstrip (în gol) cu impedanța caracteristică Z_m cât mai mică. Aceste linii sunt în general late, o valoare Z_m mică reclamând rapoarte w/h mari.

Exemplu: Se dau: $f=1$ GHz, $Z_m=10 \Omega$, $l=\lambda_m/8$, substrat dielectric sticlotehtolitul $\epsilon_r=4,25$ ($h=1,6$ mm). Se cere C și dimensiunile liniei. Din tabelul 2, pentru $Z_m=10 \Omega$ (se recomandă $Z_m=5-50 \Omega$) extragem:

$$\epsilon_{ref}=3,853; \sqrt{\epsilon_{ref}}=\lambda_0/\lambda_m=1,963; w/h=15,951$$

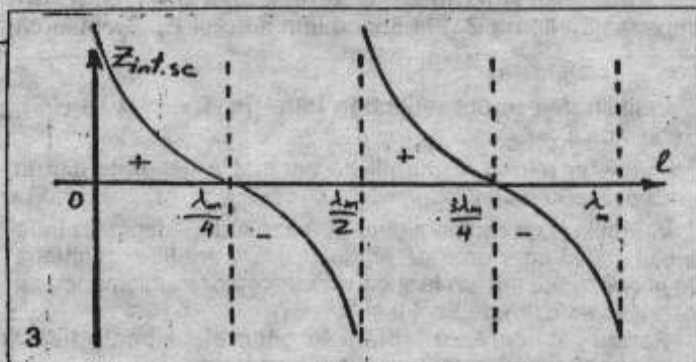
$$\text{Avem că: } \lambda_0=30 \text{ cm; } \lambda_m=15,28 \text{ cm; } l=1,91 \text{ cm;}$$

$$w=2,552 \text{ cm; } \omega=2\pi \cdot 10^9 \text{ rad/s; } C=15,9 \text{ pF}$$

În realizarea circuitelor complexe microstrip adesea se pune problema ca în anumite puncte (AA') ale unei linii

microstrip să se plaseze capacități microstrip (semiconcentrate), figura 2. Acest lucru se poate face ca în figura 2 a și b în varianta nesimetrică și simetrică.

De observat că parametrii Z_{mc} și l_c din cazul b pot diferi de cei din cazul a. Ideea este de a realiza de o parte și de alta a liniei microstrip două capacități simetrice cu valoarea $C/2$.



Reactanțe inductive microstrip

Când segmentul de linie microstrip lucrează pe o impedanță de sarcină foarte mică (la limită, scurtcircuit, $Z_s=0$) impedanța de intrare este:

$$Z_{intsc} = jZ_m \operatorname{tg}(2\pi/\lambda_m)l \quad (5)$$

Dacă tangenta este pozitivă, această impedanță reprezintă o reactanță pozitivă (inductivă), figura 3. Acest lucru este posibil pentru:

$$l = (0 + \lambda_m/4) + k\lambda_m/2$$

Expresia cea mai simplă pentru o astfel de reactanță inductivă se obține pentru:

$$l = \lambda_m/8; Z_{intsc} = jZ_m = j\omega L_m \quad (6)$$

$$L = Z_m/\omega \quad (7)$$

Pentru ca la o anumită frecvență, inductanța L să fie cât mai mare, trebuie ca segmentul de linie microstrip să aibă impedanța caracteristică cât mai mare, adică cu raportul w/h mic. O inductanță de șoc microstrip se obține pentru $2\pi/\lambda_m = \pi/2$ ($\operatorname{tg} \pi/2 = \infty$) de unde $l = \lambda_m/4$ (practic așa cum rezultă din figură, ceva mai mare).

Exemplu: La frecvența $f=1,5$ GHz să se realizeze o

inductanță microstrip de 7,42 nH.

Admitem că vom folosi ca substrat sticlotehtolitul dublu placat cu $h=1,6$ mm; $\epsilon_r=4,25$. Alegem $Z_m=70 \Omega$ (se recomandă pentru $Z_m=50-100 \Omega$) și din tabelul 2 extragem următoarele date: $\epsilon_{ref}=3,09$; $\sqrt{\epsilon_{ref}}=1,758$; $w/h=1,067$. Avem că: $\lambda_0=20$ cm; $\lambda_m=11,38$ cm.

Realizăm inductanța simplă cu un segment $\lambda_m/8$ în scurtcircuit. Deci: $\lambda_m/8=1,42$ cm=14,2 mm= l (lungimea segmentului). Lățimea w a segmentului este

$$w=1,067 \times 1,6 = 1,7 \text{ mm.}$$

Ca și la capacități, câteodată se pune problema de a realiza între anumite puncte ale unei linii microstrip anumite inductanțe microstrip (semiconcentrate), figura 4. Modul de realizare practică este arătat în figura 4 a și b în varianta nesimetrică și simetrică.

În cazul din figura 5 trebuie realizate simetric două inductanțe (necuplate între ele), simetrice de valoare $2L$, care puse în paralel să dea valoarea L (valoarea necesară). Dacă cele două segmente de linie în scurtcircuit se vor proiecta ca în figura 5b, este posibilă apariția unui cuplaj inductiv necontrolabil.

$$c) Z_{in} = j\omega L \text{ rezultă: } Z_{int} = Z_m^2 / j\omega L \quad (11)$$

Din cazurile b și c rezultă că transformatorul $\lambda/4$ schimbă și natura reactanțelor. O adaptare într-o bandă de frecvență mai largă se obține în mai multe trepte $\lambda/4$ (figura 6) pentru care:

$$Z_{m2} = Z_{m1} \times Z_{m3}; Z_{m3} = \sqrt{Z_{m2} \times Z_{m4}}$$

Adaptarea cu transformator microstrip $\lambda/4$ nu este întotdeauna posibilă. De fapt în practică problema adaptării poate înbrăca trei aspecte și anume:

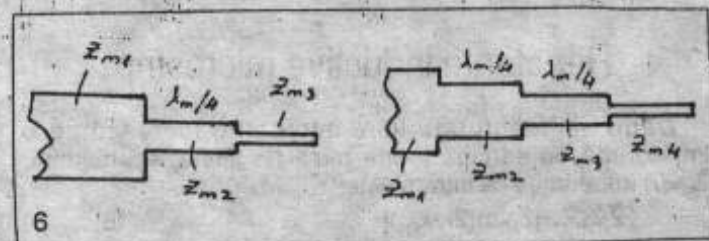
- transferul maxim de putere activă din generator (impedanță internă Z_g) la impedanța sarcinii Z_s . Trebuie ca $Z_g = Z_s^*$ (conjugată)

- eliminarea unei reflectate între generator și sarcină. Trebuie ca $Z_g = Z_s$

- transfer minim al puterii de zgomot a generatorului în sarcină. Trebuie ca $Z_{zgomot} = Z_s$

Într-un lanț de radioemitor în microunde, adaptarea între primul etaj și lider este de primul tip, iar între lider și antenă de al doilea tip. Într-un lanț de radioreceptor în microunde, se întâlnesc adaptări de tipul 2 și 3.

Pentru realizarea adaptării în general se poate folosi transformatorul microstrip de lungime oarecare l.



Cunoscând $Z_s = R_s + jX_s$ și $Z_{int} = R_{int} + jX_{int}$ trebuie determinat segmentul de linie microstrip care realizează această transformare, adică calculate l, h, w pentru un substrat dielectric dat (ϵ_r). Din relația matematică complexă (1) se pot găsi două necunoscute reale și anume Z_c și $\lg \beta l$. Se află:

$$Z_m = \sqrt{R_s R_{int} + (R_{int} X_s - R_s X_{int}) / (R_s - R_{int})} = Z_m(w/h) \quad (13)$$

$$\lg \beta l = Z_m | R_{int} X_s / (X_s R_{int} + X_{int} R_s) | \quad (14)$$

Nici această adaptare nu este posibilă întotdeauna, ci numai când pentru impedanța caracteristică a liniei microstrip Z_m rezultă o valoare reală, lucru ce se întâmplă dacă:

$$a) R_s > R_{int} \text{ numai dacă } R_{int}/R_s > (R_{int} + X_{int}) / (R_s + X_s) \quad (15)$$

$$b) R_s < R_{int}; R_{int}/R_s < (R_{int} + X_{int}) / (R_s + X_s) \quad (16)$$

Exemplu de calcul:

Impedanța $Z_s = 46,46 + j73 \, (\Omega)$ trebuie transformată la frecvența de 2 GHz la intrarea unui segment de linie microstrip în impedanța:

$$Z_{int} = 16,7 + j0,53 \, (\Omega)$$

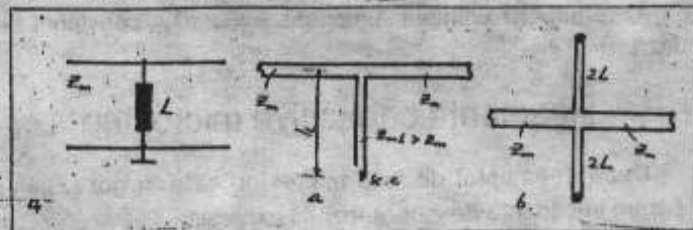
Suntem în cazul $R_s > R_{int}$ condiția (15) este îndeplinită:

$$R_{int}/R_s = 0,359; (R_{int} + X_{int}) / (R_s + X_s) = 0,0373$$

$$\text{Rezultă: } Z_m = 61,37 \, \Omega$$

$$\lg \beta l = 1,468; \beta l = (2\pi/l_m)l = 0,973 \text{ rad}; l = 0,155 \lambda_m$$

Din tabelul 2 rezultă: $w/h = 1,479$

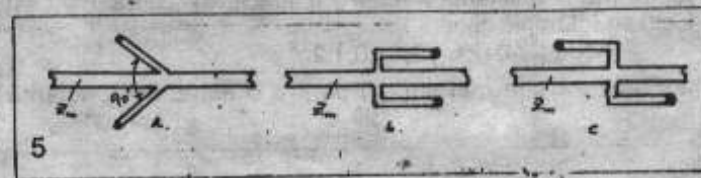


Transformatoare de impedanță microstrip. Adaptarea în microunde.

Relația (1) arată că o impedanță de sarcină Z_s conectată la capătul terminal al segmentului de linie microstrip (socotit fără pierderi) este transformată într-o impedanță Z_{int} de intrare a segmentului de linie microstrip. Problema adaptării cu linie microstrip constă în următoarele:

Fiind date Z_s și Z_{int} să se determine Z_m și l și în continuare dimensiunile liniei microstrip de adaptare.

Dacă în formula (1) se ia $l = \lambda_m/4$ se obține transformatorul de impedanță în sert de lungime de undă, foarte simplu și foarte utilizat (figura 6). Din (1) rezultă:



$$Z_{int} = Z_m^2 / Z_s \quad (8)$$

$$\text{sau } Z_m = \sqrt{Z_{int} \times Z_s}$$

Sunt posibile trei cazuri practice:

$$a) Z_s = R_s \text{ rezultă: } Z_{int} = Z_m^2 / R_s \quad (9)$$

$$b) Z_s = 1/j\omega C \text{ rezultă: } Z_{int} = jZ_m^2 \omega C \quad (10)$$

DIVERSE

Salut ! Sa schimbat adresa pentru CQ WPX . S-au publicat si rezultatele pe anul 2000. <http://home.woh.rr.com/wpX/> 73 si succes ! Valeriu, ERIBF

Please notify all members that the station ZB2FUM is a pirate station, we have checked with the Wireless Officer who has confirmed that the said call has not been issued by him.

Any information about this station would be greatly welcomed. Many thanks for your co-operation. Best of 73's Wilfred Guerrero ZB2IB, Secretary Gibraltar Amateur Radio Society. Greetings from Gibraltar.

RTTY Rules, Results and Records: <http://www.rttyjournal.com/3rindex.html>

Citing irreconcilable differences with the President of LARU Region II, the Secretary of that regional organization resigned his position effective March 1st, 2001.

PUBLICITATE

Silviu YO8FZ ofera spre vanzare un filtru CW Kenwood, YG-455C-1 nefolosit, pret 100 DM. Poate fi contactat prin e-mail sau la tel.030 520376 dupa ora 18.00 CFR.

CRISTI - YO6PFL din TG-MURES, are disponibila o statie DRAGON SY550, 10memo, afisaj LCD, scan, iluminare afisaj, 20w/0.5w, in perfecta stare de functionare si estetica. Pret 350 DM,echivalent in lei, fix.

** statie BOSH, 12 w, necesita sinteza, cu media frecventa 21.4 mhz, trasa in banda de 2 m, atit RX cit si TX. Pret 60 DM, echivalent in lei. Ptr. relatii sunati la 065/162764 sau 095/676037 sau la e-mail "yo6pfl@yahoo.com".

Vand Liniar cu 2xGU 50 (posibilitati de adugare a inca un tub , soclu inclus in montaj) YO8TVD tel 094801807 sau

Caut tevr EFIR-M, MF090 sau VOLNA pentru un radioamator proaspat autorizat, astept orice oferta cu interes Dan Sabau yo5dge@karma.ro

RUBRICA VIITORULUI RADIOAMATOR

- partea a III - a

CAP. 2. COMPONENTE

2.1 REZISTORUL, REZISTENȚA

Componentele electronice pasive construite special pentru a avea o anumită rezistență, se numesc rezistoare. În practică în locul rezistorului se folosește încă denumirea de rezistență care este numeric egală raportul dintre tensiunea aplicată la borni și curentul care o parcurge. Conform legii lui Ohm, $R=U/I$. Unitatea de măsură a rezistenței electrice este ohmul (Ω) cu multiplii kilohm și megaohm: $1k\Omega=10^3\Omega$; $1M\Omega=10^6\Omega$; și cu multiplul miliohm $1m\Omega=10^{-3}\Omega$.

Dupa caracteristica tensiune-curent se deosebesc două categorii de rezistoare:

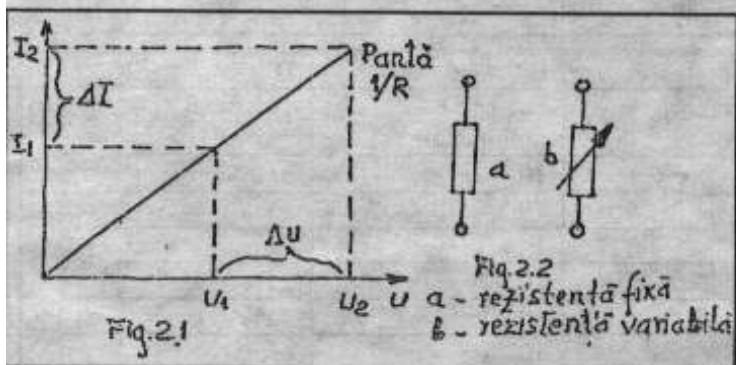
- rezistoare liniare a caror valoare este o constantă (dreaptă) între tensiune și curent (fig. 2.1)
- rezistoare cu caracteristica neliniară

Din punct de vedere constructiv, rezistoarele se împart în:

- rezistoare cu rezistență fixă
- rezistoare cu rezistență reglabila

Dupa tehnologia de realizare se deosebesc:

- rezistoare bobinate realizate prin înfășurarea unui conductor de mare rezistivitate pe un suport izolator (ceramic, fibra de sticlă).
- rezistoare cu pelicule, care au elementul rezistiv format dintr-o pelicula subțire de pasta metalică depusă pe un suport izolant.
- rezistoare de volum al caror element rezistiv este constituit din întregul corp al rezistorului.



TABEL 2.1

tipul rezistorului	P_{max} [W]	l_{max} [mm]	d [mm]	D_{max} [mm]	coef. de temperatură $\times 10^{-1}/^{\circ}C$
RCG, RMG 1025	0,25	7,0	0,6	2,5	15 pt. $1\Omega \leq R_n \leq 10\Omega$
RCG, RMG 1050	0,5	13,0	0,8	1,1	5 pt. $10\Omega \leq R_n \leq 1M\Omega$
RCG, RMG 1100	1,0	22,5	0,8	6,4	10 pt. $0,1M\Omega \leq R_n \leq 1M\Omega$
RCG, RMG 1200	2,0	34	1,0	8,6	75 pt. $1M\Omega \leq R_n \leq 10M\Omega$

TABEL 2.2

tipul rezistorului	P_{max} [W]	L_{max} [mm]	D_{max} [mm]	l [mm]	d [mm]
RPM 3012	0,125	5,0	5,0	5-10	2,54
RPM 3025	0,25	5,0	7,5	5-10	2,54
RPM 3050	0,5	7,5	7,5	5-10	5,08
RPM 3100	1,0	12,7	7,5	5-10	7,62

Dupa tipul de material rezistiv, rezistoarele se împart în:

- rezistoare cu pelicule de carbon și bor-carbon.
- rezistoare de volum formate din amestecul a mai multor componente.
- rezistoare bobinate din sârma conductoare.
- rezistoare cu elementul rezistiv din materiale semiconductoare.

Simbolul rezistorului este prezentat în fig. 2.2.

Caracteristici principale

- 1) Rezistența nominală este valoarea rezistenței marcată în cifre sau în cercuri colorate pe corpul rezistorului.
- 2) Toleranța este de asemenea marcată pe corp în clar sau în codul culorilor și reprezintă procente din valoare.
- 3) Puterea disipată nominală P [W] este puterea maximă în c.c. sau c.a. pe care o poate disipa un rezistor. Depășirea puterii disipate nu este permisă deoarece poate duce la distrugerea acestuia.

Rezistoarele utilizate mai frecvent în montajele electronice au puterea în limitele: 0,1; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5 și 10 W

Dimensiunile fizice ale rezistoarelor românești cilindrice și RPM funcție de puterea disipată sunt prezentate în tabelele 2.1 și 2.

- 4) Tensiunea nominală U [V] este tensiunea continuă sau alternativă aplicată la bornele rezistorului fără ca acesta să se distrugă. Valorile nominale uzuale ale tensiunii sunt: 150; 200; 250; 500; 750; 1000V. Tensiunea maximă nu este marcată pe rezistor, ea se calculează cu formula $U = (P \cdot R)^{1/2}$ unde P și R sunt puterea, respectiv rezistența nominală.
- 5) Rezistența rezistorului în curent alternativ. Datorită efectului de suprafață (pelicular), a capacității și inductanței distribuite pe elementul rezistiv, la înaltă frecvență rezistența are caracter complex, comportându-se în parte ca o inductanță și în parte ca o capacitate.
- 6) Tensiunea de zgomot apare la bornele rezistenței și este proporțională cu frecvența și temperatura. Raportul între tensiunea de zgomot U și tensiunea continuă aplicată rezistorului definește factorul de zgomot al rezistorului și se exprimă în $\mu V/V$ sau în decibeli [dB]. Pentru rezistoarele de un general factorul de zgomot este de 1...5 $\mu V/V$ și sub

1μV/V pentru rezistoarele profesionale.

- 7) Stabilitatea. Valoarea rezistorului se schimbă în timp datorită temperaturii, umidității, îmbătrânirii și a altor factori. Variația cea mai semnificativă a rezistorului se produce sub influența temperaturii. Coeficientul de temperatură $\alpha = (1/RT_1) \cdot ((RT_2 - RT_1)/(T_2 - T_1))$ [1/°C] unde RT_1 și RT_2 sunt rezistențele la temperatura T_1 și T_2 . Coeficientul de temperatură pentru rezistoare frecvent utilizate în montaje electronice are valori de $(2-20) \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$.

Marcare. Marcarea rezistențelor se face în clar sau în codul culorilor după cum urmează:

- valoarea rezistenței nominale R_n
- toleranța în procente
- puterea nominală (numai pentru rezistoare bobinate)

Codul culorilor. Cele 4 (patru) inele colorate de pe corpul rezistorului (fig. 2.5) au semnificația din tabelul 2.3

Rezistoare neliniare.

Termistoarele sunt niste rezistoare la care rezistența electrică variază foarte mult cu temperatura. În funcție de modul de variație al rezistenței, există două tipuri de termistoare:

- cu coeficient pozitiv de temperatură (CPT)
- cu coeficient negativ de temperatură (CNT)

Variația rezistenței unui termistor de tip CPT și CNT se prezintă în fig. 2.6. Termistoarele se fabrică dintr-un amestec de oxizi metalici. Între rezistența și temperatura există relația: $R = A \cdot B^T \cdot I$; A este o constantă care depinde de forma termistorului; $I = 2,7$; B = constantă ce depinde de material; T = temperatura absolută în [°K]. Termistorul CNT se folosește ca stabilizator de curent în diferite montaje electronice, iar cele CPT ca traductoare sau ca protecții la scurtcircuit.

Varistoarele sunt rezistoare la care rezistența electrică crește cu creșterea tensiunii aplicate. Între tensiunea aplicată și curentul ce străbate varistorul există relația: $I = C \cdot U^{\beta}$ unde: I = curentul [A]; C = constantă ce depinde de material; U = tensiunea aplicată [V]; β = coeficient de nelinearitate ($\beta > 1$). Se utilizează în etaje de stabilizare, de limitare și protecție la supratensiuni.

2.2 CONDENSATOARE. CAPACITATEA.

Cel mai simplu condensator – condensatorul plan – este format din două armături (placi) și un dielectric (izolator) care poate fi aerul sau diferite materiale electroizolante. Capacitatea unui condensator este raportul dintre cantitatea de electricitate Q cu care se încarcă condensatorul și tensiunea aplicată U ; $C = Q/U$. În sistemul MKSA, unitatea de capacitate este faradul [F].

Capacitatea unui condensator plan este:

$C = \epsilon \cdot S/d$; $\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m; S = suprafața plăcilor [m²]; d = distanța dintre plăci [m]; ϵ = permitivitatea relativă; C = capacitatea în Farazi

Parametri caracteristici:

1. Capacitatea nominală (C) este valoarea capacității electrice marcate pe corpul capacitorului. Marcarea se face în clar sau în codul culorilor. Submultipli Faradului sunt:
 - microfaradul 1μF = 10⁻⁶ F
 - nanofaradul 1nF = 10⁻⁹ F
 - picofaradul 1pF = 10⁻¹² F
2. Toleranța. Reprezintă abaterea maximă a capacității reale față de valoarea nominală exprimată în procente.
3. Domeniul de temperatură ($T - T_{\text{max}}$) [°C] este gama temperaturilor mediului ambiant în care capacitorul poate lucra normal.

TABEL 2.3

	A	B	C	D
	Prima cifră	A doua cifră	Factor de multiplicare	Toleranță
Argintiu	-	-	10 ⁻²	±10%
Auriu	-	-	10 ⁻¹	±5%
Negru	-	0	1	-
Maro	1	1	10	±1%
Roșu	2	2	10 ²	±2%
Portocaliu	3	3	10 ³	-
Galben	4	4	10 ⁴	-
Verde	5	5	10 ⁵	-
Albastru	6	6	10 ⁶	-
Violet	7	7	10 ⁷	-
Gri	8	8	10 ⁸	-
Alb	9	9	10 ⁹	-
Fără culoare	-	-	-	±20%

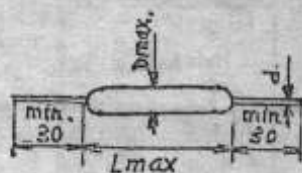


Fig. 2.3 Tabel 2.1

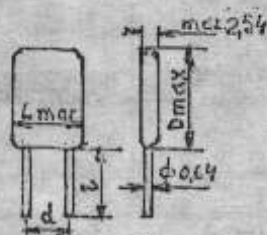


Fig. 2.4
Tabel 2.2

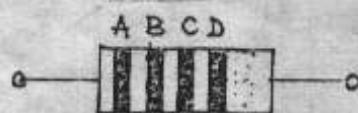


Fig. 2.5
Tabel 2.3

4. Coeficientul de temperatură al capacității β este raportul dintre variația capacității și variația temperaturii. El poate fi pozitiv dacă o dată cu creșterea temperaturii capacitatea crește și negativ dacă scade capacitatea cu creșterea temperaturii.
5. Tensiunea nominală (U) măsurată în volți [V] este tensiunea continuă sau alternativă echivalentă ce poate fi aplicată capacitorului permanent de regula la +40°C.
6. Rezistența de izolație (R) caracterizează proprietatea de izolație a materialului dielectric dintre armături. Curentul care trece prin condensator când la borne se aplică o tensiune continuă se numește curent de fugă.
7. Tangenta unghiului de pierderi [tgδ]. În capacitor există pierderi când acestuia i se aplică o tensiune alternativă. Raportul dintre puterea activă și cea reactivă este tangenta

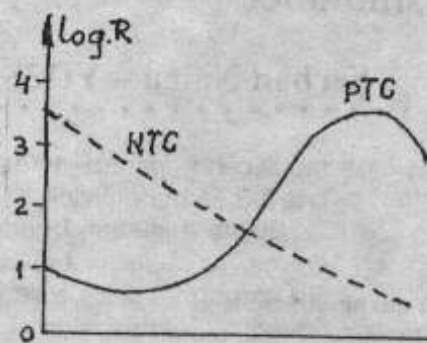


Fig. 2.6

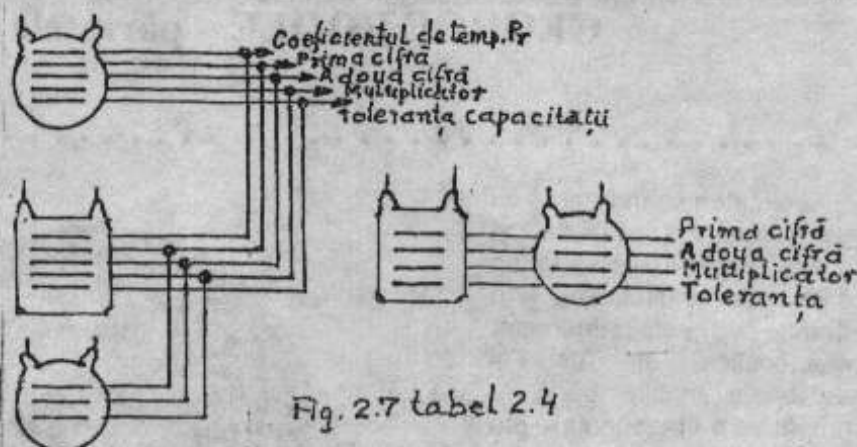


Fig. 2.7 tabel 2.4

Codul culorilor TABEL 2.4

culoarea	β_T [ppm/°C]	prima cifră	a doua cifră	multiplicator	toleranța	
					C<10pF	C≥10pF
Negru	0	0	0	1	±2pF	±20%
Maro	-33	1	1	10	±0,1pF	±1%
Roșu	-75	2	2	10 ²	±0,25pF	±2%
Portocaliu	-150	3	3	10 ³	-	-
Galben	-220	4	4	10 ⁴	-	-
Verde	-330	5	5	-	±0,5pF	±5%
Albastru	-470	6	6	-	-	-
Violet	-750	7	7	-	-	-
Gri	-	8	8	0,01	-	-
Alb	-	9	9	0,1	±1pF	±10%
auriu	+100	-	-	-	-	-

de pierderi [tgδ]. Calitatea capacitorului este cu atât mai bună cu cât [tgδ] este mai mică.

8. Puterea disipată maximă [P]. Cataloagele de condensatoare nu dau această putere. Folosirea unui condensator în circuite acordate de radiofrecvență trebuie să suporte curenți mari (de ordinul amperilor, zecilor sau sutelor de amperi) funcție de puterea instalată. De aceea un condensator se poate folosi cu anumite precauții. În funcție de parametri dați în cataloage se poate calcula curentul cu formula: $I = \omega \cdot C \cdot U$ și apoi puterea disipată cu formula: $P = U \cdot I \cdot \text{tg}\delta$ unde U este tensiunea pe care o poate suporta condensatorul.

Clasificarea condensatoarelor

Dupa dielectric: cu hârtie uleiata, cu hârtie metalizată, cu film de plastic, ceramice tip I sau II, cu mica, cu sticlă, cu aer, cu porțelan, electrolitice (cu aluminiu; cu tantal).

Dupa capacitate: fixe, variabile, semireglabile

Condensatorul în circuite de curent alternativ

Curentul i prin condensator este proporțional cu variația sarcinii q în timp. $i = dq/dt$

Sarcina acumulată este proporțională cu tensiunea $q = CU$. Înlocuind q în formula curentului se obține: $i = Cdu/dt$. Dacă tensiunea are forma sinusoidală $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$,

$$i = \omega C \sqrt{2} U \cos \omega t = \omega C \sqrt{2} U \sin(\omega t + \pi/2) = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \varphi);$$

pentru $\varphi = \pi/2$.

Din ultima relație se obține: $I = \omega CU = U/(1/\omega C)$. Conform legii lui Ohm, cantitatea $1/\omega C$ are dimensiunea unei rezistențe care în cazul condensatorului se numește reactanță capacitivă și se măsoară în ohmi (Ω) ca și rezistența. Din ecuația curentului se vede că acesta este defazat cu 90° înaintea tensiunii (fig. 2.8).

ing. Petre Predoiu - YO7LTO

- Va urma -

CUPA "1 DECEMBRIE" Ediția 2000

a. Echipa

1. YO8KOA	29.298	23. YO3YX	7.854
2. YR8A	28.320	24. YO7BEM	6.660
3. YO9KPD	25.424	25. YO2CY	6.264
4. YO2KJG	24.696	26. YO4FRP	5.848
5. YO3KSB	24.080	27. YQ5OEW	5.239
6. YO6KNW	10.640	28. YO2BN/P	5.146
7. YO9KPM	9.072	29. YO4ZF	4.960
8. YO7KBS	7.918	30. YO7AHR	4.704
9. YO4KRF	7.740	31. YO8GF	4.332
10. YO9KBU/P	5.460	32. YO8QH	3.750
11. YO4KCC	1.584	33. YO5BWI	2.560

b. Seniori

1. YO3ND	30.114	34. YO6OEJ	1.428
2. YO8BGD	29.760	35. YO5COG	1.220
3. YO8MI	25.842	36. YO7BKU	540

c. Juniori

1. YO7GWA	7.708
2. YO4FZX	6.864
3. YO8RMV	5.742
4. YO9GPH	4.560
5. YO5CMM	2.904
6. YO7VD	2.128
7. YO4RSS	874

Log Control: YO2CEE, 2CED, 2LBL/P, 3RO, 3JOS, 4AAC, 5CL, 5OAW, 6PBP, 7LLB, 7KQE, 9KVV, YO0U

Lipsa Log: 3AV/P, 4KCA, 5ODC, 7LLO, 7LUO, 9FLD

Au solicitat Diploma

"1 Decembrie 1918": YO2AQB, 2ARV, 2CY, 2CJG, 3RK, 5BWI, 6EX, 6KNW, 6OEJ, 6AWR, 7BUT, 8GF, 8QH, 8BGD, 8KOS, 9KBU, 9KVV

GEORGE BOOLE – părintele logicii simbolice

Șerban Naicu – YO3SB

Societatea se îndreaptă cu pași mari spre o *eră digitală* și de aceea nu trebuie să uităm că la baza acesteia (ca și a tuturor echi-pamentelor caracteristice ei, de la telefoanele mobile până la computerele personale) stă *algebra booleană*.

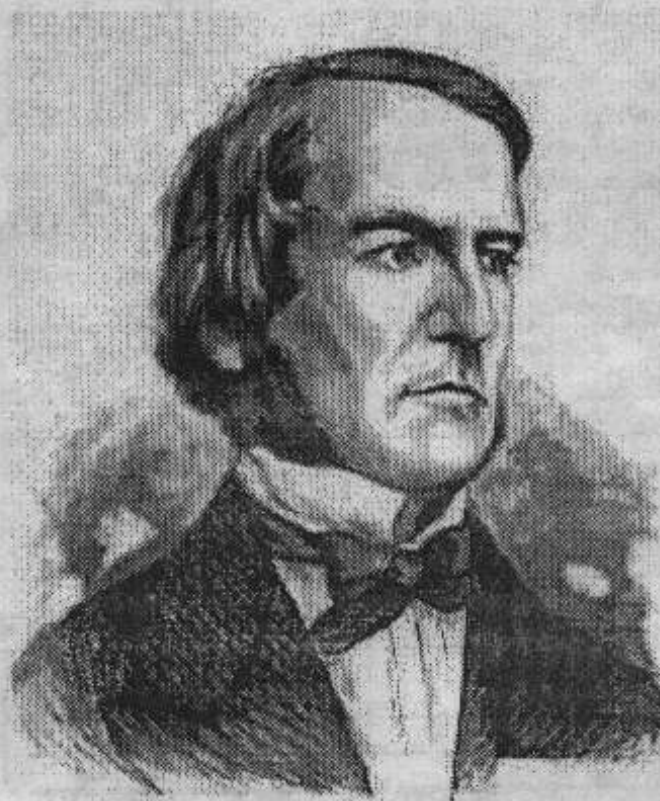
Principalul merit al fundamentării acesteia îl are, așa cum arată și numele, matematicianul și logicianul britanic **George Boole**. Nu trebuie să-i uităm însă nici pe Leibnitz sau Charles Lutwidge Dodgson.

Consecvență principiilor ei de a vă face cunoscute principalele personalități din domeniul său de interes, revista noastră TEHNIIUM vă propune o scurtă incursiune în istorie, pentru a lua cunoștință de viața și opera științifică a lui **George Boole**.

George Boole s-a născut în Lincoln, Anglia, la data de 2 noiembrie 1815, fiind fiul unui pantofar sărac. El a urmat la început o școală generală din Lincoln, National Society, apoi o școală comercială, primind puțină educație formală, dar rămânând de fapt un autodidact.

Primele informații despre matematică le-a primit de la tatăl său care, de asemenea, l-a transmis și pasiunea de a construi instrumente optice.

Dar, mai întâi, interesul lui **George Boole** s-a îndreptat spre științele limbii, câpătând primele cunoștințe de limbă latină de la un vânzător de cărți din localitate. Era atât de priceput încât, la vârsta de 12 ani, a provocat chiar o ceartă. Tradusese o odă de Horațiu pe care tatăl său, foarte mândru de aceasta, o dăduse spre publicare. Talentul lui **George Boole** era atât de mare încât un învățător din localitate a



negat vehement faptul că un copil de 12 ani ar fi putut scrie cu atâta profunzime.

Boole nu a urmat o carieră academică dar, la vârsta de 16 ani, a devenit profesor-asistent la o școală elementară. Și-a păstrat interesul pentru limbile străine, intenționând chiar să intre în structura bisericii. Începând cu anul 1835 se părea că s-a răzgândit, pentru că a deschis o școală proprie și a început să studieze de unul singur matematica. Mult mai târziu a înțeles că își irosise aproape cinci ani din viață încercând să învețe singur, în loc să apeleze la un profesor.

Dorința sa de a urma calea matematicii a fost parțial inspirată și de frustrarea încercată de el atunci când trebuia să predea copiilor matematică după niște metode necorespunzătoare. Acest lucru l-a determinat pe **George Boole** să elaboreze propriile sale teorii,

modificând pentru totdeauna lumea matematicii.

Boole a studiat, la acea vreme, lucrările lui Laplace și Lagrange, ceea ce se va dovedi foarte util în momentul realizării primelor sale scrieri din domeniul matematicii. A primit încurajări din partea lui Duncan Gregory de a studia la Cambridge pentru că trebuia să câștige bani predând la școală, ca să-și ajute părinții. Oricum, el a început să publice în ziarul lui Duncan, concentrându-se în special asupra studiilor sale de algebră.

Boole a publicat în "Transactions of the Royal Society" o aplicație a metodelor algebrice la soluțiile ecuațiilor diferențiale. Pentru această lucrare, el a primit Medalia Regală a Societății. Astfel,

activitatea sa în domeniul matematicii începuse să-l aducă faimă, precum și recunoașterea matematicienilor britanici. Reputația sa a crescut în anul 1847, când a publicat "Analiza matematică a logicii", un mic volum care făcea cunoscute, pentru prima dată în istoria matematicii, ideile lui **George Boole** despre logica simbolică. Se demonstra aici că logica, prezentată în scrierile lui Aristotel, putea fi reprezentată și prin ecuații algebrice. "Nu va mai trebui să asociem logica cu metafizica, ci cu matematica" – afirma **Boole**. Într-adevăr, numerele pot da cea mai reală reprezentare a logicii.

Anul 1849 a marcat o puternică schimbare în viața lui **Boole**, când acesta a fost numit profesor de matematică la Queen's College în Cork, Irlanda. **George Boole** a preluat catedra de matematică, rămânând acolo tot restul vieții,

CQ de VK0MM: The QSL manager for VK0MM is Alan Roocroft (VK4AAR). DIRECT ONLY: PO Box 421 Gatton QLD 4343 Australia NO BURO CARDS. Alan is a well known & respected QSL manager & assures a turnaround of 24/48 hours once the cards are printed. The VK0MM card is full colour featuring the rare rockhopper penguin found at Macquarie Island. All excess proceeds from the QSLing process will be donated to Camp Quality,

a charity providing care for children with cancer & other terminal illness. The Australian postal system is efficient and secure, so please dig deep when mailing your cards. Greenbacks are preferred over IRCs. 73 de Alan VKØ Macquarie Millennium Australian National Antarctic Research Expedition 2000 Macquarie Island QRV: <http://www.geocities.com/vk0ld/1.html> QSL: <http://www.geocities.com/vk0ld/qslinfoX.html>

câștigându-și reputația de profesor remarcabil și devotat muncii sale. Mai târziu, această școală va deveni University College Cork.

În 1854 **Boole** a publicat lucrarea "O investigație asupra legilor gândirii, pe care sunt bazate teoriile matematice ale logicii și probabilităților" ("An investigation of the Laws of Thought, on Which are Founded the Mathematical Theories of Logic and Probabilities"). Caracteristica lucrării constă în aceea că **Boole** a tratat logica într-o manieră nouă, reducând-o la simple operațiuni algebrice, încorporând logica în matematică. A pus astfel bazele unei algebre a logicii, numită algebra booleană.

Boole a fost numit cercetător științific de către Societatea Regală în 1857, îndreptându-și atenția asupra ecuațiilor diferențiale. În 1859 a publicat "Tratat despre ecuațiile diferențiale", iar în 1860 "Tratat despre calculul diferențelor finite" și alte lucrări referitoare la probabilitate.

George Boole a publicat 50 de lucrări, fiind printre cei care au investigat pentru prima dată proprietățile de bază ale numerelor, cum ar fi distributivitatea, care stau la baza algebrei.

Boole s-a căsătorit în anul 1855 cu Mary Everest (nepoată a lui Sir

George Everest, cel după care poartă numele muntele Everest) cu care a avut 5 fiice.

Carierea lui **Boole**, care a început relativ târziu, s-a sfârșit din păcate foarte devreme, la doar 49 de ani, odată cu moartea sa, survenită pe 8 decembrie 1864 la Ballintemple, Country Cork, Irlanda. Decesul său a survenit în urma unei pneumonii contractate după ce, în drumul de acasă la colegiu (cca. 3 km.) a fost surprins de o ploaie torențială și ajungând la școală a predat cu hainele ude pe el.

Geniul lui **George Boole** a fost recunoscut prin primirea de către acesta a numeroase grade



onorifice de la Universitățile din Oxford și Dublin, dar și de aprecierea a mulți contemporani.

Hirst îl descrie astfel pe **Boole**: "...evident, un om serios și capabil, dar în același timp un geniu".

De Morgan scrie despre activitatea științifică a lui **George Boole** următoarele: "Sistemul de logică al lui Boole este doar una din multele dovezi că geniul și răbdarea s-au combinat. Faptul că procesele simbolice ale algebrei, inventate ca unelte ale calculelor numerice, pot exprima fiecare act al gândirii și faptul de a asigura gramaticii și dicționarului un sistem de logică atotcuprinzător, acestea două nu puteau fi crezute până nu au fost dovedite."

Astăzi, contribuțiile lui **Boole** referitoare la logica simbolică sunt utilizate nu doar în studiul matematicii, dar și al teoriei informaticii, teoriei graficii, a științei computerelor, și al cercetărilor asupra inteligenței artificiale.

Fără algebra booleană, pusă la punct de autodidactul matematician și logician britanic **George Boole**, astăzi nu ar fi de conceput întregul ansamblu de echipamente care au la bază electronica digitală, de la sateliții de comunicații la calculatoarele electronice, telefoanele celulare, roboții electronici și altele.

IMBUNĂTĂȚIREA STABILITĂȚII FRECVENȚTEI DE LUCRU LA TRANSCEIVERUL A412

Având în vedere deficiențele ce apar la numeroase exemplare ale transceiverului A 412 privind stabilitatea frecvenței de lucru, subsemnatii, prin adaptarea soluției din [1], am rezolvat în bune condițiuni această problema.

Soluția tehnică preluată a fost adaptată specificului transceiverului A 412 și experimentată în trafic.

Transceiverul a fost dotat cu o scală numerică similară celei prezentate în [2], dar la care circuitele de memorare/ decodificare - MMC 4511 au fost înlocuite cu MMC 4543, disponibile la data realizării scalei.

În Fig. 1 se prezintă schema completă a montajului realizat, iar Fig. 2 reda posibilitatea înlocuirii circuitului MMC 4013

cu CDB 474 (bistabil D din seria TTL).

Ambele montaje au funcționat corespunzător. Funcționarea montajului este următoarea:

La ieșirea de date "A" de la număratorul aferent sutelor de Hz din scala numerică, trecerea de la nivelul logic "0" la nivelul "1" se face alternat, din 100 în 100 Hz.

Acest semnal ("0" sau "1") se aplică la intrarea D a unui

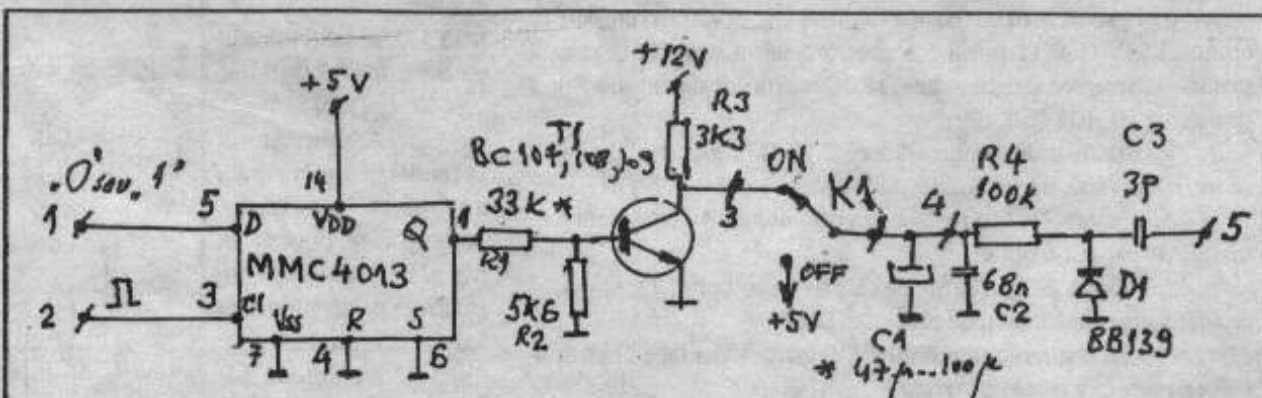


Fig. 1

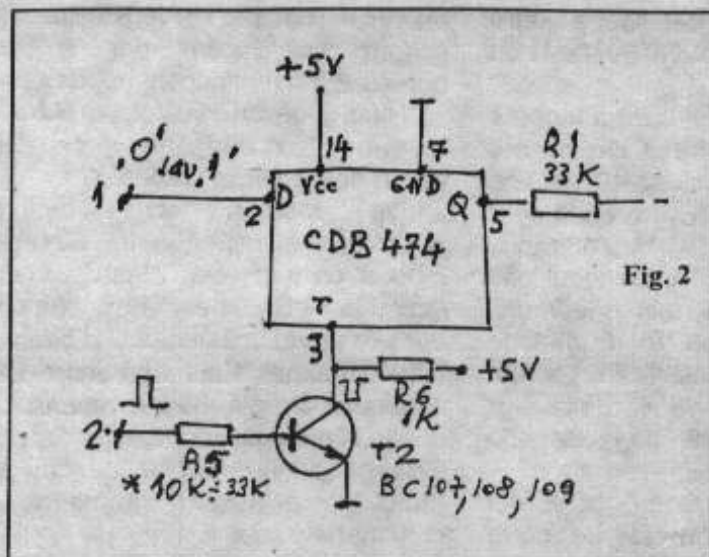


Fig. 2

bistabil. La intrarea de tact a acestuia se aplica semnalul de memorare provenit din scala, cu polaritatea corespunzătoare circuitului integrat bistabil folosit (CMOS sau TTL).

La iesirea Q a bistabilelor se regaseste acelasi nivel logic de semnal, ca la intrare. Semnalul de la iesirea bistabilelor comanda un tranzistor T1, care la randul sau prin circuitul din colector comanda o dioda varicap si implicit frecventa VFO-ului.

Consideram de exemplu ca in momentul conectarii montajului la intrarea / iesirea bistabilelor a fost nivelul "0", atunci tranzistorul T1 va fi inchis, tensiunea aplicata diodei D1 creste, deci, va creste si frecventa VFO pana la aparitia cifrei sutelor de Hz, imediat superioara celei initiale.

In acest moment semnalul de la intrarea/iesirea bistabilului va fi "1", T1 se deschide, rezultand scaderea tensiunii aplicata la D1, respectiv scaderea frecventei VFO.

Procesul se repeta ciclic rezultand o stabilizare a frecventei VFO-ului in jurul frecventei initiale. Practic se produce o modulare de frecventa a VFO-ului, cu frecventa de cca 0,75-1Hz, ceea ce nu este sesizabil la corespondent.

Pentru verificarea functionarii montajului se definitivarea valorilor pentru R1 si R5 se conecteaza un voltmetru analogic in colectorul lui T1 si se constata variatia ciclica a tensiunii.

Constructiv montajul a fost realizat pe doua placute de circuit simplu placat. Una de cca 30 x 35 mm cuprinde circuitul integrat bistabil, tranzistorul T1 (eventual T2) si componentele aferente, iar cealalta de cca 20 x 10 mm, cuprinde C2, R4, D1 si C3. Conectarea montajului la scala numerica si placa 412C se face astfel:

- Cosa 1 se va conecta in toate cazurile la iesirea de date "A" de la numarul aferent sutelor de Hz din scala (De ex. pinul 3 de la CDB 4192 sau MMC 40192).

- La cosa 2 se aplica semnalul de memorare din scala cu respectarea polaritatii din Fig. 1 sau Fig. 2.

Pentru scala cu circuite de memorare / decodificare de tip MMC 4543 se va conecta cosa 2 la pinul 1 al acestora, iar pentru circuitul MMC 4511 pinul 5 a acestora se va conecta la cosa 2 printr-un inversor de polaritate, realizat similar cu cel din Fig. 2 (tranzistor BC 107 - BC 109).

In cazul utilizarii circuitelor MMC 4511 montajul din Fig. 2 se realizeaza fara inversorul de polaritate.

- Cosele 3 si 4 se racordeaza la comutatorul basculant K1, dispus pe panoul frontal.

- Cosa 5 se racordeaza cat mai scurt la statorul condensatorului variabil de acord de 12 pF.

- Alimentarea montajului (12 sau 5 V) se face din transceiver, respectiv scala numerica.

Montajul realizat prezinta unele avantaje si dezavantaje

dupa cum urmeaza: - Costul realizării comparativ cu o bucla PLL sau FLL este net inferior.

- Gabaritul redus al montajului, permite amplasarea acestuia intr-un transceiver gata construit.

- Stabilitatea frecventei este mai buna sau cel mult egala cu 100 Hz si se mentine la aceasta valoare pe o durata de cel putin 3-4 ore, indiferent de valoarea efectiva a frecventei de lucru.

- Montajul functioneaza corect chiar si la alunecari de frecventa de 7-8 kHz in primele minute de functionare ale transceiverului. Se elimina astfel necesitatea "incalzirii" uzuale a acestuia, uneori de cca 30 minute, inainte de inceperea traficului.

- Necesitatea existentei unei scale numerice poate fi un impediment pentru aplicarea metodei de mai sus. In viitor ne propunem sa prezentam un montaj relativ simplu pentru eliminarea necesitatii unei scale numerice.

Pentru scale numerice realizate conform sau similar cu [2, 3, 4, 5], montajul descris se poate utiliza fara probleme deosebite.

- Pentru scala numerica conform [6] montajul nu se poate utiliza in mod direct. Completarile necesare nu fac obiectul prezentului articol. La functionarea corecta a montajului cifra sutelor de Hz "clipecte" cu frecventa de cca 1 Hz, dar aceasta este o caracteristica a metodei aplicate. Eventualul disconfort vizual se compenseaza din plin prin avantajele obtinute.

Bibliografie:

1. *** Transceiver MF 090. Schema de principiu.
2. Radiocomunicatii si Radioamatorism Nr. 1/93. Scala digitala YO7CKQ
3. Radiocomunicatii si radioamatorism Nr. 9/95. Scala Digitala YO7CKQ
4. Tehnium Nr. 7/86. Frecventmetru scala numerica YO3AVE
5. Tehnium Nr. 4/87. Frecventmetru scala numerica YO3AVE
6. Radiocomunicatii si radioamatorism Nr 1/99. Scala numerica YO4GCR, YO4WA

YO9FIY - Calin Gheorghe; YO9FTO - Samoila Traian

ANTENĂ ACTIVĂ PENTRU RECEPȚIA BENZII DE 2200m

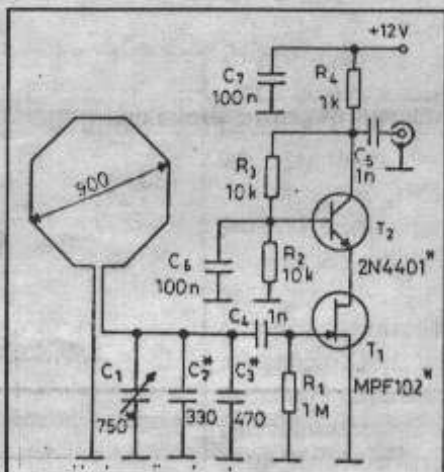
Amplificatorul prezentat permite acoperirea unei benzi mai mari decat cea acordata traficului radioamatorilor, dand astfel posibilitatea receptionarii sistemelor de navigatie hiperbolice, a frecventelor si unitatilor de timp etalon, a markerilor din navigatia aeriana, a statiilor cu specific militar etc.

Tranzistorul JFET, amplifica semnalele captate de o antena realizata pe un cadru având forma unui octogon. Prototipul a fost realizat folosind două asemenea octogoane, dispuse paralel si fixate in colturi prin distanteri din PVC.

Fiecare asemenea "carcasă" contine cate 24 spire din sarma de cupru izolataa cu PVC (cca 70m). Valoarea capacitatilor din circuitul de acord a fost aleasa pentru a acoperi in principal banda de interes pentru noi: 135,7 - 137,8 kHz. Cu elementele prezentate s-a acoperit banda: 120 - 150 kHz. Amplificarea etajului cascoda este cca

20 dB. Curentul consumat este cca 2 - 6 mA. MPF102 poate fi inlocuit cu BF 244, BF 245, iar 2N4401 cu BC413.

Amplificatorul se plaseaza ion imediata apropiere a antenei. Antena este plasata in plan vertical, la 1m inaltime pe un suport de lemn. Traducere dupa Radiotehnika 11/2000 făcută de YO9BRT.



Dear Friends

The Ontario QSO Party amateur radio contest has shifted to a new weekend. The 2001 Ontario QSO Party will take place from 18:00 UTC on April 21, 2001 to 18:00 UTC on April 22, 2001. Contest is on all HF bands 160-10 meters (except WARC) also on the VHF/UHF bands. Ontario stations work everyone...stations outside Ontario work Ontario stations.

1 point for HF SSB Contacts; 2 points for HF CW Contacts. (You may work stations twice per HF band...once on phone, once on CW). 10 points for contacts with ODXA club station VE3ODX and RAC Ontario club station VA3RAC

Multipliers for Ontario stations are Ontario counties/districts/regional municipalities, Canadian provinces/territories, USA states and DXCC countries worked on each band. Stations outside Ontario collect Ontario multipliers on each band. Mobile/Rover stations may be worked again when they change counties.

MULTIPLIER LIST (48 TOTAL) CW ABBREVIATION

Algoma District	ALG
Brant County	BR
Bruce County	BRU
Cochrane District	COC
Dufferin County	DUF
Durham Regional Municipality	DUR
Elgin County	ELG
Essex County	ESX
Frontenac County	FRO
Grey County	GRY
Haldimand-Norfolk Regional Municipality	HNO
Haliburton County	HLB
Halton Regional Municipality	HTN
Hamilton-Wentworth Regional Municipality	HAM
Hastings County	HAS
Huron County	HUR
Kenora District	KEN
Kent County	KNT
Lambton County	LAM
Lanark County	LAN
Leeds-Grenville County	LGR
Lennox-Addington County	LXA
Manitoulin District	MAN
Middlesex County	MSX
Muskoka District	MUS
Niagara Regional Municipality	NIA
Nipissing District	NIP
Northumberland County	NOR
Oxford County	OXF
Ottawa-Carleton Regional Municipality	OTT
Parry Sound District	PSD
Peel Regional Municipality	PEL
Perth County	PER
Peterborough County	PET
Prescott-Russell County	PRU
Prince Edward County	PED
Rainy River District	RAI
Renfrew County	REN
Simcoe County	SIM
Stormont-Dundas-Glengarry County	SDG
Sudbury District	SUD
Thunder Bay District	TBY
Timiskaming District	TIM
City of Toronto	TOR
Victoria County	VIC
Waterloo Regional Municipality	WAT

Wellington County

York Regional Municipality

Complete info including entry forms are available at <http://www.odxa.on.ca/oqphome.html>. Should you need further info, please contact me at ve3sre@rac.ca 73 Bob Chandler, VE3SRE Contest Manager, Ontario QSO Party ve3sre@rac.ca

WEL

YRK

Stimați prieteni,

Deoarece foarte multi amatori din țară au fost interesați de echipamentul meu de Radioamator QRP, pun pe acesta cale la dispoziția Dv. câteva detalii importante.

Cu 2 ani în urmă, firma noastră Sand Labs Research, a fost contactată de o firma ce producea a ceasuri deșteptătoare cu radio. Ei voiau un singur chip radio, cu capacitatea de a recepționa în banda de FM cît și în cea de AM. După aproape un an și efortul a 6 persoane, am terminat ce a ce a devenit VIC2000. Puteți vedea rezultatul efortului nostru pe <http://www.sandlabs.com/radiorcvc.htm>

Astfel, proiectul a fost închis de mult, dar eu to mă gîndeam să-l aduc aici, în benzile noastre. Așa că, 6 luni în urmă, am dezgropat hardul și softul și la treabă cu mine.

Circuitul este un ASIC (Application Specific Integrated Circuit) care provine de la Yamaha. În el, am introdus prin programare, un complet DSP CORE de la OAK și câteva utilități necesare pentru debbuging. Radioul este de fapt o dublă superheterodină. Oscilatoarele au fost create folosind DDS (Direct Digital Synthesis), iar amplificatoarele de semnal sunt de fapt multiplicatoare de amplitudine. Filtrele de frecvență intermediară au fost construite sub forma a 128 TAP Finite Impulse Filter (FIR), iar tunerul se folosește de Fuzzy Logic.

Primul Oscilator Local, are capacitatea de a oscila între 100kHz și 150MHz iar al doilea este pe o frecvență fixă.

Ca să convertesc receptorul acesta într-un transceiver, am extras frecvența primului oscilator local și am mixat extern (într-un mixer convențional), cu un oscilator cu cristal pe 10,7MHz, frecvența primului IF. Rezultatul a fost că acum aveam o ieșire pe o frecvență ce coincidea cu frecvența recepționată. Problema cea mare a fost producerea celor două Side Bands.

Acestea din nou a fost produse intern în receptor, prin adăugarea de 4 FIR-s și prin multiplexarea funcțiilor de IF cu cele de TX. Din pacate nu am avut destule "gates" ca să produc o calitate profesională de audio. Deci, acum aveam un generator de SSB și a trebuit să audăgăm un Microfon Input la secția de audio.

Cînd totul a fost gata, am avut un transceiver capabil de 15dBm, USB/LSB/AM/FM pe orice frecvență de la 1MHz la 150MHz

Tot ce mai trebuia, era amplificatorul, care este construit cu un MRF630 de la Motorola. Si iată că la 12V Dc input, puteam măsura 780mA curent de colector. La un randament de 55%, asta este aproape 5W Rf.

Deci asta este QRP-ul meu!

Cît despre antenă, asta este o sîrma electrică de 2,5mm izolată cu PolyVinil, lungă de 200 de metri și agățată în copaci fără izolatoare. Punctul de intare este la un capăt și este alimentat printr-un "PI filter", care joacă rolul de antena tuner. Deci cam asta este.

Nu am intenția de a comercializa acest transceiver, deoarece am fost anunțați de Yamaha că cipul original va fi scos din fabricație.

Stiu ca semnalul meu nu este prea puternic în țară și de aceea lucrez acum (cînd am timp) la un amplificator de putere.

Două tranzistoare Motorola MRF154 la 50V și 50A, vor produce aproape 1,2 - 1,5kW la antenă. Amplificatorul este extrem de simplu și este foarte mic, cam jumătate de cutie de ghetă.

În schimb, alimentarea este MAJORA, mare și grea. Dar asta va fi subiectul unui alt mesaj, cred.

Dacă aveți întrebări sau sugestii și dacă nu sunt de interes general, va rog să-mi scrieți direct la avy@qwestonline.com

73, & Happy DXing, de N2NNU Alex

PUBLICITATE

Disponibil **MODEM** Home made la 1200 baud.

Circuitele integrate TCM3105 și SN74LS14 sunt montate pe soclu. Pe placa mai este montat un stabilizator integrat de tipul 7805, tensiunea de alimentare externă poate fi între 6-12 Volți. Funcționează la orice calculator PC (Com1 sau Com2) și la Commodore-64 (Casetofon port) fără nici-o modificare.

Construcția este compactă, prevăzută cu conectori pentru calculator și transceiver. Funcționarea este stabilă, reglată corect. Ofer schema electrică și cea de montaj.

YO6ADM, Stefan, Reghin. Info tel. 065-520.920;
Home BBS: YO6ADM@YO5KAQ; E-mail: yo6adm@netsoft.ro

Francisc Grunberg, YO4PX, are disponibile următoarele:
- Compresor de microfon DAIWA MC-220, adaptabil exterior la orice transceiver care nu are procesor, 13,5V, 90 x 25 x 92 mm., 300g.

- Filtru activ audio all mode DAIWAA AF-606K, adaptabil exterior la orice transceiver,

4 funcțiuni: filtru NOTCH, decodor PLL-CW, band pass SSB (2,4 - 2,0 - 1,5 KHz)

band pass CW (140 - 110 - 80 Hz!)

- Transceiver handy YAESU FT-23R, 144-148 MHz, max 5 W, bandă continuă, 10 canale programabile, cu alimentator nou FNB-17, încărcător STABO cu timer de 14 ore

- Rotor de antenă MINIX AR-1102, max. 50 kg., rotație 360 grade, pentru antene U.U.S. sau TV, cu telecomandă

- Transceiver CB FM/AM 40 canale UNIVERSUM TC-404 cu microfon de mână

- Antena verticală whip pentru 27 MHz, cu talpă magnetică, fixabil și pe mașină fără suruburi

- Aparatură TV satelit: Antenă parabolică offset Ghimbav 1,2 m., cu trepid solid de sol, montură polară;

Poziționar DRAKE APS-3240, 36 poziții programabile, dar și fixare manuală, rotație est-vest 180 grade, memorii EEPROM non-volatile; Bratz actuator SUA puternic, 180 inchi.

- Ghid de conversație pentru radioamatori, 5 limbi, ediția 1999, ofertă limitată. Relații la telefon: 041. 651382 sau 092.742.671

UBA CONTEST 2000

SSB	SOSB	80m	1. YO9XC	1.251pt (loc 26)
			2. YO5BLD	1.010 (loc 29)
		40m	1. YO8AKA	8.683 (loc 14)
		20m	1. YO5TP	13.684 (loc 24)
			2. YO8COK	10.164 (loc 33)
		15m	1. YO5CRQ	16.016 (loc 33)
	SOMB		1. YO9AGI	110.741 (loc 24)
			2. YO5KTK	75.447 (loc 28)
			3. YO2KJI	60.085 (loc 34)
			4. YO7ARY	39.762 (loc 47)
			5. YO2CJX	22.268 (loc 61)
			6. YO9LAB	18.018 (loc 66)
			7. YO9AHX	14.849 (loc 71)
	MOp Single Tx		1. YO4KCC	14.136 (loc 22)
	SOp - QRP		1. YO4AAC	13.857 (loc 7)
			2. YO9GZU	6.040 (loc 10)
CW	SOSB	80m	1. YO2CJX	10.143 (loc 9)
		40m	1. YO8RIJ/P	728 (loc 14)
		20m	1. YO9FJW	28.217 (loc 6)
			2. YO4CTO	12.788 (loc 19)
			3. YO4BBH	7.218 (loc 28)
		15m	1. YO9AGI	12.029 (loc 13)
	SOMB		1. YO4ZF	62.160 (loc 39)
			2. YO3BWK	52.528 (loc 45)
			3. YO2ARV	34.086 (loc 60)
	SOp - QRP		1. YO4AAC	17.507 (loc 9)
			2. YO9GZU	14.450 (loc 12)
Txn info ON4RU (ex YO3CD) și YO3BWK				

CUPA FERROVIARULUI - 2000

A. Stații operate de radioamatori feroviari	18. YO9BQW	1.804
	19. YO7BSU	1.780
	20. YO9XC	1.753
	21. YO5KOP	1.683
B. Stații club și seniori	22. YO5DAS	1.598
	23. YO9BXC	1.571
	24. YO5KAW/P	1.542
	25. YO5AY	1.404
	26. YO5OHF	1.168
	27. YO2BN	1.145
	C. Juniori	
	1. YO7LUH	3.527
	2. YO3JOS	3.011
	3. YO5ODC	1.900
	4. YO9FYP	1.465
	5. YO60EJ	975
	6. YO7GWA	765
	Lipsa log: YO5AIR	
	Log control: YO2LAU, 4CSE,	
	4FRF, 4FZX, 6PBP, 6QT.	
	Arbitru verificator: YO2BV	

Concursul US "Dunărea de Jos"

1. Organizatori: județele celor trei țări care au constituit Euroregiunea Dunărea de Jos: Izmail (IZ), Reni (RE), Chilia (KI), Vilcovo (VL) din Ucraina; Cahul (CH) din Republica Moldova; Galați (GL), Braila (BR), Tulcea (TL) din România.

2. Data: penultima duminică din aprilie, orele: 03-05 utc.

3. Banda: 80m; 4. Mod de lucru: CW: 3540-3580; SSB: 3600-3700kHz.

5. Participanți: Stații de radioamatori din toate țările.

6. Controale: stațiile din Euroregiunea Dunărea de Jos transmit RS(T)+001+abrevierea județului. Celelalte stații: RS(T)+001.

7. Punctaj: - Legături cu stații din Euroregiunea Dunărea de Jos: 2 puncte în SSB și 4 în CW

- Legături cu stații din afara Euroregiunii Dunărea de Jos: un punct în SSB și două puncte în CW.

- Punctajul legăturilor cu stații DX se triplează.

8. Multiplicator: în fiecare rundă de 30 minute: județele din Euroregiunea Dunărea de Jos plus țările DXCC lucrate în SSB, plus cele lucrate în CW.

9. În fiecare rundă de 30 minute cu aceeași stație se poate lucra o dată în SSB și o dată în CW.

10. Legătura se anulează la ambele stații dacă: ora diferă cu mai mult de trei minute; există o greșală la indicativ sau la abrevierea județului sau două greșeli la codul transmis.

O singură greșală la cod, înjumătățește punctajul.

11. Scopul unei runde este: suma punctelor x multiplicatorul.

12. Scopul total este suma scorurilor din cele patru runde.

13. Se întocmește clasament separat pentru stațiile Euroregiunea Dunărea de Jos și separat pentru celelalte stații.

14. Fișele de concurs se trimit în termen de o luna la adresa (pentru anul 2001): RADIOCLUBUL JUDEȚEAN TULCEA, CONCURSUL "DUNĂREA DE JOS" PO BOX 43 OFICIUL POȘTAL 5
8800 TULCEA ROMANIA.

15. Primii 10 clasai din Euroregiunea Dunărea de Jos primesc diplome. Primii 20 clasai din afara primesc diplome.

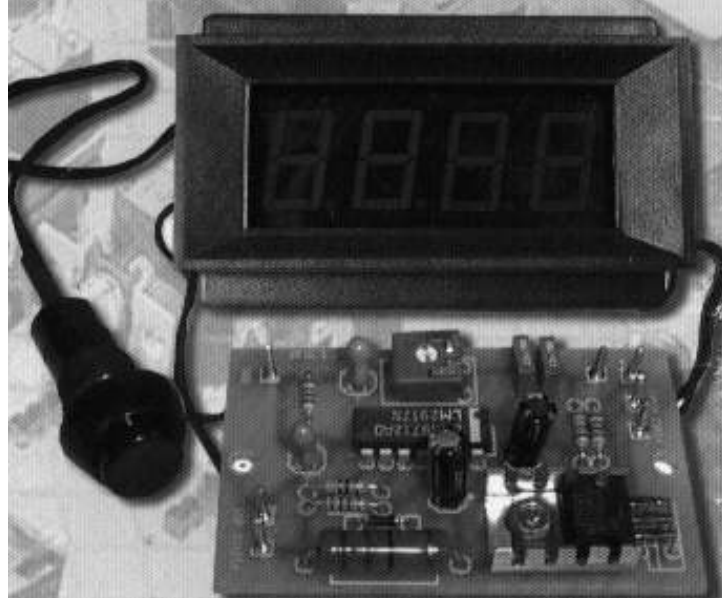
CAUT: Filtru CW - YK 88 C sau YG88C, pentru TS 830.

Horățiu - YO5BBO, tel. 059-415276, sau

059-144.365 (ac)



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



conex club

**REVISTĂ DE
ELECTRONICĂ
PRACTICĂ
PENTRU TOȚI**

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



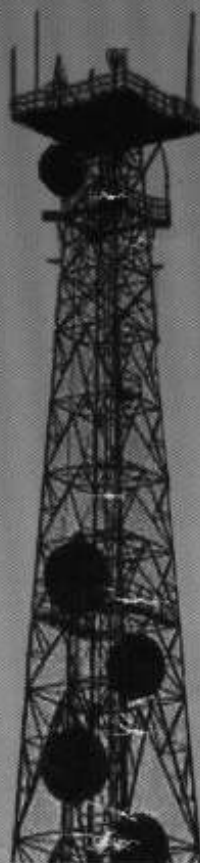
YAESU

Choice of the World's top DX'ersSM

ADVANCED RADIOCOMMUNICATIONS NETWORKS



VX 2000 MOBILE TRANSCEIVER



SITE PROPAGATION PROFILE



VX 400 PROFESIONAL COMPACT



VX-5R TRIPLE BAND



VXR 5000 PROFESSIONAL REPEATER



VX 10 FEATURE-RICH TRANSCEIVER

AGNOR HIGH TECH

COMMUNICATIONS & COMPUTERS COMPANY
CONSULTING & ENGINEERING IN IT&C

Tel. : 340 54 57; 340 54 58; 340 54 59.
Fax : 340 54 56; GSM : 094 56 89 98.

office@agnor.ro
www.agnor.ro

