



RADIOCOMUNICATII

RADIOAMATORISM

2/2001 PUBLICAȚIE EDITATĂ DE FEDERAȚIA ROMÂNĂ DE RADIOAMATORISM



SCRIE IN YOLKIN



YO5PCM - Pașca Nilu din Alba Iulia



YO5AHG - Vasile Filip din Dej lucrând la stația de la Clubul Copiilor

YO9FMR - Titi Rajac din Ploiești

In numerele 3 și 4 ale revistei noastre vom publica descrierea detaliată a unui transceiver pentru 6 benzi de US, lucrare de excepție, realizată de cunoscutul radioamator constructor Cuibuș Iosif - YO5AT din Satu Mare.

In zile de 5 și 12 martie va avea loc Campionatul național - US - telegrafie.



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

SmartTrunk Systems, Inc.

TELEX

LMR

TELEX

YAESU
Communications Equipment



ASTRON



ANIVERSARE TEHNIUM

Viața de azi, cu multele ei probleme, comprimă parcă timpul, ne face uneori mai indiferenți unul față de altul.

Totul se succede parcă cu mai multă repeziciune.

Trebuie totuși să continuăm să ne bucurăm de realizările noastre, să ne oprim o clipă și să cinstim evenimentele importante, din viața noastră sau a colegilor noștri, evenimente la care suntem contemporani.

Un asemenea eveniment deosebit a avut loc decembrie 2000, când revista TEHNIUM a împlinit un număr important de ani de apariție.

Este cea mai longevivă revistă tehnică - dedicată și radioamatorismului, care a apărut vreodată în România.

În decembrie 1970, fără mare publicitate anterioară, pe piață apărea o revistă nouă, intitulată TEHNIUM 70. Era editată de revista Știință și Tehnică, conținea 24 de pagini și costa 2 lei.

Din subtitlu reiese că revista își propunea să trateze probleme referitoare la: construcții mecanice, radioamatorism, cinfoto, miniaturizări etc.

Un colectiv de colaboratori permanenți ce va rămâne aproape neschimbat mult timp, cuprindea pe: ing. R Coman, dr. ing. L. Floru, Tehn. Nic. Hanu, ing. M. Ivanciovici, ing. V. Lauric, biolog El. Mantu, ing. L. Martin, ing. Ilie Mihăiescu, ing. R. Moscovici, prof. I. Pătrașcu, ing. D. Petropol, ing. L. Rubel, ing. Il. Suci, ing. Dinu Zamfirescu, dr. ing. Fl. Zăgănescu, arh. N. Vernescu, fiz. Radu Vlaicu.

Pe prima copertă, dr. ing. Ion Popescu - scria un editorial intitulat "De ce TEHNIUM?", din care spicuim doar câteva cuvinte: "Cultură generală fără cunoștințe despre și din tehnică? Teorie fără aplicație? ... Iată întrebări la care răspunsul aproape că se cunoaște Noua revistă vine în sprijinul orientării și formării deprinderilor practice și aplicative la tineri, asigură folosirea timpului liber în mod util și plăcut"

Putem afirma astăzi că, revista s-a ținut de promisiune și generații întregi au găsit aici, idei, documentație, au avut unde și prezenta realizările. De la început revista s-a bucurat de un succes imens. Sute și mii de scrisori primite atunci la redacție confirmă acest lucru. Tirajul lunar devine impresionant. Va depăși chiar 200.000 de exemplare. Calitatea va crește apoi permanent.

Se vor edita apoi almanahuri, suplimente și cataloage, despre care se poate afirma că sunt actuale și astăzi.

Nu-mi propun acum să fac un istoric detaliat al revistei Tehnium, deși împreună cu alți colegi, am pregătit o serie de materiale în acest sens.

Dorese doar, să aduc un omagiu și cele mai sincere mulțumiri, tuturor truditivilor care cu pasiune și competență au contribuit cu ceva, pentru ca această publicație să dăinuie în timp și să sprijine mișcarea de radioamatori, atunci când nu existau alte publicații care să o facă.

Pentru noi, Tehnium a însemnat și înființarea unui radioclub cu același nume, organizarea unor competiții de UUS și creație tehnică, sponsorizarea și organizarea unor simpozioane și expoziții tehnice.

Se pot spune multe, dar cred că două lucruri ar trebui accentuate.

TEHNIUM a contribuit enorm la dezvoltarea mișcării de radioamatorism în România, fiind în același timp și o adevărată școală. O școală pentru cititori, dar poate la fel de important, și o școală pentru colaboratori. După cum spuneam mai înainte, primii au găsit aici idei noi, surse de inspirație, scheme și realizări interesante.

La fel de utilă, rămâne însă revista și pentru colaboratori. Aici au debutat, "au învățat să scrie" ori și-au perfecționat stilul, enorm de mulți oameni. Unii dintre ei sunt plecați acum pe alte meleaguri, alții au trecut în neființă, dar mulți, plecând de aici de la Colectivul Tehnium, au ajuns astăzi să scoată la rândul lor reviste, cărți, să aibă edituri proprii, să ajungă specialiști în diferite domenii.

Inchei, adăugând încă odată mulțumiri și recunoștință pentru cei care au făcut ceva pentru revista aceasta în acești zeci de ani, dar și un gând bun, de pioasă amintire pentru acei colaboratori, care nu mai sunt printre noi.

Mă gândesc la: YO3SF - Sergiu Florică, YO3BAL - Trifu Dumitrescu, YO5TI - Malintz Gh., Gh. D. Oprescu, YO3ZM - Nae Codârnoi, YO6AJF - Popp Iuliu, etc.

La Mulți Ani Tehnium și succes pe mai departe, chiar în această perioadă mai dificilă pentru publicațiile tehnice.

YO3APG

CUPRINS

Aniversare TEHNIUM	1
Radioamatorism și INTERNET	2
Cupa MĂRȚIȘORULUI	2
Amplificator final de putere pentru US	3
Alimentator liniar reglabil 5-20V	5
Antenă Colineară	6
Măsurarea coeficientului de reflexie	7
Dipolul multiband și unda staționară	13
Antenă pentru 432 MHz	13
Antene SLOPER	14
Circuite microstrip	15
Analizor de spectru	17
Câmpul electromagnetic și sănătatea	25
Conversii	26
13 cm YAGI - DL6WU	26
Rubrica viitorului radioamator (partea a II-a)	27
Campionatul Național USFonie	31
Program RTTY Terminal pentru PC	32
2001 Six Club Contests	32
INFO Sateliți	32

Coperta I-a: YO9IE - Vasile Pestișu și YO9BMB - Andrușca Țucu, doi radioamatori pasionați din Ploiești

Abonamente pentru Semestrul I - 2001

- Abonamente individuale cu expediere 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 2/2001

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

București tlf/fax: 01/315.55.75

e-mail: yo3kaa@pcnet.pcnet.ro

Redactori: ing. Vasile Ciobănița

dr. ing. Andrei Ciontu

ing. Ștefan Laurențiu

std. Gabi Frăntescu

std. Octavian Codreanu

DTP: ing. George Merfu

Tiparit BIANCA SRL; Pret: 6000 lei ISSN=1222.9385

YO3APG

YO3FGL

YO3GWR

YO3GIQ

YO4GRH

YO7LLA

RADIOAMATORISM ȘI INTERNET

Mulți dintre noi folosim calculatorul ca o unealtă de joc, dar o dată cu apariția Internet-ului au apărut și necesitățile de legătură (poșta electronică) în timp real. Am selectat câteva adrese de WEB care pot fi de folos radioamatorilor:

www.qsl.net/rast/text/hscal/s.html.
 www.elcraft.com
 www.rsgbiota.org
 www.dubus.org
 www.qsl.net/dl9an
 www.qsl.net/ea6vqlog.html
 www.qsl.net/dk5cz
 www.qsl.net/dd0vf
 www.qsl.net/la0by/beacons.htm
 http://fs1.ilkdde/sites/gap/
 www.xmlog.com
 www.funkamateur.de
 www.sandeo_electronic.de
 www.sec.noaa.gov
 www.ukw-berichte.de
 www.sunspotcycle.com
 www.ips.gov.au
 www.funkboerse.de
 www.woe.de.vu
 http://oh2aq.kolumbus.com/dxs/144.html
 www.kod.co.yu
 www.petech.ac.za/elec_project/data_sh/icml70.pdf
 www.grifo.it/press/uknot.htm
 www.maxim-ic.com/startpage.htm
 www.smos.com/library/grlib.htm
 www.okisemi.com
 www.elector.de
 www.arrl.org
 www.darc.de
 www.qrz.com
 www.radiobookshop.de
 www.ilg.de/ilg-www.htm
 www.hamradio.de
 www.stabo.de

Toate adesele au fost verificate în octombrie și s-au putut viziona. Unele servere nu sunt funcționale în fiecare zi... Cel mai bine pentru vizitarea adreselor este să accesați internetul dimineața între orele 7-10 CFR sau după amiază 17-18 CFR, iar pentru cei care nu au somn noaptea, după ora 24. Înainte de ora 24 serverele sunt foarte ocupate, iar viteza de transfer este foarte mică, timpul pierdut fiind mare.

Pentru cei care nu au chef să caute "manual" pot căuta lucruri interesante din orice domeniu, inclusiv radioamatorism, folosind "motoarele" de cautare YAHOO sau C4. Tastăm cuvinte cheie de tipul "radio contest" sau simplu radio și apoi selectat din pagină "contest" dar e mai complicat.

Cei care nu au acces la internet la serviciu, pot merge cu încredere la un Internet cafe care în schimbul a 10000-15000 lei î-ți oferă o oră de acces pe web.

Dacă una din adrese nu funcționează, încercați "bucăți" din ea, de ex:

www.sec.noaa.gov/weekly - adresa "corectă" se încearcă
 www.sec.noaa.gov
 Încercați pentru început adresele:
 www.xm.log.com
 www.arrl.org
 www.sec.noaa.gov
 www.funkboerse.de

Dacă avem probleme întotdeauna se pot găsi în Internet cafe "mici specialiști" care la vârsta de 10-15 ani ne pot da multe răspunsuri exacte.

YO6O AQ Andrei Buta

N.red. Cred că trebuie reținute și site-urile românești.

De ex. www.qsl.net/yo3kaa sau www.qsl.net/yo4aul etc.

LUPENI 2001

La Lupeni a avut loc în ziua de 20 ianuarie 2001, întâlnirea dintre radioamatorii din Valea Jiului, membrii Asociației Naționale a salvatorilor Montani din România - filiala "Radiosalvamont Național", salvamontiștii din județele Hunedoara și Gorj cu oficialitățile locale, cu competențe în situații de criză.

S-a discutat despre posibilitățile de colaborare și comunicare între asociațiile nonguvernamentale și serviciile de stat cu rol de intervenție în cazuri de calamități naturale, accidente sau alte situații de urgență. A participat și conducerea Radioclubului Județean Hunedoara, în frunte cu YO2BBB - Pantilimon Gh. Discuții și concluzii deosebit de utile, privind dotarea cu aparatură și cooperare. Alte informații la: ing. Vasile Grososiu - YO3GON (tel.092.21.20.48) și George Resiga - Salvamont Lupeni (tel. 093.29.17.46). Frecvențe radio. În benzile de radioamatori, în zona Lupeni: 145.500 kHz, Frecvența Națională Salvamont: 160.000 kHz. Vom reveni și cu alte amănunte!

CUPA MĂRȚIȘORULUI

Data desfășurării: 1 martie 2001 (joi) 15.00 - 16.00 utc, (17-18 CFR)

Moduri: SSB

Categorii: A - stații YL sau XYL
 B - Stații de club
 C - Seniori
 D - Juniori
 E - SWL

Controale: RS + număr cod + prefix județ sau BU pentru București
 Codul este format din 3 cifre, prima este cea din indicativ, iar următoarele două reprezintă vârsta operatorului. Stațiile operate de YL sau XYL vor transmite în locul vârstei cifrele: 00.

Dacă o stație ca fi operată de un băiat, având numai 9 ani, acesta va transmite 09, pentru cele două cifre.

Codul rămâne neschimbat pe toată durata concursului, deci nu se transmite tip ștafetă.

Punctaj: QSO-uri cu stații YL-XYL 10 puncte

QSO-uri cu alte stații 5 puncte.

Multiplicator: Numărul de stații YL și XYL diferite lucrate + numărul de județe diferite, inclusiv cel propriu.

Scor final: Suma punctelor din legături se înmulțește cu multiplicatorul

Diplome, trofee: Se acordă CUPA MĂRȚIȘORULUI - stației care va obține punctajul maxim.

Stația YL sau XYL cu punctaj maxim va primi un premiu special din partea lui YO9GPH.

Stațiile clasate pe primele 3 locuri la fiecare categorie, precum și toate stațiile operate de YL sau XYL primesc diplome.

Observații: a. Stațiile operate de YL sau XYL pot lucra pe aceeași frecvență pe toată durata concursului.

b. Pentru SWL se va acorda același punctaj. O recepție corectă va cuprinde: indicativul unei stații, codul și prefixul de județ transmis, precum și indicativul corespondentului. Aceeași stație poate fi recepționată din nou după cel puțin 5 minute.

d. În perioada 15 februarie - 1 martie se poate obține "Diploma MĂRȚIȘOR" dacă se lucrează în US și UUS, cu stații din Roșiorii de Vede. Diploma are 3 clase și anume:

Clasa I - a: 7 QSO-uri

Clasa a II-a: 6 QSO-uri

Clasa a III-a: 5 QSO-uri

Este obligatoriu câte un QSO cu stațiile: YO9KPC și YO9GPH. Se poate folosi orice bandă de frecvență și orice mod de lucru, inclusiv traficul pe repetoare.

Cererea împreună cu QSL-urile și suma de 5.000 lei, se va expedia pe adresa: Clubul Copiilor, Str. Sf. Teodor, nr. 16, cod 0600, Roșiorii de Vede, jud. Teleorman

- tuburile care intră în componența amplificatorului (GK71) sunt robuste, au o durată de folosință destul de mare și au un preț de procurare scăzut.

Descrierea schemei

Amplificatorul de putere are la bază două pentode de tipul GK71 produse de binecunoscuta firmă rusească "SVETLANA", funcționând în montaj cu grilele legate la masă și cu atac în catod. (n. red. detalii despre tubul GK71 se pot găsi în revista "Radiocomunicații și radioamatorism" nr. 8/98, pag. 17). Acest mod de conectare și atac al tuburilor elimină inconvenientul neutrodinării care este obligatorie în cazul atacului în grilă, precum și eliminarea tensiunii stabilizate, de valoare destul de ridicată, pentru grila ecran. Este eliminată și posibilitatea distrugerii tubului prin creșterea excesivă a curentului prin grila de comandă.

Semnalul provenit de la emițător este aplicat, prin intermediul contactului normal-deschis al releului Rel1 și condensatoarele C1 și C2, în catodii celor două pentode. Alimentarea filamentelor cu tensiune alternativă de 20V, provenită de la transformatorul Tr2, se face prin intermediul celor două șocuri, L3 și L4, realizate pe o bară de ferită cu diametrul de 10mm, prin bobinarea simultană cu două conductoare de CuEm cu $\phi=1,5\text{mm}$. Extremitățile înfășurării de alimentare a filamentelor sunt decuplate prin intermediul condensatoarelor C6 și C7, care au o valoare de 10nF. Conectarea, în curent continuu, a celor doi catodi la masă se face prin intermediul prizei mediane a înfășurării secundare a transformatorului Tr2, rezistorul R8 (care blochează tubul pe recepție) și rezistorul R5.

În regim de emisie rezistorul R8 este scurtcircuitat de către contactul normal-deschis al releului Rel3. Curentul catodic al celor două tuburi se citește, cu ajutorul unui microampermetru etalonat (cap de scală 1A), de pe șuntul R5. Condensatorul C9 realizează decuplarea în RF a microampermetrului.

Tensiunea anodică este aplicată celor două tuburi prin intermediul șocului Lșoc, care împreună cu condensatorul C5 împiedică intrarea tensiunii de RF în sursa de alimentare. Citirea valorii tensiunii anodice se face cu ajutorul grupului format din rezistorul R3 (rezistență adițională), condensatorul C4 și milivoltmetru.

Cele două șocuri anodice L1R1 și L2R2, realizate prin bobinarea a 5 spire de CuEm $\phi=1\text{mm}$ cu pas de 3mm pe cele două rezistoare împiedică autooscilarea amplificatorului în benzile

RX în INTERNET

Funcționarea acestui RX e asigurată prin intermediul cauatorului de WEB. Radioamatorii sunt permanent interesați în a găsi cai de a îmbina radioamatorismul cu internetul. O astfel de realizare e și site-ul NIHRAC. Acesta facilitează celor interesați controlul unui Rx VHF-UHF (ICOM R7000). Prin placa de sunet a propriului PC se pot recepționa semnale AM, CW, FM, sau SSB în oricare din benzile de radioamatori de la 25 la 2000MHz. Se pot recepționa și QSO-uri simplex în aria Washington DC și satelitul ce trec prin POOLEESVILLE, Maryland. Suplimentar se pot asculta și alte servicii printre care National Wether Service(meteo) și tururile de control aviatice din sud est.

Detalii pe Internet la <http://nihac.info.nih.gov/listener/listener.html> sau citind tot articolul din bibliografie.

Bibliografie: ARRL Periodicals 1998 CD, QST, February, An Internet Ham Radio Receiver, by Andrew Mitz, WA3LTJ.

Traducere și adaptare YO4BII.

CAUT Schema electrică pentru transceiverul RCI 7100, YO7HBB - Flavius - tel. 049-436.880

superioare.

Prin intermediul condensatorului C20 (n.red. la o tensiune de cel puțin 6KV) se realizează cuplarea în RF a filtrului П (realizat cu CV1, L5 și CV2) și separarea acestuia de tensiunea continuă anodică.

Bobina L5 are 40 spire bobinate cu un conductor CuAg cu $\phi=2\text{mm}$, pe un suport ceramic cu diametrul de 60mm, reglajul fiind realizat prin intermediul unui cursor acționat manual.

Citirea puterii de RF debitată în mufa de cuplare a antenei se face cu ajutorul indicatorului de putere constituit din următoarele componente: C10, C11, D1, R4, C8, R8 și microampermetru.

Contactul normal-deschis al releului Rel2 realizează conectarea fiderului antenei la ieșirea filtrului П.

Contactul normal-închis al releului Rel2 este conectat, prin intermediul unei bucăți de cablu coaxial, la contactul normal-închis al releului Rel1, asigurând astfel conectarea fiderului la borna de antenă a transceiverului în regim de recepție.

Tensiunea anodică (2KV) este furnizată de redresorul constituit din transformatorul Tr1, puntea redresoare, condensatorul C18, rezistorul R6, drosclul Dr1, condensatorul C19 și rezistorul R7. Dr1 se realizează bobinând 1000 spire CuEm cu $\phi=0,6\text{mm}$ pe un miez de FeSi cu secțiunea de 10cm².

Filtrul realizat cu ajutorul lui C14, C15, L6, L7, C16 și C17 împiedică pătrunderea radiofrecvenței în rețeaua de alimentare cu energie electrică.

Tensiunea de alimentare a releelor provine din redresorul alcătuit din transformatorul Tr3, puntea redresoare, condensatorul C12 și condensatorul C13.

Personal, la realizarea practică a amplificatorului, am folosit următoarele tipuri de rele:

- Rel1, Rel2 = RI13 cu Ubob = 24Vcc;
- Rel3 = Finder cu Ubob = 24Vcc.

Pentru a respecta reglementările în vigoare ale I.G.C. privind puterea maximă în antenă pentru clasa I de autorizare, am construit o priză la bobina secundară a transformatorului Tr1 obținând o tensiune alternativă de 1400V. Amplificatorul astfel alimentat, cu o putere de excitație de 35W, asigură obținerea la ieșire a unei puteri utile de 350W.

Bibliografie

1. *Catalog de tuburi electronice*, Editura Militară, 1972
2. *Cartea radioamatorului*, Gheorghe Stănculescu, 1975
3. Colecția revistei "Radio", 1972

Ofer SATELLITE RECEIVER MASPRO SRE-90R, în stare de funcțiune (a funcționat în 1988-1989) pentru un echipament de radioamatori fix, mobil sau portabil în orice bandă. Oferte pe e-mail: dan.baciu@mobil-rom.com.

Caracteristici receptor: infrared remote control (AAA batteries), PLL Frequency Synthesized Tuning - 26 user programmable and 24 fixed video channels, AFC, de-emphasis and deviation - 50 us 150KHz/280 KHz, RF input "F" input: 950...1750MHz/75ohm, audio subcarrier 5.0 - 8.5 MHz, control for ferrite polarizer and mechanical polarizer, V/H switch, SCART connector for decoder, audio in, video in, TV in, TV out (ch 32-40) PAL G/PAL I, ...

73 de YO3GH Op. DAN
CAUT : 2 bucăți tuburi 6KD6. YO9AHX - Titel tel. 045-612.033

YO4AUL WEB Site: <http://www.qsl.net/yo4aul/>
Corneliu Faurescu Home: +40-41-510524
P.O.Box 11 Mobile: +40-93-355377
8700 Constanta I Email: corneliu@gmx.net

ALIMENTATOR LINIAR REGLABIL 5-20V

Emil Drăguț - YO4CBA

George YO4BG are ceva probleme cu sursa din transceiver (ICOM 735) și m-a rugat să-i recomand o schemă electrică. Întrucât sunt și alți radioamatori într-o situație similară, propun un montaj proiectat și experimentat de mine și cu care-mi alimentez propriul ICOM.

Această schemă prezintă o serie de avantaje dintre care amintesc:

* Tranzistorul regulator este de tip MOSFET și se montează cu radiatorul (drena) direct pe șasiu, fără izolație ceea ce înseamnă disiparea maximă a căldurii. Prinderea foarte ușoară a capsulei doar cu un șurub sau lipire directă.

* Tranzistorul regulator de tip MOSFET este mult mai stabil la creșterea temperaturii în comparație cu unul bipolar, necesită putere mică pentru comandă, iar cel de tip N este mai ieftin și ușor de găsit pe piață (cca 22.000 lei).

* Rezistența tranzistorului în conducție totală este foarte mică (25 miliohm) ceea ce rezultă o disipație la curentul de 25A de doar 15 W și o cădere de tensiune de 0,62V. Avantaje incontestabile față de bipolari.

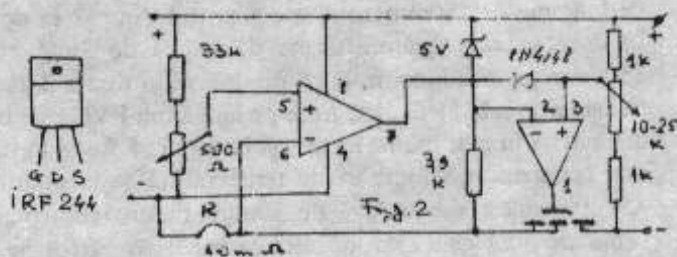
* Circuitul integrat folosit OP295SG de tip SMD (am folosit eu) este produs de "Analog Digital" de înaltă eficiență putând comanda sarcini capacitive foarte mari. Nu este necesar rezistența de limitare a curentului între out C.I. și Gate a mosfet-ului.

* Circuitul integrat are un consum de numai 0,3mA a ambelor amplificatoare. Consumul foarte redus al întregului montaj (4mA) putând comanda tranzistori mosfet de curenți foarte mari (50A) ceea ce poate fi folosit în echipamente de consum foarte mic portabile sau staționare.

* Alte avantaje ale circuitului O.P. sunt zgomotul de fond foarte

(zeci de mA până la zeci de A de pe o rezistență R de 10miliohm - 100miliohm). Rezistența R de valoare foarte redusă conduce la o disipație mică, ceea ce pot fi utilizate rezistențe de gabarit mic, ușor de procurat și ieftine. În montajul meu doar un fir de sârmă Fe ceea ce crește eficiența montajului. Dacă se dorește o foarte mare stabilitate și în timp se pot folosi referințe specializate în loc de dioda zener.

* Recomand diode "Schottky Barrier Rectifiers" în redresor ceea ce duce la un câștig în eficiență cu o disipație mai mult de 50% față de diodele obișnuite de siliciu (13 - 14 W în loc de 30 W la 25A curent în sarcină).

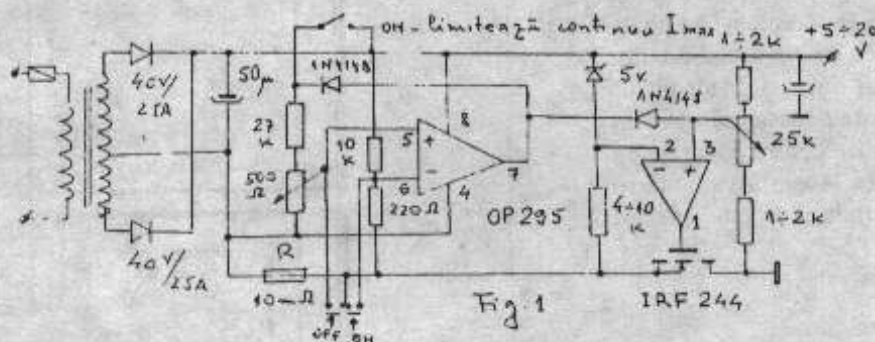


* Montajul este prevăzut cu reglaj continuu al curentului sau cu întreruperea tensiunii de ieșire a sursei la nivel al curentului maxim reglat. * Deși cu piese puține l-am făcut să lucreze în sistem ca bistabil (on/off) cu două push butoane.

Ca electrolitici de filtraj îi recomand pe cei cu temperatura de

105 grd C fiind foarte robusți permit curenți mari, inductanța foarte mică, permit anularea zgomotului diodelor redresoare. De asemenea, Tensiunile maxime pot fi depășite fără pericol de distrugere a condensatorului electrolitic. Ani de zile am folosit electrolitici de 250Vcc maxim la 320Vcc fără probleme la încălzire. În felul acesta dimensiunile vor fi mai mici. Cât despre transformatorul de rețea recomand numai particula orientată, dimensiunea și greutatea fiind de 4 ori mai mică ca cele normale. De o perioadă de timp și Conex-ul le are la vânzare (01/2422206). Prețuri mai bune la Iași (032/125808) și sunt de bună calitate (se pot expedia ramburs). Atenție la IFRZ44N

- puterea disipată 45W curentul maxim 31A; IRFZ44MBR - puterea disipată 250W curentul maxim 46A (VITACOM 064/438401). Recomand ca la curentul maxim diferența de tensiune între Sursă și Drenă să fie cât mai mic fără apariția riplu-ului de 50Hz.



mic, o rapidă stabilizare a tensiunii de ieșire cu consumatorii de frecvență ridicată care lucrează în impuls și stabilitate datorită reacției negative interne.

* Posibilitatea reglării protecției la curenți maximi foarte mici

PUBLICITATE

OFER: Tub GU43B nou, Tub cinescop 5LO-381 cu ecran magnetic și soclu, Osciloscop E 0102, Cristale diferite. YO3HBC - Mihai - tel. 01-335.59.63

OFER: 1. Transceiver TEN-TEC, model 540 (100W), cu carte tehnică, microfon și filtru CW,
2. Transceiver TS 120 (100W) cu filtru CW, microfon de mână și manual Service.
3. Antenă 14AVQ - Hy Gain cu documentație de instalare.
Info: YO9BVF - Adrian tel. 092-493.750, 044-371.269.

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

- marime modul: 180x80mm, circuit imprimat de calitate
- sursa montata pe placa cu un stabilizator de 5V
- CI specializat pentru a furniza semnalul RESET la pornire si in cazul in care tensiunea de alimentare scade sub +4.75V

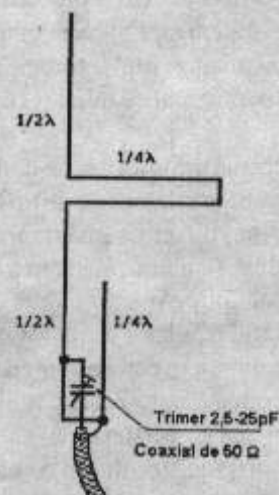
- 32K SRAM pentru a stoca informatii in cazul unei pene de curent.
- EPROM-ul contine doua programe diferite (KISS.EPD pentru nod. - TF27b.EPD pentru terminal) care se pot selecta usor cu un jumper sau comutator fara a scoate (schimba) EPROM-ul
- poate fi selectat cu jumper modul NRZ sau NRZI pentru emisie si receptie - 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 urmatoarele sisteme de operare: DOS, Win9x, Linux. A fost testat cu urmatoarele programe de radio pachet: Graphic Packet, TstHost, NPG, Winpack, TstWin, Vpacket, WinGT, XNET. Info tel: 093-458724, E-mail: yo5ofh@hotmail.com sau Web: http://www.micromedia.home.ro

OFER: Transceiver YAESU tip FT 890 AT cu accesorii și sursă de alimentare. YO2BS - Aurel tel. 056-14.28.32

ANTENĂ COLINEARĂ

Antenele colineare cu polarizare verticală cu mai multe elemente se realizează prin cuplarea între ele a elementelor dipol de $\lambda/2$, cu adaptarea adecvată. Cu cuplarea a două elemente se poate ajunge la un câștig $\geq 3\text{dBd}$ ($-5,14\text{dBi}$) în funcție de calitatea materialului, construcția și acordul antenei. Deci această antenă este realizată din două elemente de $\lambda/2$ tip colinear, dar adaptarea nu se face simetric, fiind folosit adaptarea asimetrică asemănătoare antenelor tip "J" la impedanță de $50 - 75\Omega$ asimetric, schema de principiu vezi figura 1. Materialul antenei din care se realizează, poate să fie sârmă de cupru cu diametru de 3mm pe care se poate ușor îndoi pe forma lui finală. Pentru suportul antenei (sârmei) se poate folosi două bucăți de tub PVC (berman) folosit la instalații electrice. Primul cu diametrul de 20mm cu o lungime de 1585mm care este suportul firului antenei pe care în trei locuri găurim pentru trecerea buclei de $\lambda/4$, și la capătul de sus, iar al doilea cu diametru de 30mm cu lungime de 780mm care este suportul din partea de jos a antenei. La început să pregătim sârma de cupru de 3mm cu lungimea de 3500mm pe care îndoi după mărimea din figura 2, la bucla de $\lambda/4$ și trecem prin tub. Firul care trece pe lângă tub PVC este bine să fie legat de aceasta în mai multe locuri, și la urmă să fie și lipită cu un adeziv mai rezistent la schimbări de temperatură și la umiditate. Bucla de $\lambda/4$ este îndoit sub o rază de 80mm. Pentru alimentarea antenei cu cablu de 50Ω sau 75Ω , aceasta la capăt se curăță pe o porțiune de 200mm de tresa cablului unde introducem condensatorul trimmer care este recomandat să fie de tip aer, și lipim la punctul indicat din schemă. La reglarea antenei acest punct poate trebuie modificat, ca și în cazul folosirii cablului coaxial de impedanță de 75Ω . În acest caz punctul de adaptare se modifică înspre sus, deci ca valoare o să fie mai mare decât 175mm. Antena construită se acordă pe mijlocul benzii cu un instrument de măsurat valoare SWR, unde poate să ia valori apropiate de 1:1, iar la capete de bandă această valoare nu prea o să fie mai mare de 1:2. O altă variantă de realizare mai economică-? se poate realiza din fir de cupru tot cu diametru de 3mm cu omiterea tubului plastic, dar în acest caz toată antena vine agățat din sus printr-un fir izolator. În acest caz la toată punctele îndoite este necesar să aplicăm plăci din material izolant (plăci de sticlotexolit) pentru menținerea formei antenei, și a rigidității în limitele posibile. Această variantă se mai aplică în cazul locuințelor blocurilor unde nu este posibil montarea antenei pe acoperișul blocului.

O posibilă variantă în figura 3.



Schema de principiu a antenei colineare din "sîrmă"

Figura 1

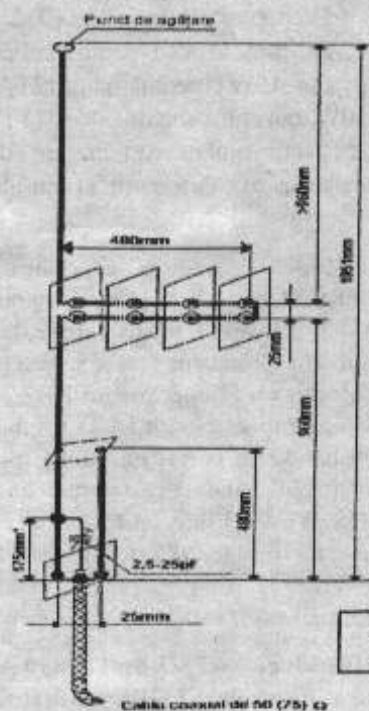


Figura 3.

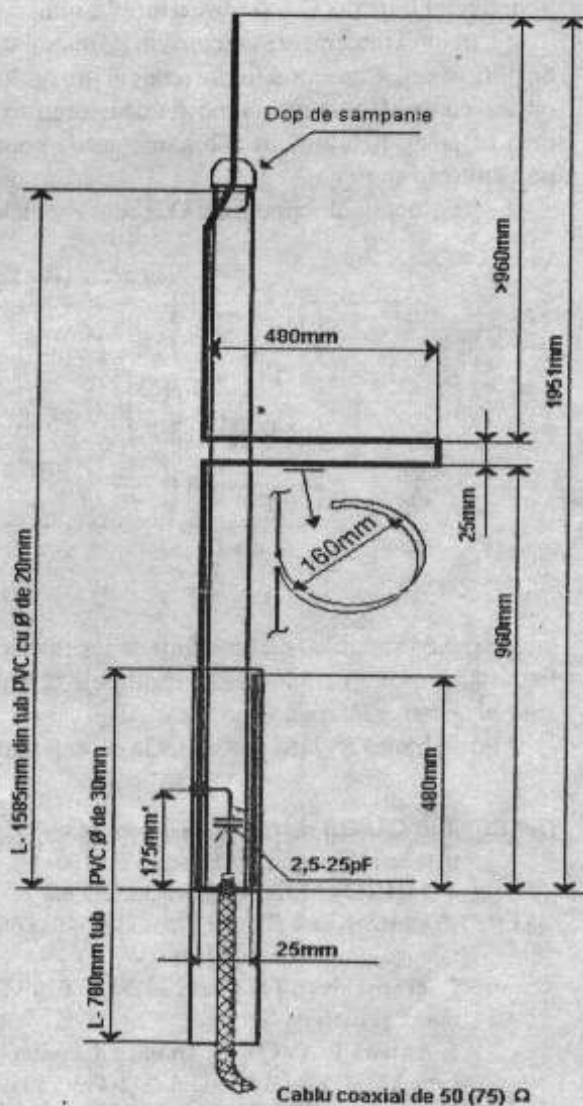


Figura 2.

Pagină editată de YO2LAS după anuarul RĂDIOTEHNICA 1989 pagina 106. „Antene și aparate pe 145MHz”

MĂSURAREA COEFICIENTULUI DE REFLEXIE

ing. Dumitru Blujdescu - YO3AL

Mulțumim redacției revistei "CONEX CLUB" pentru permisiunea de a prelua acest interesant articol

1. Principiul de funcționare

Cunoscut sub diverse denumiri (adesea departe de principiul de funcționare), dispozitivul de măsură pe care vă propunem să-l construți derivă din clasică punte Wheatstone, dar utilizată în curent alternativ (figura 1).

În acest articol, valoarea celor două impedanțe egale, Z_T va fi denumită "impedanța tip" a punții, iar valoarea impedanței Z_{ref} va fi "impedanța de referință". Z_x este impedanța necunoscută asupra căreia efectuăm măsurătoarea.

Cele două voltmetre V_1 și V_2 măsoară tensiunea aplicată punții de la generatorul de măsură U_g , și respectiv tensiunea din diagonala opusă, adică tensiunea de dezechilibru.

Deși este o punte, în mod obișnuit măsurătoarea nu se face aducând puntea la echilibru (prin modificarea lui Z_{ref} , de exemplu), ci măsurând raportul V_2/V_1 , adică apreciind starea de dezechilibru a punții. De aceea, adesea este denumită "punte neechilibrată".

Acest mod de utilizare a punții stă la baza sortării componentelor (rezistoare, de exemplu) pe clase de toleranță (1%...20%), iar în ceea ce urmează vă veți lămurii și de ce.

Dacă se pun condițiile: $Z_{ref} = Z_T$ și $R_i = 0$, tensiunea de dezechilibru V_2 are expresia:

$$|V_2| = \frac{|V_1|}{2} \cdot \left| \frac{Z_{ref} - Z_x}{Z_{ref} + Z_x} \right| \quad (1)$$

Se observă că partea dreaptă a relației (care conține pe Z_{ref} și pe Z_x) este identică din punct de vedere matematic cu expresia coeficientului de reflexie în tensiune (Γ_u) în cazul în care sarcina $Z_x = R_x \pm jX_x$ este conectată la un generator cu impedanța internă egală cu Z_{ref} (vezi nota 1):

$$\Gamma_u = \sqrt{\frac{(Z_{ref} - R_x)^2 + X_x^2}{(Z_{ref} + R_x)^2 + X_x^2}} \quad (2)$$

Așadar dacă Z_x ar fi sarcina unui generator cu impedanța internă Z_{ref} (și în condiția $Z_{ref} = Z_T$), coeficientul de reflexie în tensiune este:

$$\Gamma_u = \frac{2V_2}{V_1} = \frac{V_2}{\frac{V_1}{2}} \quad (3)$$

În cazul unei linii lungi cu impedanța caracteristică Z_0 (fiderul antenei, de exemplu), dacă se alege $Z_{ref} = Z_0$ (și implicit $Z_T = Z_{ref}$), raportul între tensiunea de dezechilibru V_2 și jumătate din tensiunea aplicată punții de la generator (V_1) este modulul coeficientului de reflexie în tensiune Γ_u (în locul de pe linie în care se măsoară).

Realizarea practică a acestei punți pune mici probleme nu atât în privința generatorului de măsură, care după cum s-a arătat trebuie să aibă impedanță internă nulă, deoarece erorile nu sunt mari în cazul generatorilor reale (cu $R_i = Z_{ref}$) - cât mai ales în privința voltmetrului V_2 . Acesta nu are nici un punct de

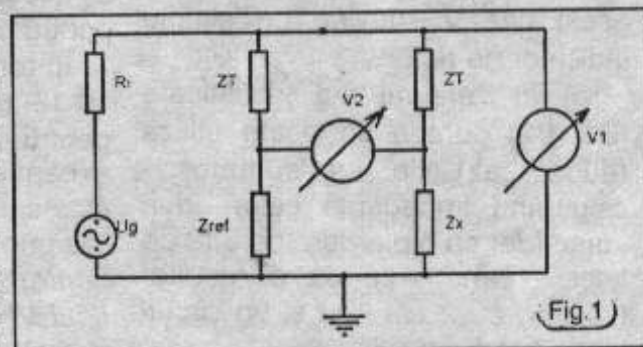
măsurarea coeficientului de reflexie folosind semnale foarte mici, comparabile cu cele din funcționarea normală a montajului studiat.

Aceasta o deosebește fundamental de reflectometrul de tip wattmetru direcțional.

În plus, puntea introduce între generatorul de măsură și sarcina măsurată o atenuare de cel puțin 3dB. Prin urmare, sarcina generatorului nu capătă valori periculoase nici în cazurile limită în care $Z_x = 0$ (scurtcircuit) sau $Z_x = \infty$ (regim de mers în gol).

Datorată simplității construcției și cunoscutei inventivității a radioamatorilor, micul dispozitiv de măsură pe care vă propunem să-l construți a căpătat o popularitate și un câmp de aplicații incredibile. Dintre aceste aplicații suplimentare cităm doar câteva mai cunoscute:

a) verificarea cablurilor coaxiale: atenuarea, impedanța



masă, iar impedanța la bornele sale trebuie să fie suficient de mare ca să nu perturbe puntea.

2. Utilitatea

Puntea de reflexie este astăzi prezentă în dotarea oricărui wobler profesional, pentru că permite

caracteristică, factor de scurtare (factor de viteză);

b) verificarea transformatoarelor de bandă largă cu ferite, inclusiv măsurători în vederea proiectării acestora (includeți aici și balun-urile cu ferită, dar mai ales "izolatoarele cu fêrită" necesare în

EUI SA - Vladimir Sidorov ne informează că datorită schimbării sediului Asociației Radioamatorilor din Bielorusia, orice corespondență pentru aceasta se va expedia la adresa: P.O.Box 469, Minsk 220.050 Belarus. E-mail: euisa@belsonet.net, tel/fax. + 375.17.289.30.45

asigurarea protecției la RFI);

c) Cu ajutorul unor anexe destul de ușor de realizat [B4] și cu o precizie acceptabilă, se poate măsura *direct valoarea lui* $Z_x = R_x \pm jX_x$. Cu alte cuvinte se obține o configurație de punte clasică de RF. (În care puntea de reflexie devine un "comparator de impedanță", iar voltmetrul V_2 [figura 1] un simplu indicator de nul);

Aplicația este deosebit de interesantă în cazul impedanței de sarcină a transmatch-ului, căci permite fie proiectarea unei scheme potrivite cu sistemul radiant respectiv, fie "optimizarea" reglajului (vezi nota 2).

d) tăierea la aceeași lungime electrică a cablurilor coaxiale necesare pentru alimentarea antenelor sinfazice. În acest caz, după ce s-a tăiat un cablu după procedura încadrată la punctul a, acesta (gata mufat eventual) se folosește ca "model" de comparație conectându-l la borna pentru Z_{ref} a punții (cu celălalt capăt în gol sau în scurtcircuit). La bornele Z_x se va conecta un cablu *cu puțin mai lung* și se va scurta treptat urmărind echilibrarea punții. Și în acest caz V_2 devine un simplu indicator de nul.

e) în versiuni mai sofisticate [B1; B2] puntea se poate utiliza (după caz) fie ca sumator - asigurând impedanța celor două surse (dar cu o pierdere de 3dB pe fiecare canal), fie ca distribuitor (splitter) cu 2 căi - ca și un circuit hibrid (vezi nota 3);

Cea mai răspândită este situația de sumator când se măsoară performanțele receptoarelor prin metode interferențiale (cu două generatoare), sau când se verifică regimul linear al PA prin "metoda cu două tonuri" direct în RF. În acest din urmă caz, cu ajutorul a două oscilatoare cu quartz potrivit alese, se măsoară linearitatea evitând distorsiunile care pot apărea în modulele de semnal mic, în care se generează semnalul SSB.

f) cea mai puțin cunoscută posibilitate a punții, dar nu și cea mai puțin interesantă, este aceea de a o folosi în locul reflectometrului pentru *reglarea transmatch-ului direct pe frecvența corespondentului cu care urmează să se facă o legătură și aceasta fără QRM*. Explicația este simplă: puntea nu necesită decât o putere extrem de mică de RF.

Pentru aceasta în transmatch se asigură o comutare special concepută ce nu face obiectul acestui material.

3. Recomandări constructive generale

Vă vom propune pe rând două versiuni de punte, din care prima (versiunea A) este mai simplă, mai ușor de executat și de folosit, dar și mai puțin precisă.

Aproape 30 de ani de folosință mi-au permis unele concluzii:

a) pentru o bună valorificare a tuturor posibilităților punții aveți nevoie de o serie de anexe prevăzute cu mufe (mamă și tată) de același tip cu puntea. Cele mai numeroase sunt "etalioanele" (dacă le putem numi așa!) pentru Z_{ref} și Z_x (cele pentru Z_x sunt etaloane pentru coeficientul de reflexie).

În total este bine să începeți cu 10-15 mufe de același tip. Mufa pentru Z_x recomand să nu facă excepție, ca să puteți "rula" etaloanele oriunde (pentru verificarea punții). *Nu este deci indicat ca pentru mufa Z_x să se folosească tipul VHF (sau altul) cu care este dotată stația dvs.*

Recomand mufele PAL (cele obișnuite pentru receptoarele TV) cu condiția ca cele montate pe punte să fie în execuție profesională.

Când veți avea nevoie să măsurați la mufa fiderului dvs. veți folosi o trecere (care este ușor de executat de la PAL - tată la VHF - mamă).

b) În orice versiune de punte este nevoie de o incintă ecranată pentru punte. În scopul unor conexiuni scurte, capacități parazite mici și o bună simetrie a

componentelor față de pereți, dimensiunile cutiei sunt în general în funcție de gabaritul componentelor.

Forma cubică a cutiei pare tentantă, dar conduce la dificultăți constructive. Paralelipipedul la care înălțimea și lățimea sunt de 30...50mm, iar lungimea de 1,5 ori mai mare s-a dovedit cea mai potrivită. Materialul poate fi și OL căci oricum veți dubla la interior traseul comun de masă. Sunt foarte practice cutiile confecționate din sticlotextolit placat.

c) când alegeți rezistoarele (evident neinductive) trebuie să le și verificați. De aceea recomand ca la primul exemplar să se folosească un număr redus de etaloane realizat cu rezistențe cu peliculă metalică de tip "plachetă" cu conexiuni scurte, așa cum rezultă și din fotografie.

Pentru tipul de rezistoare menționat și la un montaj îngrijit, puteți considera că rezistența în curent continuu se păstrează și în RF.

Pentru a realiza valorile exact cele dorite (și pentru a reduce inductanțele parazite) se recomandă să realizați etaloanele din 2-4 rezistoare în paralel.

d) ca să evitați calcule de corecție alegeți Z_T de 50Ω sau 75Ω (în funcție de cablurile cu care lucrați), iar primele etaloane realizate să fie de această valoare. Astfel prima verificare a punții va fi cea de simetrie și cea a gradului propriu de echilibrare a punții (cu $Z_{ref} = Z_x = Z_T$). Un dezechilibru "natural" de 1...2% din cap de scală este acceptabil pentru început.

Dacă nu găsiți valori potrivite puteți realiza și cele două impedanțe Z_T din două rezistoare în paralel. Principala condiție este ca cele două brațe Z_T ale punții să fie egale.

Pentru cabluri de 50Ω valoarea lor poate fi între 47 și 53Ω fără să necesite recalcularea valorilor măsurate.

e) Se recomandă să realizați mai întâi versiunea mai simplă

(versiunea A) cu mufe PAL (ieftine și ușor de realizat etaloane acceptabile). După oarecare rutinare, cu ajutorul acestei prime versiuni veți putea realiza mai competent versiuni din ce în ce mai personalizate.

4. Versiunea A

Schema propusă pentru versiunea A este prezentată în figura 2, din care rezultă că detectoarele celor două voltmetre electronice sunt incluse în punte, și anume: D_1 , C_3 și ajustabilul P_T măsoară tensiunea la bornele lui Z_{ref} , dar cum la măsurarea exactă a coeficientului de reflexie etalonul Z_{ref} trebuie să fie $Z_{ref} = Z_T = Z_0$ (impedanța caracteristică a cablului), rezultă că se măsoară $V_1/2$ (vezi figura 1 și relația 3). Detectorul compus din C_1 , C_2 , D_2 , R_1 și R_2 măsoară tensiunea din cealaltă diagonală a punții (V_2 în figura 1 și în relația 3).

Primul detector (cel pentru V_1) face parte din voltmetrul de referință cu comutatorul K în poziția "calibrare", iar cel de-al doilea din voltmetrul de măsură (V_2) - cu comutatorul K în poziția "măsură".

Cele două detectoare nu sunt identice, de aceea la reglajul inițial al punții trebuie efectuată "tararea" detectoarelor pentru a obține (pe cât este posibil) același factor de scală. Pentru aceasta se montează în mufa Z_{ref} etalonul de valoare $Z_{ref} = Z_T$, iar la mufa Z_x se face un scurtcircuit pe partea interioară a mufei. Această situație corespunde unui coeficient de reflexie $\Gamma = 1$ (sau 100%). Puneți potențiometrul de calibrare P_{cal} în poziția de sensibilitate maximă și tarați detectorul de referință (D_1) cu ajutorul ajustabilului P_T (potențiometru de tarare) astfel încât în orice poziție a comutatorului K, microampermetrul μA să aibă aceeași deviație - de preferat la cap de scală. Dacă nivelul generatorului este prea mare, fie reintrați în scală cu ajutorul lui P_{cal} , fie reduceți nivelul generatorului (soluție preferabilă).

Coeficientul de reflexie $\Gamma = 1$ (sau 100%) s-ar fi putut obține și cu mufa Z_x în gol, dar influența capacității mufei lăsată în gol este mai perturbantă decât scurtcircuitul.

Se verifică tararea la ambele capete ale benzii de frecvență în care se utilizează puntea, iar la nevoie se reface tararea la frecvența la care se face măsurătoarea.

De remarcat că cele două voltmetre, așa cum sunt interconectate, constituie un "voltmetru de raport", căci dacă în poziția de calibrare se reglează P_{cal} pentru deviația la cap de scală (de exemplu 100 μA) atunci în poziția măsură instrumentul măsoară raportul celor două tensiuni. Deci, conform relației 3, după calibrare V_1 este 100div, iar valoarea lui V_2 citită pe instrument este coeficientul de reflexie (procedeul "voltmetrului de raport" este folosit și la unele reflectometre, de exemplu).

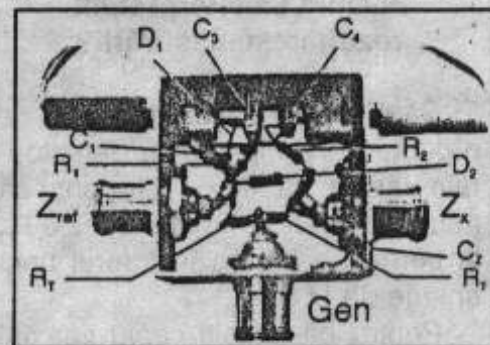
Valori recomandate

Cele două diode trebuie să aibă caracteristici cât mai apropiate și tensiune de prag mică. Diodele punctiforme cu germaniu sunt în general foarte bune.

Condensatoarele $C_1...C_4$ participă la constanta de timp a detectoarelor. Valori între 2N... și 100N... sunt utilizabile în funcție de limitele gamei de frecvență propusă. O mențiune pentru C_1 și C_2 care trebuie să aibă gabarite și inductanțe parazite mici. Ca să puteți folosi puntea și în banda de

2m, nu e bine să depășiți 3,3...4,7nF. Cele două rezistoare R_1 și R_2 pot fi alese între 1 și 4,7k Ω , în funcție de performanțele impuse voltmetrului de măsură, dar este recomandabil să fie egale.

Ajustabilul P_T se va alege aproximativ de două ori cât R_1 plus R_2 , iar potențiometrul de calibrare între 5 și 25k Ω . Este recomandabil



ca boxa punții să fie separată de cea a voltmetrului de raport, pentru ca la o altă versiune de punte să refolosiți cât mai mult din ceea ce este deja realizat. În fotografie este prezentată varianta A a punții.

Note

1) "Coeficientul de reflexie" în tensiune Γ_u [sau în putere $\Gamma_p = (\Gamma_u)^2$] nu se întâlnește numai în cazul liniilor lungi, unde din cauza propagării chiar există fizic reflexii de energie. El este propriu oricărei perechi generator - sarcină, chiar în acele cazuri în care dimensiunile fizice ale acestora exclud practic influența propagării undelor.

În telecomunicații, Γ_p este cunoscut mai ales prin exprimarea sa în unități logaritmice (dB sau Np), sub denumirea de "pierderi de reflexie" sau "Return-loss".

Cel mai adesea aceste "pierderi" sunt de fapt nerealizări față de puterea maximă ce s-ar fi putut obține de la generator în cazul optim al adaptării perfecte.

2) Transmatch-urile dispun de obicei de 3 elemente reglabile, pentru a fi utilizat în situații cât mai diverse.

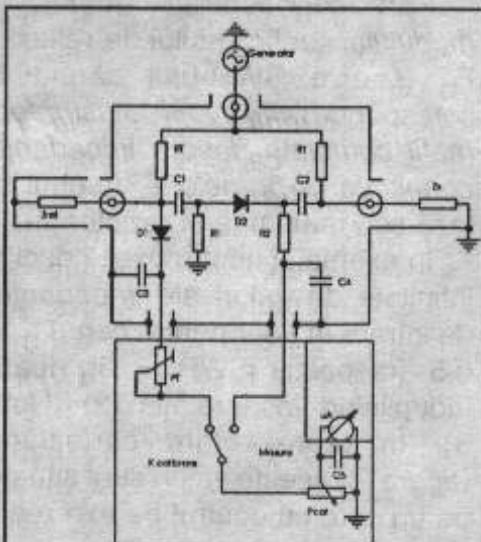
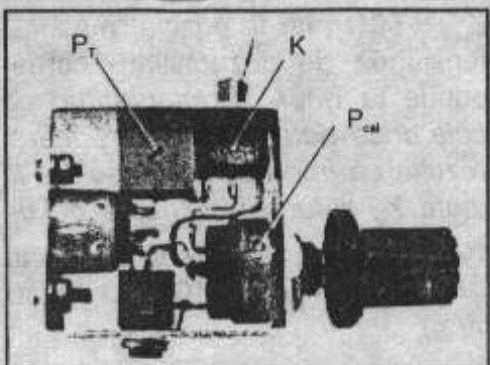


Fig. 2) Puntea de reflexie - versiunea A



Teoretic, două elemente reglabile sunt "necesare și suficiente".

Rezultă logic concluzia cunoscută: de cele mai multe ori există mai multe seturi de câte 3 valori (ale elementelor reglabile) pentru care se realizează adaptarea. Alegerea cea mai competentă se face prin calcul, de exemplu cu unul din programele (TL sau TLA) din anexele software ale publicațiilor ARRL (Handbook sau Antennabook).

5. Cum să interpretăm rezultatele măsurării?

Să presupunem că dispuneți de o punte versiunea A, cu detectoarele tarate ca la §4 și doriți să măsurați coeficientul de reflexie Γ_U la borna de intrare în fiderul unei antene de U.S.

Pentru că folosiți cablu coaxial cu impedanța caracteristică $Z_0 = 50\Omega$, ați montat în punte $Z_T = 50\Omega$ și dispuneți și de o sarcină etalon de 50Ω conectată la borna Z_{ref} a punții. Conectați fiderul la borna Z_x (eventual printr-o piesă de trecere) și alimentați puntea pe frecvența dorită. Poziționați potențiometrul de calibrare P_{cal} cam la 70...80% din cursă (în direcția sensibilității maxime), treceți comutatorul K în poziția "calibrare" și reglați nivelul sursei de semnal (generatorului) cât mai aproape de deviația maximă a instrumentului. Pentru ușurința înțelegerii vom presupune că instrumentul are capătul de scală la $100\mu A$. Folosiți P_{cal} pentru a regla indicatorul instrumentului exact pe capătul de scală.

Treceți acum comutatorul K pe poziția "măsură" și citiți indicația instrumentului. Să presupunem că aceasta este de $50\mu A$.

În poziția "calibrare" ați reglat ca jumătate din tensiunea la borna de generator a punții să corespundă cu diviziunea de $100\mu A$ (căci $Z_T = Z_{ref} = 50\Omega$), iar în poziția "măsură" tensiunea de dezechilibru corespunde la $50\mu A$. Presupunând că cele două detectoare sunt lineare, rezultă că impedanța conectată la mufa Z_x este caracterizată de un coeficient de reflexie în tensiune cu modulul $\Gamma_U = 50/100 = 0,5$ (sau 50%).

După cum se știe adaptarea se poate aprecia prin oricare dintre următorii parametri: coeficientul de reflexie în tensiune Γ_U , sau coeficientul de reflexie în putere Γ_P , sau raportul de undă staționară SWR, sau pierderile de reflexie (Return Loss) RL. Legătura între aceștia este exprimată prin formulele (4, 5, 6, 7).

$$SWR = \frac{1 + \Gamma_U}{1 - \Gamma_U} \dots (4)$$

$$\Gamma_U = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \dots (5)$$

$$\Gamma_P = \frac{\text{Putere reflectată}}{\text{Putere directă}} = \Gamma_U^2 \dots (6)$$

În exemplul nostru ($\Gamma_U = 0,5$) avem:

$$SWR = (1+0,5)/(1-0,5) = 3; R_L = 20 \log (0,5) = -6,02\text{dB}; \Gamma_P = (0,5)^2 = 0,25$$

Câtă vreme folosiți puntea măsurând tensiunea de dezechilibru (V_2 în figura 2), aceasta este interpretarea corectă a rezultatelor măsurării.

Am socotit necesară această mențiune și pentru că în anumite condiții (și eventual cu anexe corespunzătoare) puntea poate fi folosită și ca un comparator de impedanțe (deci ca o punte de impedanțe), dar în acest caz trebuie adusă la echilibru, deci rolul voltmetrului V_2 este de simplu indicator de nul [B4; B5].

Prin cunoașterea numai a modulului coeficientului de reflexie Γ_U (sau a SWR-ului căruia îi corespunde) nu avem totuși informații complete despre impedanța conectată la bornele Z_x (modul și fază sau reactanță și rezistență).

În exemplul nostru există deci o infinitate de valori ale impedanței de intrare în fider pentru care $\Gamma_U = 0,5$ (respectiv $SWR = 3$), toate îndeplinind însă relația (2) [Nota 5]. În reprezentare carteziană (figura 3), aceste valori sunt situate pe un cerc cu centrul pe axa reală (a rezistențelor) pe care o intersectează în două puncte (R_m

și R_M) care au coordonatele:

$$R_m = Z_0/SWR \dots (8) \text{ și } R_M = (SWR) \cdot Z_0 \dots (9)$$

(În exemplul nostru $R_m = 50/3 = 16,66\Omega$ și $R_M = 3 \cdot 50 = 150\Omega$)

În cazul în care folosim un reflectometru de tip wattmetru direcțional, puterea directă și cea reflectată depind de poziția pe acest cerc a impedanței la intrarea în fider, dar coeficientul de reflexie în putere $\Gamma_P = (\text{Putere reflectată}) / (\text{Putere directă})$ va rămâne același [Nota 6].

Dacă la borna Z_x înlocuim fiderul cu o sarcină rezistivă cu valoarea R_m sau R_M , vom citi același coeficient de reflexie ($\Gamma_U = 0,5$). Aceste sarcini sunt deci veritabile "etaloane" pentru coeficientul de reflexie. Pentru o bună valorificare a punții, este necesar să dispuneți de astfel de etaloane pentru câteva valori importante ale lui Γ_U . Se înțelege că veți alege numai una dintre cele două valori: R_m sau R_M .

Pentru $Z_0 = Z_{ref} = Z_T = 50\Omega$, în tabelul 1 sunt prezentate R_m și R_M pentru câteva valori ale coeficientului de reflexie Γ_U . Pentru cei care folosesc cabluri cu $Z_0 = 75\Omega$ se poate realiza o tabelă similară folosind relațiile (4...9).

6. Neajunsurile versiunii A și metode de ameliorare a preciziei măsurărilor.

Să presupunem că folosiți o punte cu $Z_T = 50\Omega$, cu detectoarele tarate ca la §4 și cu instrumentul cu scala de 100 diviziuni ($100\mu A$). Montați la mufa Z_{REF} a punții o sarcină de 50Ω , iar la mufa Z_x o sarcină de 75Ω și măsurați coeficientul de reflexie ca la §5. Conform tabelului 1 pe poziția "măsură" ar trebui să citiți $20\mu A$ ($\Gamma_U = 0,2$), dar cu siguranță veți citi o valoare mai mică. Creșteți acum treptat nivelul semnalului dat de generator și măsurați refăcând de fiecare dată calibrarea cu P_{cal} . Pe măsură ce crește nivelul semnalului veți măsura valori din ce în ce mai apropiate de valoarea teoretică ($20\mu A$). Cauza fenomenului o constituie evident neliniaritatea la

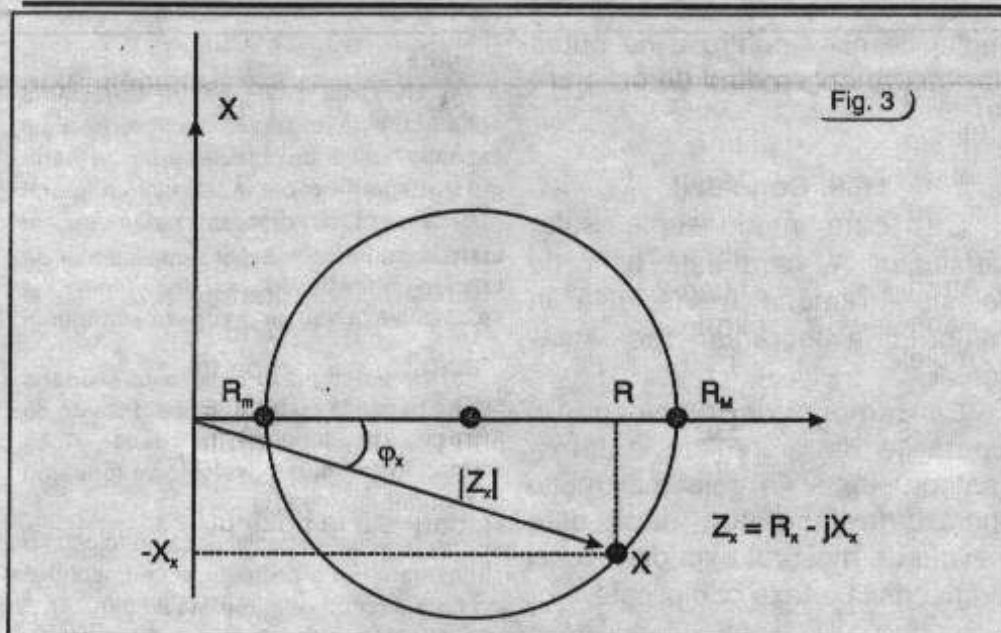


Fig. 3

semnale mici a detectoarelor simple cu diode cu care este prevăzută puntea.

Pentru îmbunătățirea preciziei măsurărilor este recomandabil să se recurgă (dacă se poate simultan) la următoarele remedii:

6.1. Măsurăți cu semnal cât mai mare.

Dacă permite regimul obiectului măsurat (conectat la borna Z_x), este recomandabil să folosiți nivele la limita disipației rezistoarelor din circuit. Este și motivul pentru care este recomandabil ca Z_T și etaloanele să reziste la 1W (sau chiar 2W). La un generator de 4W și un etalon cu $\Gamma = 0,1$ (SWR = 1,22), voltmetrul V1 (figura 1) măsoară aproximativ 7V, iar V2 aproximativ 0,7V, deci peste "pragul" obișnuit al diodelor cu germaniu folosite în detectoare.

În aceste condiții este evident că nu puteți folosi această punte pentru verificarea adaptării la intrare a unor receptoare sau preamplificatoare de RF.

Alte condiții ce se pun surselor de semnal cu care se măsoară vor fi prezentate la § 6.5.

6.2. Folosiți o metodă de substituție.

După ce ați măsurat ca la §5, rețineți rezultatul citirii și apoi fără a modifica nivelul generatorului (dar refăcând calibrarea de fiecare dată) încercați pe rând la mufa Z_x câteva etaloane de coeficient de reflexie. Urmăriți să obțineți dacă

nu aceeași indicație ca la măsurarea inițială, atunci două care să o încadreze (după care interpolați rezultatul).

Este deci recomandabil să dipuneți de un set de "etaloane" pentru coeficientul de reflexie în plaja de valori care prezintă interes.

6.3. Tarați detectoarele pentru o valoare mai mică a lui Γ_U la cap de scală.

Prin tararea detectoarelor ca la §4 (cu mufa Z_x în scurt-circuit) în poziția "măsură" a comutatorului K, la capătul de scală corespunde $\Gamma_U = 1$. Consultând tabelul 1 se observă că valorile cele mai interesante (până la $\Gamma_U = 0,5$, respectiv SWR = 3) sunt aglomerate pe prima jumătate a scalei, unde și nelinearitatea detectoarelor și erorile absolute proprii microampermetrului sunt mai mari [Nota 7].

Dacă doriți ca la capătul scalei instrumentului să aveți $\Gamma_U = 0,5$ (SWR = 3), procedați astfel:

În mufa Z_{ref} montați o sarcină cu valoarea $Z_0 = Z_{Ref} = Z_T = 50\Omega$, iar în mufa Z_x o sarcină corespunzătoare lui $\Gamma_U = 0,5$, adică 150Ω sau $16,67\Omega$ (vezi tabelul 1) și refaceți tararea detectoarelor exact ca la §4, dar se înțelege că fără scurtcircuitarea bornei Z_x . După această tarare, când măsurăți trebuie să "corectați" citirile în mod corespunzător: la $50\mu A$ corespunde $\Gamma_U = 0,5/2 = 0,25$ (corespunzător SWR = 1,666 sau $R_L = -12dB$) [Nota 8].

O soluție elegantă este să se folosească două potențiometre ajustabile pentru tarare (P_{T1} și P_{T2}) comutabile cu un mic comutator de tip "Push-Buton" (cu poziție de repaus prestabilită). Acesta în poziție de repaus pune în circuit P_{T1} care a fost reglat pentru cap de scală $\Gamma = 1$ (ca la §4), iar în poziția "apăsă" conectează pe P_{T2} - care a fost reglat pentru cap de scală $\Gamma_U = 0,5$.

Acest comutator se folosește numai pe durata calibrării (nu și în poziția "măsură").

Se obține astfel o punte cu două scări de măsură ($\Gamma = 0,5$ și $\Gamma = 1$), după cum s-a apăsă sau nu comutatorul "push-buton" la calibrare.

6.4. În locul microampermetrului folosiți un multimetru digital pe poziția "voltmetru de curent continuu".

Așa cum este prezentat în figura 2, voltmetrul de raport cu microampermetru nu este soluția cea mai bună. În afara faptului că instrumentele analogice dau erori mari pe porțiunea inițială a scalei [Nota 7], au și o impedanță internă destul de mică (în jur de $1k\Omega$ de obicei). Aceasta obligă la un potențiometru de calibrare P_{cal} cu rezistența mică (5...10k Ω). Dar P_{cal} este conectat în serie cu rezistențele detectoarelor (și face parte din acestea).

Deci la bornele sale se regăsește numai o parte din tensiunea detectată, cu atât mai mică cu cât valoarea lui P_{cal} este mai mică. Dacă se alege P_{cal} de valoare mai mare nu se câștigă nimic (doar se face reglajul calibrării mai dificil), căci tocmai în poziția de sensibilitate maximă este șuntat de impedanța internă mică ($1k\Omega$) a microampermetrului.

Până la răspândirea multimetrelor digitale, soluția (complicată) era folosirea unui amplificator de c.c. între P_{cal} și microampermetru. În prezent este suficient să se prevadă un jack cu care atunci când este necesar, să se înlocuiască microampermetrul cu un multimetru digital pe poziția de

voltmetru de curent continuu.

În aceste condiții pentru P_{cal} se poate folosi un potențiomtru de valoare mult mai mare, dar nu peste 50...100k Ω , ca să nu se strice și mai tare linearitatea detectoarelor la semnale mici.

6.5. Folosiți o sursă de semnal cu impedanța internă cât mai mică.

După cum s-a menționat la §1, relația (1), care stă la baza utilizării punții, este obținută în condiția ca impedanța internă a sursei de semnal să fie nulă ($R_i = 0$ în figura 1).

Indiferent de versiunea de punte (A sau B), cu cât impedanța internă a sursei este mai mare, cu atât sunt mai mari erorile sistematice în măsurarea coeficientului de reflexie. Pentru versiunea A problema este și mai grea, deoarece sursa trebuie să asigure și oarecare putere (0,5...5W).

Rezultă ca dip-metrul, sursa de semnal cea mai populară (și cea mai ieftină), care asigură o mare acoperire în frecvență - nu este recomandabil să fie cuplat inductiv direct la borna de generator a punții. Pentru a-l folosi ca sursă pentru punte este necesar un amplificator de bandă largă cu rolul de separator. Acest amplificator trebuie să asigure la ieșire o impedanță internă cât mai mică (10...15 Ω este convenabil), iar în cazul punții Versiunea A - și o putere acceptabilă. Practica a arătat că este util ca acest amplificator să fie prevăzut și cu un

reglaj de nivel pentru a ne putea lipsi de potențiomtrul de calibrare P_{cal} .

6.6. Concluzii.

Cu toate neajunsurile sale, versiunea A, care este ușor de folosit - rămâne foarte utilă în majoritatea lucrărilor radioamatorilor.

Ea rămâne de neînlocuit în operațiile de preregare a transmatch-urilor și în cele mai multe lucrări de laborator, dacă este nevoie de măsurat expeditiv - căci nu necesită anexe complicate.

Tabelul 1

Γ_U	SWR	RL (dB)	R_m (Ω)	R_M (Ω)
0,05	1,10	-26,02	45,24	55,25
0,10	1,22	-20,00	40,91	61,10
0,15	1,35	-16,48	36,95	67,65
0,20	1,50	-13,98	33,33	75,00
0,25	1,66	-12,04	30,00	83,33
0,30	1,86	-10,46	26,92	92,86
0,35	2,08	-9,12	24,07	104,00
0,40	2,33	-7,96	21,42	116,66
0,45	2,64	-6,94	18,90	132,00
0,50	3,00	-6,02	16,66	150,00
0,55	3,44	-5,19	14,51	172,20
0,60	4,00	-4,44	12,50	200,00
0,65	4,71	-3,74	10,60	236,00
0,70	5,66	-3,10	8,82	283,00
0,75	7,00	-2,50	7,14	350,00
0,80	9,00	-1,94	5,56	450,00
0,85	12,33	-1,41	4,05	616,00
0,90	19,00	-0,92	2,63	950,00

Bibliografie

- [5] Jack Priedigkeit (W6ZGN) - Measuring Inductance and Capacitance with a Reflection Coefficient Bridge în: QST May 1982 pp. 28-29

Note

4) Utilizarea SWR pentru aprecierea adaptării este o simplă tradiție, căci cu excepția "liniilor de măsură" (folosite foarte rar și numai în microunde), nici un aparat nu măsoară direct acest parametru. În toate cazurile se măsoară coeficientul de reflexie (în tensiune Γ_U sau în putere Γ_P) și se calculează sau se gradează aparatul în SWR.

5) Le puteți măsura pe toate scurtând fiderul bucățică cu bucățică pe distanța de jumătate de lungime de undă. Dacă scurtăți în continuare, valorile se repetă în cazul fiderului ideal.

6) În aceste condiții dacă nu folosim un transmatch și am repeta experimentul de la nota 5 (scurtarea treptată a fiderului), se modifică impedanța de sarcină a etajului final al emițătorului; se modifică deci și puterea utilă cedată fiderului (P_U = Putere directă - Putere reflectată), dar coeficientul de reflexie rămâne constant (Putere reflectată / Putere directă).

În cazul etajelor finale de bandă largă tranzistorizate se impune o protecție reflectometrică la SWR relativ mici (1,5 - 2), căci la anumite lungimi ale fiderului limitele tranzistoarelor pot fi depășite (în tensiune, în curent su putere disipată).

7) Eroarea absolută a instrumentului cu ac indicator este constantă pe scală: un microampermetru de 100 μ A clasa 2 prezintă pe toată scala o eroare absolută de 2% (din capul de scală) adică de $\pm 2\mu$ A. La o citire de 50 μ A eroarea relativă este deci $\pm 4\%$, iar la una de 5 μ A de $\pm 40\%$!

8) "Tararea" punții cu ajutorul unei sarcini etalon cu coeficient de reflexie dat nu este prezentată uzual în literatura de amator [B1; B2], dar este practică curent la punțile woblerelor profesionale. În acest scop se folosesc etaloane cu $\Gamma_U = 0,1$ (-20dB) sau $\Gamma_U = 0,315$ (RL = -10dB).

PUBLICITATE

Tipografia EDY OPTIC din ARAD, stă la dispoziția noastră cu o gamă largă de lucrări tipografice. Dintre acestea amintim:

- Pliante de prezentare,
- Calendare de perete, de birou și de buzunar,
- Cărți reviste, publicații diferite,
- Etichete simple și autoadezive,
- Imprimare tipizate personalizate,
- Dosare personalizate,
- Cataloage de produse,
- QSL-uri simple sau cu mai multe culori,
- Foi volante, fluturași, foi cu antet,
- Cărți de vizită, postere, afișe,

- Alte tipărituri la cerere.

Toate acestea se execută în policromie 3048 dpi sau în culori diferite (1-4 culori), pe hârtie de la 60 la 350 g/mp, pliate, legate, spiralate, capsate, infoliate după caz.

Calitatea tipăriturilor este asigurată de un personal de înaltă calificare și de o aparatură modernă. Prețurile sunt mai avantajoase în comparație cu majoritatea prestatorilor de servicii de acest gen.

Informații asupra prețurilor precum și alte detalii se pot obține la telefon : 057-251.761 sau la adresa: Arad, str. dr. Ion Rațiu 46. De asemenea poate fi contactat:

YO2BUU - Alexandru Boroș - 057-244.421.

DIPOLUL MULTIBAND ȘI UNDA STAȚIONARĂ

Articolul "Folosirea dipolului pentru 3,5 MHz în 5 benzi" din revista R&R nr. 4-1999, se referă la un dipol clasic de cca 42,4m.

În funcție de înălțimea față de sol, el are impedanța de cca 50-60Ω. Radioamatorii îl alimentează cu coaxial, adaptarea este bună în banda de 80m și este folosit numai în această bandă. În textul din revistă, în penultima frază trebuie citit "...adăugând la cei 21m..."

Articolul dă o soluție de folosire a acestui dipol nu doar în 80m, ci și în alte benzi, în ciuda impedanțelor mari pe care le prezintă el în: 7-28 MHz. În aceste benzi el are impedanțe de peste 4000 Ω, în aparență greu de adaptat.

Între anii 1920 - 1960 diversitatea de impedanțe pe care le are dipolul liniar (60 Ω în 80m și 4000-5000Ω în celelalte benzi), nu speria pe radioamatori.

Dipolul se alimentează cu scăriță (linie paralelă). Se știe că antena lucrează cu undă staționară și că unda staționară de pe antenă se continuă pe fider. Unda staționară pe antenă produce "pierderi" prin radiația undelor electromagnetice. Unda staționară pe linia paralelă cu aer nu produce pierderi prin radiație (ea nu radiază datorită compensării curenților din cele două conductoare), dar produce pierderi neglijabile în dielectricul care izolează conductoarele și prin încălzirea acestor conductoare, mai ales în porțiunile unde unda staționară de curent are maxime.

Raportul de unde staționare mare care există pe linia paralelă cu aer, nu speria pe nimeni, deoarece pierderile erau neglijabile. La capătul dinspre emițător al liniei se folosea un circuit de adaptare, numit cuplor de antenă. Nimeni nu inventase denumirea de "transmatch".

Prin anii 1950 - 1960 în etajele finale de unde scurte cu tuburi s-a răspândit circuitul oscilant tip Collins (filtru Π) care permite adaptarea cu impedanțe având o plajă relativ largă de valori și care au chiar o mică parte reactivă (capacitivă sau inductivă).

Afară de această "elasticitate", filtru Π are o atenuare mai mare a armonicilor, în comparație cu circuitul oscilant clasic. Treptat firmele producătoare de transceivere au generalizat impedanța de sarcină de 50Ω, determinând fabricanții de antene să generalizeze alimentarea cu cablu coaxial de aceeași impedanță.

Coaxialul fiind practic și nepericulos, s-a impus treptat, împingând în uitare alte tipuri de fideri.

Pierderile ceva mai mari din coaxial, care se măresc odată cu raportul de unde staționare, au devenit principala preocupare.

Din păcate s-a instalat treptat ideea că fiderul poate fi numai coaxial, iar unda reflectată trebuie să fie zero.

S-a uitat că energia se poate transmite de la Tx spre antenă și prin unde staționare, chiar TOTALE, nu numai prin unde progresive. Desigur că reflectata zero în coaxial este idealul. Dar un raport de unde staționare 1,5 înseamnă doar 4% din puterea care se întoarce înapoi de la antenă. Un raport RUS = 2 înseamnă 11% putere întoarsă și respectiv 25% pentru un RUS = 3.

Dar ce se întâmplă cu puterea întoarsă?

Dacă coaxialul este legat direct la ieșirea de 50 Ω a etajului final, iar acesta nu are filtru P de adaptare, (cazul transceiverelor moderne cu etaj final de bandă largă), puterea întoarsă se disipă pe tranzistoarele finale și pe torul de ieșire. Dacă există filtru Π, acesta reușește într-o anumită plajă de valori ale RUS - să facă adaptarea și energia este retrimisă spre antenă.

Folosind un transmaci între Tx și fiderul antenei, pe bucla de coaxial dintre transiver și transmaci se poate obține undă reflectată aproape zero. Deci, transmaciul oferă transiverului impedanța de care are nevoie pentru a da putere maximă.

Dacă antena nu este perfect acordată și adaptată cu fiderul, ea produce un defazaj între unda de tensiune și unda de

curent. Raportul dintre o tensiune și un curent defazate nu este o rezistență pură, ci o impedanță care are o parte rezistivă și o parte reactivă. În ciuda faptului că o impedanță are și o parte reactivă, în ea se poate introduce putere, ținând cont de defazaj.

Energia vine din transiver la transmaci sub forma undelor progresive (unda de curent în fază cu unda de tensiune) și pleacă de la transmaci spre antenă sub forma undelor staționare, la care unda de curent este defazată față de unda de tensiune.

Dacă transmaciul este bine acordat, toată puterea ajunge la antenă, o porțiune sub forma undei progresive și altă porțiune sub forma undei staționare. În cablurile coaxiale, dacă undele staționare depășesc anumite valori, pot apărea la puteri mari, străpungeri. În orice caz, pierderile în regim de unde staționare sunt mai mari la coaxial decât la linia cu aer. Linia cu aer poate lucra cu undă staționară mare, fără străpungeri și pierderi importante, transportând zeci de kW. Regimul de transmitere a puterii spre antenă prin unde staționare, trebuie cunoscut și utilizat cu inteligență și măsură. Admițând ceva pierderi, putem folosi un coaxial de calitate la RUS = 2 - 3, până la puteri de sute de wați, dar utilizând un transmaci.

Se poate tolera ceva undă reflectată în fider, așa cum tolerăm sarea în mâncare, adică ponderat.

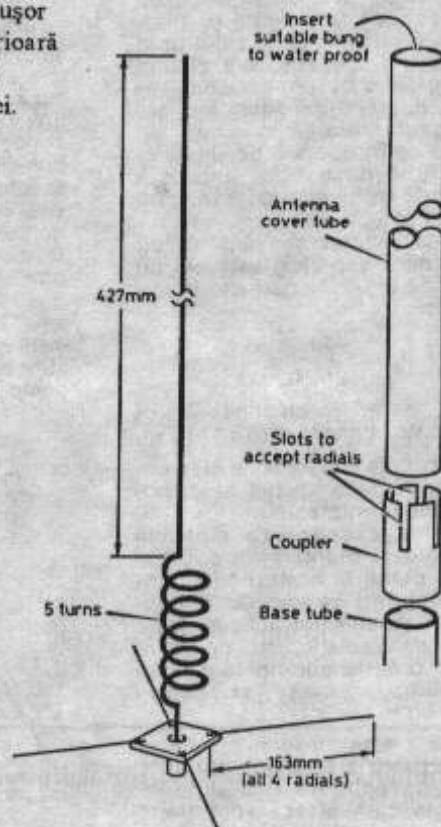
Lesovici Dumitru YO4BBH

ANTENA PENTRU 432 MHz

O antenă $5/8\lambda$ cu bobină la bază, poate fi privită ca o antenă $3/4\lambda$. Se poate confecționa dintr-o bucată de bară de cupru sau alamă cu diametrul de 1,5mm, iar bobina formată din 5 spire, are un diametru interior de cca 4 mm.

Un tub de PVC cu diametru de cca 22mm, montat ca în figură, poate ajuta la protecție și menținerea formei acestei antene. Tubul este cu cca 30 mm mai lung decât antena. Un dop de plastic va astupa tubul PVC și va fixa antena. Cele 4 radiale au lungimi de cca 163 mm și se realizează din conductoare de cupru sau alamă cu diametru de cca 3 mm. Fixarea se face prin lipire pe mufa BNC.

SWR-ul minim se obține tăind ușor din partea superioară a conductorului central al antenei.



Traducere
YO3APG
RadCom 11/94

ANTENE SLOPER

YO4BBH ne trimite spre publicare, copia acestui excelent articol apărut cu ani în urmă în revista TEHNIUM sub semnătura lui YO3LX - Raul Vasilescu. Mac (YO4BBH) ne scrie că YO3LX este de acord cu republicarea, dar nu "îndrăznește" să ne facă el această propunere. Nu-l știam așa "timid" pe nenea Lulu. Reluăm cu plăcere articolul și profităm de acest prilej pentru a ne gândi încă odată cu admirație și recunoștință, la toți cei care, zeci și zeci de ani, au trudit la revista TEHNIUM, publicație apărută în decembrie 1970 și care a ajutat enorm radioamatorii din țara noastră.

În ultimii ani și-a făcut apariția un nou tip de antene, care nu necesită suprafețe mari de teren, utilizate pe scară largă inițial în benzile inferioare (80 și 40 m), dar care au dat rezultate ce au întrecut așteptările și în benzile superioare (20, 15 și 10 m). Este vorba de antenele înclinare, generalizate sub numele corectuzător „Inclinării”, din limba engleză, de SLOPER.

Simplitatea lor, precum și posibilitatea montării în combinații pe mai multe direcții, pe spații reduse, au atras imediat atenția radioamatorilor aflați în această situație.

Cea mai simplă variantă este un simplu „dipol înclinat” (Sloping Dipole), având ca bază de calcul dipolul obișnuit care, montat vertical, omnidirecțional, are un unghi de radiație în plan vertical foarte mic, excelent pentru legături cu stații îndepărtate.

În cazul nostru, dipolul este montat cu o înclinare de 30° față de pilonul metalic de susținere (care acționează ca „reflector”). În figura 1 este prezentată această antenă dipol în $\lambda/2$, la care lungimea, în metri, se obține cu formula:

$$L = \frac{142,65}{f(\text{MHz})}$$

Distanța „d” de la pilon la vârful antenei este $\lambda/28$, iar fiderul are impedanța de 75 Ω .

Lipsa unui pilon metalic poate fi perfect compensată prin montarea, de-a lungul pilonului (bilă de brad sau țevă PVC pentru alimentare cu apă), a unui fir de sîrmă de 3—4 mm diametru, fixată prin orice mijloc de pilon. Important este faptul că pilonul poate fi înlocuit și de zidul unui bloc înalt (fig. 2), armătura zidului dovădindu-se a fi un excelent reflector. Indiferent de pilon sau zid se va respecta distanța „d”.

Montată ca în figura 2 de subsemnatul în luna iunie 1983, antena a dat rezultate în banda de 20 m, care au întrecut așteptările.

Un dipol montat similar, dar cu un randament superior, este cel cu lungimea de 3 $\lambda/2$, în care caz, lungimea L este:

$$L = \frac{449,88}{f(\text{MHz})}$$

Antena este recomandabilă în special pentru benzile de 15 și 10 m, dar dă rezultate foarte bune și în celelalte benzi, dacă spațiul la dispoziție permite montarea ei.

O variantă excelentă a dipolului înclinat este și montarea a doi, trei sau patru dipoli la același pilon, antenele asigurînd și ancorarea pilonului. Trei antene pot acoperi toate direcțiile de radiație, iar cei care dispun de o curte pot monta o astfel de combinație chiar și pentru banda de 80 m.

În figura 3 este prezentată o combinație de patru antene, la care fiderle sînt concentrate într-o cutie de releu, de la care pleacă spre stație un singur fider. Releele vor trebui

dispuse cît mai apropiat și concentrice, avînd contacte cu o bună izolație.

Cealaltă antenă Sloper, cu utilizări multiple și variate, are ca bază de calcul antena verticală „Ground Plane”, alimentată la capătul de sus cu cablu coaxial de 52 Ω , la care tresa se leagă direct la pilonul metalic sau la firul de sîrmă menit să lucreze ca reflector (montat de-a lungul pilonului de lemn sau de PVC, în acest caz și pe verticală de-a lungul zidului blocului).

Montată similar cu dipolul înclinat, conform figurii 4, antena prezintă unele avantaje: prin cuplarea cu fiderul chiar în vîrf, o combinație de trei sau patru antene permite montarea cutiei de releu în vîrfurile pilonului, oferind cuplarea simultană a două antene adiacente, cu directivitate sporită pe bisectoarea în plan

orizontal a unghiului format de cele două antene („Tilted Inverted Vee”) sau (la patru antene) cuplarea simultană a două antene opuse, realizîndu-se un „V întors” simplu („Inverted Vee”), dar cu un raport de unde staționare mai mare.

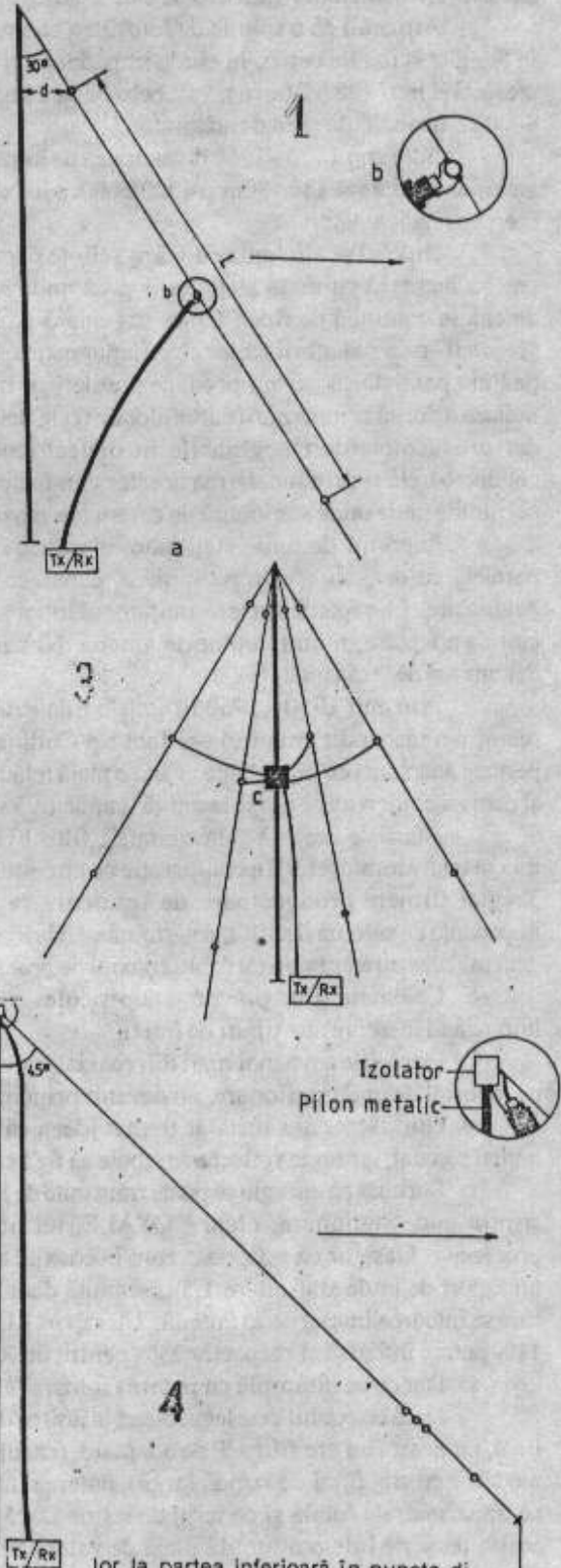
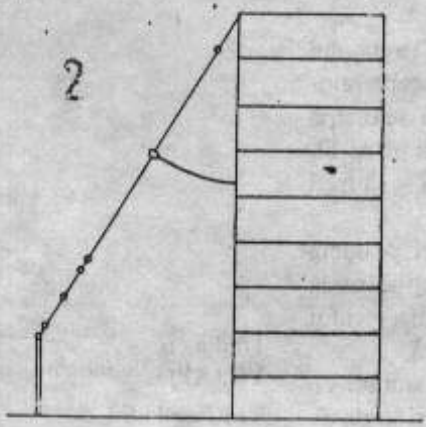
Și acest tip de antenă are la bază varianta simplă de $\lambda/4$, precum și una superioară, în 5 $\lambda/8$. De asemenea, cea în 5 $\lambda/8$ are o directivitate sporită în benzile superioare. Formulele de calcul pentru aceste antene sînt: pentru $\lambda/4$, $L = \frac{71,32}{f(\text{MHz})}$, iar

$$\text{pentru } 5 \lambda/8, L = \frac{178,31}{f(\text{MHz})} \text{ (ambele în metri).}$$

În plus, acest tip de antenă, în ambele variante, permite montarea împreună a două-trei antene pe benzi diferite, legate la vîrf împreună și cu fider comun, în funcție de condițiile locale, se va urmări însă posibilitatea ajustării pas cu pas a acestor antene prin scurtări succesive pe toate benzile, pînă la ajungerea la lungimile optime, deoarece, după ajustarea doar a uneia din ele și trecerea la celelalte an-

tene, se va observa că ajustarea primeia nu mai corespunde. Evitarea atingerii între ele a acestor antene poate fi ușor realizată prin legarea

tene, se va observa că ajustarea primeia nu mai corespunde. Evitarea atingerii între ele a acestor antene poate fi ușor realizată prin legarea



lor la partea inferioară în puncte diferite, de felul unui mic „evantai”. În încheiere, recomand adaptarea antenei la stație prin intermediul unei unități de cuplare a antenei (ATU sau „Trans-Match”), prevăzută cu un bun reflectometru. De asemenea, precizez că antenele descrise mai sus constituie obiectul a numeroase experimentări, menite să-i ofere noi variante.

CIRCUITE MICROSTRIP

- Rubrică realizată de YO3FGL- Ciontu Andrei -
- partea I-a -

Începând cu acest număr publicăm o suită de articole dedicate liniilor microstrip. Se va explica principiul de funcționare și modul în care se pot realiza atât elemente de circuit cât și mixere, amplificatoare, filtre etc.

Ce sunt circuitele microstrip

În figura 1 este prezentată schema bloc a unui down-converter (schimbător de frecvență coborâtor, 5060/410 MHz), iar în figura 2 realizarea constructivă a sa. Se observă în interiorul blocului o serie de circuite imprimate de o factură mai specială, cu trasee rectilinii uniforme, cu lățimi precise și diverse. Aceste circuite imprimate speciale de microunde, se numesc circuite microstrip. Ele sunt folosite în general în echipamentele de microunde de mică putere. Pe lângă circuitele pasive microstrip, în realizarea subansamblelor de microunde complexe (amplificatoare, oscilatoare, mixere, divizoare de putere etc.) se mai folosesc diverse componente discrete active (diodă, tranzistoare) și pasive (rezistoare, condensatoare), toate de construcție specială pentru "tehnologia microstrip", componente care se lipesc pe aceeași față cu circuitul imprimat microstrip (și nu pe verso ca la circuitele imprimate obișnuite de joasă frecvență), conform tehnologiei denumite SMD (Surface Mounted Devices - tehnologia montajului pe suprafață). În limba engleză strip înseamnă bandă și aceste circuite a căror denumire a fost adoptată și în limba română, sunt în fond niște ghiduri speciale de microunde (ghiduri plate) umplute cu dielectric (cu pierderi cât mai mici la frecvența de lucru), și care datorită înălțimii mici (h) a lor nu mai au nevoie de pereți laterali (se spune că au pereți "magnetici", adică liniile de câmp magnetic fac ca linia să nu radieze lateral energia electromagnetică). Propagarea energiei electromagnetice de microunde pe liniile microstrip (nesimetrice, figura 3) sau strip (simetrice, figura 4) se face prin dielectricul liniei (substrat) într-un mod cvasi-transversal electromagnetic (TEM) prin reflexii succesive între cele două suprafețe plane metalizate (fața interioară a acestor suprafețe), care constituie placatul metalic al dielectricului. Evident că suprafețele metalizate trebuie să fie perfect plane și cât mai conductive (aur, argint, cupru) pentru ca pierderile de energie pe linie să fie cât mai mici (randamentul liniei, mare). Modul de propagare este TEM deoarece într-o secțiune transversală există atât componenta electrică cât și cea magnetică a câmpului (figura 3). Ideea circuitelor microstrip și stripline nu este chiar nouă. Ele sunt menționate pentru prima dată în anii "40" imediat după al doilea război mondial. Dezvoltarea lor vrtiginoasă, teoretică și practică s-a produs însă în anii "60" și "70", astfel încât ele sunt azi foarte răspândite, având numeroase întrebuințări. Principalele avantaje sunt legate de tehnologia relativ simplă și de mare productivitate, de gabaritele mici ce le asigură pentru echipamentele de microunde, prețul de cost scăzut, posibilități largi de tipizare. Standardizarea prezentă este limitată însă numai la nivelul firmelor și perfecționarea ei (ca și a produselor) are loc datorită concurenței. Cu ajutorul liniilor microstrip se pot realiza: capacități, inductanțe, circuite oscilante, (deci filtre diverse, amplificatoare, oscilatoare), elemente radiante și fideri (deci rețele de antene microstrip), divizoare de putere (active și pasive), sursoare de putere etc. Apreciem că și radioamatorii constructori români pot proiecta și realiza practic circuitele microstrip pe frecvențele mai joase (sub 3 GHz) folosind sticlotextolitul dublu placat cu cupru, care se fabrică în țară. De aici röstul acestui articol.

Calculul simplificat al liniilor microstrip

A proiecta o linie microstrip înseamnă ca în condițiile cunoașterii frecvenței de lucru (f) și a substratului prin parametri:

h = grosimea dielectricului

ϵ_r = constanta dielectrică relativă

tg δ = tangenta unghiului de pierderi

să calculăm; lățimea (W) a liniei microstrip astfel încât aceasta să aibă valoarea impedanței caracteristice (Z_0 sau Z_m) impuse.

Reamintim că prin valoarea impedanței caracteristice a unei linii de transmisiuni, înțelegem acea valoare a impedanței de sarcină (montate la bornele de legare ale liniei) care face ca pe linie să nu existe decât unda directă (spre sarcină) și nu și cea reflectată. Coeficientul de undă staționară (VSWR, RUST) trebuie să fie, deci, cât mai mic, adaptarea cât mai bună în banda frecvențelor de lucru.

Deoarece proiectarea segmentelor de linie microstrip presupune și determinarea lungimii lor în funcție de folosire, este necesar și calculul a ceea ce se numește factorul de scurtare al lungimii de undă pe linia strip sau microstrip, care este cu dielectric. Dacă viteza undelor electromagnetice în aer este c, atunci pe linia strip (simetrică) viteza de propagare (a fazei) este $V=C/\sqrt{\epsilon_r}$, deci lungimea de undă pe linie este $\lambda_s=v/f=c/f\sqrt{\epsilon_r}=\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ în care:

$$\lambda_0 = \text{lungimea de undă în aer.}$$

Rezultă deci că factorul de scurtare pentru linia strip (s) este chiar $\sqrt{\epsilon_r}$. Pentru linia microstrip însă, lucrurile sunt ceva mai complicate, deoarece traseul liniilor de câmp se închide parțial prin dielectric, parțial prin aer (figura 3). În acest caz se definește o constantă dielectrică relativă eficace $\epsilon_{ref} < \epsilon_r$ care depinde într-un mod destul de complicat de raportul w/h.

Există formule stabilite de diverși cercetători, de analiză și sinteză a liniilor microstrip, în care se exprimă matematic relația dintre Z_0 și raportul w/h, ϵ_{ref} și w/h. Aceste formule sunt în general complicate. Nu vom face apel la ele, nici la programele de calcul pe calculator, ci vom menționa o formulă simplificată stabilită în 1977 de un radioamator american (James R. Fisk - W1HR).

Ideea care ne călăuzește este aceea că un circuit microstrip, oricum, se calculează (indiferent ce formulă se folosește) și se realizează practic (mai ales în regim manufacturier) aproximativ. În general el trebuie re-proiectat și refăcut de câteva ori până se obține ceea ce se dorește (după care reproductibilitatea se păstrează).

Uneori pentru a se putea face corecții practice (operația de "trimerare") circuitele microstrip sunt realizate versatil, caz în care calculele prea riguroase își pierd sensul.

Pentru Z_0 și ϵ_r date, W1HR recomandă pentru calculul raportului w/h formula:

$$w/h = 120 \pi / Z_0 \sqrt{\epsilon_r + \sqrt{\epsilon_r}}$$

În tabelele 1 și 2 s-au dat valorile lui w/h și ϵ_{ref} pentru liniile microstrip cu aer ($\epsilon_r=1$) și epoxi (sticlotextolit; $\epsilon_r=4,25$) având $Z_0=5-120\Omega$ cu pași de 5Ω . Tabelele au rezultat în urma rulării pe calculator a unui program de sinteză a liniilor microstrip având la bază formule complexe (E.O. Hammerstad, 1975). Aceste tabele pot fi folosite de radioamatori constructori în calculele liniilor microstrip. Făcându-se interpolări, întocmai ca la tabelele de logaritmi, se poate determina w/h pentru orice valoare a lui Z_0 . Pentru a compara calculele din tabelele (exact) cu cele aproximative (pe baza formulei lui Fisk) s-a întocmit tabelul 3.

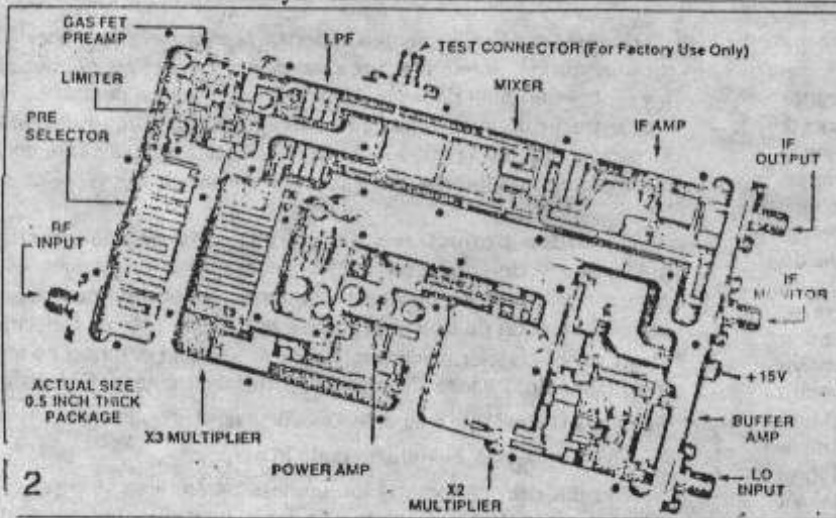
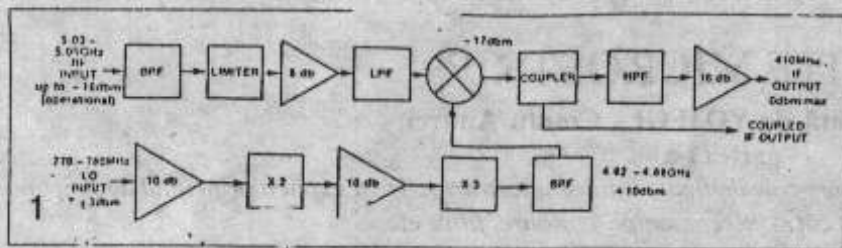
Tabelul 3

Z_0	Ω	50	60	70	80
w/h)e exact	-	1,962	1,433	1,067	0,803
w/h)a aproxi.	-	2	1,5	1,142	0,875

Tabelul 3 s-a realizat pentru sticlotextolit ($\epsilon_r=4,25$), un substrat la îndemâna radioamatorilor (pentru frecvențe sub 3 GHz), și pentru patru valori de impedanțe caracteristice frecvent folosite.

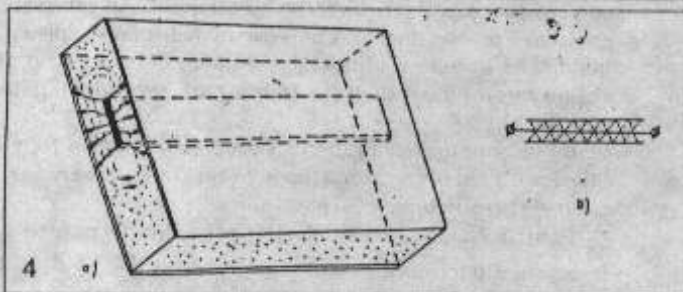
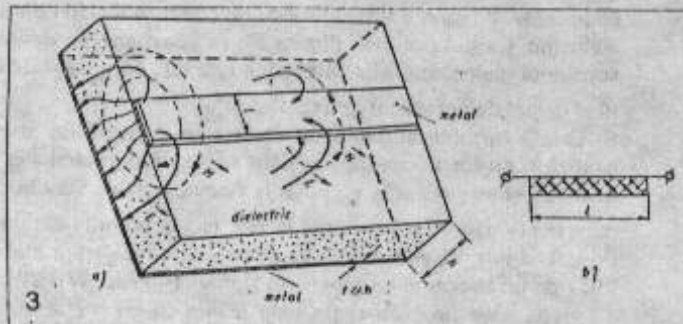
$$w/h)a = 120\pi / Z_0 \sqrt{4,25 + \sqrt{4,25}} = 150 / Z_0 - 1$$

Din total se observă că erorile comise asupra raportului w/h sunt acceptabile.



Tabel 1
LINIE MICROSTRIP CU AER, $\epsilon_r=1$

$Z_c(\Omega)$	w/h
5	71,285
10	34,029
15	21,723
20	15,626
25	12,001
30	9,606
35	7,912
40	6,653
45	5,684
50	4,916
55	4,294
60	3,781
65	3,351
70	2,981
75	2,675
80	2,405
90	2,169
100	1,917
110	1,711
120	1,627
105	1,480
115	1,348
125	1,230
135	1,124



Tabel 2
LINIA MICROSTRIP CU EPOXI, $\epsilon_r=4,25$

$Z_c(\Omega)$	ϵ_{ref}	$\sqrt{\epsilon_{ref}}$	w/h
5	4,032	2,005	33,965
10	3,853	1,963	15,951
15	3,721	1,929	10,016
20	3,615	1,901	7,083
25	3,527	1,878	5,343
30	3,452	1,858	4,197
35	3,387	1,841	3,388
40	3,331	1,825	2,788
45	3,280	1,811	2,327
50	3,234	1,801	1,962
55	3,222	1,795	1,671
60	3,168	1,780	1,433
65	3,125	1,768	1,234
70	3,090	1,758	1,167
75	3,060	1,749	0,925
80	3,034	1,742	0,803
85	3,012	1,735	0,698
90	2,992	1,730	0,608
95	2,973	1,724	0,530
100	2,957	1,719	0,462
105	2,941	1,715	0,403
110	2,926	1,711	0,352
115	2,913	1,707	0,307
120	2,900	1,703	0,268

În figura 3b și 4b sunt date semnele convenționale (nestandardizate) pentru segmentele de linie microstrip și strip, care se folosesc pe schemele de principiu.

Dr.ing. Andrei CIONTU

ARI Internațional 2000

YO - Romania

YO8KOS	SO-CW	428	204	292866	YO8FR	SO-RTTY	115	85	41397
(Op. YO8AXP)					YO8CFB/QRP	SO-RTTY	61	41	14332
YO9FJW	SO-CW	327	172	200697	YO2DFA	SO-MIX	589	234	492502
YO3FWC	SO-CW	334	170	199496	YO4AAC	SO-MIX	197	89	68471
YO4ZF	SO-CW	240	153	179088	YO8DHO	SO-MIX	94	66	55770
YO3BWK	SO-CW	225	145	157035	YO7KBS	SO-MIX	127	83	52278
YO2ARV	SO-CW	74	58	24964	(Op. YO7BSU)				
YO8MI	SO-CW	61	29	2743	YO9-025/DB	SWL	25	20	1840
YO5BFJ	SO-CW	18	14	1190					
YO8COK	SO-SSB	83	53	32850	TA7I	IZBAIQ, Ermínio Cioffi de Michele, Praça Umberto I n. 10, I-84036 Sala Consilina (SA) (nur direkt)			
YO8AHX	SO-SSB	72	59	17956	ZMBCW	ZL3CW, Jacky Calvo, P. O. Box 593, Pukekohe 1800, New Zealand			
YO2BJZ	SO-SSB	65	41	10344					
YO9IAB	SO-SSB	56	34	8018					

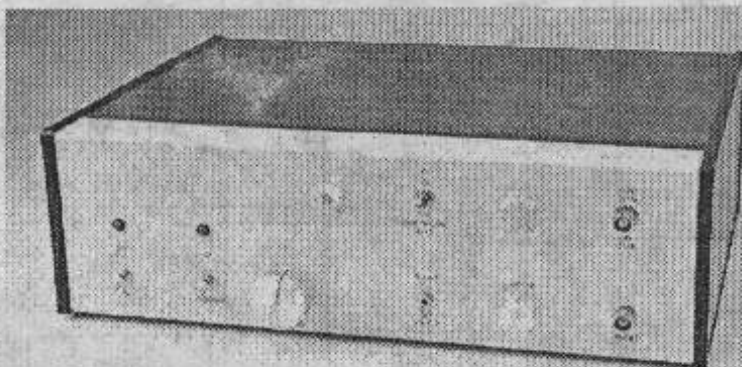
QSL INFO

3B8GD	Mohammad Iqbal Muttur, 69 Dr. Ferrièr Avenue, Stanley Rose Hill, Mauritius, Africa (nur direkt)
D44CF	SMOJHR, Henryk Kotowski, Sibelsganggen 28 XI, S-10477 Kista oder über SMOJH@qsl.net anfordern (keine Karten über Büro senden)
JD1BCK	JM1TUK, Kazuyoshi Nasu, 3-12-11-201, Oda Kawasaki-Ku, Kawasaki 210-0846, Japan (nur direkt)
NP2KY/KH5	RZ3AA, Roman Thomas, P. O. Box 38, Moscow 129042, Russia (nur direkt)
P40AV	K4AVQ, Alan B. Caplan, 14020 140th Court, Apple Valley, MN 55124-9422, USA (nur direkt)

ANALIZOR DE SPECTRU

*Sculele bune sunt de nepretuit când ai nevoie de ele.
Aici se prezintă un echipament de test pe care ți-l dorești de mult timp.
Acum poți să-l ai fără a cheltui mult.*

Printre multe instrumente de măsurare căutate de amatorii care experimentează, cea mai dorită – dar în general considerată cel mai puțin accesibilă este *analizorul de spectru de radiofrecvență (AS)*. Din acest moment acest lucru va fi ceva ușor realizabil. Simplu și ușor de construit în casa este capabil de măsuratori utile în gama 50KHz – 70MHz. Prin ceea ce se va expune în continuare se poate realiza o extensie a gamei de lucru și în porțiunile VHF și UHF. Instrumentul este configurat cu autocalibrare sau se poate calibra cu dispozitive de test făcute în casa. [1]



Auzim și citim despre proiecte simple. Simplitatea implică ceva care prin eliminare face echipamentul ușor de construit, utilizat, achiziționat sau oferit. Spre deosebire de proiectele care sacrifică performanța în favoarea

prețului de cost scăzut și a simplității, acesta reține doar capacitatea pentru măsuratori precise.

Tehnologia modernă ușurează construcția acestui AS. Amplificatorul logaritmice utilizează un circuit integrat de frecvență intermediară descoperit în telefoanele celulare și include o funcție de Indicator de Tarie a Semnalului Receptionat (RSSI). Pe scara largă sunt folosite blocuri construite cu circuite integrate monolitice sau hibride. Acestea includ mixere, amplificatoare și oscilatoare comandate în tensiune – toate elemente vitale într-un analizor. În final, el este o raritate devotată experimentatorului de azi, suplinind ceea ce nu poate face osciloscopul. Un osciloscop, care nu are nevoie decât de modul de lucru pe axele X și Y și poate măsura curent continuu, este necesar pentru vizualizare.

Principii generale. În esență AS este un receptor de explorare

care arată vizual fenomenele explorate. Ecranul arată taria la toate semnalele din porțiunea de frecvență definită de utilizator. Fiecare semnal este reprezentat printr-o linie sau impuls scurt care depășește distorsiunile de fond, ca și când ar acționa ca un S-metru. Analizările comerciale sunt calibrate pentru puterea semnalului, în care toate semnalele au ca referință vârful ecranului. Acest AS este destinat pentru un nivel de referință de bază de -30dBm , o valoare comună în analizările comerciale. [2] Nivelele de semnal sunt citite de pe ecranul osciloscopului,

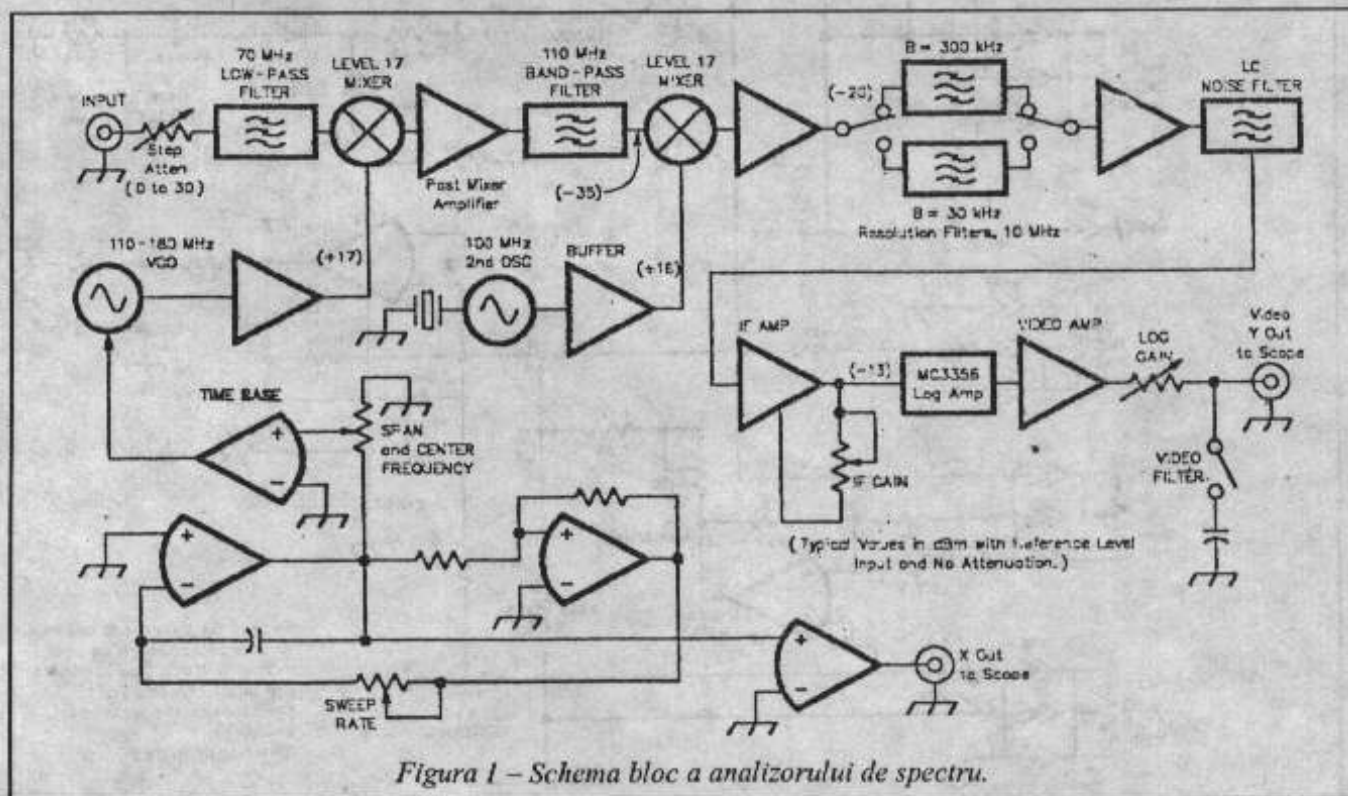


Figura 1 – Schema bloc a analizorului de spectru.

anexat la AS, care la fiecare diviziune mare de pe ecran va arăta o cadere de putere de 10dB. Pentru a însuma câștiguri referință o vom deplasa la baza ecranului; pentru nivele de putere mare introducem atenuatorul în fața instrumentului.

Descriere generală. Figura 1 reprezintă schema bloc a construcției propuse. O superheterodina cu dubla schimbare are la intrare un atenuator, urmat de un filtru trece-jos și primul mixer, unde semnalele care vin sunt convertite într-o primă frecvență intermediară de 110MHz. După o mică amplificare și o filtrare a benzii de trecere, a doua frecvență intermediară realizează semnale de 10MHz. Rezoluția benzii de trecere este de 30 sau 300KHz. Un filtru video aplanează distorsiunile. Intervalele de măsurare sunt cuprinse între 50KHz (o diviziune) și 7MHz. Frecvența centrală se poate alege oriunde în cei 70MHz disponibili. Un buton necalibrat, INTERVAL, admite extinderea aratării în jurul

centrului ecranului. Un buton necalibrat, RAPORT BALEIAJ, permite baleiajului sa fie controlat si adaptat sa ia un interval, decât sa exploreze excesiv de rapid, ceea ce poate introduce erori. Ideal, prima frecventa intermediara a receptorului trebuie sa fie mult mai mare decât dublul celei mai mari frecvente de intrare; o

Oscilatorul local de baleiaj (modul VCO – Oscilator Controlat în Tensiune - comercial) se acorda de la 110 la 180MHz. Iesirea VCO este amplificata pentru a fi capabila sa comande un mixer cu intrare de nivel mare. [3] Frecventele intermediare (10 si 110MHz) au incluse etaje de

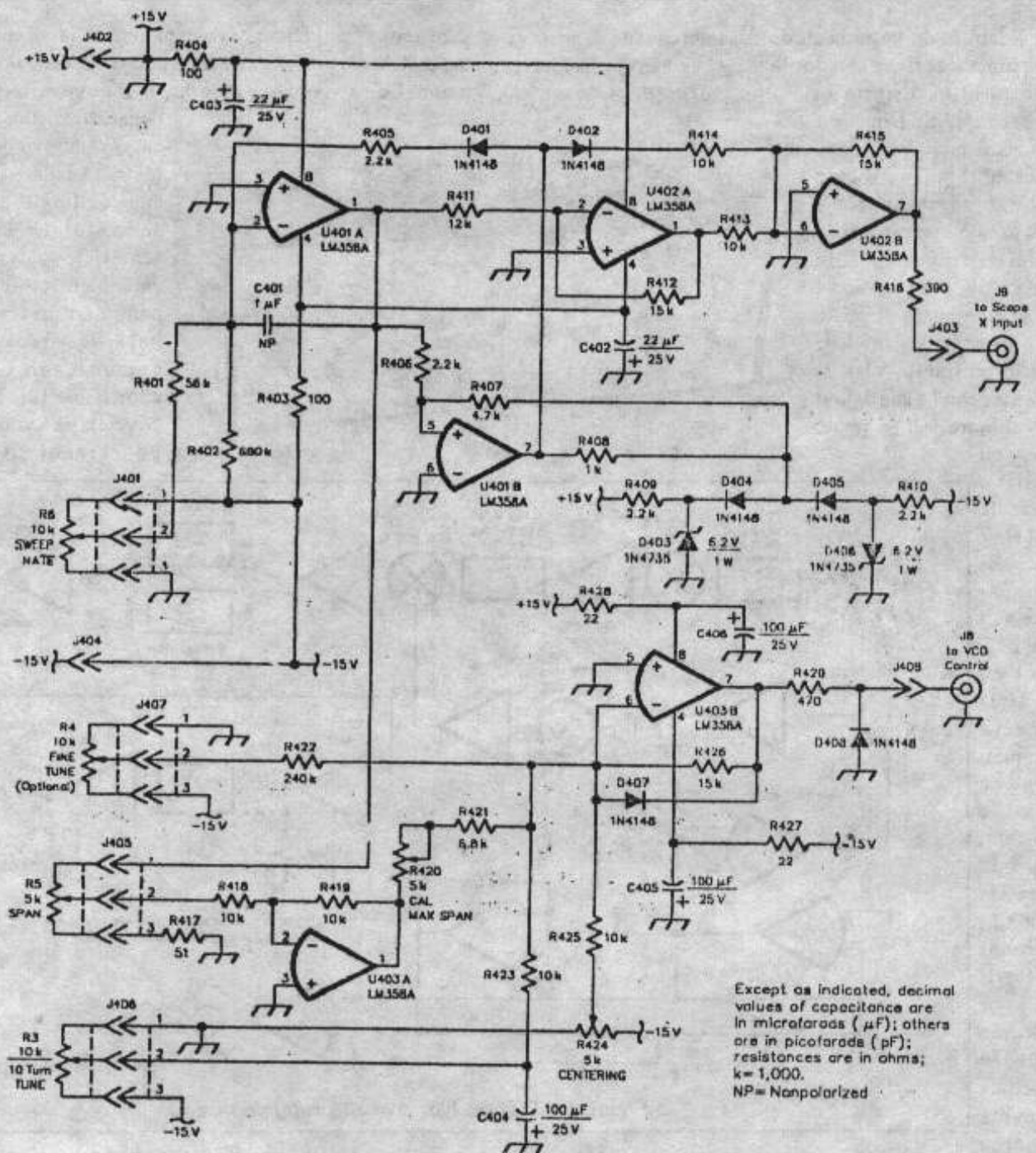


Figura 2 – Baza de timp pentru analizorul de spectru. Panoul frontal include butoanele: RAPORT BALEIAJ, INTERVAL, ACORD (R3 – brut, R4 – fin – optional). U401, U402, U403 – LM358, amplificator operational; D403, D406 – Diode Zener 6,2V-1W; C401 – 1microF, Mylar; R420, R423 – semireglabili de cablaj; Nu e necesar ca R3 si R4 sa fie multitur.

regula de proiectare care nu se va aplica la aceasta constructie. Gama de acord a intrarii receptorului include toate benzile de radioamatori de unde scurte si cea de 6m. (Despre acordul în benzile de frecventa superioare se va discuta în alt capitol al acestei lucrari.) Fixam a doua frecventa intermediara la 10MHz, deoarece pentru aceasta frecventa sunt usor de construit sau achizitionat filtre cu cristale sau LC. Schema se poate adapta cu usurinta si pentru alte valori conventionale (9 sau 10,7MHz).

amplificare. Acestea stabilesc nivele de semnal care adapteaza corespunzator amplificatorul logaritmic pentru a mentine gama dinamica a sistemului. La un analizor de spectru, cât si la orice receptor, vitala în realizarea unei bune performante este distributia corespunzatoare a câstigului, selectivitatii si capacitatii de prelucrare a semnalului la amplificatoare (interceptii) si mixere. Un proiect corespunzator va avea acelasi numar de etaje ca unul subred, dar probabil va utiliza componente diferite si va consuma

curent mai mult.

Analizorul utilizează o alimentare cu + și -15V. Pe ramura pozitivă consumul e de circa 0,5A iar pe cea negativă (care alimentează drena) nu va depăși 50mA.

Capitolele următoare prezintă, detaliat, blocurile de circuit în ordinea în care vor trebui să fie construite. Nu e de admis concepția de a construi tot analizorul înainte de a testa blocurile specifice. Înainte de a trece la detalii de circuit se reaminteste că acest analizor – de altfel simplu – se vrea a fi pentru măsurători serioase. Aceasta înseamnă că un interval arată normal dacă semnalele nu conțin paraziti.

Baza de timp. Figura 2 prezintă baza de timp a analizorului care utilizează 3 amplificatoare operaționale duble. [4] U401A și U401B formează un generator în dinți de ferăstrău, un circuit comun descoperit în generatoarele de funcții. U401A operează ca un integrator, curentul fiind tras de la intrarea inversoare prin R401-56Kohm conectată la butonul RAPORT BALEIAJ. Acest curent e obligat să curgă prin C401, ceea ce creează o tensiune de ieșire liniară la amplificatorul operațional. Aceasta rampă este aplicată la U401B, un corector regenerativ, care furnizează un semnal de inițializare la integrator. Forma de undă a oscilatorului în dinți de ferăstrău la pin 1 a U401A este asimetrică: panta pozitivă crește cu o valoare determinată de potentiometrul de panou R6 RAPORT BALEIAJ, în timp ce porțiunea negativă inițializează rapid rampa, determinarea făcându-se prin componente cu valoare fixată.

Rampa lui U401 este utilizată dublu. U402A și B procesează rampa să genereze un semnal care comandă axa X a osciloscopului. Semnalul are în centru zero volți cu un balans total de 10V. Unele semnale "dreptunghiulare" de la pin 7 – U401B sunt însumate la pin 6 – U402B pentru a face inițializarea rapidă a baleiajului, chiar dacă pentru VCO cursa inversă a baleiajului apare mult mai stabilă. Pe axa X apare o ușoară aberație la începutul baleierii care este ascunsă datorită unei supraexplorări.

Baleiajul de asemenea generează semnalul care controlează VCO-ul. Semnalul de baleiaj (pin 1 – U401A) e aplicat la butonul INTERVAL. Când analizorul e inițializat pe interval maxim tensiunea VCO (circa 2 la 10V) generează o baleiere de la 110 la 180MHz. VCO-ul utilizează numai tensiuni pozitive de baleiaj, așa că, ieșirea U403B are D408 conectată pentru a preveni o ieșire de nivel negativ. Pentru interval maxim de baleiere potentiometrele se poziționează corespunzător: ACORD – pe frecvența centrală (35MHz). Oricare ar fi plaja de baleiere (butonul INTERVAL reduce plaja) în centrul ecranului va fi frecvența centrală a esanționului supus analizei.

În general e ușor de reglat funcționarea bazei de timp. Osciloscopul poate fi utilizat să corecteze, să controleze și să examineze circuitele. Semnalul pe axa X este o rampă în gama -6V la +6V cu o inițializare la -15V în timpul întoarcerii spotului. O rampă similară apare (fără un puls de inițializare) la ieșirea VCO, dar cu o amplitudine depinzând de poziția butonului INTERVAL.

Deși amplificatoarele operaționale sunt suntate cu grijă, și semnalul care acordă VCO-ul este ecranat, cele mai multe circuite

nu sunt critice. Normal, în circuitele cu amplificatoare operaționale se iau măsuri suplimentare prin implementarea unor rezistențe care injectează semnale în intrarea inversoare. [5]

În cazul în care acordul se realizează cu potentiometru multitar nu mai e necesar cel de acord fin.

Amplificator logaritmic și detector. În orice analizor de spectru în centru e amplificatorul logaritmic. Dacă ținem cont de gama semnalelor pe care căutăm să le măsurăm, e clar că e necesară procesarea logaritmică. La capatul inferior vom avea nivele sub -107dBm într-un sistem de 50ohm. La cealaltă extremitate vom căuta să măsurăm ieșiri de emitație până la 1W sau +30dBm. Diferența între aceste două nivele este de 137dB. Urechea umană e capabilă să perceapă o gamă dinamică de circa 60dB. [6] Aceasta e o gamă dinamică mare și arată liniară, cum ar fi pe ecran, este inadecvată în afara de cazul când se utilizează unele forme de compresie a datelor sau procesare logaritmică.

Elementele de circuit utilizat pentru această procesare este amplificatorul logaritmic. [7] La circuitele integrate amplificatoare logaritmice uzuale, termenul este utilizat incorect, deoarece acestea includ un (amplificator) procesor logaritmic și un detector. Cipurile furnizează o tensiune continuă de ieșire care crește în proporție logaritmică față de amplitudinea de intrare.

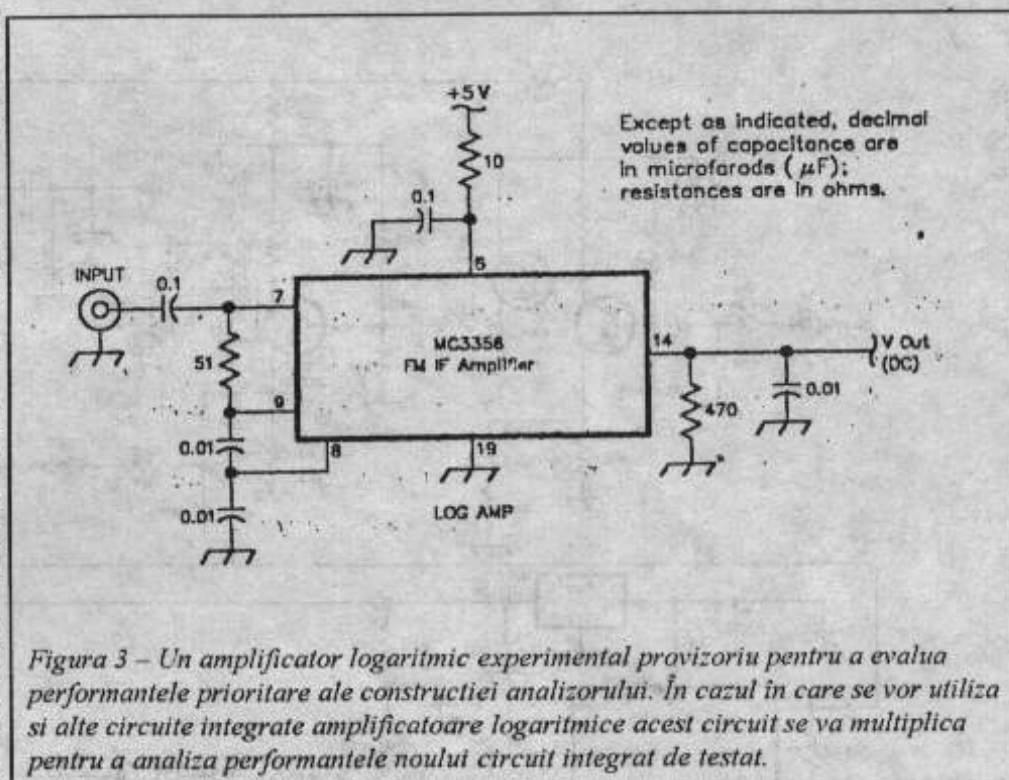


Figura 3 – Un amplificator logaritmic experimental provizoriu pentru a evalua performanțele prioritare ale construcției analizorului. În cazul în care se vor utiliza și alte circuite integrate amplificatoare logaritmice acest circuit se va multiplica pentru a analiza performanțele noului circuit integrat de testat.

Specificarea sensibilității centrale pentru un amplificator logaritmic este o panta de tensiune care este egală cu schimbarea tensiunii (pe decada sau pe decibel) a schimbării amplitudinii tensiunii de intrare.

Un amplificator logaritmic experimental este prezentat în figura 3. Montăm provizoriu și testăm acest circuit să evaluăm circuitul integrat logaritmic. Pentru a produce curbele din figura 4 un MC3356 se conectează la 10MHz furnizați de un generator de semnal tip HP-8654 la care s-a aplicat un atenuator în trepte tip HP-355. Nivelele de ieșire de curent continuu exacte sunt nesemnificative, pentru că ele pot fi reglate ulterior într-un amplificator cu câștig de tensiune continuă. Detaliul caracteristic pe care-l observăm este intrarea dinamică. MC3356, cu o sarcină terminală de 50ohm, furnizează o tensiune de ieșire aproape rectilinie față de puterea de intrare pentru acea porțiune cuprinsă

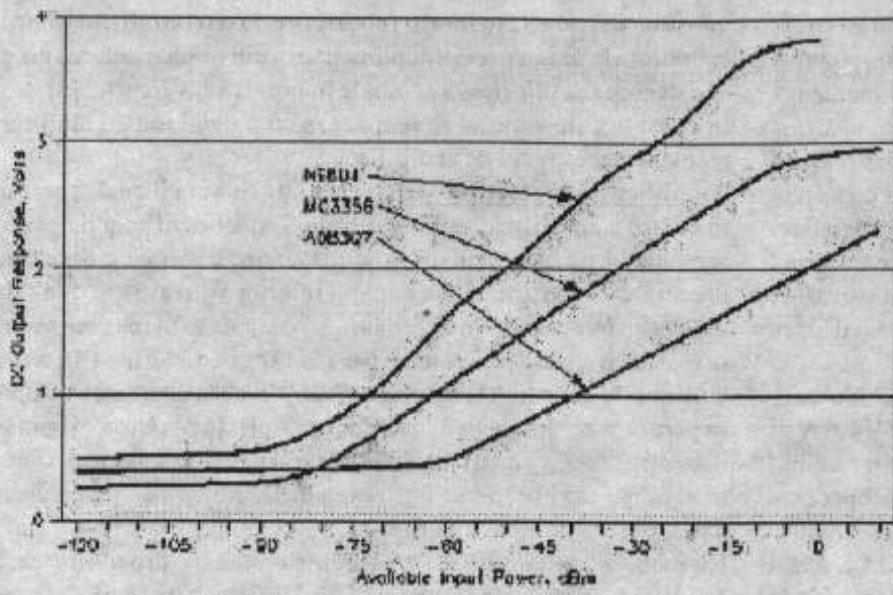
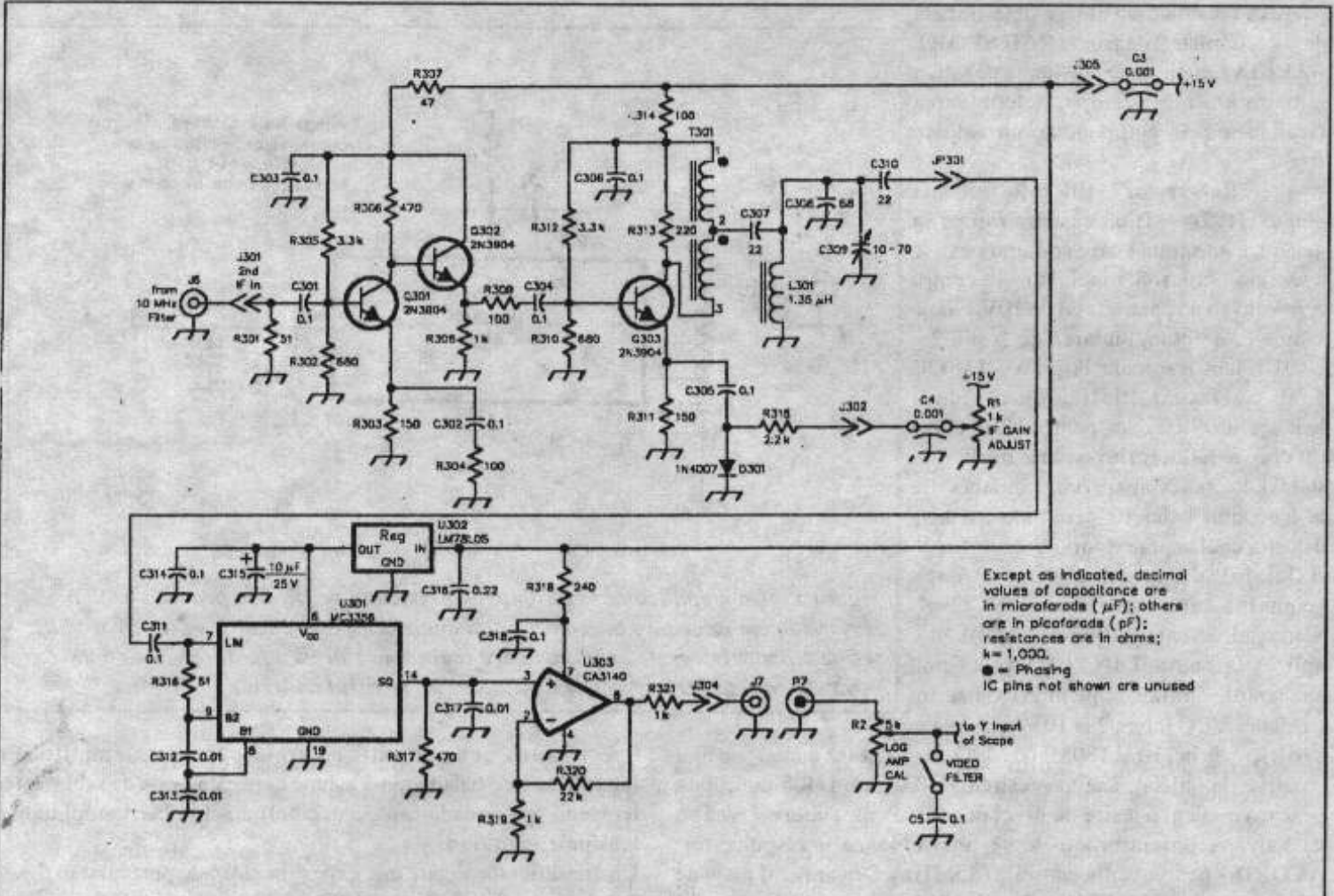


Figura 4 – Caracteristicile de transfer pentru 3 circuite integrate amplificatoare logaritmice. Deși în schema de analizor propusă se utilizează MC3356 se recomandă utilizarea lui AD8307 prezentat prin curba inferioară. Pentru a ușura compararea unele curbe au fost scalate linear.

10dBm pentru semnale la vârful ecranului. Exista și alte circuite integrate compatibile. NE/SA604 are numeroase ondulații. Parametrii cei mai buni îi oferă AD 8307 produs recent de Analog Devices. E destinat special pentru măsuratori și oferă o remarcabilă acuratețe logaritmică, o gamă dinamică mai mare de 90dB și o foarte bună stabilitate cu temperatura care se găsește în cipurile de recepție ale telefoanelor celulare. AD 8307 are nevoie de un nivel ridicat de comandă. De aceea el trebuie să fie precedat de amplificatoare de mare putere sau rețele de transformare a impedanței. Banda de trecere este de 500MHz, așa că sunt necesare măsuri de precauție în utilizarea sa.

Construcția propusă utilizează MC 3356 – ieftin și ușor de achiziționat, prezentat în figura 5. [8] Amplificatorul operational U 303 e utilizat pentru creșterea semnalului de ieșire la 0,5V/diviziune după U 301 (amplificatorul logaritmic). Nivelul 0V corespunde la partea de sus a ecranului; un semnal de 4V aduce răspunsul la baza ecranului. Ieșirea



Except as indicated, decimal values of capacitance are in microfarads (μF); others are in picofarads (pF); resistances are in ohms; $k=1,000$.
 ● = Phasing
 IC pins not shown are unused

Figura 5 – Amplificatorul de frecvență intermediară de 10MHz și amplificatorul logaritmic utilizat în analizor. Detalii de reglare se găsesc în text. C309 - C307, C308, C310, condensatoare cu mica argintată sau ceramice NP0; C316 - 0,22microF, ceramic; D301 - utilizat 1N4007, dioda PIN; L301 - 1,35H, 18 spire, CuEm 0,51mm bobinate pe miez T-44-6, $Q > 150$; Q301, Q302, Q303-2N3904; R1 - Potentiometru de panou, 1kohm linear; R2 Potentiometru de panou 5kohmi linear; U301 - MC 3356; U 302 - 78L05; U 303 - CA 3140, amplificator operational.

în gama -80 la -10dBm. Deci, amplificatorul logaritmic al analizorului trebuie să funcționeze cu o intrare de semnal de -

amplificatorului operational este puternic amplificată de către acesta, dar e atenuată cu R2 (buton CALIBRARE

AMPLIFICATOR LOGARITMIC). Acest buton trebuie să fie accesibil în afara panoului cutiei.

Amplificatorul celei de a doua frecvențe intermediare format din Q 301-Q 303 este amplasat în fața amplificatorului logaritmice. Pentru a păstra linearitatea, cele trei etaje sunt polarizate la un curent de funcționare relativ ridicat. Dioda PIN, D301, controlează amplificarea. Pentru controlul amplificării cele mai multe diode redresoare din seria 1N4000 lucrează bine. Pe

filtrele ce determină rezoluția benzii de trecere. Analizorul își propune utilizarea unei benzi de trecere de 30 și 300kHz, furnizată de cristal și filtre LC. Filtrul LC de 300kHz, filtrul cu cristal și circuitul releului pentru comutarea benzii de trecere sunt arătate în figura 6. Filtrul cu cristale e necesar a fi construit. [9]

Stabilitatea în acest analizor va suporta rezoluția benzii de trecere îngustă de 3-5kHz. Pentru un început modest, un analizor

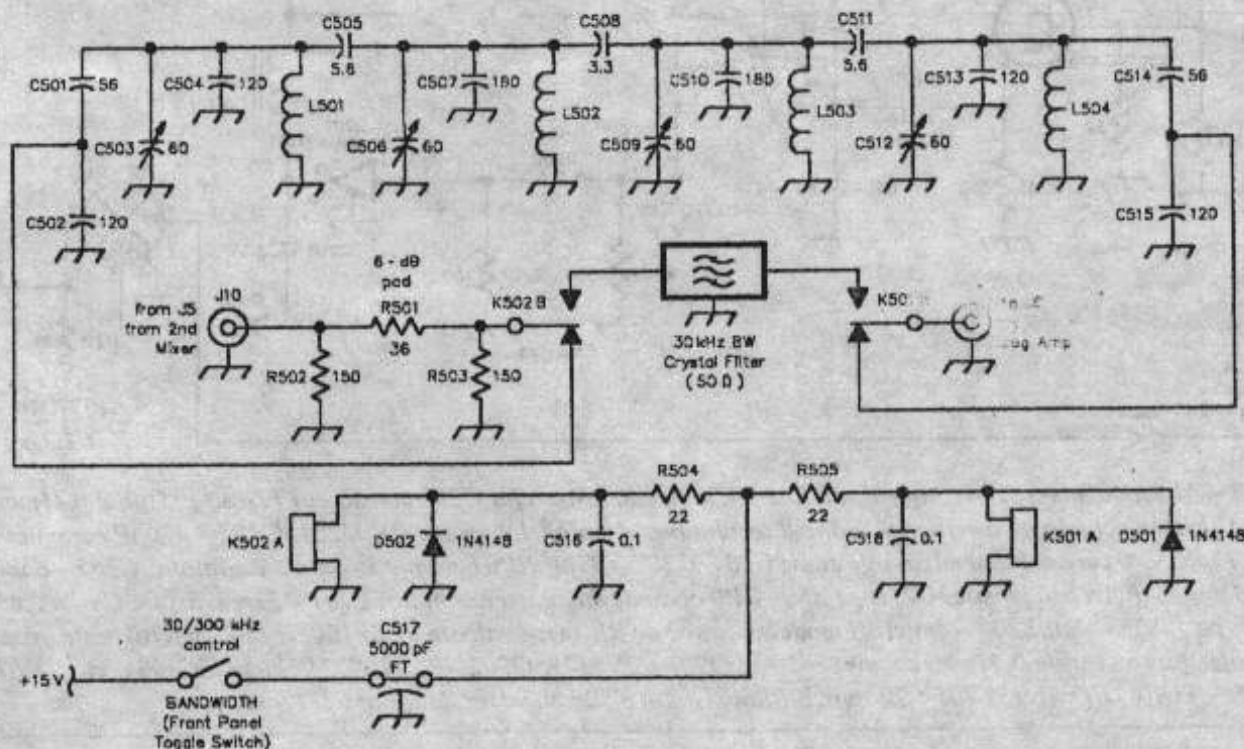


Figura 6 - Rezoluție filtre:

panoul frontal al analizorului în exteriorul cutiei amplificatorului RF va exista R1 butonul REGLARE CĂȘTIG FRECVENȚA INTERMEDIARĂ.

Calibrarea frecvenței intermediare și a amplificatorului logaritmice este simplă. În primul rând se fixează axa Y a osciloscopului la 0,5V/diviziune și se scurtcircuită. Acum se fixează baza de timp la intrarea X și se reglează butonul de poziționare verticală a osciloscopului să plaseze linia orizontală la baza ecranului. Se injectează un semnal de -10dBm de la un generator de semnal, la intrarea amplificatorului logaritmice, se îndepărtează scurtcircuitul și se reglează R2 (CALIBRARE AMPLIFICATOR LOGARITMIC), pentru un răspuns de ecran plin (nivel de referință). Nivelul de referință e redus apoi în pași de 10dB. Într-o gamă de 60dB, linia de baleiaj orizontală va scădea o diviziune mare la fiecare reducere cu 10dB. Procedura se repetă până ce un nivel de comandă de -13dBm furnizează o bună acuratețe.

În acest moment se atasează amplificatorul de frecvență intermediară la amplificatorul logaritmice și se comandă acesta cu un nivel de intrare de -23dBm. Pentru un răspuns de ecran plin se poziționează R1 (adaptare câștig frecvență intermediară) la răspuns maxim la ieșirea filtrului de frecvență intermediară. Un vârf corect al filtrului poate fi confirmat prin variația frecvenței generatorului. În timpul utilizării, R1 furnizează o flexibilitate ridicată.

Rezoluție filtre. Privind retrospectiv prin sistem observăm

foarte practic poate fi construit numai cu o rezoluție a benzii de trecere de 300kHz.

Al doilea oscilator local și al doilea mixer

Figura 7 prezintă al doilea mixer și oscilatorul local aferent. Inima acestui modul – prin extensie și a întregului analizor – este U202, al doilea mixer de nivel ridicat. Acest mixer este realment bombardat de semnale care au aceiași tarie sau intensitate ca cele de la intrare. În consecință, al doilea mixer trebuie să aibă o interceptie similară cu aceea a primului mixer. Acesta e, uzual, un punct slab al celor mai multe analizoare de spectru necomerciale, ca și a multor receptoare! Al doilea mixer, U202 utilizează TUF-1H cu un nivel de +17dBm. Acesta nu e locul pentru o componentă de telefon mobil! Al doilea mixer e terminat printr-un diplexer trece sus/trece jos urmat de un amplificator de frecvență intermediară (Q202) polarizat la 50mA. Acesta e un etaj critic pentru gama dinamică: nu trebuie înlocuit cu un circuit monolitic care va reduce amplificarea sau interceptia

Al doilea oscilator local are ca bază un etaj cu cristal overton de 100MHz, urmat de un atenuator și un amplificator de putere. Bobina (L201) oscilatorului este o excelentă cale pentru acord. Temporar se înlocuiește cristalul cu o rezistență de 51 ohm. Se adaptează circuitul până ce apar oscilații la frecvența dorită de 100MHz. Apoi, se înlocuiește rezistența de 51 ohmi cu cristalul de 100MHz; nu mai e necesar nici un alt acord. Înainte de a

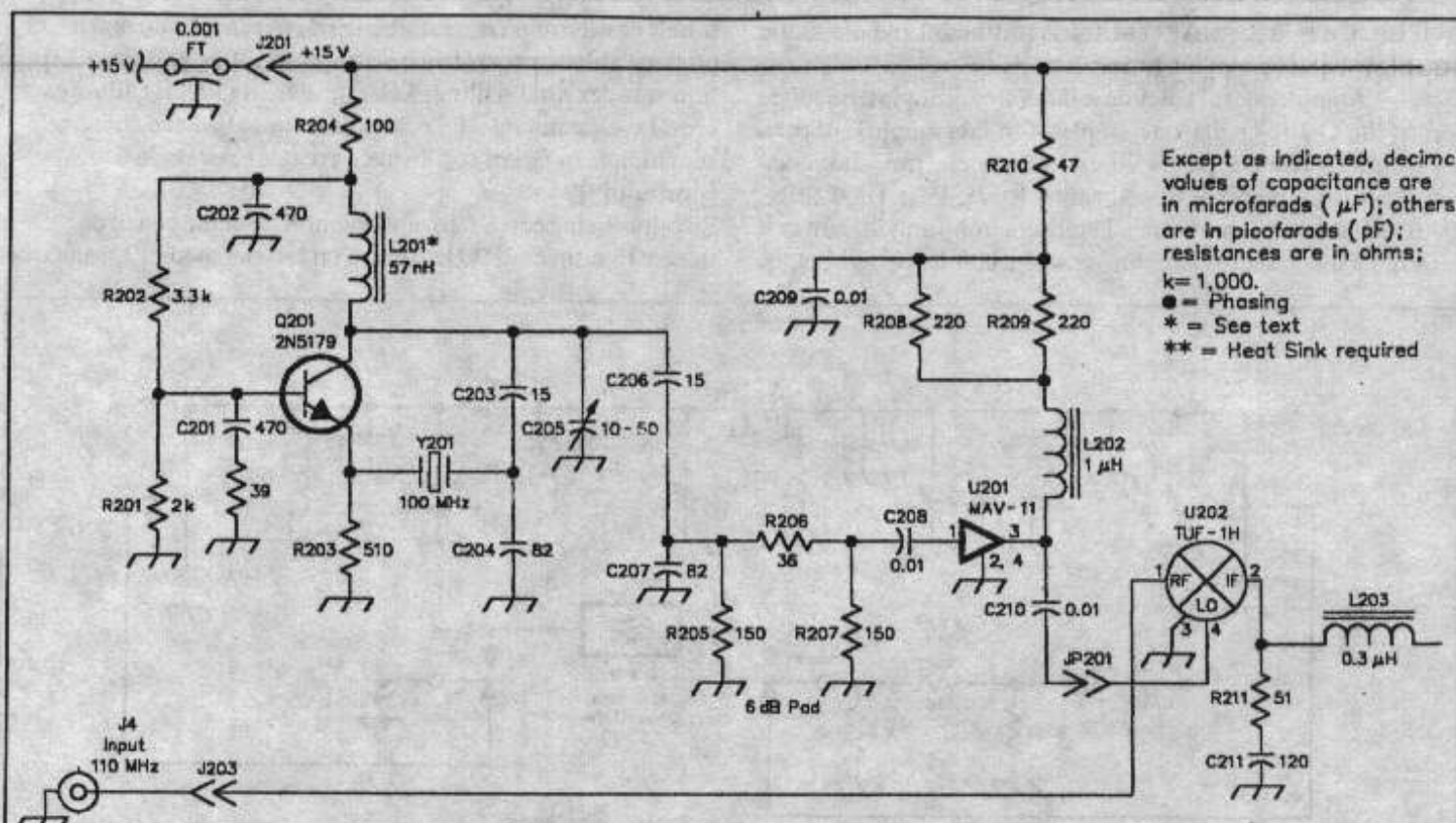


Figura 7 – Al doilea mixer și oscilatorul sau local. L203 de la ieșirea lui U202 consta din 17 spire, CuEm 0,41mm, pe un tor T-30-6. Valoarea actuală nu e critică și în locul torului poate fi modelat un soc RF. C201, C202 – 470pF ceramic; C203, C206 – 15pF, NP0 ceramic sau mica argintată; C204, C207 – 82pF NP0 ceramic sau mica argintată; C205 – 65pF semireglabil cu dielectric plastic, C211 – 120pF, NP0 ceramic sau mica argintată; L201 – 57nH, 5spire CuEm 0,65mm, bobinate pe 4,77mm dia; L202 – 1microH modelat ca soc de RF, orice valoare de la 100nH la 2,7microH este bună; L203 0,3microH, 9 spire, CuEm 0,51mm, pe miez T-30-6; Q201 – 2N5179; Q202 – 2N5109, 2N3866, 2SC1252, etc; U201 – MAV-11; U202 – TUF-1H, mixer; T201 – 10 spire bifilare, CuEm 0,32mm, pe tor de ferita FT-37-43.

aplica semnalul la U202 se măsoară ieșirea oscilatorului cu un instrument de măsurarea puterii. Pentru realizarea nivelului de comandă specificat al oscilatorului local se acordă atenuatorul R205, 206, 207. După ce al doilea oscilator local este funcțional, acesta se atașează la al doilea mixer, respectiv la restul analizorului. Se va obține un răspuns nivel de referință corespunzător dacă la 110MHz la intrarea mixerului 2 avem – 35dBm.

Oscilator local controlat în tensiune și primul mixer.

Figura 8 prezintă oscilatorul local de baleiaj. Baza de plecare pentru acest modul este POS – 200 un modul comercial (U101). [10] Ieșirea oscilatorului controlat în tensiune este de circa +10dBm, un nivel foarte mic față de ceea ce solicită mixerul de nivel foarte ridicat. Din U101 semnalul trece printr-un atenuator la U102 – MAV II care amplifică nivelul semnalului. Esanționul din J102 confirmă nivelul de ieșire al puterii înainte de a fi aplicată la mixerul U103.

Din moment ce nivelul de ieșire al oscilatorului comandat în tensiune este adaptat și confirmat, frecvența sa se va calibra înainte de a controla tensiunea oscilatorului comandat în tensiune. Calibrarea se poate face prin acordul cu un receptor FM pe frecvențe cunoscute sau cu un frecvențimetru VHF. Acest lucru e necesar dacă modulul este utilizat ca sursă de semnal pentru alinierea filtrului trece bandă pe 110MHz.

De asemenea figura 8 prezintă mixerul U103 terminat cu o rețea de atenuare de 6dB (R110, 111, 112). Cu toate că rețeaua degradează factorul de distorsiuni ea prezintă pentru mixer un terminal solid de ieșire. Prin această se îmbunătățește adaptarea impedanței de intrare în mixer, factor important într-un instrument

de măsură. Urmează U104 – MAV – 11 pe post de amplificator de frecvență intermediară care reface amplificarea pierdută în mixer și în rețea.

Aplicatia de mixer diferă de ceea ce se cunoaște a fi o punte normală de diode; intrarea RF este aici cuplată în curent continuu. Aceasta permite frecvențelor de intrare sub 50kHz să fie convertite în prima frecvență intermediară. Frecvența joasă este limitată de oscilatorul local să izoleze RF, care determină energia oscilatorului local care ajunge la prima frecvență intermediară. Referitor la răspunsul pe ecran este adesea denumit *parazit zero*, o caracteristică familiară în cele mai multe analizoare de spectru RF.

Acest modul (oscilator comandat în tensiune și primul mixer) este conținut într-o încălțură cu intrări și ieșiri coaxiale, incluzând coaxialul de control al tensiunii oscilatorului comandat în tensiune. Intrarea este susceptibilă la orice semnal VHF și UHF care ajunge aici, fiind necesară ecranarea și decuplarea modulului.

Filtrul trece bandă al frecvenței intermediare de 110MHz.

În analizor, unul din cele mai critice blocuri este filtrul care stabilește banda de trecere a frecvenței intermediare VHF. Aceasta trebuie să fie cel puțin ca cea a filtrului de 10MHz, dar trebuie să fie suficient de îngustă pentru a rejecta a doua frecvență imagine de conversie de 90MHz cu cel puțin 80dB. Acest lucru se poate realiza cu un filtru cu cel puțin trei poli. Soluția cea mai bună e utilizarea circuitelor dublu acordate (se pot simula pe PC). Aceste circuite sunt descrise într-un QST din 1991. [11] Aceasta metoda a fost extinsă recent la filtre cu trei circuite rezonante. [12] Una din metode începe cu un circuit rezonant dublu. În primul rând un circuit rezonant dublu este construit pentru o bandă de trecere

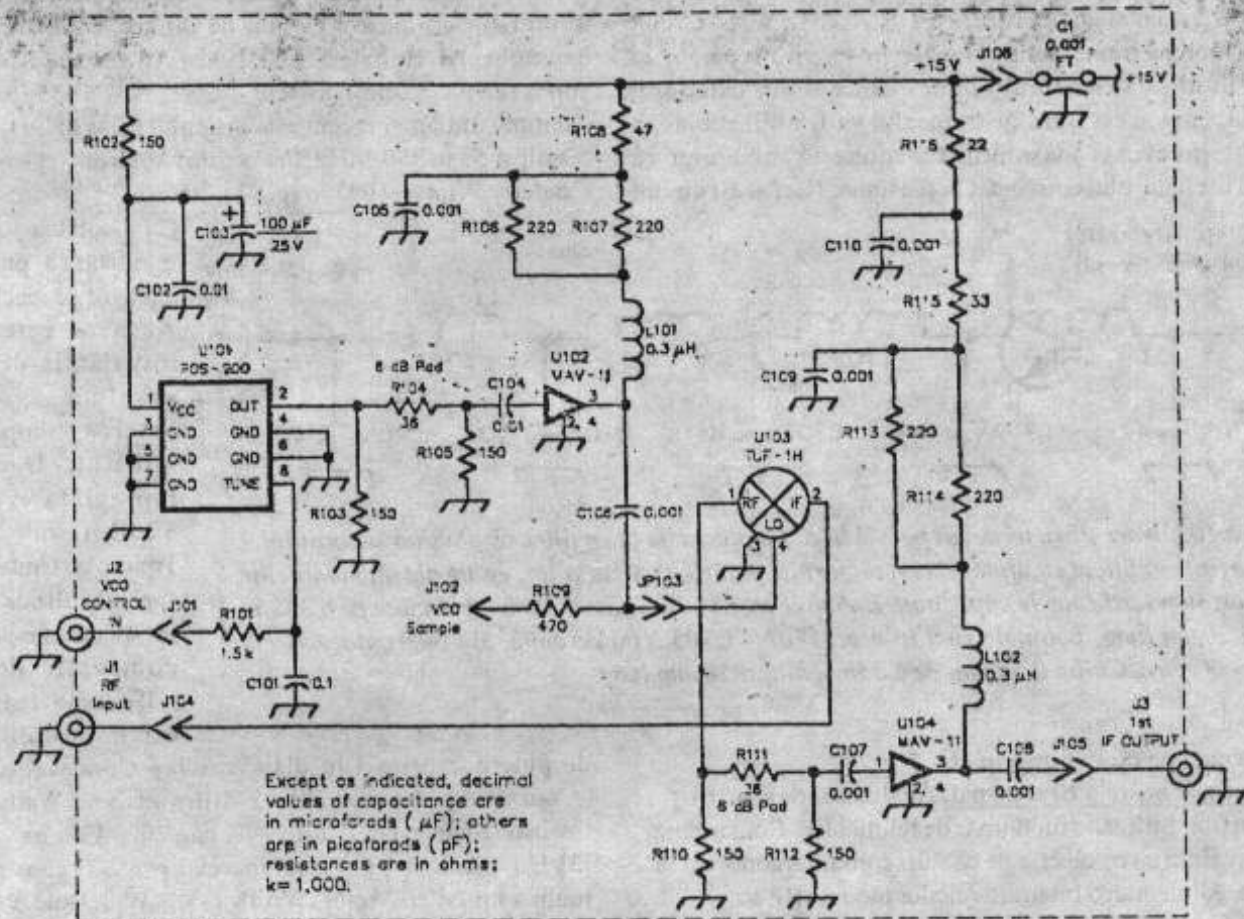


Figura 8 - Intrarea analizorului de spectru. Nivelul de iesire al oscilatorului local e necesar a fi +16 pâna la +18dBm si e stabilit adecvat din atenuatorul R103,104,105. Bobina L101 de 1microH utilizata la iesirea U102 (pin 3) poate fi modelata ca un soc RF sau facuta din 17 spire, CuEm 0,32mm bobinate pe un tor T-30-6. L101,102 orice valoare cuprinsa între 100nH si 2,7 microH; U101 - POS - 200; U102, U104 - MAV - 11; U103 - TUF-1H.

dorita si are performantele sale confirmate cu un baleiaj de banda larga(o necesitate vitala!). Apoi , al treilea circuit rezonant e inserat între cele doua originale, cuplând elemente similare la unul care furnizeaza banda de trecere necesara circuitului rezonant dublu, îl repetam într-un circuit triplu acordat, dar capatul dinspre sarcina nu va fi schimbat. Frecventa centrala a acestor trei rezonatoare este acordata la filtrul complet.

În figura 9 e prezentata schema pentru circuitul triplu acordat la 110MHz. Bobinele de 100 microH sunt confectionate prin înfasurarea a 5 spire, CuEm 1,1mm pe un support de 6,35mm dia. Aceste bobine au de obicei un factor de calitate neîncărcat, sub

neîncărcat, oferind pierderi mici de insertie. Totusi, cuplajul parazit între bobine va creste, ceea ce va implica ecranarea sectiunilor filtrului. Bobinele mici de adaptare la capete (10nH) sunt lungi de 25,4mm cu sârma de CuEm de 1,1mm. Filtrul triplu acordat are o banda de trecere de 2-3MHz.

Experimentarea si alinierea filtrelor este uzual facuta cu un masurator de putere sensibil, un atenuator în trepte, si o sursa de semnal. [13] Dupa cum s-a mentionat anterior oscilatorul comandat în tensiune poate fi utilizat ca generator de semnal.

Rejectia celei de a doua frecvente imagine, a celei de a doua conversii este usor masurata cu un analizor terminat. Se aplica un semnal de 40MHz la analizor si-l acordam pentru un raspuns al nivelului de referinta. Nu atinge acordul analizorului, dar muta generatorul de semnal la 60MHz. Un semnal imagine poate apare la acelasi punct pe ecran ca semnalul original de 40MHz. Unele experiente utilizând filtru dublu acordat

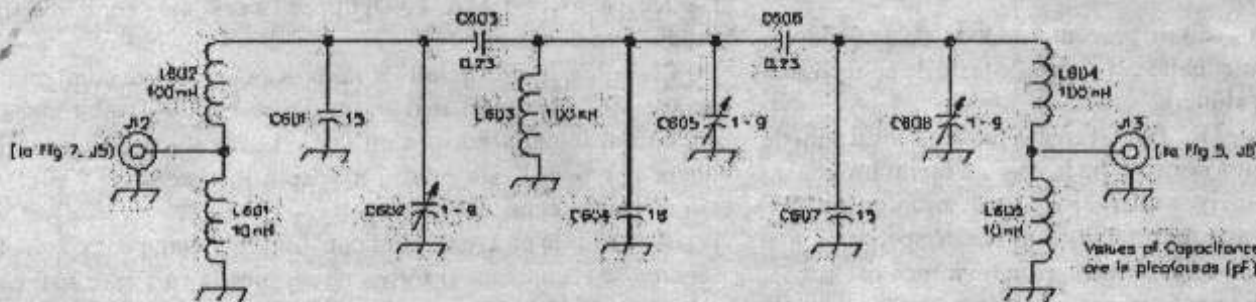


Figura 9 - Filtrul trece banda VHF utilizat în frecventa intermediara de 110MHz.

200, la 110MHz. Diametrul mare al bobinelor va produce un factor de calitate

vor avea rejectia de numai 66dB. Cu filtru triplu acordat rejectia va fi de 90dB. Efortul nesemnificativ depus la construirea circuitului triplu acordat se justifica pe deplin. Acest filtru de

frecventa intermediara nu se va executa pe circuit imprimat.

Intrare filtru trece-jos

În figura 10 e prezentat un filtru trece jos de 70MHz. Acest circuit si un atenuator in trepte sunt ecranate în incinte separate în analizor. Filtrul si atenuatorul ramin elemente din exteriorul analizorului. Fara acest filtru instrumentul va fi utilizat bine în aria UHF de frecventa joasa prin functionarea mixerului cu armonicele oscilatorului comandat în tensiune. Nici acest circuit

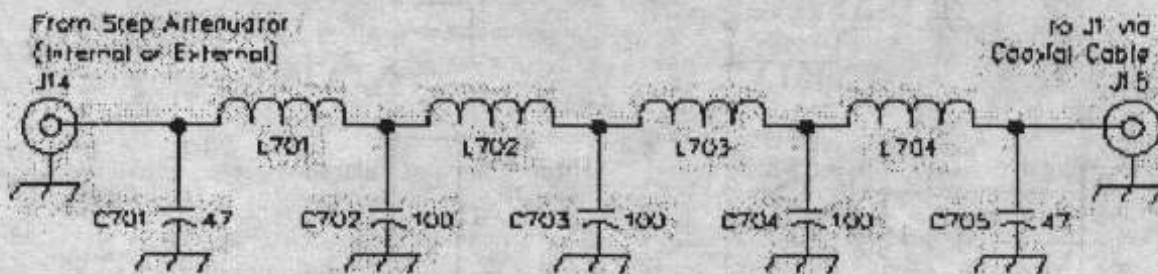


Figura 10 Intrare filtru trece jos pe 70MHz. S-a plecat de la un filtru Chebyshev de ordinul 9, dar a fost modificat cu ajutorul calculatorului pentru a utiliza valori egale ale inductantelor si valori standardizate de capacitati. Bobinele au 8 spire CuEm 0,65mm, bobinate pe 6,35mm dia si 20mm lung; bobinele sunt în aer; C701 - C705 NP0 ceramic, 5% toleranta, L701 - L704 - 8 spire, CuEm 0,65mm, pe 6,35mm dia, si 20 mm lung.

nu se va executa pe circuit imprimat.

Sugestii pentru constructii si acord. Analizorul de spectru poate fi construit utilizând un numar de tehnici RF. Constructia de fata se prezinta ca o colectie de cabluri care interconecteaza mici incinte. Alimentarea interna a micilor module RF se realizeaza prin condensatori de trecere. Ne ecranate vor fi doar placile bazei de timp si amplificatorul logaritmic, ambele continând doar frecvente joase. Filtrul frecventei intermediare de 110MHz si toate circuitele RF sunt proiectate sa fie incluse într-o incinta de aluminiu.

Sensibilitatea acestor echipamente de masurare a RF justifica ecranarea extinsa. Raspunsul parazitilor este vizibil pe ecran. În cantitati mici pot fi tolerati, dar pot afecta serios masuratorile când de exemplu sunt examinate produse parazitare ale unui emitor.

Cele mai multe reglaje au fost dezbatute în decursul explicatiilor referitoare la fiecare bloc în parte, dar vor mai fi necesare mici reglaje în timpul finalizarii analizorului. Schema bloc (figura 1) prezinta în paranteze nivelele tipice de semnal.

Finalizat, analizorul e conectat la o sursa stabila de semnal ce poate livra -30dBm. Se regleaza amplificarea frecventei intermediare sa prezinte nivelul de referinta. Daca nivelul de 10dB pe diviziune nu e corect, se va modifica putin câstigul amplificatorului logaritmic prin reglarea corecta a câstigului frecventei intermediare.

În numarul urmator se vor prezenta metode de extindere a analizorului la frecvente înalte cât si simple teste de echipament care pot fi utilizate în aliniere.

W7ZOI, Wes Hayward si K7TAU, Terry White nu sunt straini de QST. Aceasta nu e prima constructie la care au lucrat impreuna. Prima a fost un transceiver QRP si a aparut în august 1972. dezvoltarea în timp a acestui proiect, analizor de spectru, a fost posibila datorita faptului ca autorii lucreaza impreuna în Oregon, Hillsboro, la firma TriQuint Semiconductor în grupul de receptie al sectiei Circuite Avansate. În timp, W7ZOI a publicat în QST, The Handbook si alte publicatii ARRL. Poate fi contactat la: 7700 SW Danielle Ave, Beaverton, OR 97008; e-mail w7zoi@teleport.com. K7TAU poate fi gasit la 9480 S Gribble

Rd, Canby, OR 97013; e-mail twhite@tqs.com.

[1] Analizoarele necomerciale, descrise în literatura de amatori în ultimii ani, utilizeaza ca etaj de intrare, cordoare TV. Vezi de exemplu, Al Helfrick, K2BLA, "An Inexpensive Spectrum Analyzer for Radio Amateur", QST, Nov 1985, pag.23/29. Un exemplu mult mai recent este articolul lui W6HPH, Fred Brown, "Built a 5- to 850-MHz Spwpectrum Analyzer", Communications Quaterly, Winter, 1997, pag. 91 - 96.

[2] Unitatea uzuala pentru masurarea puterii cu un analizor de spectru este dBm. Aceasta este o unitate invariabila de impedanta absoluta semnificând puterea comparata cu un miliwat. Deci -30dBm reprezinta valoarea de 30dBm sub 1mW, sau 1microW. Unitatea dBm este special utilizata în analizoare de spectru unde adesea sunt comparate doua nivele. Diferenta între 2 puteri exprimate în dBm e un raport

de putere exprimat în dB. Vezi Jay Coraswelle, WB0VNE, „Converting Between dBm, Milliwatts and Watts”, Technical Correspondence, QST, Jul 1998, pag 70. - Editura!

[3] Un excelent VCO necomercial poate fi construit utilizând munca lui Allen Victor, WA4MGX, "Wideband VCO Desing", Ham Radio Magayine, Jul 1984, pag 49-58. Colin Horrabin, G3SBI, a reeditat articolul în „Tech Notes”, Communications Quaterlz, Winter, 1996, pag 94-104.

[4] Multi amatori sunt nelinistiti când aud de circuite amplificatoare operationale, o situatie usor de remediat prin studierea excelentului text al lui Horowitz si Hill „The Art of Electronics”, editia a doua, Cambridge University Press, 1989. Vezi regulile de aur prezentate în pag 177. Un amplificator operational integrator este prezentat la pag.222. Informatiile despre oscilatoare în dinti de ferastrau de la pag 288 sunt de asemenea utile.

[5] Placile unor numeroase circuite de analizoare sunt disponibile de la Kanga USA (<http://www.bright.net/~kanga/kanga/>), sau de la Kanga USA, 3521 Spring Lake Dr, Findly, OH 45840

[6] Cele mai bune sisteme de înregistrare si redare audio au o dinamica de 90dB.

[7] O remarcabila prelucrare fundamentala a amplificatoarelor operationale este facuta în datele aplicative de la Analog Devices. De exemplu se poate vedea foaia de catalog AD8307, Analog Devices, Norwood, MA, 1997, http://www.analog.com/product/Product_center.html.

[8] Placa log/IF e disponibila de la Kanga [5] este configurata pentru MC 3356. Cei mai multi dintre cei 20 de pini alocati circuitului integrat nu sunt utilizati si daca se doreste locatiile libere pot fi utilizate pentru a adapta în sistem cei 8 pini ai circuitului integrat AD 8307.

[9] daca filtrele cu cristal sunt construite special, pentru aceasta schema se recomanda o forma de raspuns la vârful cum ar fi cea gaussiană la 6dB. Articole referitoare la filtre cu cristal de banda larga sunt prezentate în QEX, jun, 1995, pp 16-21, communication quaterly, winter, 1993, pp 11-18 si QEX, jan, 1995, pp 3-17.

[10] vezi cataloagele si manualele de aplicatii de la MINI CIRCUITS. O familie de VCO-uri viabile sunt de asemenea

disponibile de la SYNERGY Microwave. Aceste unitati sunt cele mai scumpe, dar ofera distorsiuni scazute de faza care sunt semnificative pentru aplicatii mult mai riguroase.

[11] Wes Hayward, W7ZOI, „The Double Tuned Circuit. An Experimenter's Tutorial”, QST, dec, 91 pp 29/34.

[12] Wes Hayward, W7ZOI, „ Extending the Double - Tuned

Circuit to Three Resonators”, QEX, mart, apr, 1998, pp 41-46.

[13] Denton Bramwell, K7OWJ, „ The Microwattmeter”, QST, jun, 1997, pp 33/35. De asemenea în [11]

Bibliografie: ARRL, Periodicals 1998, QST, A Spectrum Analyzer for the Radio Amateur, by Wes Hayward, W7ZOI, and Terry White, K7TAU.

Traducere și adaptare YO4BII

CÂMPUL ELECTROMAGNETIC ȘI SĂNĂTATEA

Sub acest titlu, domnul Wayne Overbeck N6NB, profesor de Comunicații la Universitatea de Stat din California publică un interesant articol în revista QST - aprilie 1994.

Sunt câmpurile electromagnetice generate de liniile de înaltă tensiune, televiziune, echipamentele de radioamatori și sute de alte aparate, generatoare de radiații de nesănătoase pentru organismul uman? Juriul nu se pronunță încă, dar putem să luăm măsuri de protecție împotriva pericolelor reale sau potențiale (scrie autorul). Totul a pornit, ne spune autorul, de la un proces intentat de o femeie din California, care acuza declanșarea unui cancer la creier în urma folosirii telefonului celular. Deși fenomenul nu a fost dovedit, totuși mii de alte dosare s-au deschis, pe același motiv. Rezultatul final a fost scăderea prețului acțiunilor industriei de telefonie celulară la bursa din Wall Street. Încercând, în continuare, să traduc din articolul respectiv, voi puncta ideile mai importante expuse de autor. Când discută despre câmpurile electromagnetice, cercetătorii au în vedere câteva forme diferite de energie. Câmpurile de joasă frecvență produse de liniile electrice ce lucrează la frecvența de 50Hz ar fi primul domeniu de studiu, având în vedere existența lor practic în toate locuințele și birourile. În paralel se studiază efectele posibile asupra sănătății produse de energia de radiofrecvență generată de emițătoarele radio și TV, instalațiile radar, telefonie celulară, telefoanele cordless, cuptoarele cu microunde și chiar telecomenzile pentru ușile de garaje.

Joasa frecvență și energia de radiofrecvență sunt forme de radiație neionizantă (frecvența e prea joasă pentru a ioniza atomul). În contrast, radiațiile ionizante care nu sunt produse de liniile electrice sau emițătoarele radio, pot cauza riscuri severe (lucru dovedit).

Armele nucleare produc o imensă cantitate de radiații ionizante, în timp ce dozele mici și bine controlate de radiații sunt folosite în echipamentele medicale. Aceste lucruri fiind cunoscute, controversa se duc în domeniul radiațiilor neionizante. Se cunosc câteva lucruri, dar există și multe necunoscute. De pildă, se cunoaște efectul termic produs de ele. La un nivel suficient de ridicat pot cauza încălzirea corpului cu riscuri pentru sănătate (orbire, sterilitate). Cea mai mare parte a aparatelor electrocasnice însă, generează radiații sub nivelul producerii efectelor termice. Un caz special îl reprezintă cuptorul cu microunde în care radiația este puternică, special pentru a obține efectul termic.

Important însă este ca aceste radiații să fie menținute în interiorul cuptorului, pentru protecția omului.

Câteva studii epidemiologice, utilizând metodele statistice au descoperit că lucrătorii din domeniul electricității au o rată mai mare de îmbolnăvire față de nivelul normal (cancer, leucemie). La fel se întâmplă cu copiii trăind în apropierea liniilor electrice de înaltă tensiune.

Alte studii au concluzionat că atunci când câmpul electromagnetic natural al pământului interacționează cu cel creat de mâna omului, apar efecte negative asupra sănătății. Câmpul magnetic al pământului este mult mai puternic decât cele generate

de om, dar este static.

Și în domeniul molecular s-a concluzionat că unele câmpuri electromagnetice pot întrerupe fluxul vital al semnalelor chimice și electrice dintre celulele corpului uman. Rezultatul ar fi dereglarea sistemului imunitar cu consecințe nefaste pentru om. Radiațiile electromagnetice se pare că dereglează rata de producție a unor hormoni cu proprietăți anticancerigene, cum ar fi melatonina. Studiile au demonstrat că persoanele care dorm învelindu-se cu o pătură electrică au un nivel sub normal al melatoninei în organism, nivelul revenind la normal când alimentarea cu curent se oprește.

Alte studii au stabilit că radiațiile la nivel scăzut au efecte biologice importante numai la anumite frecvențe și nu la altele. De asemenea un semnal radio modulat are efecte mai puternice decât unul nemodulat.

O altă întrebare care s-a ridicat a fost nivelul energiei electromagnetice care să poată fi considerat sigur. Din păcate aparatura profesională de măsurat intensitatea câmpului de RF cu acuratețe, se învârtă în jurul unei sume cu patru cifre.

Trecând în revistă toate aceste fațete ale problemei, autorul sugerează să evităm expunerea la radiații sau să o reducem cât se poate, prezentând câteva măsuri cum ar fi:

- Antena de emisie să fie montată cât mai departe de zona de locuit. Astfel dacă puterea radiată depășește 100W, antena va fi cocoțată pe un catarg sau pilon la cel puțin 10m deasupra zonei de locuit.

- Liniile de alimentare (deschise sau cablu coaxial), dacă SWR-ul este ridicat, se vor poza cât mai departe de zona unde oamenii își petrec mai mult timpul.

- În cazul folosirii unei antene montate pe sol sau în mobil, nu se va emite când o persoană se află lângă antenă. Se va evita emisia când o persoană se află la mai puțin de 1m față de mașina pe care am instalat o antenă pentru 2m, dacă folosim o putere mai mare de 25W.

- Dacă se folosește un Beam și o putere mai mare de 100W nu se va lucra dacă o persoană se află la mai puțin de 10m în fața antenei. Evident că sub antenă sau în spatele acesteia pericolul este mai redus.

- Se va evita folosirea antenelor interioare, iar puterea în acest caz nu va depăși 10W.

- Nu se va lucra cu liniare ce au carcasa metalică scoasă, acestea trimițând multă energie de RF în interior.

- În cazul undelor ultracurte situația este chiar mai serioasă, antenele se vor instala cu grijă, ferite de prezența oamenilor, radiațiile fiind periculoase.

- În cazul folosirii unui Handy se va lucra cu putere minimă și se va ține cât mai departe de corp. Potențialul de risc este redus substanțial dacă puterea nu depășește 1W.

- Se va sta departe de câmpurile de JF existente în locuință. Pe cât posibil se va menține o distanță de minimum 60cm față de un motor electric sau transformator de putere, evident când sunt în funcțiune. Uscătoarele de păr, bormașinele de curent alternativ și

alte scule electrice ținute aproape de corp, când sunt în funcțiune, expun pe utilizator la radiații mai puternice decât cele produse de echipamentele de radioamator.

Traducere parțială după revista QST aprilie 1994

YO3FMZ - Alex

COMPLETARE

De curând am citit cartea *Energiile care ne vindecă* - autor Roger Le Lann, din care reproduc o parte a capitolului: *Poluările electromagnetice și sănătatea, legate de cele descrise mai sus.*

Ființa umană, considerată ca fiind o structură verticală, reacționează ca o antenă, ca un colector de unde. Organele noastre constituie ele însele colectori de undwe, ceea ce înseamnă că ele absorb cantități mai mari sau mai mici de radiație electromagnetică, pe principiul de funcționare a antenelor, deci vor fi influențate diferit la diferite frecvențe.

Aceasta a permis determinarea gamei de radiații periculoase pentru organismele vii. Această gamă prezintă un minim la 10 MHz, fără a avea însă și un maxim, deoarece o radiație este cu atât mai periculoasă cu cât intensitatea și frecvența sa este mai ridicată. Peste 100GHz, determinante sunt efectele termice, în schimb ce efectele nontermice vor influența în special microorganismele și structurile moleculare. recvențele nocive, mai ales prin efectele lor

nontermice sunt cuprinse între 30 și 3 GHz. Autorul clasează efectele biologice în funcție de frecvență și ajunge la concluziile următoare:

- De la 25 la 30 MHz. Penetrare de 3-4 cm în creier, penetrare totală în măduva spinării și cristalinul ochiului. Aceste unde afectează toate țesuturile și oasele, dar perturbă cu precădere creierul și sistemul nervos.

- De la 88 - 108 MHz. Penetrare la nivelul creierului de 2cm și totală în măduva spinării și centrul nervoși.

- La 2,4 GHz (radare, sateliți Tv, cuptoare cu microunde, telefonie mobilă). Penetrarea creierului între 5mm și 1 cm. Măduva spinării rămâne afectată în totalitate. Frecvență foarte periculoasă pentru ochi.

- De la 10 la 100 GHz (radare civile și militare, sateliți Tv, cuptoare industriale) Afectează toată suprafața creierului până la o profunzime de câțiva mm. Aceste unde care dezvoltă o energie de 1000 până la 10.000 de ori mai mare decât o undă cu frecvența de 10 MHz, afectează direct sângeleși microorganismele, penetrând grăsimile până la 1cm. Efectele lor biologice sunt considerabile în ciuda puterii slabe de penetrare. Rețeaua europeană de teledistribuție prin sateliți geostaționari a ales din nefericire frecvența de 12 GHz. YO3FMZ

CONVERSII

În revista QST din septembrie 1997, la pagina 34-36, Jim Ford publica articolul „Construcția unei punți de pierderi de neadaptare” în care face o buna descriere a unei punți pentru pierderile de neadaptare fara a utiliza formule matematice care intimideaza puternic pe unii dintre cititori. Pierderile de neadaptare si SWR (raport de unde stationare) sunt doua cai care cuantifica adaptarea impedantei între doua sisteme.

Ambii termeni se aseamana cu un al treilea: Coeficientul de reflexie. Coeficientul de reflexie este raportul între tensiunea reflectata printr-o neadaptare si tensiunea directa care nu e adaptata. Pentru cei ce îndrăgesc matematica, ecuatiile prezinta cum aceste cantitati interactioneaza între ele.

$$RL = 20 \cdot \log |\rho| = -20 \cdot \log \left(\frac{SWR - 1}{SWR + 1} \right) = -10 \cdot \log \left(\frac{P_r}{P_f} \right)$$

$$|\rho| = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| = \frac{E_r}{E_f} = \sqrt{\frac{P_r}{P_f}} = 10^{\left(\frac{RL}{-20}\right)} = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

$$SWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = \frac{1 + 10^{\left(\frac{RL}{-20}\right)}}{1 - 10^{\left(\frac{RL}{-20}\right)}}$$

Unde:

- ρ = Coeficient tensiune de reflexie
- E_f = Tensiunea directa pe sarcina
- E_r = Tensiunea reflectata de sarcina
- P_f = Puterea directa pe sarcina
- P_r = Puterea reflectata de sarcina
- RL = Pierderi de neadaptare, dB
- Z = Impedanta complexa a generatorului, ohm (tipic 50 ohm în sisteme de amator).
- Z_L = Impedanta complexa a sarcinii, ohm.

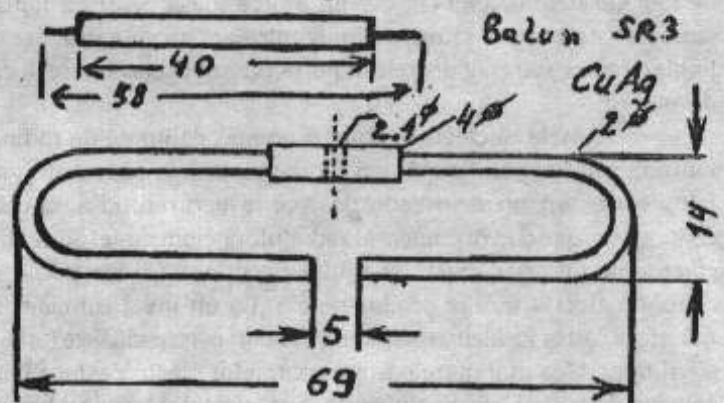
Bibliografie: ARRL Periodicals 1998 CD, QST, Mar, Hints & Kinks, edited by Bob Schetgen, KU7G, Senior Assistant Technical Editor,

Traducere si adaptare YO4BH

13cm YAGI - DL6WU

Problema principala care se pune la construirea unei antene YAGI pentru a fi utilizata în conditii bune în banda de 13cm este construirea unui dipol închis, bine adaptat si sa determine factorul de lungire corect pentru elemente, având la baza schema DL6WU - verificata. Chiar dacă traversa este de numai 10mm diametru, aceasta are a considerabila lungime electrica - 0,078λ (în 432MHz traversa ar trebui sa fie de 54mm !!!). În primul rând o micșorare a traversei la 68% (6,8mm) ar trebui sa fie estimata din curbele [1], dar pentru un câștig ridicat,

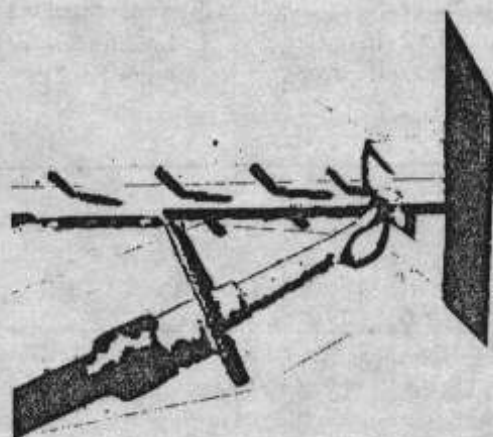
Figura 1.



cea mai corespunzatoare este dimensiunea de 8mm. A doua problema pe care o ridica aceasta constructie se refera la realizarea mecanica a dipolului închis (figura 1). Dupa cum se vede are dimensiuni destul de mici. În urma unor studii practice forma finala a dipolului si a balunului (confectionat din coaxial semirigid UT-141) arata ca în figura 2. Traversa de 1975mm reprezinta 15,3λ. Câștigul estimat este mai bun de 18dBd. Elementii au diametrul de 2,4mm sau 0,019λ si sunt presati prin traversa, în care se vor practica gauri de 2,3mm. Dupa definitivare constructia se va acoperi cu lac epoxi ca masura de protectie împotriva coroziunii. Reflectorul se realizeaza dintr-o placa având dimensiunile de 84x84mm. Masuratorile efectuate cu un HP8753A au relevat un VSWR=1:1,08.

Dimensiuni: Traversa – patrat 10x10x1mm AlMgSi, lungime 2000mm. Elemente: 2,4mm diametru, AlMg3.

TIP	LUNG	DIST	POZITIA
Reflector	v text	0 0	Placa 84x84mm
Vibrator	fig 1	24 24	2mm CuAg
D1	61	10 34	
D2	60	23 57	
D3	59	28 85	
D4	58,5	33 118	
D5	58	36 154	
D6	57	39 193	
D7	56,5	41 234	
D8	56	43 277	
D9	56	45 322	
D10	55,5	47 369	
D11	55	48 417	
D12	55	50 467	
D13	54,5	52 519	
D14	54,5	52 571	
D15,16	54,0	52 623, 675	
D17,18,19	53,5	52 737, 779, 831	
D20,21,22,23	53,0	52 883, 935, 987, 1039	
D24,25,26,27	52,5	52 1091, 1143, 1195, 1247	
D28,29,30,31,32	52,0	52	
1299,1351,1403,1455,1507			
D33,34,35,36,37	51,5	52	
1559,1611,1663,1715,1767			
D38,39,40,41	51,0	52 1819,1871,1923,1975	



PERFORMANTE @ 2320MHz:

Câștig -18,5dBd VSWR:<1:1,1
 Unghiuri la 3dB: vertical=17,5°, orizontal=18,0°
 Raport fata/spate = 25dB
 Distanța între traverse:pe verticala 424mm, pe orizontala 410mm

Referinte: [1] G. Hoch,DL6WU, „Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen”,UKW-Berichte1/1977,s.27-32.

[2] G.Hoch, DL6WU, “Extrem lange Yagi-Antennen”, UKW-Berichte 1/1982, S.3-11

Bibliografie: internet DUBUS.pdf , DUBUS 4/89, pag. 16-17, DL6WU-Yagi for 2320 MHz, Rainer Jaeger,DC3XY, Breslauer Str. 4,D-2086 Ellerau.

Traducere si adaptareYO4BII

RUBRICA VIITORULUI RADIOAMATOR

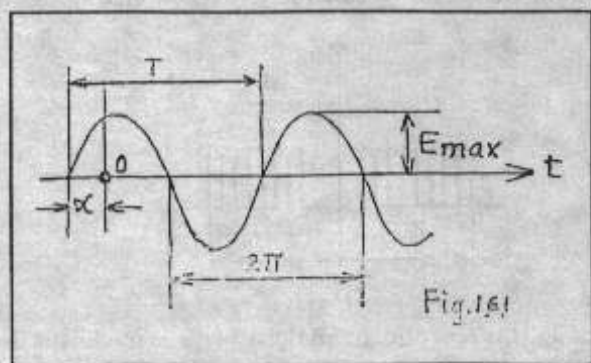
- partea a II a -

1.6 Semnale sinusoidale

Reprezentarea grafică în timp Se numesc circuite de curent alternativ, circuitele electrice alimentate cu tensiuni electromotoare alternative, adica cu tensiuni periodice. Avantajele principale ale tensiunilor alternative sunt producerea și transportul în condiții comode. Forma sinusoidală a variației tensiunilor în timp nu s-a ales întâmplător; este singura formă de semnal care asigură curenți sinusoidali și de aceeași frecvență în toate laturile unui circuit. Pentru orice altă variație în timp a tensiunii de alimentare, curenții au altă formă, în general diferită de la o latură la alta a circuitului.

Valori instantanee, amplitudine (E_{max}), valoare efectivă ($E_{ef} = E_{max} / \sqrt{2}$), valoarea medie (RMS)

În figura de mai jos (1.6.1) se prezintă variația sinusoidală în timp a unui semnal periodic cu elementele care o definesc: **Valoarea instantanee** este valoarea pe care mărimea variabilă o are



la un moment dat (t). Se notează cu litera mică a simbolului stabilit pentru mărimea respectivă. Pentru

t.e.m. se notează: $e = E_{max} \sin(\omega t + \alpha)$

Valoarea de vârf sau **amplitudinea** este cea mai mare valoare instantanee atinsă de o mărime periodică în sensul unei perioade. Notată în cazul nostru cu E_{max}

Valoarea efectivă sau **eficace** a unui curent periodic este numeric egală cu intensitatea unui curent continuu care străbătând aceeași rezistență ca și curentul periodic, produce aceeași cantitate de căldură în timp de o perioadă. Valoarea efectivă se notează cu litera mare a simbolului mărimii: I sau I_{ef} pentru curent, E sau E_{ef} pentru t.e.m. sau U sau U_{ef} pentru tensiune. Relația între valoarea efectivă și valoarea maximă este: $A_{ef} = A_{max} / \sqrt{2}$ unde A_{ef} poate fi: curent, tensiune, t.e.m. **Valoarea medie** a unei mărimi variabile periodice pe durata unei perioade T este media aritmetică a valorilor instantanee; relația între valoarea medie și valoarea maximă este: $A_{med} = 2/\pi \cdot A_{max}$ unde A_{med} poate fi tensiune, curent sau t.e.m.

Perioada (T), este cel mai scurt timp după care se reproduce valorile funcției periodice. Ecuația unei funcții periodice se scrie: $i = i(t+T)$.

Frecvența (f), este numărul de perioade cuprinse în unitatea de timp. Unitatea de frecvență se numește Hertz și este numeric egală cu perioadă pe secundă.

Pulsatia sau **frecvența unghiulară** este produsul frecvenței cu 2π : $\omega = 2\pi f$; $f = 1/T$; $\omega T = 2\pi$.

Faza inițială (α) este unghiul pe care îl face funcția periodică la momentul t=0. Se numește **defazaj** între două mărimi sinusoidale diferența fazelor lor. Dacă mărimile au aceeași

frecvență, defazajul este egal cu diferența fazelor lor. Fie:

$$i_1 = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1) \text{ și } i_2 = I_2 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_2),$$

defazajul este $\varphi_{12} = \alpha_1 - \alpha_2$ (figura 1.6.2)

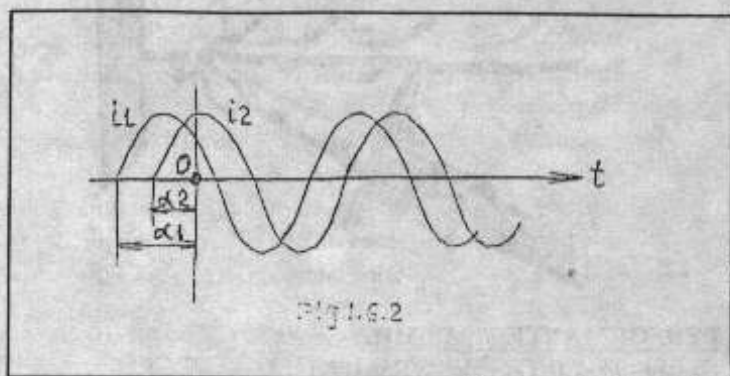


Fig. 1.6.2

1.7. Semnale nesinusoidale

Semnalele audio sunt semnale periodice nesinusoidale rezultate în urma suprapunerii unor componente sinusoidale de frecvențe diferite (fig 1.6.3). Ideea care sta la baza studiului semnalelor periodice nesinusoidale, constă în descompunerea

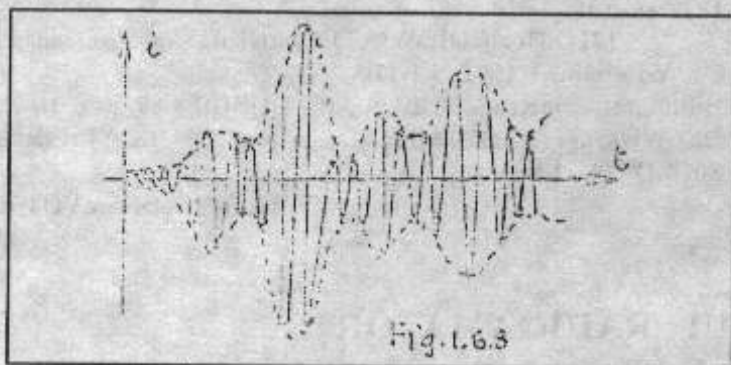


Fig. 1.6.3

lor în componente sinusoidale.

Semnalele dreptunghiulare. În tehnica transmisiunilor se folosesc semnale dreptunghiulare (telegrafie, măsurători, etc.).

În figura 1.6.4 se prezintă un semnal dreptunghiular care este periodic și poate fi descompus în componente sinusoidale.

El este definit după cum urmează:

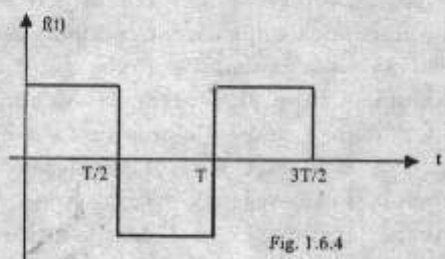


Fig. 1.6.4

$$f(t) = A \text{ pentru } 0 < t < T/2$$

$$f(t) = -A \text{ ptr. } T/2 < t < T$$

O funcție periodică în timp $f(t)$ dar nesinusoidală poate fi descompusă într-o ecuație de forma:

$$f(t) = A_0/2 + \sum (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

unde termenul $A_0/2$ este componenta continuă sau medie a funcției periodice; $A_n \cos n\omega t$ respectiv $B_n \sin n\omega t$ se numesc armonici de ordinul n în cosinus respective în sinus. Formulele de calcul ale coeficienților sunt:

$$\frac{A_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt \quad n=0, 1, 2, \dots$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt \quad n=0, 1, 2, \dots$$

1.8. Modulația de amplitudine. Forma de undă.

Dacă se aplică simultan unui modulator cu ecuația $i = I_0 + \alpha u + \beta u^2$ două semnale sinusoidale $u_1 = U_{1max} \sin \omega_0 t$ și $u_2 = U_{2max} \sin \Omega t$ unde $\omega_0 \gg \Omega$, respectiv frecvența radio și frecvența audio, se obține o undă modulată în amplitudine ca în figura 1.8.1. Dacă se introduce cele două tensiuni u_1 și u_2 în ecuația modulatorului $i = I_0 + \alpha u + \beta u^2$ se obține la bornele unui circuit acordat pe frecvența ω_0 ecuația următoare:

$$i = \alpha U_{1max} \sin \omega_0 t + \beta U_{1max} U_{2max} [\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t] \quad [1]$$

Componentele cu frecvența Ω , 2Ω și $2\omega_0$ sunt filtrate de circuitul acordat, deoarece au frecvențe mult diferite de frecvența de acord a acestuia. Componenta de curent continuu este separată de cuplajul inductiv sau capacitiv. Dacă folosim identitatea

$$\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta) = 2 \sin \alpha \sin \beta, \text{ se obține forma:}$$

$$i = \alpha U_{1max} (1 + \frac{2\beta U_{2max}}{\alpha} \sin \Omega t) \sin \omega_0 t$$

Facind notația $2\beta U_{2max} / \alpha = m$ și $U_{1max} = I_{mo}$ obținem expresia:

$$i = I_{mo} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t.$$

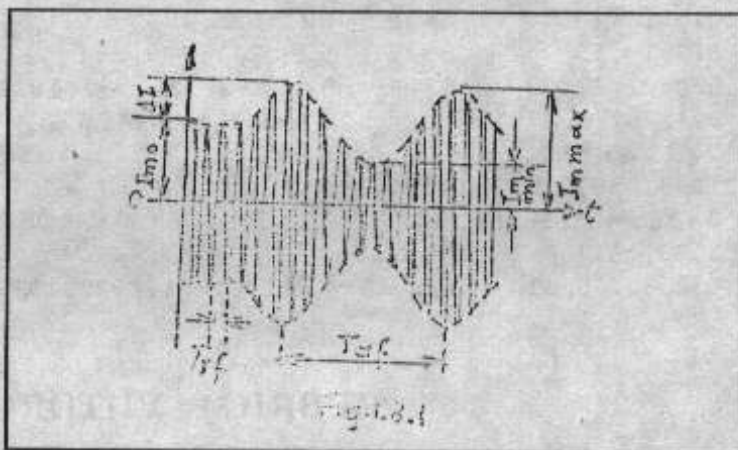


Fig. 1.8.1

Factorul m se numește *indice de modulație* și are valori cuprinse între 0 și 1. Din ecuația [1] se observă că unda modulată are trei termeni: o undă purtătoare $\alpha U_{1max} \sin \omega_0 t$ și două benzi laterale $\beta U_{1max} U_{2max} \cos(\omega_0 - \Omega)t$ (banda laterală inferioară) și $\beta U_{1max} U_{2max} \cos(\omega_0 + \Omega)t$ (banda laterală superioară). Prin *lățime de bandă* se înțelege spectrul de frecvență ocupat de cele două benzi laterale, adică de zona ori banda de frecvență transmisă (fig 1.8.2). Dacă prin anumite procedee tehnice se suprimă purtătoarea și o bandă laterală, se obține *modulația cu bandă laterală unică* (BLU) sau (SSB) folosită în mod curent în benzile de frecvență destinate radioamatorilor.

Se demonstrează că între *puterea medie de înaltă frecvență* P_{sf} în timpul modulației și puterea de *radiofrecvență* P_0 , există relația: $P_{sf} = P_0 (1 + m^2/2)$, astfel că pentru $m=1$, respectiv 100%, gradul de modulație $P_{sf} = P_0 3/2$ adică puterea purtătoarei P_0 reprezintă 2/3 din puterea totală.

Puterea la varf de modulație ($m=1$) este $P_v = 4P_0$. Din aceasta relație se vede că etajul final este folosit foarte neeconomic în cazul

modulației de amplitudine cu purtătoare și două benzi laterale.

Modulația BLU oferă un câștig de 6 dB la emisie și 3 dB la recepție, în total 9 dB față de modulația de

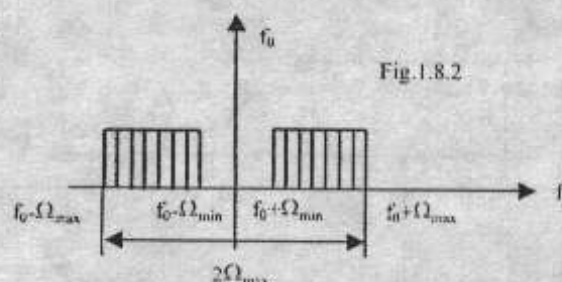


Fig. 1.8.2

- purtătoare și două benzi. Avantajele BLU:
- ocupă un spectru de frecvență redus la jumătate față de MA
- oferă câștig de putere de 9 dB
- are raport semnal/zgomot mai mare
- atenuază fadingul selectiv, având banda de frecvență mai îngustă

Modulația de fază.

O undă purtătoare cu variația sinusoidală în timp este dată de expresia: $F(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$ în care A = amplitudinea oscilației, ω = pulsația, φ = faza inițială.

La modulația de fază (MP), unghiul de fază φ are o variație în timp de forma $\varphi(t) = \varphi_0 + f(t)$ în care φ_0 este o constantă și $f(t)$ o funcție variabilă cu timpul, de aceeași formă ca și semnalul de modulație. Dacă semnalul de modulație este sinusoidal, $\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin(\omega_m t + \varphi_m)$, expresia MP este:

$u = u_0 \sin[\omega_c t + \Delta\varphi \sin(\omega_m t + \varphi_m) + \varphi_0]$; inițialele m se referă la modulație. Marimea $\Delta\varphi$ este variația maximă a fazei în timpul modulației și se numește deviație de fază care este proporțională cu amplitudinea de modulație și corespunde cu gradul de modulație m al unei oscilații MA. În timpul modulației, amplitudinea rămâne constantă.

Modulația de frecvență

Ecuția unei oscilații modulate în frecvență cu un semnal sinusoidal are forma:

$$u = U_0 \cos[\omega_c t + \Delta\omega/\omega_m \sin(\omega_m t + \varphi_m) + \varphi_0]$$

unde indicele zero se referă la frecvența purtătoare, iar indicele m la frecvența de modulație. $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, marimea Δf este variația maximă a frecvenței în timpul modulației și se numește deviație de frecvență; ea este proporțională cu intensitatea semnalului de modulație și corespunde cu gradul de modulație m de la MA și cu deviația de fază $\Delta\varphi$ de la MP.

Raportul dintre deviația de frecvență și frecvența de modulație se numește indice de modulație și se notează cu β ;

$\beta = \text{deviația de frecvență} / \text{frecvența de modulație} = \Delta f / f_m = \Delta\omega / \omega_m$. Pentru o deviație de frecvență constantă, indicele de modulație este invers proporțională cu frecvența de modulație. Dacă se descompune o oscilație modulată în frecvență în componente armonice, se ajunge la forma:

$$u = U_0 \sum I_n(\beta) \cos[(\omega_c + n\omega_m)t + n\varphi_m + \varphi_0] \quad [1]$$

Coefficienții $I_n(\beta)$ sunt funcțiile lui Bessel de speța întâi și diferite ordine (1,2,...,n) având ca argument indicele de modulație β . Din ecuația [1] se vede că o undă modulată în frecvență cu un semnal de frecvență f_m este formată din purtătoarea f_c și o infinitate de componente laterale de frecvențe: $f_c \pm f_m$; $f_c \pm 2f_m$; ... $f_c \pm nf_m$ (spectru infinit).

Atât amplitudinea purtătoarei cât și amplitudinile componentelor laterale sunt funcție de indicele de modulație β care la rândul lui depinde de frecvența și amplitudinea semnalului de modulație. Atât amplitudinea purtătoarei cât și amplitudinile componentelor laterale au o variație oscilatorie și trec printr-o serie de valori nule. De exemplu pentru $\beta = 2,4048$; $5,520$; $8,6537$ etc., amplitudinea purtătoarei trece prin zero. Pentru indici de modulație $\beta < 0,4$; oscilațiile MF se pot descompune ca și oscilațiile MA în trei componente laterale de amplitudine $\beta/2 U_0$.

$$u = U_0 \{ \cos(\omega_c t + \beta/2 \cos[(\omega_c + \omega_m)t + \varphi_m]) - \beta/2 \cos[(\omega_c - \omega_m)t - \varphi_m] \}$$

lățimea benzii este egală cu $2f_m$. Pentru o transmisie radiofonică cu $\Delta f_{max} = 50$ kHz și frecvența de modulație maximă de 15 kHz, avem:

$$\beta = \Delta f / f_m = 50/15 = 3,333 \text{ și lățimea de bandă de } 190 \text{ kHz.}$$

Lățimea de bandă poate fi calculată cu formula:

$$B = 2(1 + \beta + \sqrt{\beta})f_m$$

și este considerată pentru componente a căror amplitudine este mai mare de 1% din amplitudinea purtătoarei nemondate. În

transmisiunile pentru radioamatori se folosește un spectru de frecvențe îngust, care să asigure inteligibilitatea semnalului după cum urmează:

- pentru benzi de frecvență mai mici de 29,7 MHz, $\Delta f = \pm 3$ kHz
- pentru frecvențe cuprinse între 29,7 MHz și 440 MHz, $\Delta f = \pm 7,5$ kHz

Ca avantaje ale modulației de frecvență se menționează transmisiunile cu indici superiori pentru puteri relativ mici; protecție la perturbații și randament mare la emițător.

Asigurarea unui nivel constant la detector prin limitarea amplitudinii semnalului înlătură paraziții datorati impulsurilor. În MF, puterea semnalului de sunet la bornele de antena rămâne întotdeauna constantă, fie ca acesta este modulat sau nu. Puterea corespunzătoare componentelor laterale este preluată din puterea corespunzătoare purtătoarei. Emițătorul de sunet în MF funcționează permanent în plină sarcină. Randamentul energetic al acestuia poate atinge 80%.

1.9. Puterea și energia. Puterea semnalelor sinusoidale.

Puterea activă. Puterea instantanee la bornele unui receptor este:

$$p = ui \text{ unde } u = U\sqrt{2} \sin(\omega t + \beta) \text{ și } i = I\sqrt{2} \sin(\omega t + \gamma)$$

și făcînd produsul, rezultă:

$$p = UI \cos\varphi - UI \cos(2\omega t + \gamma + \beta); \varphi = \beta - \gamma$$

Puterea instantanee este o mărime periodică avînd o componentă constantă și o componentă de frecvență dublă decît a curentului și tensiunii.

Se numește putere activă și se notează cu P , valoarea medie a puterii instantanee p considerată pe un număr întreg de perioade:

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p dt = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} ui dt$$

Cel de al doilea termen al expresiei se anulează și rezultă pentru putere activă:

$$P = UI \cos\varphi = U_{max} I_{max} / 2 \cos\varphi$$

Adică puterea activă consumată de un receptor este egală cu produsul dintre valorile efective ale tensiunii și curentului înmulțite cu cosinusul unghiului de defazaj corespunzător.

Puterea activă se măsoară, ca și puterea instantanee în watti (W). Puterea activă se poate exprima și cu ajutorul rezistenței sau al conductanței: $P = RI^2 = GU^2$

Puterea aparentă. Puterea aparentă a unui dipol electric este mărimea definit de produsul valorilor efective ale tensiunii și curentului:

$$S = UI, \text{ se măsoară în volți-amperi (VA)}$$

Puterea aparentă a unui dipol pasiv se poate exprima și funcție de impedanța sau admitanța circuitului: $S = ZI^2 = YU^2$

Factorul de putere. Factorul de putere reprezintă raportul dintre puterea activă și cea aparentă:

$$\cos\varphi = P/S$$

Puterea reactivă. Puterea reactivă este puterea unui dipol electric definită de produsul valorilor efective ale tensiunii și curentului înmulțit cu sinusul unghiului de defazaj respective:

$$Q = UI \sin\varphi, \text{ se măsoară în volți-amperi-reactivi (Var)}$$

Puterea reactivă se poate exprima cu ajutorul reactanțelor X și susceptanțelor B circuitului, după relația: $Q = XI^2 = BU^2$

Între puterea aparentă, puterea activă și puterea aparentă există relațiile: $P^2 + Q^2 = S^2$; $Q = P \tan\varphi$; $P = S \cos\varphi$; $Q = S \sin\varphi$

Energia electrică. Energia electrică este produsul dintre puterea electrică și timp: $W = Pt$, unitatea de măsură este watt-secunda (Ws) sau kilowatt-ora (kWh). Pentru studiul amplificării sau atenuării unui dipol se folosește unitatea de transmisie numită decibel (dB). Relația de calcul a puterii în decibeli este:

$n_w = 10 \log P_i/P_0$ unde n_w este nivelul în decibeli, P_i este puterea studiată și P_0 este puterea de referință. Dacă $P_0 = 1 \text{ mW}$ se consideră nivel absolut, dar P_0 poate avea orice valoare. Conform formulei, rapoartele de putere sunt:

- pentru 0 dB; $P_i/P_0 = 1$
- pentru 3 dB; $P_i/P_0 = 2$
- pentru 6 dB; $P_i/P_0 = 4$
- pentru 10 dB; $P_i/P_0 = 10$
- pentru 20 dB; $P_i/P_0 = 100$
- pentru -3 dB; $P_i/P_0 = 1/2$
- pentru -6 dB; $P_i/P_0 = 1/4$
- pentru -10 dB; $P_i/P_0 = 1/10$
- pentru -20 dB; $P_i/P_0 = 1/100$

Raportul puterilor intrare/ieșire în dB ale unor amplificatoare și/sau atenuatoare conectate în cascadă. Fie două amplificatoare conectate în cascadă; primul are caștigul în putere de 10dB iar al doilea de 20dB. La conectarea în cascadă, nivelurile de puteri se adună; deci $n_w = n_1 + n_2 = 10 + 20 = 30 \text{ dB}$. $30 = 10 \log P_i/P_0$;

$\log P_i/P_0 = 3$; deci raportul va fi de 1000.

Adaptarea (transferul maxim de putere). Considerăm un generator de t.e.m. = E_g având impedanța internă $Z_g = R_g + jX_g$ și o impedanță de sarcină $Z_s = R_s + jX_s$. Puterea activă debitată de generator este:

$$P = R_s I^2 = R_s E_g^2 / (Z_g + Z_s)^2 = R_s E_g^2 / [(R_g + R_s)^2 + (X_g + X_s)^2]$$

Pentru ca puterea să fie maximă, numitorul trebuie să fie minim; deci $X_g + X_s = 0$ sau $X_s = -X_g$, adică reactanțele să fie egale și de semne contrare. Ecuația devine:

$$P = R_s E_g^2 / (R_g + R_s)^2 = R_s E_g^2 / (R_g^2 + 2R_g R_s + R_s^2) = E_g^2 / [R_g + 2R_g + R_s^2/R_s]$$

Când R_s variază, expresia este maximă dacă numitorul este minim. Suma a doi termeni al căror produs $(R_s \cdot R_s^2/R_s) = R_s^2$ este constant este minimă când termenii sunt egali, deci condiția este ca $R_s = R_g$.

Orice cuadripol fizic pasiv (un dispozitiv cu doua borne de intrare și doua de ieșire) care poate fi un transformator, un circuit intermediar, un fider, etc. datorită parametrilor fizici rezistență, pierdanță produc o atenuare atunci când este străbătut de un semnal. Evident, puterea de ieșire este mai mică decât cea de intrare cu cantitatea care se pierde. Raportul dintre puterea de ieșire și puterea de intrare este întotdeauna subunitar și poartă numele de randament: $\eta = P_{iesire}/P_{intrare}$

Puterea la vârf de modulație. Puterea amplificatoarelor și excitatoarelor BLU se definește ca putere medie la vârful anvelopei, prescurtat PEP (PEAK ENVELOPE POWER). Aceasta este puterea corespunzătoare unui semnal sinusoidal de amplitudine egală cu vârful semnalului modulat. Ea poate fi măsurată cu ajutorul unui voltmetru de vârf de radiofrecvență, care indică tensiunea pe rezistența de sarcină la ieșirea excitatorului sau amplificatorului BLU, caruia i se aplică două frecvențe de modulație simultan (ex. 1000 și 2000 Hz). Pătratul tensiunii citite, divizat prin rezistența sarcinii, indică puterea PEP. Deoarece voltmetrele de vârf sunt rare, este greu de definit puterea PEP; în schimb se folosește indicația *input*-ului (puterea anodica în c.c. consumată la etajul respective: $U_a I_a$) la vârful anvelopei. Aceasta depinde de randamentul etajului; astfel puterea *input*-ului poate fi de 1,57-2 ori mai mare decât puterea de ieșire la vârful anvelopei. Exemplu: Putere input = 160W iar Putere de ieșire PEP = 100W.

- va urma -

Ing. Petre Predoiu - YO7LTO

OFER: TRX FM pentru 2m cu VFO (Preț. 2milioane - discutabil) și Transverter 28/2m - 18 w output (Preț - 1,5 milioane - discutabil)

Info: Nelu - tlf. 092/371.917

Victor - YO4BII yo4bii@yahoo.com caută schema de la transceiverul LUCI și soclu de gu34

CAUT: Receptor profesional pentru benzile de radioamatori
Adrian - YO3-298/BU - tlf. 092.391.837

A. Cadre militare

1. YR2TRS	17.644	9. YO7LKT	8.700
2. YO6KNW	16.320	10. YO2AQB	8.140
3. YO7KJL	12.252	11. YO4BBH	8.116
4. YO3KYX	9.576	12. YO4SI	7.982
5. YO9XC	9.524	13. YO9BQW	7.450
6. YO5OAW	9.176	14. YO2BN/P	6.352
7. YO4RIP	4.892	15. YO7AHR	2.052
8. YO7LTI	4.610		
9. YO4GJS	2.384		

B. Militari în rezervă

1. YO6EZ	17.036	3. YO4RSS	6.252
2. YO2LAU	13.766	4. YO7LTQ	6.076
3. YO5BAH	8.874	5. YO5ODC	5.240
4. YO6BMC	8.372	6. YO2LEH	4.900
5. YO7LHT	6.980	7. YO7LUO	4.768
		8. YO7LLB	2.464
		9. YO9FYP	1.460
		10. YO2LBS	1.400

C. Stații Club

1. YO8KOS	15.974		
2. YO2KCB	14.140		
3. YO7KJX	11.796		
4. YO7KFA	10.890		
5. YO5KTK	10.770		
6. YO9KPD	10.534		
7. YO6KEA	8.634		
8. YO6KYZ	6.644		
9. YO4KCC	6.476		
10. YO5KUJ	6.346		
11. YO5KOP	5.116		
12. YO9KPM	3.812		
13. YO5KLD	3.152		

D. Individual Seniori

1. YO2BV	12.854		
2. YO8BGD	12.096		
3. YO2QY	12.090		
4. YO4RDK	11.652		
5. YO7AOT	11.324		
6. YO2ARV	10.538		
7. YO8BPK	10.242		
8. YO9FL	9.252		

E. Individual juniori

1. YO3JOS	8.928
2. YO7GWA	7.494
3. YO4RSS	6.252
4. YO7LTQ	6.076
5. YO5ODC	5.240
6. YO2LEH	4.900
7. YO7LUO	4.768
8. YO7LLB	2.464
9. YO9FYP	1.460
10. YO2LBS	1.400

Log control: YO4FZX, 5OHO, 5OAZ, 6BPB, 7BUT, 7GNL

Lipsă log: YO3KAA, 4US, 7FWA, 9FWO

Locul întâi pe județe și Cupa 25 OCTOMBRIE a revenit județului Caraș Severin. Primiiclasați primesc diplome. Locurile I de la categoriile B - E primesc câte un premiu constând dintr-un amplificator final de 50W echipat cu tub GU50 pentru banda de 6 m, cu convertizor pentru alimentare de la acumulator 12V.

Din partea lui YO5OHO, pentru ultimul loc la categoria juniori (E) se acordă un radiotelefon mobil tip RTM-IV.

Organizator: Cercul Militar Caransebeș - Radioclubul YO2KJW (YO2CJX și YO2CWM).

PUBLICITATE

OFER: 1..16 tuburi GU 50 pentru o antena cu prindere magnetica pe autoturism (pentru lucrul in mobil) banda de 2 m.
2. SATELLITE RECEIVER MASPRO SRE-90R, in stare de functiune (a functionat in 1988-1989) pentru un echipament de radioamatori fix, mobil sau portabil in orice banda. Oferte pe e-mail: dan.baciu@mobil-rom.com.

Caracteristici receptor: infrared remote control (AAA batteries), PLL Frequency Synthesized Tuning - 26 user programmable and 24 fixed video channels, AFC, de-emphasis and deviation - 50 us 150KHz/280 KHz, RF input "F" input: 950...1750MHz/75ohm, audio subcarrier 5.0 - 8.5 MHz, control for ferrite polarizer and mechanical polarizer, V/H switch, SCART connector for decoder, audio in, video in, TV in, TV out (ch 32-40) PAL G/PAL I, ...Info: DAN BACIU - YO3GH, tel 094441145, e-mail: dan.baciu@mobil-rom.com

OFER: Generator semnal E0503. Caut revista colecția revistei Radiotehnika HA între anii 1970 - 2000.

YO5BFJ - Adrian - 058.804.134 sau 058. 813.818

Adunarea Generală Ordinară a Federației Române de Radioamatorism va avea loc la București în ziua de 21 aprilie 2001

CAMPIONATUL NATIONAL US FONIE - Ediția 2000

STATII DE CLUB

1. Radioclubul județean Constanța	CT	YO4KCA	34.320
(Echipă Campioană Națională) op. YO4NF & YO4HW			
2. Palatul Național al Copiilor	BU	YO3KPA	33.888
op. YO3ND			
3. Radioclubul AEROSTAR Bacău	BC	YO8KOS	32.911
op. YO8AXP & YO8RIJ			
4. Radioclubul Județean Brașov	BV	YO6KAF	30.028
op. YO6AWR			
5. Radioclubul Județean Argeș	AG	YO7KFA/P	29.942
op. YO7FO & YO7GNK			
6. C.S. Electroputere Craiova	DJ	YO7KJX	28.874
op. YO7BGA & YO7LFV			
7. Clubul Copiilor Campina	PH	YO9KPD	28.622
op. YO9IF & YO9GJX			
8. Casa de Cultura a Sindicatelor	TM	YO2KHG	27.710
Lugoj (op. YO2AOB & YO2LHD)			
9. Radioclubul Județean	GL	YO4KBJ	26.610
op. YO4RDN & YO4RXX			
10. Clubul Elevilor Carei	SM	YO5KTK	24.428
op. YO5CYG			
11. Radioclubul Cercului Militar	CS	YO2KJW	22.929
Caransebes (op. YO2CJX & YO2CWM)			
12. Clubul Sportiv Teleorman	TR	YO9KPM	22.304
op. YO9BVG & YO9DAF			
13. A.S. Sky-Lark Satu Mare	SM	YO5KOP	20.494
op. YO5AT & YO5BHG			
14. Radioclubul Județean Braila	BR	YO4KAK	19.572
op. YO4AAC & YO4WA			
15. Clubul Copiilor sector 1	BU	YO3KSB	17.948
op. YO3AAJ & YO3GRE			
16. Radioclubul județean Mureș	MS	YO6KBM	17.902
op. YO6MK & YO6OFC			
17. Asociația Radioamatorilor	BV	YO6KYZ	14.170
Feroviari Români op. YO6QT & YO6EZ			
18. Radioclubul Județean	IL	YO9KIH	6.930
op. YO9DEF & YO9DFQ			
19. Radioclubul Județean	MH	YO7KBS	5.690
op. YO7CZS & YO7BSU			
20. Radioclubul Județean Tulcea	TL	YO4KCC	4.110
op. YO4BGJ			
21. Palatul Copiilor Sf. Gheorghe	CV	YO6KNF	2.520
op. YO6BWB			

SENIORI

1. Ștefan Păiș	VS	YO8CQQ	34.120
(Campion Național al României)			
2. Gheorghe Paisa	NT	YO8WW	31.927
3. Jozsef Bartok	CV	YO6BHN	31.206
4. Lucian Frusescu	CT	YO4CIS	30.235
5. Anton Chirculescu	CL	YO9FL	29.720
6. Sandu Visarion	BV	YO6MD	28.804
7. Eugen Asofie	BC	YO8BGD	28.793
8. Liviu Livadaru	IS	YO8OU	28.296
9. Relu Tarus	BT	YO8RNF	27.890
10. Rafael Ciolan	GJ	YO7BUT	27.683
11. Constantin Ailincăi	BC	YO8MI	27.332
12. Ciprian Ciobanu	VS	YO8RKU	26.553
13. Claudiu Crasmaciuc	CL	YO4RDK	25.926
14. Robert Gerber	IS	YO8BPY	25.872
15. Danut Ion Oltean	BV	YO6BLM	25.280
16. Mircea Badoiu	DB	YO9AGI	25.196

17. Gheorghe Craiciu	GR	YO9BQW	22.745
18. Vasile Carstea	PH	YO9BSY	22.155
19. Cornelius Sporis	CT	YO4DIJ	22.036
20. Ioan Tudosie	GJ	YO7LKT	20.803
21. Ilie Stoica	BU	YO3BWZ	18.922
22. Francisc Szabo	HD	YO2ARV	18.600
23. Nicu Udateanu	BU	YO3BWK	17.990
24. Ioan Chis	AR	YO2BLX	16.630
25. Cornel-Dan Pande	MS	YO6BMC	12.562
26. Constantin Neagu	BR	YO4US	11.360
27. Teodorian Onofrei	NT	YO8RJU	11.152
28. Mircea Rucareanu	CT	YO4SI	9.934
29. Constantin Udrea	TL	YO4ZF	9.375
30. David Ticusan	BV	YO6FNF	8.376
31. Mihai-Danut Chis	SM	YO5DAS	7.979
32. Ioan Enea	BV	YO6DIR	7.753
33. Bogdan Stanescu	DB	YO9FSB	7.720
34. Ioan Alexandru Chiru	GR	YO9FYP	7.624
35. Nicolaie Sicoe	BC	YO8GF	3.950
36. Viorel Pogacean	BV	YO6FYY	3.826
37. Romulus Mihai Vladaia	BU	YO3III	3.612
38. Petre Galan	BC	YO8MF	3.460

JUNIORI

1. Ștefania Chiruță	PH	YO9GJY	27.612
Campioana Națională a României			
2. Nicolae Ciobanu	DJ	YO7LTK	24.928
3. Mihai Dumitru	BU	YO3JOS	24.435
4. Csaba Olah	SM	YO5ODC	16.380
5. Emil Sandu	GJ	YO7LUO	11.700
6. Constantin Gabriel Onet	BC	YO8RXP	9.724
7. Marian Dumitru Dinu	DJ	YO7LLB	5.982
8. Ovidiu Baluta	DJ	YO7LTI	1.348
9. Florin Octav. Radulescu	DJ	YO7LTQ	1.158
10. Eugen Jianu	DJ	YO7LTR	840
11. Iorgu Marghiolu	VL	YO7GWA	512

QRP

1. Viorel Vasileniuc	CL	YO4RIP	5.498
2. Catalin Ctin Avadanesei	BT	YO8RIX	1.518

Nota: Cel mai îngrijit log aparține lui Cornelius/YO4DIJ. Sincere felicitări!

Check log: YO2AQB, 2AYD, 2BN/P, 2BV, 2DFA, 3GCL, 3JW, 3KAA, 3RO, 3UA, 4FRP, 4KXN, 4RHK, 5KUJ, 5LE, 5OHO, 6KAL, 6PBP, 6XO, 7AQF, 7KAJ, 7RFH, 8CT, 8DHA, 8RHQ

Lipsa log: YO2LBL/P, 3BOQ, 5AJR, 5OAW, 6ODV, 6SD, 6BAI.
Arbitru, YO4ATW - Marcel Aleca

N.red. Etapa a II-a a Campionatului Național de US Fonie din luna octombrie 2001, va fi dedicată memoriei lui YO3RF-Craiu George, de la a cărui trecere în neființă se împlinesc 15 ani.

Merită reținut și faptul că, pentru Etapa a II-a a Campionatului Național US - telegrafie (martie 2001), se vor acorda o serie de diplome și din partea Clubului "PRO-CW", club inițiat de YO6EX - Giurgiu Vasile din Sibiu.

La Iași în colaborare cu Radioclubul Elevilor - profesor YO8RCP - Cristi Popovici, se va organiza în acest an și concursul de telegrafie viteză:

"Memorial YO8BAM"

Program RTTY TERMINAL pentru PC

Această versiune de program RTTY rulează sub MSDOS, pentru plăci de sunet care pot fi instalate în PC-uri. Programul RTTY V3.06 este ultima versiune a ceea ce se consideră a fi cel mai bun program (decoder/codator) de terminal pentru RTTY disponibil pe piața radioamatorilor. Este un program foarte popular pentru cei pasionați de concursuri și care doresc performanță fără compromis. Decoderul lui este cel mai bun dintre toate programele de pe piață pe care le-am întâlnit, incluzând aici aparate complete de la KAM, AEA, MFJ, etc.. Dispune de niște facilități care nu se regăsesc la alte programe, incluzând aici "procesarea inversă" (*reverse processing*) și alte șmecherii drăguțe cu care mai reușești să mai prinzi niște date rebele înecat în zgomot. Pentru cei care doresc să-și poată seta optim programul există multiple posibilități, incluzând aici și particularizarea pe echipamentul radio de care dispune fiecare. Totuși, facilitatea sa de autoacord (*autotune*) este cea care îl deosebește de alte programe sau aparate. RTTY autotune asigură acordul automat pe orice semnal RTTY care se găsește în banda de trecere a receptorului prin comenzi aplicate DSP-ului din placa de sunet pentru ca acesta să se potrivească perfect cu tonurile furnizate de receptor. În plus se poate activa autotune și pentru emisie, permițând potrivirea tonurilor de emisie cu cele recepționate atunci când răspundeți cu tonuri generate prin AFSK din aceeași placă de sunet. Aceasta înseamnă că partenerul Dvs de trafic nici nu va trebui să se atingă de butonul de acord al receptorului său atunci când îi răspundeți! Această performanță este de neprețuit pentru cei care lucrează în concursuri, unde fiecare secundă poate transforma un învingător într-un învins. Fiind conceput ca program de sine stătător pentru RTTY, utilizarea sa este destul de simplă. Un alt mare avantaj al acestui program iese în evidență atunci când este utilizat în modul TSR în combinație cu programul de RTTY de la WF1B sau NA de la K8CC pentru *logging*. Acele programe mai sus-amintite au fost proiectate pentru a utiliza RTTY ca *front-end* pentru concursuri de RTTY. RTTY funcționează cu cele mai multe plăci de sunet de tip *Soundblaster* și pot fi utilizate și sub un nucleu Windows ca o aplicație DOS. Singurele dezavantaje ale acestui program sunt legate de funcțiunile sale limitate ca terminal-de-sine-stătător, faptul că este un program de DOS (rulează doar într-o fereastră DOS sub Windows), și pentru unii (poate cei mai mulți de la noi, *N. Trad.*) costul programului care este de cca. 100USD. Programul poate fi obținut direct de la Brian, K6STI, cu adresa electronică k6sti@n2.net. Se recomandă utilizarea fie a programului NA de la K8CC, fie a programului RTTY de la WF1B pentru trafic. Site-urile lor de Web sunt, pentru NA: www.contesting.com/datom și pentru RTTY: www.wf1b.com.

N.red. Dacă cineva a încercat programele lui K6STI este rugat să ne spună părerea sa. Merită oare banii acest program?

PUBLICITATE

DISPONIBIL TRX 144-146 MHz cu sinteza de frecvență, 80 canale afișate, scanare, pași de 25 și 12,5, lucrează în 144-145 sau 144-146 MHz, simplex, repeter sau revers, fără final, prevăzut loc pentru final, microfon-difuzor de mână, panou inscripționat industrial. Pretul 120 DM.

ANTENA INDUSTRIALA GP model GP 160 cu banda de 6 MHz ptr 144 MHz firma PAN Nouă - pretul 50 DM
Info: YO6QCO - NICU DRAGHICI - Tel. 069-846085 - seara
E-MAIL YO6QCO@YO5KAQ.ELCOM.RO

OFER:

1) Pakratt PK232 pentru AMTOR, PACTOR, PACKET, RTTY documentație și cutie originală pret 99 \$

2) KANTRONICS 9612 PLUS Multi level TNC cu doua porturi independente de 1200 & 9600 baudzi cu posibilitatea de retranslator sigital, lucru simultan pe ambele porti cu sistem Pager; documentație și cutie originală pret la intelegere.

ing. Spitzer N. Paul YO5BRZ tlf. 059 149841acasa;
059 416092 servicii, mobil 094 547686

2001 Six Club Contests

Can you please post the contests listed below in your publication. Thank you George n0eq Lisa ka0nno

4-28-01 - **1ST SPRINT** TO BE THE 4TH SATURDAY OF APRIL, FIVE HOURS BEGINNING *2300Z TO 0400Z.

CONTEST RULES: EACH QSO IS WORTH ONE POINT IN HIS/HER OWN COUNTRY AND TWO POINTS FOR EVERY CONTACT MADE OUTSIDE OF THEIR COUNTRY. HAWAII AND ALASKA ARE CONSIDERED A SEPARATE COUNTRY. MULTIPLY TOTAL QSO POINTS BY THE TOTAL NUMBER OF GRIDS WORKED. ALL ENTRIES MUST BE RECEIVED BY 5-27-00 EITHER BY EMAIL OR SNAIL MAIL.

*THE SPRINT CONTEST TIMES CAN VARY IN YOUR LOCATION. FOR STATIONS OUTSIDE OF NORTH AMERICA, YOU CAN RUN THE SPRINT CONTEST IN THE EVENING HOURS STARTING AT THE SCHEDULED DATE OF THE SPRINT.

AWARDS: AWARDS WILL BE GIVEN OUT TO 1ST, 2ND AND 3RD PLACE WINNERS IN EACH COUNTRY.

BEGINNING 6-01-01 --Major Six Club Contest

2300Z June 01, to 0300Z June 04.

CONTEST RULES: EACH QSO IS WORTH ONE POINT IN HIS/HER OWN COUNTRY AND TWO POINTS FOR EVERY CONTACT MADE OUTSIDE OF THEIR COUNTRY. HAWAII AND ALASKA ARE CONSIDERED A SEPARATE COUNTRY. MULTIPLY TOTAL QSO POINTS BY THE TOTAL NUMBER OF GRIDS WORKED. ALL ENTRIES MUST BE RECEIVED BY 6-24-00 EITHER BY EMAIL OR SNAIL MAIL.

AWARDS: AWARDS WILL BE GIVEN OUT TO 1ST, 2ND AND 3RD PLACE WINNERS IN EACH COUNTRY.

7-21-01 - **2ND SPRINT** THE 3RD SATURDAY IN JULY, FIVE HOURS BEGINNING *2300Z TO 0400Z.

N.red. Regulamentul este același cu cel de la SPRINT 1 din 28 aprilie 2001. Informții suplimentare la <http://6mt.com/contest.htm>.
Loguri la: Six Club PO Box 307 Hatfield, Arkansas 71945

73's George and Lisa

OE75

În perioada 1 ianuarie - 31 decembrie 2001, stațiile din Austria pot utiliza prefixul OE75, pentru a celebra cei 75 de ani împliniți de la înființarea OEVSV. Asociația Radioamatorilor din Austria va elibera și o serie de diplome speciale cu acest prilej.

YO HD / ANTENA

YO2BPZ - Adrian (tlf. 095-390.946 sau 054-217.201), anunță că YO HD /ANTENA începând cu nr.2 (56), se va trimite numai celor care s-au abonat pentru anul 2001 (Preț - 30.000 lei).

INFO SATELITI

DB2OS - Peter ne informează că receptoarele VHF și UHF de pe AO40 funcționează bine, dar numai dacă se emite prin antene cu câștig ridicat. e pregătesc noi teste, inclusiv pornirea sistemului de orientare magnetică.

Simpozionul de Comunicații digitale, ediția a16-a, organizat de AMSAT-UK se va desfășura în perioada: 27-29 iulie, la Universitatea Surrey din Guildford - Surrey. Info: g3rwl@amsat.org
KD2BD a realizat noi versiuni ale programului de urmărire sateliți, denumit PREDICT. Acestea sunt 2.0.4.d pentru DOS și respectiv 2.1.3 pentru LINUX. Programele sunt disponibile la: <http://www.linuxfan.com/~predict>.

Indicativ ISS Packet: RZ3DZR (Up-145,990;Down - 145,8 MHz)

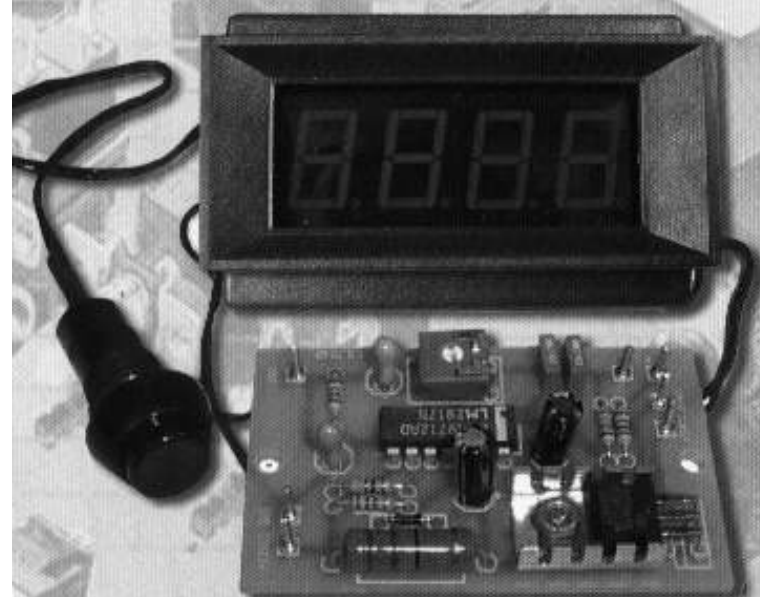


conex electronic

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



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



conex club

REVISTĂ DE
ELECTRONICĂ
PRACTICĂ
PENTRU TOȚI

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



YAESU

Choice of the World's top DX'ersSM

ADVANCED RADIOCOMMUNICATIONS NETWORKS



VX 2000 MOBILE TRANSCEIVER



SITE PROPAGATION PROFILE



VX 400 PROFESSIONAL COMPACT



VX-5R TRIPLE BAND



VX 10 FEATURE-RICH TRANSCEIVER



VXR 5000 PROFESSIONAL REPEATER

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

