

Tehniium

nr. 2/99

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR

- Preamplificator - corector comandat electronic
- Circuite integrate SANYO
- Preamplificator pentru cap magnetic
- Receptor MF
- Radio 76M2 (II)
- Construiți-vă un osciloscop! (III)
- Surse de alimentare direct de la rețea
- Circuite de atenuare cu diode BA243(244)



GUGLIELMO MARCONI- o viață închinată radiocomunicațiilor

Guglielmo Marconi s-a născut la 25 aprilie 1874 la Bologna, Italia, tatăl său fiind italian, iar mama irlandeză.

Clasele primare le-a făcut la Florența, cele secundare la Livorno (în Institutul Național Tehnic) și apoi la Bologna. La Livorno s-a dedicat în mod deosebit studierii fizicii.

Marconi a avut ideea genială, pe care nimeni până la el nu o realizase, de a utiliza undele electromagnetice pentru a se efectua legături la distanță (fără nici un suport material). Acest lucru s-a produs în vara anului 1894, când s-a dus să-și petreacă vacanța în Alpii italieni, Marconi reușind printr-o muncă acerbă și o scripă de geniu s-o pună în practică. Această idee l-a obsedat continuu până toamna, când în vila părintească (Villa Grifone) de la Pontecchio (lângă Bologna) a început celebrele lui experiențe, care de fapt au constituit începutul telegrafiei fără fir. În **primăvara lui 1895** - dată la care se consideră din punct de vedere istoric **nașterea telegrafiei fără fir** - când Marconi avea doar 21 de ani, acesta a reușit prima experiență de transmisie la distanță prin unde electromagnetice, deși între emițător și receptor se afla un deal.

Este evident că nici o mare invenție nu poate apărea dintr-o dată ca o realizare a unei singure persoane, ci ca o operă a unor colective (sau chiar generații întregi) de cercetători, fiind un proces complex și adesea de durată. Și invenția lui Marconi s-a bazat pe oscilatorul lui Hertz și coherorul lui Branly, dar genialul savant italian a intuit cel dintâi cum se pot asocia cele două elemente, adăugând acestora și elemente de originalitate. Meritele lui Marconi în inventarea radioului (telegrafiei fără fir) sunt indiscutabile și unanim recunoscute.

Întâlnind unele îndoeli ale administrației italiene privind invenția sa, Marconi pleacă în Anglia, unde își efectuează în continuare experiențele sale, obținând pe **2 iunie 1896 primul său brevet** (nr. 12.039) - care este și primul în lume - **referitor la comunicațiile fără fir** bazate pe undele electromagnetice.

În 1897 Marconi este delegat pentru a pune în practică invenția sa pentru uzul marinei italiene, instalând postul de recepție mai întâi fix (la 3km) și mai apoi mobil, pe un vas de război (la 18km). Putem astfel afirma că genialul savant italian Guglielmo Marconi a pus nu numai bazele radiocomunicațiilor fixe, dar este și părintele radiocomunicațiilor mobile.

După aceste experiențe, Marconi s-a întors în Anglia în același an (1897), înființând prima societate de telegrafie fără fir, numită Wireless Telegraph Trading

Signal Co, devenită în anul 1900 Marconi Wireless Co.

La sfârșitul lui 1898 Marconi a fost invitat de Amiralitatea Americană (unde a fost primit cu mult entuziasm), realizând la începutul anului 1899 repetarea celebrei sale experiențe, măbind distanța între emițător și receptor la 64km.

Tot în 1899, întorcându-se în Anglia, Marconi a realizat legătura radio peste Canalul Mânecii.

În octombrie 1900 Marconi a început realizarea concepției sale de a lega prin radiotelegrafie Anglia cu America, finalizată la 12 decembrie 1901, ora 12, când s-a primit semnalul convenit format din trei semne scurte (litera S în alfabetul Morse). Marconi devenea astfel învingătorul văzduhului.

În timpul războiului, Marconi a stat la dispoziția țării sale, controlând posturile de telegrafie fără fir, iar după sfârșitul războiului și-a petrecut cea mai mare parte a vieții pe iahtul său Elettra, unde a instalat un mare laborator științific. Această navă a fost numită de conaționali lui Marconi "la nave del miracolo".

În anul 1914 Marconi a contribuit la perfecționarea aparatelor de radiotelefonie.

La 30 mai 1924 a avut loc prima transmisiune a voci omenesti între Poldhu (Anglia) și Sidney (Australia).

Începând cu 1926 au avut loc succesiv inaugurările serviciilor permanente de radiotelegrafie dintre Anglia și respectiv Canada, Africa de Sud, India, Australia, America de Sud și diverse orașe din Asia.

Nu putem să nu amintim memorabila zi de 26 noiembrie 1930 când Marconi, de la bordul iahtului său Elettra, ancorat în portul italian Genova, printr-o singură comandă, a aprins luminile la expoziția din Sidney (Australia), cu ajutorul unui semnal radiotelegrafic.

Marconi s-a ocupat și de televiziune, prevăzând posibilități de realizare a acesteia, încă din 1899.

Moartea sa neașteptată survine la Roma, în dimineața zilei de 20 iulie 1937, întristând pe toată lumea care i-a apreciat monumentală operă. Marconi a depus neîntrerupt, timp de 42 de ani, o muncă titanică pentru perfecționarea minunatei sale invenții - radioul - și a tehnicii propagării undelor radio. O viață dedicată radiocomunicațiilor!

În ciuda nenumăratelor onoruri primite de Guglielmo Marconi în timpul vieții sale (culminând cu Premiul Nobel obținut în 1909) și postum, nici un elogiu nu este prea mult pentru cel care a realizat probabil cea mai mare invenție a secolului trecut și care a influențat decisiv secolul în care ne aflăm și în mod cert pe următorul.

Șerban Naicu

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

Abonamentele la revista TEHNIUM se pot contracta la toate oficiile poștale din țară și prin filialele RODIPET SA, revista figurând la poziția 4385 din Catalogul Presei Interne.

Periodicitate : apariție lunară.

Preț abonament : 9000 lei/număr de revistă.

- Materialele în vederea publicării se trimit recomandat pe adresa: **București, OP 42, CP 88**. Le așteptăm cu deosebit interes. Eventual, menționați și un număr de telefon la care puteți fi contactați.
- Articolele nepublicate nu se restituie.



PREAMPLIFICATOR-CORECTOR COMANDAT ELECTRONIC

Elma Electronic, Constanța

Un sistem audio de înaltă calitate trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

- zgomot și distorsiuni totale cât mai reduse;
- putere suficientă pentru a asigura o dinamică mare;
- etajul final să aibă un timp de răspuns cât mai mic;
- să permită ajustarea câștigului

- tensiune maximă de ieșire: 3Vef;
- reglaj volum: -80++17dB;
- profunzime reglaj ton:
 - joase(40Hz): -19++17dB;
 - înalte(15kHz): -15++15dB;
- separare între canale: 60dB.

O caracteristică interesantă a acestui integrat este faptul că toate reglajele (volum, balans, joase, înalte) sunt realizate prin aplicarea unor

- se elimină zgomotul care apare în montajele clasice din cauza uzurii potențioanelor;

Realizarea practică este foarte simplă, neexistând elemente de reglaj (în afară de cele externe).

Firma Elma Electronic realizează acest preamplificator pe o plăcuță de circuit imprimat cu dimensiunile 86x50mm. În plus,

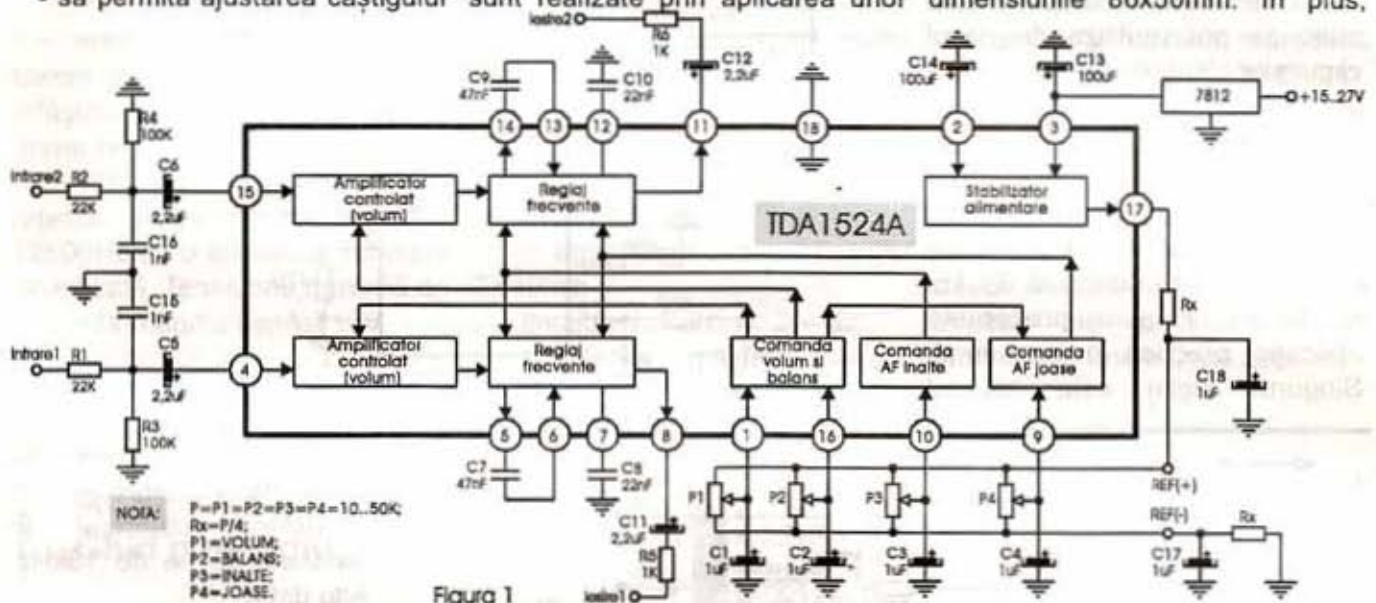


Figura 1

sistemului la capetele benzii audio (concret, să atenueze un eventual bas prea puternic pentru incinta acustică de care dispuneți sau să accentueze niște înalte cam "anemice" ...).

Un set de circuite integrate care, la un preț relativ scăzut, îndeplinesc în mare măsură cerințele de mai sus sunt amplificatorul audio TDA1514A și procesorul audio TDA1524A. În plus, prin utilizarea acestor circuite integrate se pot obține sisteme audio foarte compacte, având un număr foarte mic de componente externe.

Caracteristicile principale pentru TDA1514A sunt:

- tensiune de alimentare: ±24V;
- putere de ieșire: 50W/4Ω;
- distorsiuni: <0,1%;
- viteză de urmărire: 10V/μs.

TDA1524A este un preamplificator-corector stereo de înaltă performanță, realizat de firma Philips, următoarele caracteristici:

- tensiune de alimentare: 12V;
- curent absorbit: 35mA;

tensiuni continue pe pinii de comandă. De aici rezultă niște avantaje, care justifică prețul de cost al integratului:

- se folosesc potențioetre simple, evitându-se cele duble (greoaie, scumpe și nefiabile);
- conexiunile dintre montaj și potențioetre pot fi oricât de lungi și neecranate (pentru că nu transportă semnal audio);
- foarte puține componente externe;
- distorsiuni și zgomot reduse.

pentru a asigura o tensiune bine stabilizată și filtrată, preamplificatorul este echipat cu un stabilizator integrat LM7812 (astfel se poate alimenta direct de la bara de +24V a amplificatorului cu TDA1514A).

Pentru cei interesați: firma noastră vă poate livra acest montaj și prin poștă, la prețul de 110.000 lei. Ne puteți contacta la tel. 041/69.42.88 (tel/fax 041/69.09.80) sau la adresa CONSTANȚA, str. Merișor nr.2.

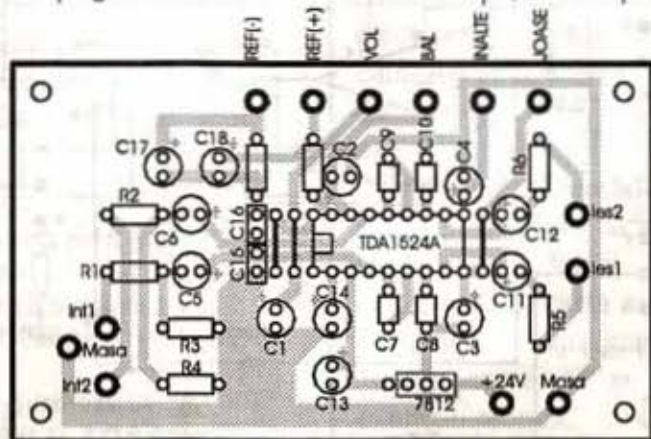


Figura 2

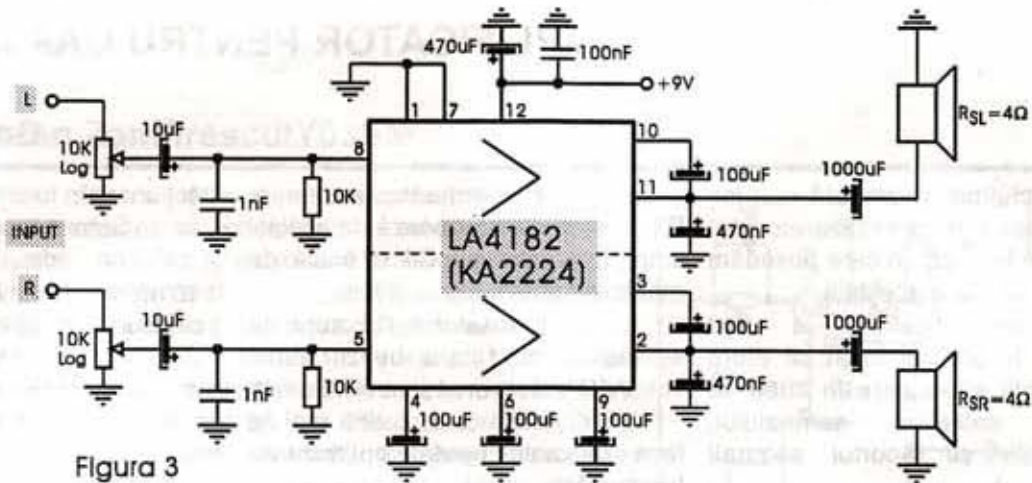


Figura 3

- premagnetizarea benzii în curent continuu aplicată direct pe înfășurarea activă a capului universal (înregistrare-redare).

Banda de frecvență reproducă este cuprinsă între 40-12500Hz cu o liniaritate suficient de ridicată. Tensiunea maximă de alimentare nu va depăși 16V.

Ultimul circuit prezentat este un amplificator de putere dual

(figura 3) ce echipează multe tipuri de dublu radiocasetofoane, LA4182.

Caracteristici tehnice:

- tensiunea de alimentare maximă: $U_a = 18V$;
- impedanța de intrare: $Z_i = 10k\Omega$;
- impedanța sarcinii: $Z_s = 4\Omega$;
- puterea maximă livrată sarcinii: $P_{max} = 2W/\text{canal}$;

- banda de frecvență reproducă este cuprinsă între 25+20.000Hz, cu o neliniaritate mai bună de $\pm 1dB$;

- THD $\leq 0,5\%$ pentru $P_{out} = 1W/\text{canal}$ pe sarcină de 4Ω .

Notă: În paranteză este trecut indicativul echivalențelor directe ale acestor circuite produse de unele firme asiatice.

MCSE : NT SERVER 4 Enterprise Ghid de studiu

Autori: LISA DONALD
JAMES CHELLIS
Colecția: SOFTWARE/HARDWARE



Lucrarea reprezintă modalitatea cea mai eficientă și accesibilă de pregătire în vederea implementării și utilizării pachetului software Windows NT 4.0 Enterprise, element de bază pentru atestarea MCSE. Sunt descrise în detaliu planificarea și instalarea, gestiunea resurselor, suportul multiplu de protocoale, conectivitatea netware, Internet information server și chestiuni legate de depanare.

Scris de profesioniști ai rețelelor de calculatoare, acest ghid de studiu furnizează o introducere comprehensivă în administrarea și implementarea NT Server 4 într-un mediu de firmă.

Grupul Editorial ALL-Serviciul "Cartea prin poștă"
Sunați și comandați!
tel:01/413.11.58;01/413.43.21;01/413.18.50;01/413.16.12;
fax:01/413.05.40 - fax Distribuție:01/413.03.29
sau scrieți la:
bd.Timișoara nr.58, sector 6, 76548 - București CP 12 - 107
NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ

NOUTĂȚI EDITORIALE

Editura ALL EDUCATIONAL oferă numeroșilor săi cititori o lucrarea interesantă intitulată "Introducere în LINUX" - de Mihai Băscă, în colecția INFORMATICĂ.

Pe parcursul lucrării sunt prezentate pe larg subiecte ca: instalarea Linux (pentru distribuțiile Slackware și Red Hat), configurarea resurselor sistem, conectarea la Internet, poșta electronică, editarea textelor, căutarea informațiilor pe sistem și utilizarea interpretorului de comenzi bash.

Autorul lucrării consideră pe bună dreptate că cel mai bun mod de a folosi informațiile prezentate în carte este lucrul la calculator, experimentând cu fiecare comandă și cu fiecare exemplu propus.



PREAMPLIFICATOR PENTRU CAP MAGNETIC

Gabriel Maxim

Schema prezentată mai jos poate fi folosită la realizarea unui casetofon, în cazul în care posedăm partea mecanică a acestuia.

Preamplificatorul a fost conceput în așa fel încât să ofere performanțe superioare în ceea ce privește calitatea semnalului, distorsiunile și raportul semnal/zgomot.

polarizat prin intermediul rezistorilor R1 și R4 și care formează, în același timp, împreună cu C4 o buclă de reacție negativă.

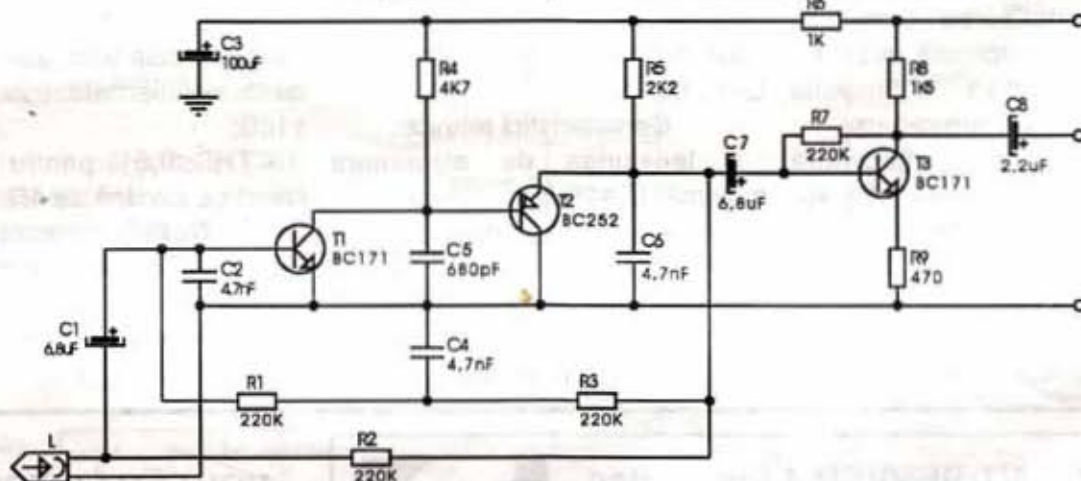
Condensatorul C5 suprimă semnalele din afara benzii audio îmbunătățind raportul semnal/zgomot.

Cuplajul cu al doilea etaj se face galvanic pentru optimizarea funcționării și eliminarea

funcționare în funcție de temperatură.

Schema poate fi folosită la orice tip de cap magnetic, recomandându-se totuși o impedanță a capului cuprinsă între 100Ω și 400Ω.

La proiectarea circuitului imprimat se va ține seama de traseele de masă, evitându-se buclele de masă. Rezistoarele folosite vor fi cu peliculă metalică, pentru obținerea



Din cauza vitezei mici de deplasare a benzii (4,76cm/s) și din cauza întrefierului mic al capului magnetic (1,75μm), tensiunea produsă de capul de redare este foarte mică. De aceea, în primul rând, preamplificatorul trebuie să aibă o amplificare mare, amplificare obținută, în cazul de față, prin intermediul celor trei etaje de amplificare.

Având în vedere amplificarea mare, este necesar ca preamplificatorul să aibă un raport semnal/zgomot foarte mare.

Cu preamplificatorul prezentat s-a obținut o bandă de frecvență de 40+80.000 Hz cu o neuniformitate de ±3dB și un raport semnal/zgomot de 57dB.

Preamplificatorul este, după cum am mai spus, format din trei etaje de amplificare, dintre care primele două, alcătuite din T1, T2 și piesele aferente, sunt cuplate galvanic, iar ultimul etaj este conectat prin intermediul condensatorului C7.

Condensatorul C1 separă galvanic bobina L din interiorul capului magnetic de baza lui T1, care este

inconvenientelor generate de un condensator electrolitic de cuplaj, care ar putea introduce distorsiuni.

Rezistorul R6 împreună cu condensatorul C3 realizează o filtrare suplimentară a tensiunii de polarizare a tranzistorului T2.

Ultimul etaj, format din tranzistorul T3, este separat galvanic de primele două etaje prin condensatorul C7. Polarizarea tranzistorului a fost făcută în conexiune EC, având reacție globală de curent continuu care asigură o stabilizare a punctului static de

unui zgomot de fond cât mai mic.

Din același motiv se vor folosi tranzistoare cu zgomot redus, acestea fiind cele încapsulate în plastic (BC171, 172, 173, 252, 413). Condensatoarele electrolitice vor fi sortate după curentul de fugă, alegându-se cele cu valoarea cea mai mică a acestuia.

Montajul astfel construit nu necesită reglaje.

Se recomandă să se folosească pentru legăturile de intrare cablu ecranat, cu masa la șasiul casetofonului.

- urmare din pagina 7 -

tensiunile la pinii celor două C1 (a se vedea montajele din TEHNIUM cu TAA661). Astfel, tensiunile la pinii 5, 6 și 7 vor fi aproximativ 1,4V, la pinii 2 și 12 circa 3,5V, la pinul 14 circa jumătate din tensiunea de la pinul 13, iar la pinul 1 cu 0,7V mai mult decât la pinul 14. La pinul 13 tensiunea va fi ceva mai mică decât tensiunea de alimentare (10,7+11V). La pinul 8 tensiunea continuă este de circa 0,12+0,14V.

Curentul prin tranzistorul BF215 va fi 0,5mA, iar prin tranzistoarele AF circa 3+5mA (fără semnal). Se va modifica eventual rezistența de 2,2kΩ (între 1,8 și 4,7kΩ). În prezența semnalului (chiar fără modulație) se va regla L9 astfel ca tensiunea continuă la pinul 14 al C12 să rămână la fel ca fără semnal (circa 5,5+6V). Astfel, centrul curbei în S va coincide cu frecvența purtătoare (455kHz). Amănunte se găsesc în TEHNIUM nr.2/1998.

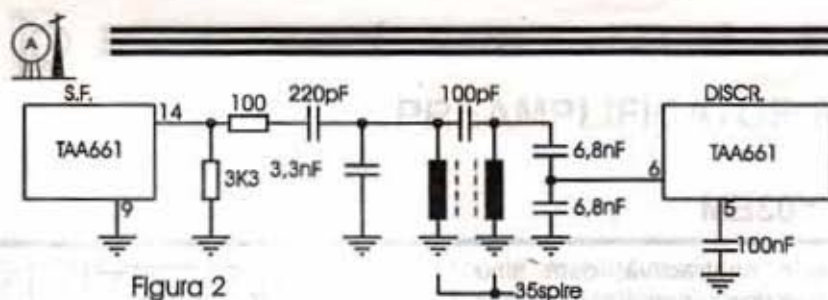


Figura 2

se poate testa integral. Ba mai mult, se pot face și recepții ale emisiunilor MF emise de acesta în ... cartier (cere doar 10mW).

Într-unul din numerele viitoare se va da schema unui emițător MF (pentru 3,6+3,8MHz) pornind de la montajele din nr.2 și 10/1998.

Împreună cu schema actuală din figura 1 se poate rapid alcătui un transceiver MF.

Intențiile viitoare fiind "dezvăluite", să trecem să examinăm schema din figura 1 cu interes sporit. Receptorul este superheterodină, având frecvența intermediară de 455kHz. Circuitul de intrare (cu acord fix pe 3,7MHz) este alcătuit dintr-o pereche de circuite cuplate capacitiv la cuplajul critic. Astfel se obține o curbă plată cu banda de trecere de circa 200kHz (la 3dB) centrată pe 3,7MHz.

Circuitul de intrare asigură o atenuare de aproape 40dB pentru frecvența imagine (4,51+4,71MHz), ceea ce este satisfăcător, deoarece nu sunt stații puternice în această porțiune de frecvențe.

Receptorul nu are ARF și prin urmare de la circuitul de intrare semnalul atacă mixerul (schimbătorul de frecvență) care este realizat cu circuitul integrat CI1 (la pinul 12).

Oscilatorul local este realizat cu blocul amplificator limitator din CI1. De la pinul 8 se culege semnal limitat (dreptunghiular), care se aplică circuitului oscilant realizat cu bobina L3 și apoi intrării 6 a amplificatorului limitator.

La frecvența de rezonanță reacția este pozitivă și oscilatorul lucrează între 4,055 și 4,255 MHz. Condensatorul variabil de 350pF cu demultiplicare reprezintă jumătate dintr-un condensator dublu clasic. Se va prefera tipul cu demultiplicarea 1:5,66 și nu cel cu 1:3, deși acordul MF este mult mai lejer decât cel SSB, dar vom vedea că receptorul poate recepționa și semnale SSB cu o mică modificare (hil).

Schimbătorul de frecvență

este echilibrat și este realizat cu celula de multiplicare din CI1 care, în mod normal, este folosită ca discriminator MF (ca și la alte mixere cu CI specializate). Este necesar ca la pinul 12 semnalul să nu depășească 10+20mVef, dar pentru emisiuni MF intrarea în limitare nu introduce distorsiuni. Totuși, un semnal prea mare ar putea afecta stabilitatea oscilatorului local (fenomenul de "târâre" al frecvenței), mai ales în modul de lucru SSB, când schimbătorul de frecvență devine detector de produs (vor apărea în SSB și distorsiuni neliniare).

La pinul 14 se obține semnalul de 455kHz, selectat de circuitul de la pinul 1 (o primă filtrare). Urmează două perechi de circuite cuplate critic în AFI.

Conectând amplificatorul AF din figura 3a la ieșirea A a mixerului și coborând frecvența oscilatorului local cu ajutorul unui condensator de 470pF styroflex (a se testa valoarea optimă) între 3,65+3,8 MHz (vezi figura 3b), mixerul se transformă în detector de produs, iar receptorul poate recepționa emisiuni SSB și CW (eventual) între 3,65+3,8MHz (acoperirea oscilatorului scade prin conectarea condensatorului de 470pF).

chiar și adăugirile recomandate aici. Schema din figura 1 nu a fost gândită ca un receptor multimod (inițial) și de aceea recepția SSB se poate face doar în câști; în orice caz, montajul din figura 1 își găsește astfel o altă utilizare (cel puțin parțial) ca să nu riște să fie folosit doar arareori.

Ca să înțelegem cum poate funcționa CI1 atât ca schimbător de frecvență cât și ca detector de produs, fără a comuta nimic la ieșire, este necesar să analizăm, comportarea în frecvență a circuitului format din L4 și condensatoarele de 10nF și 1nF. În domeniul audio (și chiar mai sus) bobina L4 se poate considera scurtcircuit și, prin urmare, condensatorul de 10nF împreună cu o rezistență de 8,5kΩ conectată intern între pinii 1 și 13 constituie un filtru-trece jos având o atenuare de 3dB la circa 2kHz și de 6dB la 3,4kHz. Prin urmare, multiplicatorul și filtrul trece-jos realizează un detector de produs. Conexiunea între oscilator și multiplicator este realizată intern. Revenind la circuitul de la pinul 1 al CI1, se constată că la frecvența de rezonanță a circuitului de derivație format din L4 și condensatorul de 1nF (455kHz), condensatorul de 10nF nu contează, fiind scurtcircuit. Se obține o bandă de 20kHz (datorită amortizării dată de rezistența de 8,5kΩ) și o comportare de FTB (ca la orice mixer).

În figura 5 este desenată calitativ atenuarea conferită de circuitul analizat. Există și o rejecție (circa 60dB) la o frecvență de circa

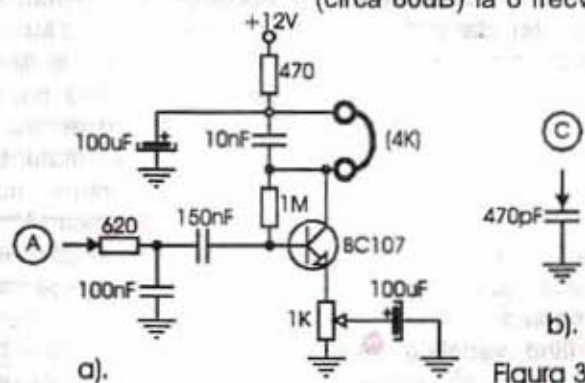


Figura 3

Firește, alimentarea AFI a discriminatorului și a etajului AAF din figura 1 trebuie tăiată. Vor lucra doar CI1 și tranzistoarele din figura 3a, având un receptor sincrodină cu detector de produs, oscilator local (de purtătoare) și AAF asemănător celui din TEHNIUM nr.1/1997. Se pot face

150kHz la care condensatorul de 10nF rezonază serie cu inductanța echivalentă a circuitului de rezonanță (la 150kHz acesta se comportă inductiv). În sfârșit, la frecvențe mari (4MHz), din schema de la pinul 1 contează doar cele două condensatoare în serie (circa 900pF)



care, împreună cu rezistența de $8,5k\Omega$, constituie un filtru trece-jos care atenuază puternic componentele de mixare superioare, precum și frecvența oscilatorului local (echilibrarea nu este perfectă). Astfel se explică alura curbei din figura 5. Semnalul de $455kHz$ este atenuat de filtrul RC trece-jos, la care se adaugă și efectul condensatorului de $10nF$, care rezonază cu inductanța căștilor la circa $1,5-2kHz$ (o rezonanță "plată").

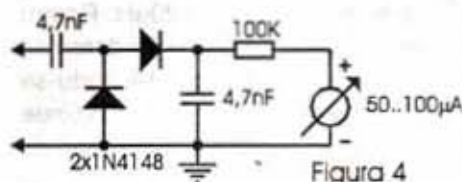


Figura 4

Selectivitatea va fi acceptabilă, fără a se utiliza obligatoriu un FTJ activ.

Pentru funcționarea ca superheterodină nu sunt probleme, deoarece circuitele AFI elimină semnalele AF prezente la pinul 1 al CI1. Cititorul inventiv poate conecta la pinul 6 al CI2 un detector de produs cu un al treilea TAA661 (vezi TEHNIUM nr.1/1997), modificând oscilatorul de purtătoare pe $455kHz$ și poate recepționa SSB cu întreaga schemă (fără discriminator firește), fără a se modifica oscilatorul variabil (VFO), ca în figura 3b. Această combinație de receptor SSB superheterodină nu va avea însă o selectivitate mult mai bună decât a sincrodinei, deoarece filtrul AFI este dimensionat pentru MF și are o bandă de circa $15kHz$ (la $6dB$ atenuare).

Tranzistorul din AFI poate lucra liniar (pentru semnale de cel mult $1+2mVef$ la intrare), dar și ca limitator de bandă îngustă, dacă semnalele aplicate sunt mari (peste $200mVef$ limitează perfect). În acest mod se asigură protecția CI2, care nu poate primi mai mult de $0,5+0,6Vef$ la pinul 6.

Amplificarea este dată de SF (circa $30dB$) și de AFI (circa $15dB$), la care se adună circa $7dB$ de la circuitul de intrare, deoarece se consideră că antena are 50Ω (prin transmatch), iar "sarcina" circuitului de intrare este rezistența de $2,4k\Omega$ (se "ridică" tensiunea). Amplificarea cea mai mare se realizează însă în amplificatorul limitator al CI2 (intrarea

6), de circa $60dB$ (fără limitare). De la $100\mu V$ apare limitarea, astfel că pentru $0,5-1mVef$ la pinul 6, demodularea va fi perfectă fără "fășăit", iar semnalul AF absolut constant, dependent doar de deviația de frecvență. Aceasta corespunde unui semnal de $2-3\mu Vef$ la intrare.

În figura 2 este dată o variantă simplificată, fără AFI, doar cu 3 circuite (cu cel de la pinul 1 al CI1). Sensibilitatea va fi acum circa $10+15\mu Vef$, dar ceea ce scade mult este selectivitatea. Astfel atenuarea canalului adiacent ($455\pm 25kHz$) scade de la $45dB$ la $25dB$. Această variantă poate fi utilă în timpul testelor preliminare, sau dacă ne mărginim să recepționăm microemittorul MF la mică distanță.

Funcționarea discriminatorului este descrisă în TEHNIUM nr.2/1998. Panta discriminatorului este de circa $0,35V/kHz$. Prin urmare, un semnal MF cu $\Delta f=5kHz$ produce la ieșire un semnal AF:

$$U_{AF} = 0,35 \times 5 / 1,41 = 1,24Vef \text{ (cel puțin } 1Vef\text{)}$$

De aceea etajul AAF conține doar tranzistorii finali și are amplificarea egală cu 1 (practic, ceva

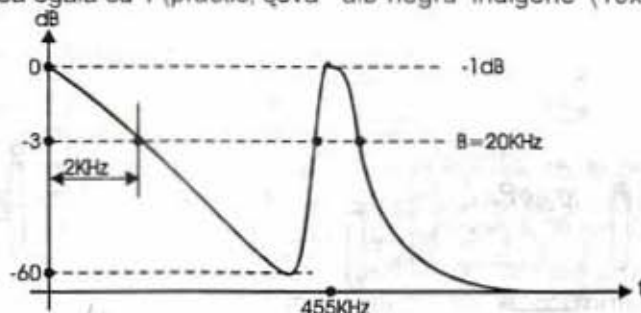


Figura 5

mai mică).

Reglajul nivelului se face cu ajutorul comutatorului K în trei trepte ($0dB$, $-10dB$ și $-20dB$ aproximativ). Dacă se dorește putere mai mare se poate elimina rezistența de 10Ω notată cu asterisc și se pot înlocui tranzistoarele BC107/177 cu BD135/136. Pe 5Ω se pot obține circa $200mW$ maxim. Dacă se folosesc tranzistoare BC în etajul final este bine să li se confecționeze niște mici radiatoare (vezi TEHNIUM nr.3 și 4/1997).

La borna B se poate conecta un instrument de curent continuu pentru a se ridica curba în S (vezi TEHNIUM nr.2/1998).

Acordul receptorului MF "după ureche" este mai mult decât riscant. Este necesar să se conecteze la pinul 14 al CI1, apoi în baza tranzistorului AFI și în final, la pinul 6 la CI1 un osciloscop, milivoltmetru sau măcar un voltmetru improvizat, ca în figura 4 și să se acorde L1, L2, L4, L5, L6, L7 și L8 pe "maximum" retușând acordul de câteva ori. Se va reduce nivelul aplicat la borna de antenă succesiv pentru a se evita intrarea în limitare a AFI sau SF: altfel acordul este fals și "plat" (exagerat). Pentru a citi frecvența oscilatorului local se poate conecta frecvențmetrul la pinul 8 al CI1, respectiv la pinul 8 al CI2 pentru a citi frecvența intermediară (tensiunea este circa $40+60mVef$).

Punctele indicate de conectare a aparatelor sunt puncte de impedanță joasă și dezacordul produs de aparate este minim. Ca generatoare se pot folosi montajele din TEHNIUM nr.2 și 6/1998 discutate anterior. Semnalul se va diviza cu un divizor rezistiv adecvat.

Bobinele se execută pe carcasa de tip oală "Electronica" utilizate în modulele de sunet ale TV alb-negru indigene ($10 \times 10 \times 15mm$).

Se va utiliza sârmă CuEm $0,1mm$ și se vor rebobina după dorință.

Toate condensatoarele de acord utilizate în circuitele oscilante sunt cu dielectric styroflex. Condensatoarele de cuplaj de $120pF$, $27pF$, $240pF$, $100pF$ pot fi și ceramice. Celelalte condensatoare vor fi ceramice ($C > 4,7nF$ de decuplaj sau de cuplaj).

Condensatoarele de $5,6nF$ și $1,2nF$ de la discriminator vor fi styroflex. Excepție fac, firește, condensatoarele electrolitice.

Înainte de a se aplica semnal montajului se vor verifica cu ajutorul unui voltmetru de curent continuu

- continuare în pagina 4 -

recenzat de ing. Florin Bălan/Y07LBX

- urmare din numărul trecut -

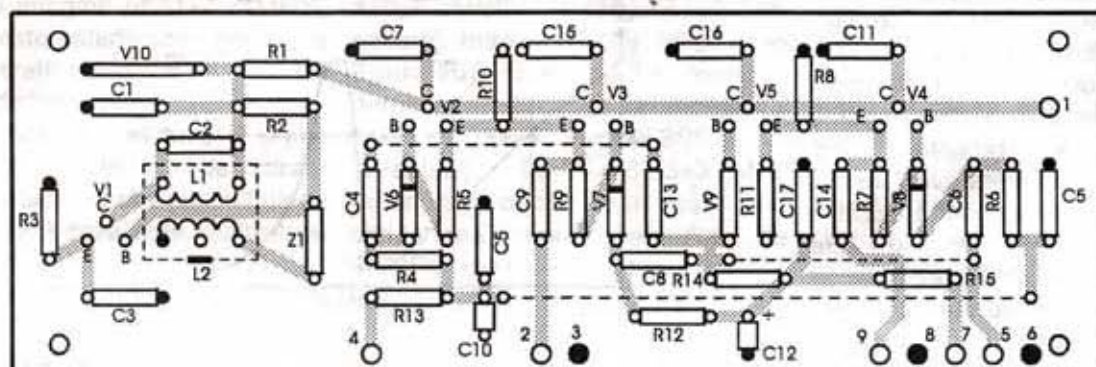
Formarea semnalului DSB (cu purtătoare suprimată) în modulatorul echilibrat urmează cu amplificarea lui cu tranzistorul 1V7. Filtrul electromecanic elimină banda superioară. Semnalul SSB se amplifică în al doilea circuit cu tranzistorul 1V8. Mixerul cu diodele 1V13+1V16 transferă semnalul SSB cu frecvența de 500kHz la frecvența de lucru în banda de 160m. Droselul 1L8 realizează aceeași funcție ca și droselul 1L1. În acest mixer nu sunt elemente speciale de echilibrare, pentru că și fără ele se asigură suprimarea frecvențelor VFO-ului în spectrul de ieșire al semnalului TxRx (se înțelege, în calcul se ia suprimarea suplimentară pe care o dă FTB). La cosa 9 a plăcii 1, semnalul pe frecvența de lucru ajunge la placa 4, unde se găsește filtrul 4C12+4C16, 4L3, 4L4 pe traseul Tx. Analog ajunge semnalul la FTB de pe traseul Rx și

alăturate plăcii, cât și pe placă. În esență, circuitul imprimat propriu-zis este făcut între punctele mici albe (prin orificiile cărora trec piciorușele diferitelor piese), iar punctele mici înnegrite reprezintă orificiile prin care trec piciorușele pieselor montate la masă. Punctele mari (cerculețele) reprezintă cose sau pini care se pun pentru întărirea rigidității mecanice și electrice, cât și pentru creșterea fiabilității firelor ce formează cablajul TxRx. De asemenea, se pot lipi conductoare între piciorușele pieselor ce trec prin cerculețele albe (izolate față de masă) dar procedeul, deși a fost inițial folosit de constructor și se folosește frecvent pentru lucrările de laborator, nu este indicat odată ce folosim textolit sau sticlotoxolit placat. Este de preferat ca placa de bază să se facă din sticlotoxolit dublu placat.

Se curăță plăcile imprimate, eventual se cositoresc și se acoperă cu o peliculă de colofoniu diluat în tiner (benzină, diluant) și se pregătesc

frecvența de 500kHz în carcasă tip B1; filtrul electromecanic EMF-9D-500-3V sau altul mai bun.

Pentru asigurarea calității bobinelor circuitelor de FI, VFO și generatorul cu cuarț se folosesc bobine oscilator din banda UM de la receptoarele SELGA-402 care au inductanțele în jur de 120μH. Pentru corecția lor e necesară doar darea de găuri în cablaj (reglarea făcându-se pe dedesubt). Rapoartele între spirele bobinelor de cuplaj pot fi aproape de 10. Pentru circuitele de FI și al generatorului de cuarț pot fi întrebuințate și bobine din circuitele de FI ale receptoarelor tranzistorizate, păstrând raportul spirelor. Numai în acest caz se pot înlocui condensatorii 1C8, 1C9, 1C19 și 2C2 cu alții. A adopta un astfel de circuit în VFO nu e de dorit deoarece se caută o cât mai mare stabilitate la temperaturi joase. În locul bobinelor amintite se pot folosi și bobine ecranate de FI (455kHz) din radioreceptoarele românești.



Oscilatorul cu cart si comutatorul electronic.

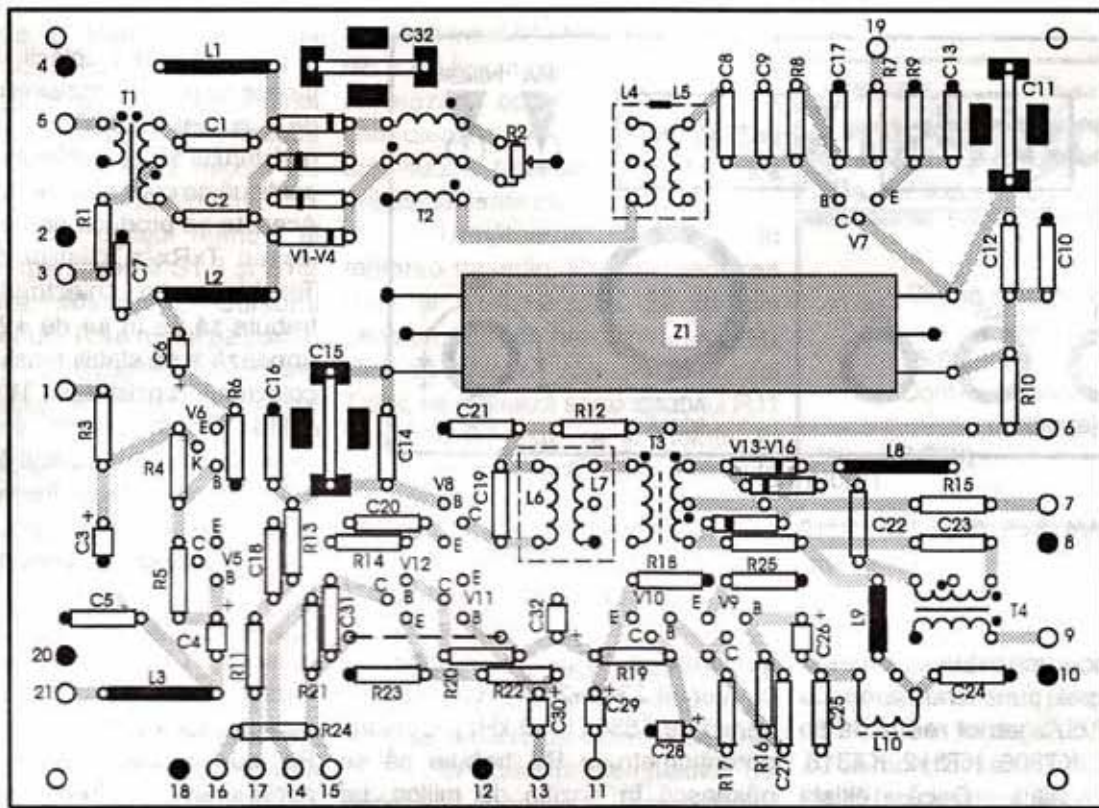
Figura 9

se ajunge exact la aceleași caracteristici.

Așezarea tuturor celor 4 subansamble de semnal mic se vede pe module în figurile 8+11. Plăcile VFO-ului, oscilatorul cu frecvența de 500kHz și comutatoarele electronice, placa RAA și a filtrelor de bandă au dimensiunile 140x50mm, iar placa de bază 140x100mm. Plăcile se dau la scara 1/1, iar materialul folosit este textolit sau sticlotoxolit cu grosimea 1,5-2mm. Indicații asupra confecționării plăcilor se dau în figurile

pentru aplicarea componentelor. Condensatorii electrolitici sunt de tipul K50-6; condensatorii neelectrolitici KM5 și KM6 (pentru calitate mai bună se pot înlocui cu seria KLC, iar pentru stabilitatea frecvențelor circuitelor, KCO-1 și KCO-2, sau chiar KT-mică), trimerii-KPK-M, condensatorul variabil KPE de la receptorul ALPINIST (se folosește numai secțiunea de 250pF care poate fi și de la receptoarele românești "Mamaia", "Albatros" etc); rezistențele MLT-0,25W; semireglabili și potențiometrii SP4-1; cuarțul cu

Prin utilizarea circuitului magnetic (miezului) SB-12a, (Cb-12a) bobinele pot avea 75 spire fir PEV-2 de 0,1 (CuEm 0,1mm), iar bobinele de cuplaj până la 7 spire. Toate aceste bobine trebuie să fie ecranate. Bobinele din FTB din traseele de Rx și Tx, 4L1-4L4 au inductanța 12μH (12 spire fir PEV-20,3 sau CuEm 0,3mm, miez magnetic SB-12a). Distanța între axele bobinelor se stabilește la 20mm. Se pot folosi și bobine românești de φ 6mm cu miez de ferită, neecranate, bobinând 40 spire CuEm φ 0,15mm;



Placa de baza.
Figura 10

se obține o inductanță $L=7+16\mu\text{H}$ care se poate regla foarte ușor din miez, la $12\mu\text{H}$.

Bobina 1L10 a filtrului de joasă frecvență se bobinează pe un tor de tip K20x12x6, din ferită 300HM și conține 160 spire din conductor PELSO 0,1, inductanța fiind în jur de 50mH. Se pot folosi și bobine de tip oală, principalul este să se ajungă la inductanța dorită. Pentru aceasta se pot folosi și ferite românești produse de AFERRO București și anume A7 (punct maron) cu $\mu_i=3500$ sau A5 (cu punct gri) $\mu_i=2200$, în acest caz (A5) se mărește numărul de spire.

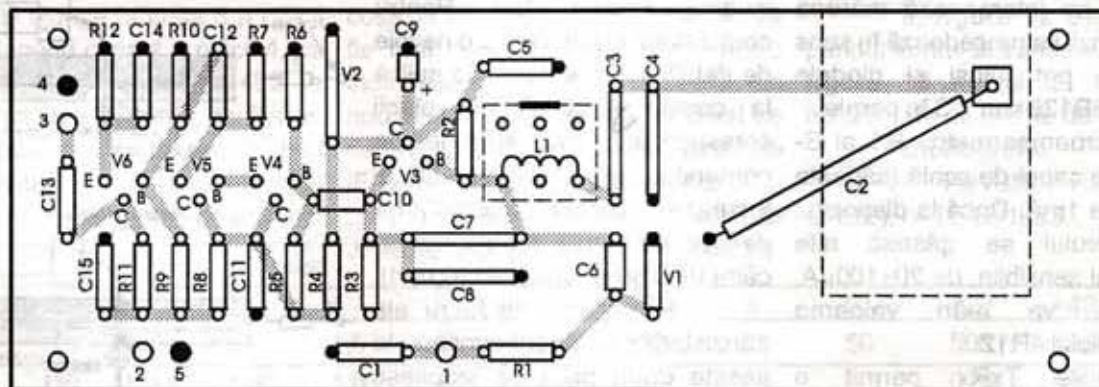
Transformatoarele 1T1-1T4 se bobinează pe torii K7x4x2 din

ferită cu permeabilitatea (μ_i) de 400+1000. Bobinajele se execută trifilar cu fir PEV-2 cu diametrul 0,1+0,3mm răsucit șnur (pasul răsucirii în jur de 1cm), se bobinează uniform 15+30 spire. Înfășurările ce au punct median rezultă din unirea începutului uneia cu sfârșitul celeilalte, începuturile fiind notate pe schemă cu un punct. Se pot folosi torii românești AFERRO din ferită A1 (albastru+albastru), A11 (albastru) $\mu_i=600$ sau A21 (punct bej) $\mu_i=900$.

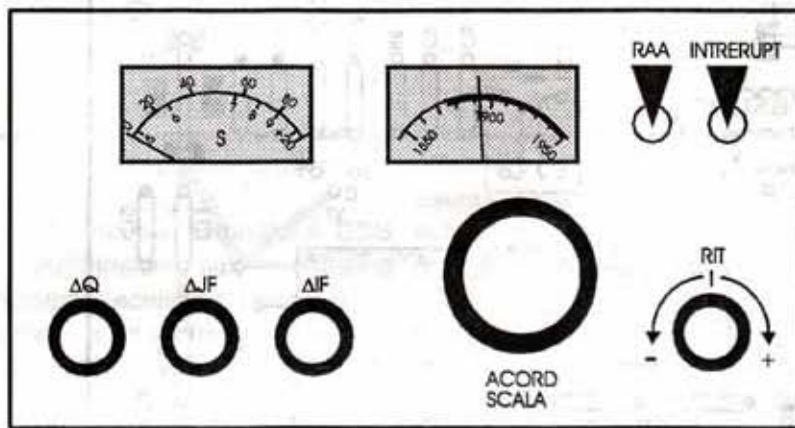
Droselele 1L1-1L3, 1L8, 1L9 pot fi dintre cele mai bune tipuri cu inductanța nu mai mică de $250\mu\text{H}$. Se pot folosi droselele de la televizoare vechi cu lămpi sau drosele standard

D-0,1 sau asemănătoare (vezi articolul "Bobine de înaltă frecvență" din Radioamatorul nr.5/1993). De exemplu, se pot folosi două șocuri de $130\mu\text{H}$, conectate în serie.

Pentru a nu strica echilibrarea mixerului cu diode, droselele 1L1 și 1L2, 1L9 și 1L8 trebuie să aibă parametrii cât mai apropiați. Tranzistorii KT315, în general trebuie să aibă $\beta > 50$ (la tranzistorii BC107-109 sau alte serii BC și BF nu sunt probleme). Înaintea montării se aleg tranzistorii în conformitate cu cele arătate anterior, o mai mare importanță având-o 1V5, 1V6, 1V9, 3V3 și 4V4. Tranzistorii 1V7 și 1V8 se aleg în apropierea lui h21E știut, iar la



Placa VFO
Figura 11


Figura 12

tranzistorii 3V4, 3V5, 2V2+2V5, 1V12 se admite un factor static de amplificare mai mic de 50 (dar nu mai mic de 30).

În locul tranzistorului din seria KT315 se pot pune tranzistori cu siliciu de IF cu zgomot redus de tip npn (KT301, KT306, KT312, KT316, KT342 și alții). Dacă există posibilitatea înlocuirii tranzistorilor KT315 cu KT312, KT342 (sau seria BF-urilor) se îmbunătățesc parametri TxRx. În primul rând, în conformitate cu scopul propus, se folosesc tranzistori de calitate pentru 1V7-1V9.

Tranzistorii 4V5 și 4V6 sunt de tip pnp cu $\beta > 30$ (KT361, KT208, KT203 sau BC177-9, BC251-3). Diodele din TxRx trebuie să aibă o capacitate cât mai mică la IF ($\leq 1\text{pF}$) pentru o polarizare inversă de 3+5V (KD503, KD512, KD521, 1N4148, 1N...).

Pentru înlocuirea varicapurilor KV102 sau D901 se poate regla condensatorul 3C6 până la valoarea de 100pF, iar dacă prin aceasta se dezacordează circuitele (din limitele stabilite), atunci se montează un varicap cu o variație mai mică, KV104 sau, dacă ne interesează mărirea limitelor benzii se procedează în sens invers. Se pot folosi și diodele românești BB139 sau 2-3 în paralel.

Microampermetrul R1 al S-metrului are capul de scală (săgeata maximă) de 1mA. Dacă la dispoziția radioamatorului se găsesc alte aparate mai sensibile, de 20+100 μ A, atunci se va mări valoarea semireglabilului 4R12.

Plăcile TxRx permit o "împachetare" foarte densă, ce duce la crearea unui aparat compact.

Reglarea TxRx începe cu VFO-ul. Se reglează bobina 3L1 și se selectează condensatorii 3C3 și 3C4 pentru a stabili acoperirea în frecvență a VFO-ului în interiorul frecvenței 2340+2460kHz (pentru o bandă de 1850+1950 kHz). Cursorul potențiometrului R7 trebuie să se găsească în poziția de mijloc, iar comutatorul S2-poziționat pe partea stângă. După aceasta, se încearcă limitele date de VFO, inferioară și superioară, ale granițelor benzii. Acestea se reglează prin alegerea lui 3C6. Acceptabil se poate socoti o deviere cu $\pm 1,5\text{kHz}$. Pentru norma IARU, pentru banda de 160m, se lărgesc limitele acoperite de VFO. Amplitudinea tensiunii de ieșire a VFO-ului, pe o sarcină de 75+100 Ω trebuie să fie în jur de 1,5V. Aceasta se stabilește prin alegerea lui 3C10. Pentru a se obține o astfel de amplitudine prin deformarea minimă a formei semnalului de ieșire, trebuie alese rezistențele R11 și R12 (valorile nominale 120+180 Ω reglabil).

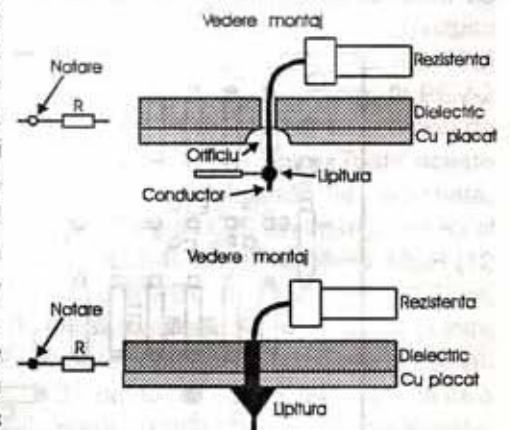
Apoi se trece la reglarea generatorului cu cuarț. Dacă nu se excită, trebuie schimbată în poziție inversă bobina 2L2. Pentru comutatorul electronic nu e nevoie de detalii suplimentare. Se aplică la cosele 4 și 7 ale plăcii corespunzătoare (2) tensiunea de comandă, ne convingem că el lucrează corect (comutarea direcției de dare a semnalelor de către VFO și generatorul cu cuarț).

Regimurile de lucru ale tranzistorilor în curent continuu la aceste două plăci se stabilesc automat, fără alegerea rezistorilor în circuitele de polarizare.

Reglarea plăcii de bază începe cu proba tranzistorilor în regim de curent continuu. Alegerea rezistorului 1R22 stabilește tensiunea continuă pe colectorul lui 1V12 la +7V. Aceasta se produce prin cuplarea la ieșirea TxRx a căștilor telefonice. Tensiunea pe colectorul lui V11 trebuie să fie în jur de +2V. Similar urmează a se stabili tensiunea și pe colectorul tranzistorului 1V9 (reglând 1R16). După aceasta, se trasează caracteristica amplitudine-frecvență a amplificatorului de JF, frecvențe de pe traseul Rx.

Dintr-un generator de frecvență vocală (JF) cu $Z_{ies} = 400+600\Omega$ se dă semnal la intrarea FTJ, decuplat temporar de droselul 1L9. **Figura 6** reprezintă caracteristica amplitudine-frecvență. Pe ea se observă "căderea" în apropierea frecvenței de 3kHz, condiționată de faptul că, cu cât impedența de intrare a primului circuit de amplificare de JF este mai mare, cu atât caracteristica e mai fidelă și "căderea" mai mare. Dacă "tăierea" caracteristicii în apropierea frecvenței de 2kHz e mai mare de 3dB, urmează a se micșora 1C31 (se dublează frecvența de rezonanță a circuitului format de căștile telefonice și condensatorul 1C31 la frecvențe mai înalte). Trebuie avută în vedere condiția că la schimbarea căștilor ($Z_{câști}$) se schimbă impedența circuitului, și dacă se afectează inteligibilitatea acustică, eventual se atașează un alt amplificator de joasă frecvență.

Prin refacerea legăturii droselului 1L9, începem reglarea


Figura 13



traseului de IF. Pentru aceasta, la intrarea plăcii de bază (cosele 4 și 5) se cuplează un generator de semnal standard și se dă semnal în limitele benzii de 160m pentru maxim de nivel. Poziția comutatorului S1 corespunde cu reglajul manual al amplificării (pe schemă S1.3 și S1.2 pe pozițiile inferioare). Cursorul potențiometrului R1 e mutat pe partea superioară pe schemă și reglând semireglabilul R11, se stabilește tensiunea în jur de $\pm 2,5V$. Rotind cursorul de acord al TxRx, se caută recepția semnalului de la generator, după care se micșorează nivelul acestui semnal astfel ca amplificatoarele de Ft și JF ale TxRx să nu se supraîncarce (nivelul semnalului de JF este de 10+30mV la ieșirea 11 a plăcii de bază și garantează absența supraîncărcării etajelor de FI). Prin acordarea bobinelor 1L5 și 1L6 și a condensatoarelor 1C11 și 1C15, se obține o tensiune de ieșire maximă. Dacă aceasta se face cu rotirea la maxim a miezului bobinelor sau a trimerilor, trebuie reglată impedanța de intrare a circuitelor. Prin aceasta se dorește să se mențină fix raportul capacităților 1C8 și 1C9 și, de asemenea, 1C14, 1C15 și 1C16. În procesul reglării circuitelor de FI și a formatorului SSB cu filtrul EMF este necesar să se reducă nivelul semnalului care trece de la generatorul de semnal standard, pentru a se elimina supraîncărcarea etajelor de RF și JF ale TxRx.

După aceasta se începe reglarea FTB de pe traseul Rx. Semnalul din generator cu frecvența de 1900kHz se dă la cosa 1 a plăcii 4, iar conductorul central (ce se ecranează) ajunge la cosa 5 a plăcii de bază, legând cosa 4 a plăcii 4, ca în figura 5. Reglând bobina 4L2 se obține tensiunea maximă de ieșire. Apoi conductorul central (cablul coaxial) se cuplează la cosa 4 a plăcii 4, iar semnalul din generator se dă la intrarea condensatorului 4C11.

Reglând miezul bobinei 4L1 se obține din nou Uieș.maximă. Generatorul se cuplează la cosa 1 a plăcii 4 și se controlează caracteristica amplitudine-frecvență a FTB. Ea trebuie să arate ca în figura 7.

Următoarea etapă, în reglarea traseului Rx, este reglarea RAA și a S-metrului. Se dă din generator un semnal la intrarea TxRx care să întrecă nivelul zgomotului TxRx, se reglează semireglabilul R11 (cursorul R1 este ca și înainte, în poziția superioară). Se găsește maximum de amplificare pe traseul FI, după aceea reglându-se potențiometrul astfel ca nivelul semnalului la ieșire să se micșoreze foarte puțin. Apoi se măsoară tensiunea (în partea superioară pe schemă) pe piciorul potențiometrului R1 și se conectează sistemul de RAA.

În absența semnalului din generator, se reglează semireglabilul 4R10, obținându-se din nou aceeași tensiune pe partea superioară a piciorușului lui R1. După aceasta se reglează semireglabilul 4R15 (cursorul semireglabilului fiind poziționat în dreapta pe schemă) stabilindu-se săgeata S-metrului la semnal de nul.

Se aplică semnal cu un nivel de $3\mu V$ la intrarea traseului Rx, reglând semireglabilul 4R4 se obține o oarecare deviație a acului S-metrului. După aceea, nivelul semnalului se mărește la 5mV și se reglează semireglabilul 4R12, stabilindu-se acul S-metrului la semnul maxim al scalei (se face corespondența S9+40 dB).

Indiciul unei funcționări normale a sistemului RAA este în acest caz nivelul de JF, semnalul la cosa 11 a plăcii 1, care nu trebuie să fie mai mare în acest caz. Pentru indicațiile mai mari se reglează din nou 4R4 în același sens. În tabel se dă nivelul de intrare al semnalului de IF, corespunzător la gradația scalei S-metrului, și la fel (orientativ) nivelul de JF al semnalului la cosa 11 a plăcii 1,

Scala S	3	4	5	6	7	8	9	+20	+40	
$U_{intrare}$ [μV]	0	0,8	1,6	3	6	12	25	50	500	5000
U_{RAA} [V]	1,95	1,95	1,95	1,9	1,45	1,2	1	0,9	0,68	0,6
U_{JF} [mV]	4,8	11	14	28	36	38	40	41	43	44

Proser
TEHNICON
București, Str. Silvestru 7; Tel.: 211 89 15; Fax: 211 24 83

- Sirene piezoelectrice pentru alarme auto (75.000)
- Contacte import pentru portbagaj, capotă (8.000)

nivelul de tensiune al RAA la cosele 17 și 19 ale plăcii 1.

După aceasta, TxRx se comută în regim Tx și se alege R5 astfel ca tensiunea pe colectorul lui 1V5 să fie în jur de +2,7V. Controlând cu un receptor sau cu un milivoltmetru de IF (se cuplează la bobina 1L7, iar VFO-ul e temporar decuplat de la placa de bază), se echilibrează modulatorul - reglând la început semireglabilul 1R2, apoi condensatorul 1C32. Această operație se repetă de câteva ori cuplând la intrarea de microfon generatorul de JF, se stabilește astfel nivelul de intrare, ca tensiunea efectivă de JF, obținută pe emitorul lui 1V6 să fie în jur de 0,1V. La cosele 9 și 10 ale plăcii de bază se introduce temporar o rezistență de 75Ω , se cuplează din nou VFO-ul și se sortează rezistența R4 astfel ca tensiunea efectivă de JF pe acest rezistor să fie în jur de 50mV. Apoi se stabilește frecvența de ieșire la 1900kHz, se acordă FTB de pe Tx prin aceeași metodă ca și FTB de pe Rx.

În figura 12 este prezentat panoul frontal al transceiverului, iar în figura 13 modul de decodare a notărilor de pe plăcile de montaj.

Bibliografie

- Revista Radio (fosta URSS), nr.11-12/1983.



CONSTRUIȚI-VĂ UN OSCILOSCOP ! (III)

ing. Șerban Naicu
ing. Gheorghe Codârlă

- *umare din numărul trecut* -

Una dintre cele două câi ale amplificatorului de c.c. (cea de jos, de pe schemă) se găsește la un potențial care se poate regla din potențiometrul P (10k Ω) situat pe panoul frontal. Cu acesta se poate regla poziția pe verticală, putându-se aduce trasa pe centrul ecranului tubului catodic. Prin intermediul cursorului potențiometrului P se poate aduce pe poarta (grila G) a tranzistorului T2 o tensiune pozitivă sau negativă.

Diodele D1 și D2, împreună cu rezistoarele R5 și R6 asigură protecția tranzistorului cu efect de câmp T1 la supratensiuni accidentale. Capacitatea joncțiunii diodei D1 este anulată prin conectarea anodului acesteia la sursa tranzistorului T1, prin condensatorul C4.

Tranzistoarele care formează al doilea etaj, T3 și T4, de tip pnp (BF272), având capsula prezentată în figura 15b, au emitoarele conectate între ele la +15V, într-o schemă simetrică, prin intermediul rezistoarelor R12 și R13. În paralel cu acest grup de rezistoare se află semireglabilul SR2 (1k Ω), cu ajutorul căruia se poate face un reglaj al amplificării întregului lanț, SR2 constituind împreună cu rezistorul R15 rezistența de reacție a celui de-al doilea etaj (T3 și T4).

Semireglabilul SR3(5k Ω) are rolul de a corecta eventuala dispersie a componentelor, prin modificarea polarizării tranzistoarelor celui de-al treilea etaj (T5 și T6).

Reacția negativă de tensiune asigurată de rezistoarele R19 și R20 determină lărgirea benzii de trecere a acestui etaj și micșorarea impedanței de ieșire.

Tensiunea medie de colector a tranzistoarelor T5 și T6 se reglează din semireglabilul SR4(1k Ω) pentru a obține tensiunea de 9V pe emitoarele tranzistoarelor T9 și T10. Acest lucru corespunde punctului optim de funcționare al tranzistoarelor T7 și T8.

Tranzistoarele T5, T7 și T9, respectiv T6, T8 și T10 sunt de tip

BF240 (BF241 sau similare), având capsula prezentată în figura 15c.

Reacția negativă de curent a celui de-al patrulea etaj, asigurată prin rezistorul R28, determină amplificarea la frecvențe joase a acestui etaj. Grupul R26-C5 compensează căderea amplificării la frecvențe înalte, de peste 3MHz.

Ultimul etaj, cel de-al cincilea, realizat cu tranzistoarele T9 și respectiv T10, în configurație de repetor pe emitor, asigură AMPLIFICATORULUI FINAL Y (etajul care urmează) o impedanță de valoare redusă. Semnalul de ieșire se extrage prin rezistoarele R39 și R40 (de 27 Ω fiecare) și prin pinii Y_A-Y_B se aplică la intrarea etajului AMPLIFICATOR FINAL Y, care va fi prezentat în cele ce urmează.

Din emitorul tranzistorului T10 se extrag impulsurile de sincronizare care, prin grupul R37-C6, se aplică tranzistorului T11, în configurație de repetor pe emitor, de unde, prin condensatorul C7 (10 μ F), se aplică la intrarea moduluiul BAZA DE TIMP (lucru prezentat în numărul precedent al revistei).

Tranzistorul T11 este de tip BC174 și are capsula prezentată în figura 15d.

Montajul preamplificatorului Y prezentat se alimentează cu o tensiune duală de $\pm 15V$, asigurată de BLOCUL DE ALIMENTARE de la rețea, care va fi prezentat într-unul din numerele viitoare ale revistei

Cele două tensiuni de +15V și de -15V sunt filtrate suplimentar cu două grupuri L-C. Bobinele L au circa 20+30 μ H (conținând 30 spire, pe ferită ϕ 3mm, sârmă de 0,25mm) iar condensatoarele câte 10 μ F (tantai).

Cablajul PREAMPLIFICATORULUI Y este prezentat în figura 16a - partea cablată și figura 16b partea plantată.

Montajul este ecranat, fiind fixat prin intermediul a patru distanțiere pe o placă metalică (din oțel acoperit) pe partea placată, fixată la rândul său (prin trei șuruburi) de

șasiul cutiei osciloscopului.

III.2. AMPLIFICATORUL FINAL Y

Schema electronică a acestui bloc funcțional este prezentată în figura 17.

La intrare (pinii Y_A-Y_B) se primește semnal de la PREAMPLIFICATORUL Y, iar la ieșire (Y₁-Y₂) se conectează plăcile de deviație verticală (plăcile Y) ale tubului catodic.

Acest modul este plasat chiar pe gâtul tubului catodic, unde este fixat cu ajutorul unui colier.

AMPLIFICATORUL FINAL Y, care constituie un modul constructiv de sine stătător (în varianta aleasă de autori) se alimentează cu trei tensiuni: o tensiune duală de $\pm 15V$ și una de 170V, furnizate de blocul de ALIMENTARE REȚEA.

Montajul primește la intrare, adică pe bazele tranzistoarelor T1 și T2 (de tip BF240, BF241) semnalele de la ieșirea PREAMPLIFICATORULUI Y (prezentat anterior) și furnizează la ieșire (Y₁-Y₂) semnale nedistorsionate de circa 170V_W.

Din schemă se observă că AMPLIFICATORUL FINAL Y cuprinde două ramuri simetrice, realizate cu tranzistoarele T1, T3 și T5, respectiv T2, T4 și T6, montate în conexiunile EC, BC și CC. Utilizând această configurație de schemă se obține o bandă largă de trecere a amplificatorului și o impedanță mică de ieșire.

Tranzistoarele T3, T4, T5 și T6 sunt de tip BF458, având capsula prezentată în figura 18a. Aceste patru tranzistoare vor fi prevăzute cu radiatoare de răcire. O variantă de radiator, pe care o propun autorii, este prezentată în figura 18b. Această constă în două plăci de aluminiu cu grosimea de 1mm, tăiate la dimensiunile prezentate (17x25mm²) și îndoit conform desenului. Radiatoarele sunt eloxate (anodizate) în culoarea neagră, frezându-se (pilindu-se) porțiunea de suprafață unde fac contact cu tranzistorul. Fixarea pe tranzistor se face cu șuruburi și piulițe de 3mm.

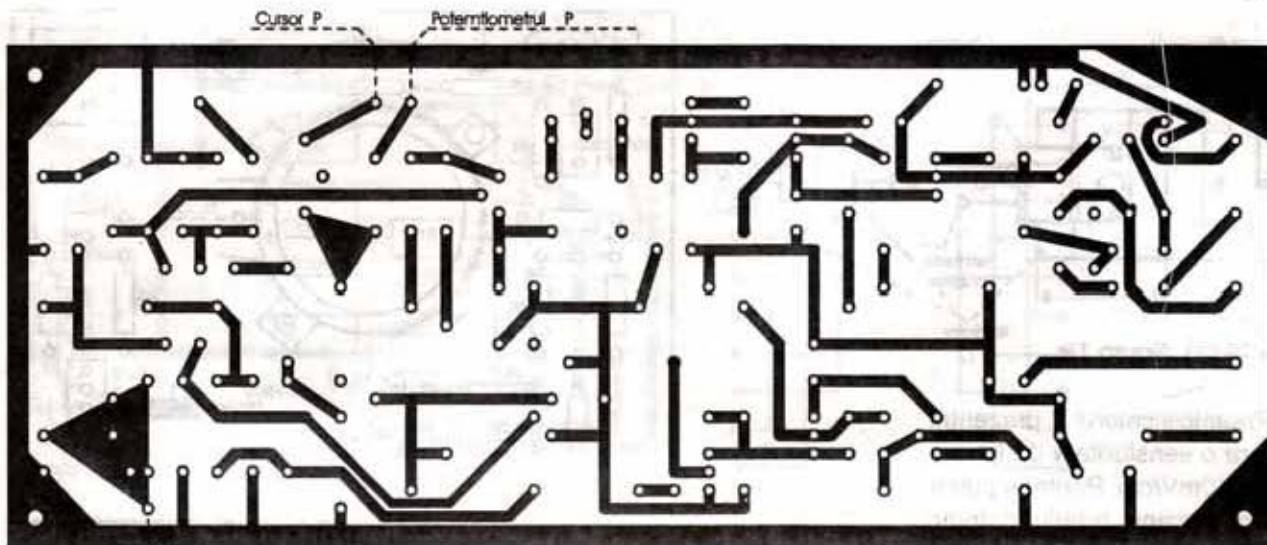


Figura 16a

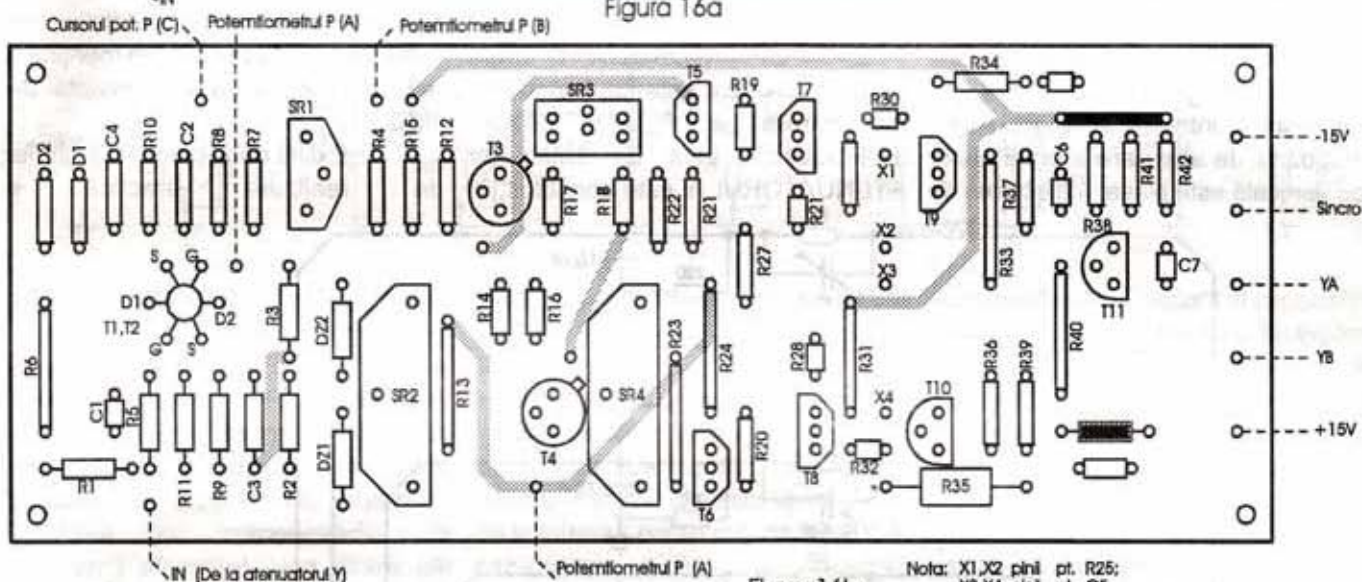


Figura 16b

Cu ajutorul semireglabilului SR (2kΩ, liniar) se stabilește curentul de colector al tranzistoarelor finale, T5 și T6, ceea ce determină excursia maximă a semnalului de ieșire vizibilă pe ecranul tubului catodic. Pentru a obține acest lucru trebuie ca potențialele în punctele Y₁ și Y₂ să fie egale cu jumătate din tensiunea de alimentare (+85V, în total 170V).

Având tensiunea de 9V la cele două intrări (Y_A și Y_B), deci în bazele tranzistoarelor T1 și T2, se va regla din semireglabilul SR (2kΩ, liniar) încât U_{Y1}=U_{Y2}=85V. Dacă din acest reglaj se vor obține tensiuni egale dar mai mici de 85V se va modifica valoarea rezistoarelor R5 și R6 (6k2), în sensul scăderii lor.

Grupul L-C4 de pe alimentarea cu +170V împiedică oscilațiile pe înaltă frecvență ale amplificatorului (pe ansamblu).

Grupul R1-C1 asigură

compensarea la frecvențe înalte.

C a b l a j u l AMPLIFICATORULUI FINAL Y este prezentat în figura 19. Se remarcă

prezența colierului de strângere, cu care acest modul se fixează pe gâtul tubului catodic.

III. 3. ATENUATORUL Y

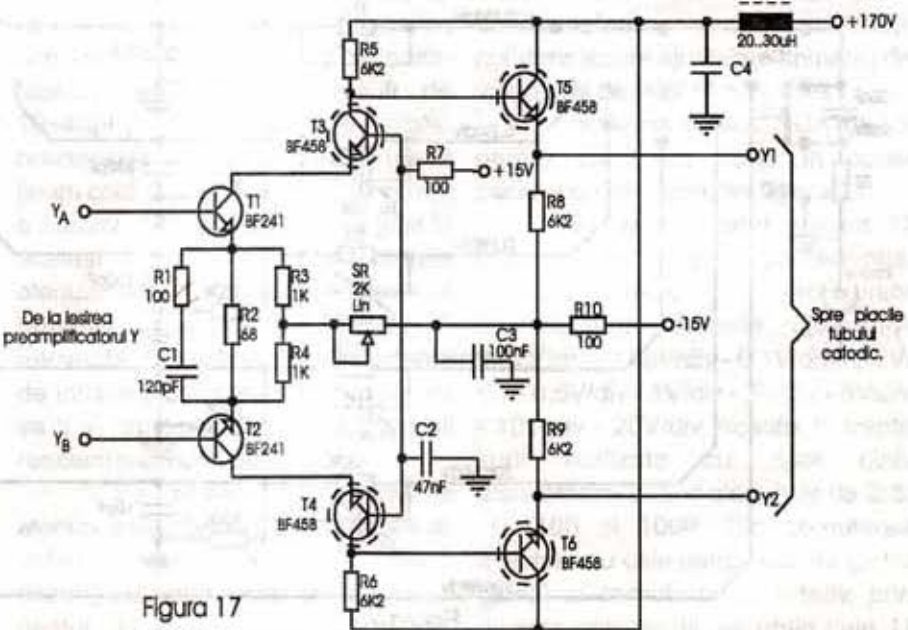


Figura 17

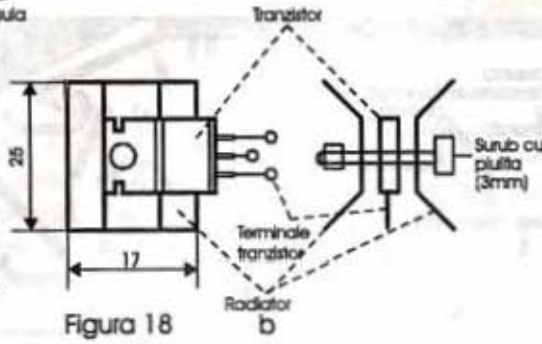
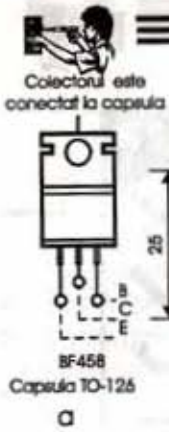


Figura 18

Preamplificatorul Y, prezentat anterior, are o sensibilitate de intrare de bază de 10mV/cm. Pentru a putea vizualiza pe ecranul tubului catodic semnale de intrare cu amplitudini mult mai mari, dar fără a depăși limitele (dimensiunile) ecranului, este nevoie să se adauge un dispozitiv de atenuare la intrarea acestuia. Acest dispozitiv de atenuare a semnalelor pe verticală este plasat între borna de

intrare a osciloscopului (Y) și intrarea PREAMPLIFICATORULUI Y. După cum s-a precizat anterior, impedanța de intrare a PREAMPLIFICATORULUI Y este de 1MΩ, iar ATENUATORUL Y este constituit, în

de principal, din divizoare rezistive de tensiune, calculate pentru a menține o rezistență de intrare constantă de 1MΩ.

Există două posibilități diferite de realizare practică a

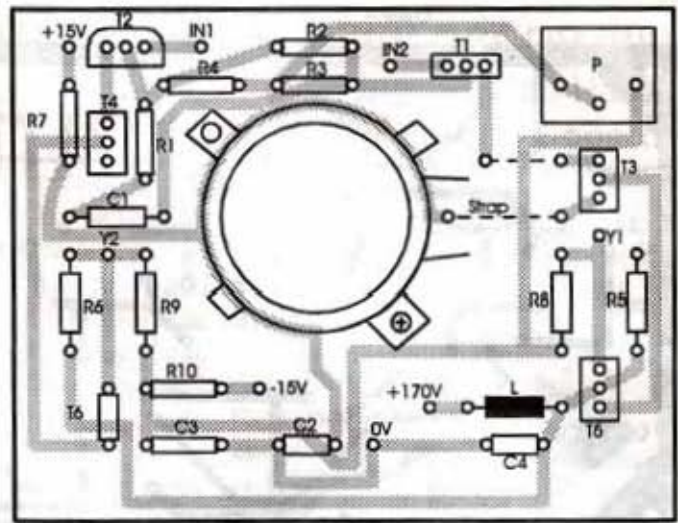


Figura 19

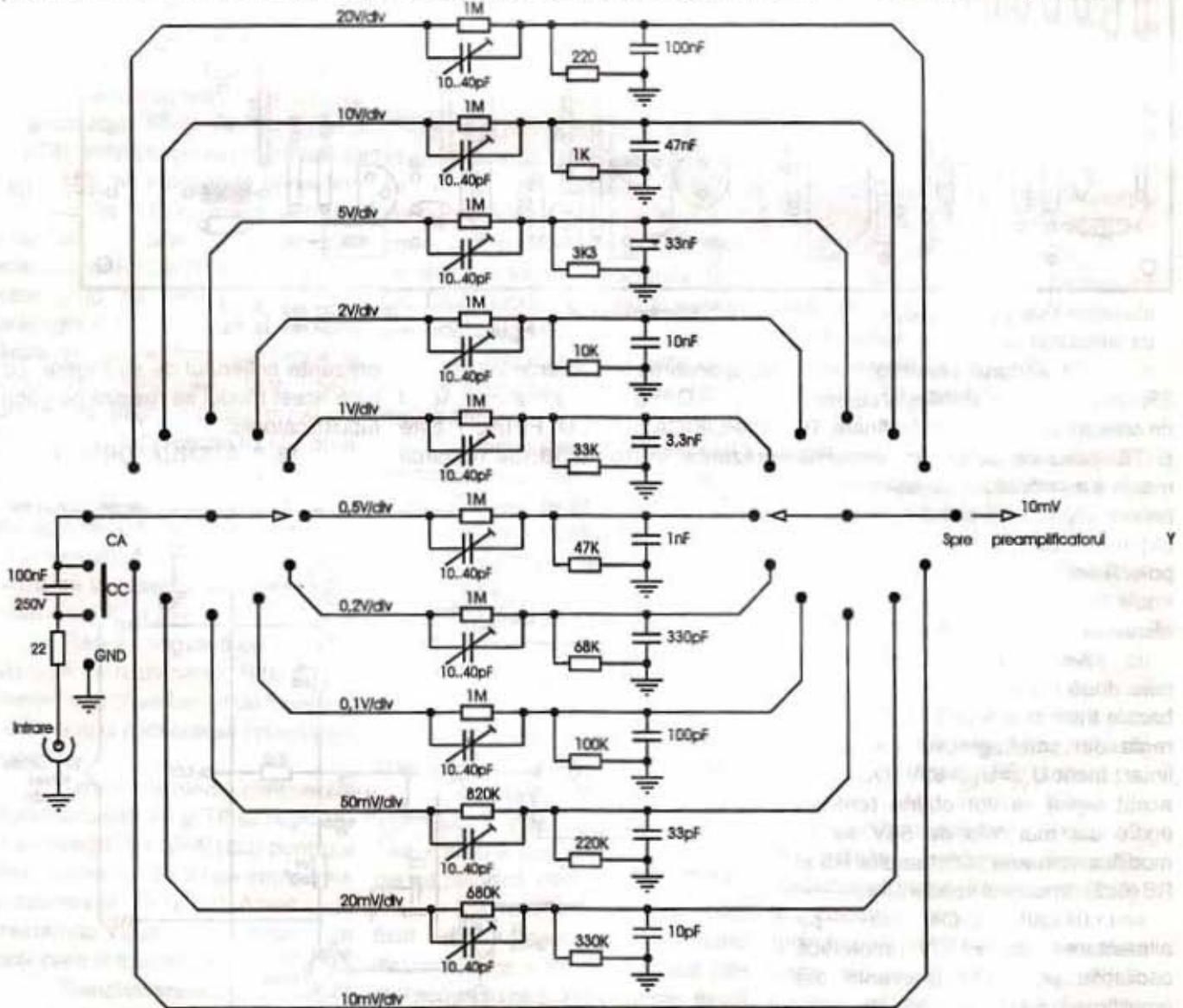


Figura 20

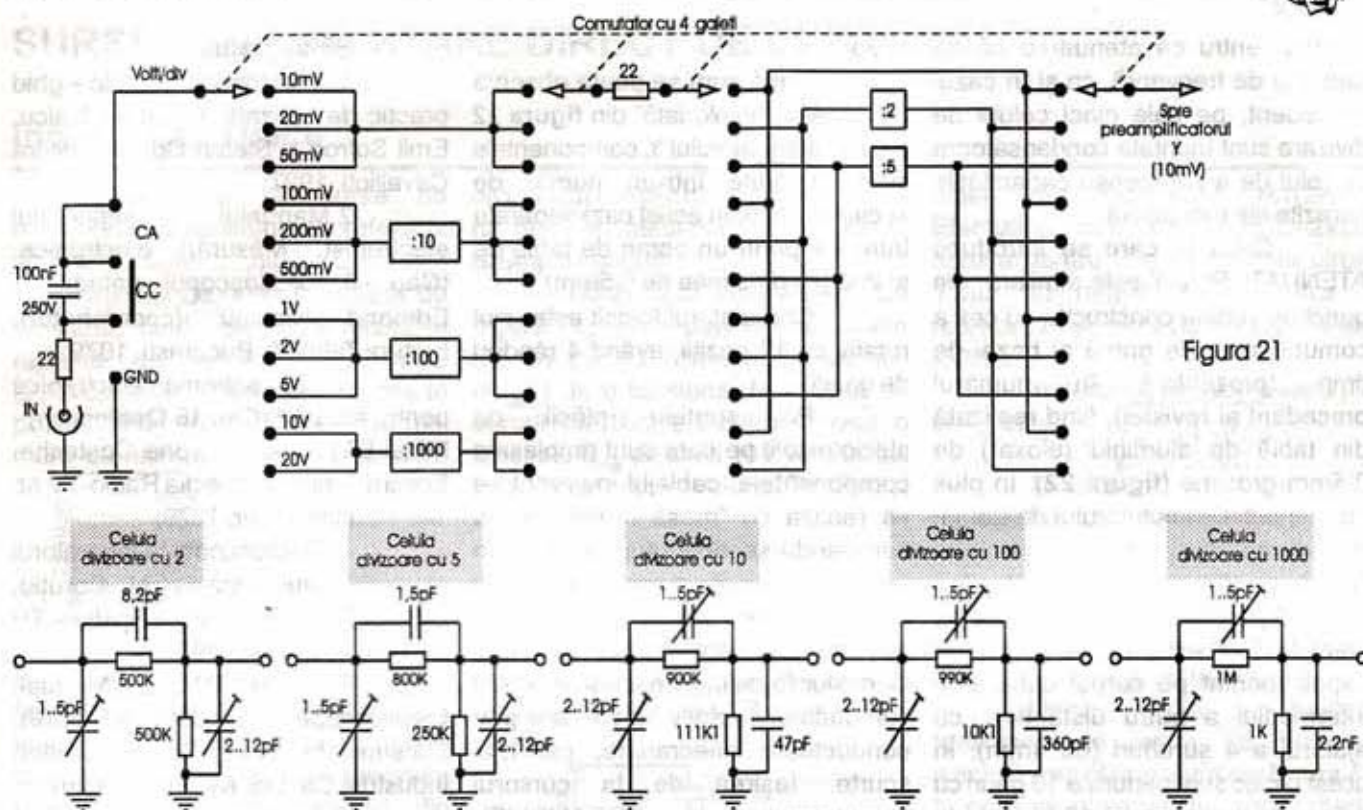


Figura 21

ATENUATORULUI Y. Una dintre acestea, prezentată în figura 20 constă în folosirea pentru fiecare treaptă a ATENUATORULUI Y a unui divizor rezistiv distinct. Având un atenuator cu 11 trepte, vom avea practic 10 grupuri de divizoare rezistive (cu compensările de frecvență aferente), una dintre căi fiind directă (cuplaj galvanic), având coeficientul de divizare egal cu 1.

O altă variantă principală de realizare a ATENUATORULUI Y, prezentată în figura 21, având tot 11 trepte, este realizată folosind numai 5 celule de divizare (având atenuările de 2, 5, 10, 100 și 1000) astfel combinate încât să se poată realiza toate cele 10 trepte de atenuare (cea de-a 11-a atenuare, fiind unitară, este legătură directă).

Această a doua variantă, prezentând unele avantaje (dintre care cel mai important este economia de componente), a fost preferată de autori la realizarea ATENUATORULUI Y din acest osciloscop. Dar întrucât considerăm că ambele tipuri de atenuatoare trebuie cunoscute (și înțelese) le vom detalia în continuare pe ambele, rămânând ca cititorii să opteze pentru varianta preferată.

Varianta de atenuator de intrare Y cu divizoare individuale

pentru fiecare treaptă, prezentată în figura 20, are câteva particularități. Se observă faptul că rezistența de intrare (de $1M\Omega$) este șuntată de un condensator de câțiva pF din cauza capacității de grilă (poartă) a tranzistorului cu efect de câmp (FET) de la intrarea preamplificatorului Y. În caz contrar, dacă am lăsa această rezistență fără compensare, acest lucru va constitui un filtru trece-jos (cu brațul serie al atenuatorului), determinând astfel o cădere bruscă a curbei de răspuns în frecvență. Pentru a se evita acest lucru, rezistoarele de atenuare sunt conectate în paralel cu condensatoare. Când condensatoarele ajustabile (trimerele de $10-40pF$) sunt corect reglate, reactanțele condensatoarelor (dacă ținem cont și de capacitatea de intrare a preamplificatorului Y) se vor găsi în același raport ca și rezistențele atenuatorului. Factorul de atenuare va rămâne constant, oricare ar fi frecvența. În același timp impedanța de intrare va scădea când frecvența va fi în creștere, din cauza scăderii reactanței condensatoarelor.

Se remarcă din schema atenuatorului, faptul că rezistențele de valori mici sunt șuntate (în câteva cazuri) cu condensatoare de valori destul de mari. În acest caz se

manifestă efectul nedorit al capacității - șunt al FET-ului, pe care încercăm să-l compensăm. Încercarea de ameliorare a acestui efect nedorit are două motivații. În primul rând faptul că acest montaj asigură o capacitate de intrare destul de constantă, de circa $30pF$. Acest lucru este necesar dacă se dorește utilizarea osciloscopului cu sonde de înaltă impedanță, întrucât acestea sunt concepute pentru a funcționa cu o rezistență de intrare de $1M\Omega$, în paralel cu o capacitate cuprinsă între $20pF$ și $40pF$. În al doilea rând, dacă nu s-ar pune condensatoare șunt ar trebui condensatoare ajustabile (trimere) de valori atât de mici că nu există.

Schema de ATENUATOR Y pentru care am optat în acest osciloscop este cea din figura 21.

Acest atenuator are tot 11 trepte ca și precedentul, corespunzătoare următorilor coeficienți de deflexie: $0,01V/div - 0,02V/div - 0,05V/div - 0,1V/div - 0,2V/div - 0,5V/div - 1V/div - 2V/div - 5V/div - 10V/div - 20V/div$. Aceste 11 trepte sunt realizate cu doar cinci atenuatoare, având atenuările de 2; 5; 10; 100 și 1000. Din comutarea acestora cu cele patru secțiuni (patru galeți) ai comutatorului rotativ, prin diverse combinații, se obțin cele 11



trepte. Pentru ca atenuarea să nu depindă de frecvență, ca și în cazul precedent, pe cele cinci celule de divizare sunt montate condensatoare cu rolul de a compensa capacitățile parazite ale montajului.

Cutia în care se introduce ATENUATORUL Y este similară, din punct de vedere constructiv, cu cea a comutatorului de gamă al bazei de timp (prezentată în numărul precedent al revistei), fiind realizată din tablă de aluminiu (eloxat) de 0,5mm grosime (figura 22). În plus față de cutia comutatorului de gamă, în vederea unei bune ecranări, între galeții comutatorului s-au introdus folii subtiri din aluminiu, iar montajul de pe steciotextolit este prevăzut cu un capac montat pe corpul cutiei prin intermediul a patru distanțieri, cu ajutorul a 4 șuruburi (de 4mm). În acest capac sunt perforate 10 găuri cu ϕ 5mm în dreptul celor 10 trimeri (de 10+40 pF fiecare) necesare pentru introducerea șurubelniței pentru

reglaj.

După cum se poate observa din schema "explodată" din figura 22 a cutiei atenuatorului Y, componentele sunt împărțite într-un număr de secțiuni (patru, în acest caz) separate între ele printr-un ecran de tablă de alamă (cu grosimea de 0,5mm).

Comutatorul folosit este unul rotativ cu 12 poziții, având 4 rânduri de galeți.

Pe spatele plăcii de steciotextolit pe care sunt amplasate componentele, cablajul imprimat se va realiza cu "masă multă", adică corodându-se doar suprafețele din jurul punctelor de conexiune, în rest lăsându-se folia de cupru de pe placă (care se va cositori), pe post de ecran. Conexiunile de la componente la pinii comutatorului rotativ se vor face prin conductoare neecranate, cât mai scurte. Ieșirea de la cursorul comutatorului la PREAMPLIFICATORUL Y se va face cu un cablu coaxial ecranat, lung de 10-12cm.

Bibliografie

1. Osciloscop catodic - ghid practic de utilizare - Șerban Naicu, Emil Sofron și Ștefan Oprea, Editura Cavallioti, 1997;

2. Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice. (Cap. 6 Osciloscopul catodic) - Edmond Nicolau (coordonator), Editura Tehnică, București, 1979;

3. 20 scheme electronice pentru amatori (Cap.16 Osciloscop) - Mihai Bășoiu și Cicerone Costache, Editura Tehnică (colecția Radio-TV nr. 140), București, nr. 1979;

4. Osciloscopul în laboratorul electronistului amator - M. Coruțiu, Editura Tehnică (colecția Radio - TV nr. 145), București, 1987;

5. Instruction Manual. Oscilloscope, model VP-526A, Matshushita Communication Industrial Co. Ltd. National, Japan.

-continuare în numărul viitor-

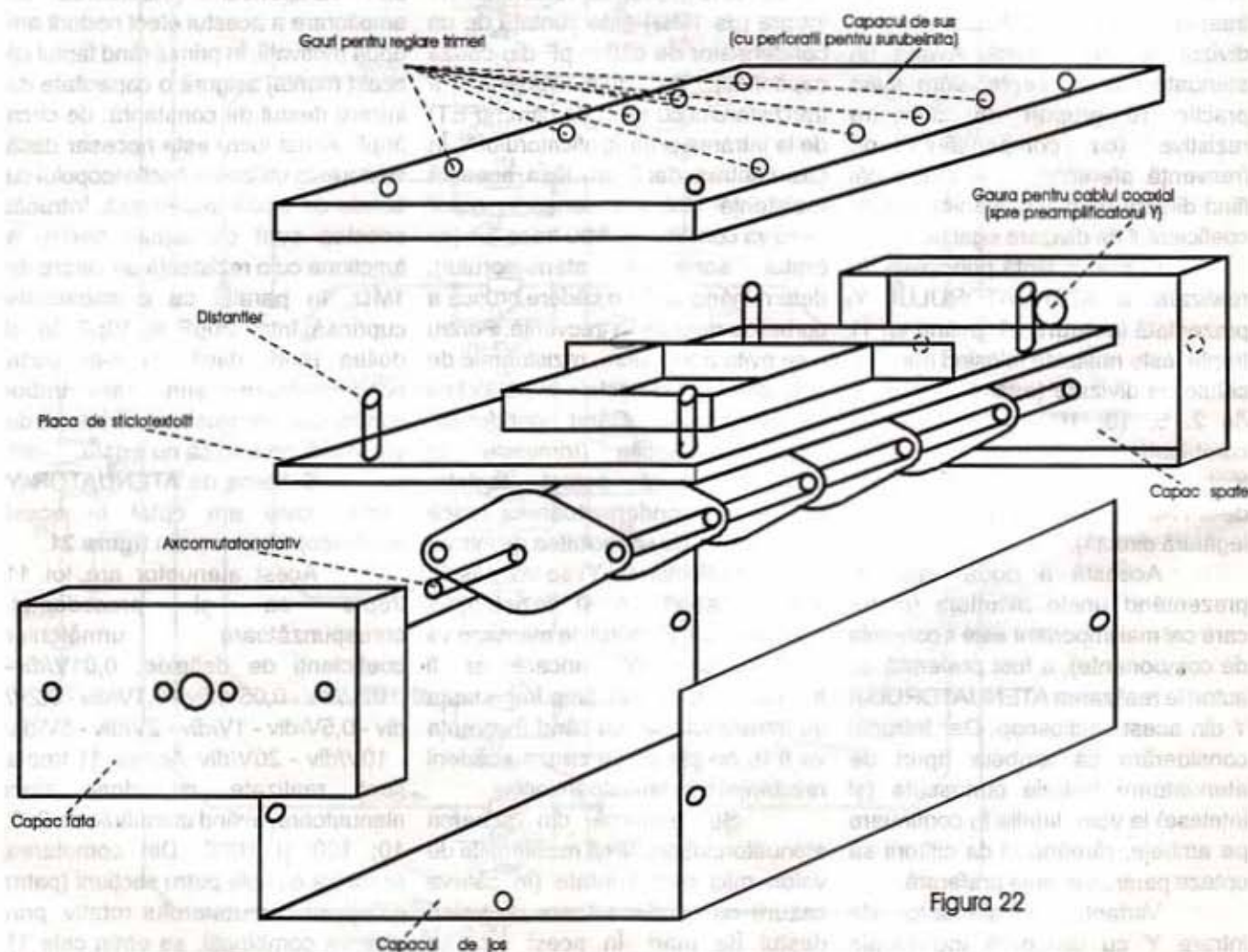


Figura 22



SURSE DE ALIMENTARE DIRECT DE LA REȚEA

ing. Șerban Naicu

Acest tip de surse de alimentare cu tensiune se referă la acelea care nu utilizează transformator de rețea coborâtor de tensiune, fiind conectate direct la rețeaua de tensiune alternativă (220Vc.a./50Hz). Ele sunt folosite în prezent la un număr din ce în ce mai mare de montaje, având o pondere

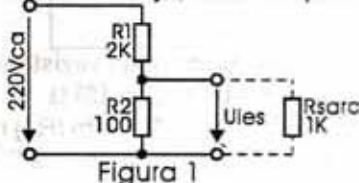


Figura 1

destul de importantă ca să merite să fie cunoscute mai bine. Fără a putea avea pretenția că aceste alimentatoare le vor înlocui pe cele tradiționale (care folosesc transformator) din cauza unor dezavantaje evidente pe care le au, nu putem neglija, în același timp, nici principalul avantaj al acestora. Acest avantaj constă în faptul că elimină din structura lor piesa cea mai scumpă, mai voluminoasă și mai grea dintr-un alimentator clasic: transformatorul de rețea.

Dintre dezavantajele majore ale surselor de alimentare conectate direct la rețea enumerăm, în primul rând, pericolul major de electrocutare pe care îl prezintă și, în al doilea rând, puterile relativ reduse pe care acestea le pot livra.

Renunțând la transformatorul de rețea, care avea rolul de a coborî tensiunea de la valoarea de 220Vc.a. la un nivel cât mai apropiat de cel necesar utilizatorului (sarcinii), problema care se pune este aceea de a găsi un alt procedeu de a asigura această diminuare a tensiunii. În acest sens, primul gând pe care îl avem este acela al utilizării unui divizor rezistiv. Deși soluția utilizării unui divizor rezistiv pare simplă, ea nu poate fi luată în considerație datorită faptului că o foarte mare parte din energia furnizată de sursa de alimentare este pierdută inutil (prin disipație termică) pe rezistențele divizorului.

Pentru a vedea exact de ce ordin de mărime sunt aceste pierderi de energie, care fac din ideea utilizării

divizorului rezistiv o soluție nepractică (și de fapt, nefolosită) vom lua un exemplu concret.

Utilizând divizorul rezistiv din figura 1, presupunem că avem nevoie pentru alimentarea sarcinii (R_{sarc}) de o tensiune de 10V, la un curent de 10mA. Pentru a avea o tensiune U_{ies} de circa 10V vom utiliza în divizorul rezistiv valorile $R1=2k\Omega$ și $R2=100\Omega$.

Întrucât rezistența de sarcină (R_{sarc}) are valoarea de $1k\Omega$ ($10V/10mA$), mult mai mare ca 100Ω , aceasta se va putea neglija, pentru simplificarea calculului, în ceea ce privește conectarea lui R_{sarc} în paralel cu $R2$.

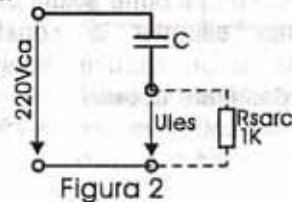


Figura 2

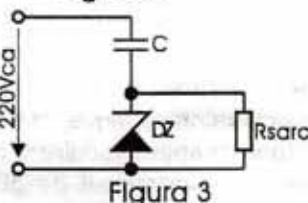


Figura 3

Să vedem, în continuare, care este puterea disipată pe cele două rezistențe din divizor.

$$P_{dR1} = U_{R1}^2 / R1 = 22W$$

$$P_{dR2} = U_{R2}^2 / R2 = 1W$$

Pe cele două rezistoare din divizor se pierde inutil, prin disipație termică 23W, pentru ca rezistorul de sarcină să beneficieze de o putere de 100mW.

Este evident că soluția nu este viabilă, pierderile de energie fiind extrem de mari. Nu este posibilă, în vederea reducerii pierderilor, nici soluția mării valorii rezistoarelor din divizor întrucât, în acest caz, nu s-ar mai putea asigura curentul prin sarcină.

Soluția adoptată în vederea alimentării direct de la rețea este prezentată în figura 2 și constă în utilizarea (în locul divizorului rezistiv) unui condensator C, a cărui "rezistență în curent alternativ" (reactanță capacitivă, $X_c = 1/\omega C$) să fie

egală cu rezistența $R1(2k\Omega)$. Efectuând calculele ($1/2\pi fC=2k\Omega$) rezultă pentru C o valoare de circa $1,5\mu F$. În relația de mai sus f reprezintă frecvența tensiunii de rețea (50Hz).

Impedanța circuitului serie (C și R_s) este:

$$Z = \sqrt{R_s^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

Tensiunea la bornele rezistenței de sarcină va avea expresia $U_{ies} = R_s U_{rețea} / Z$

Pentru limitarea și stabilizarea tensiunii de ieșire (U_{ies}) se va conecta o diodă Zener (Dz) în paralel cu sarcina, ca în figura 3.

Dacă vom vizualiza tensiunea de ieșire (la bornele sarcinii) vom obține alura din figura 4, în care se observă, în primul rând, faptul că tensiunea de ieșire are valoarea limitată la valoarea U_z , iar în al doilea rând, prezența alternanțelor negative de amplitudine 0,6V. De fapt, aceste alternanțe negative sunt perfect explicabile, întrucât dioda Zener conduce în sens direct ca o diodă redresoare obișnuită (ea având rol de stabilizare a tensiunii doar la polarizare inversă).

Pentru eliminarea acestei alternanțe negative vom introduce în circuit, în serie cu sarcina, o diodă redresoare (D), ca în figura 5. În această situație forma caracteristicii tensiunii de ieșire va fi doar cea hașurată, dispărând alternanțele negative. Dioda D constituie elementul de redresare a tensiunii, în această schemă.

Întrucât forma acestei tensiuni (redresată monoalternanță) nu satisface, de regulă, consumatorul se introduce în paralel cu sarcina un condensator de filtraj C_f , de preferat de valoare cât mai mare, ca în figura 6. Ondulația tensiunii de ieșire este prezentată în figura 7a pentru un curent de sarcină de valoare redusă și

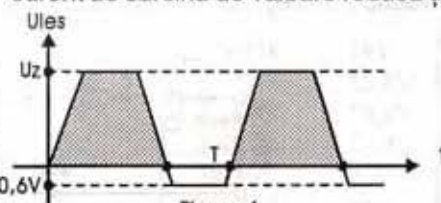


Figura 4

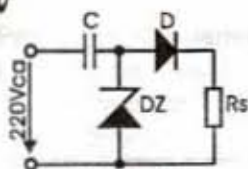


Figura 5

În figura 7b pentru un curent important prin sarcină. Se observă că, în acest ultim caz, tensiunea la bornele sarcinii variază destul de mult.

În sfârșit, pentru a corecta și acest ultim dezavantaj se introduce în schemă un stabilizator de tensiune (eventual, unul integrat), ca în figura 8. În această ultimă schemă, care reprezintă practic un montaj complet de alimentare conectat direct la rețea, s-a adăugat în paralel cu condensatorul C un rezistor (R_p) cu scopul de a permite descărcarea acestui condensator, și în serie cu același condensator C un rezistor (R_s) cu rol de limitare a curentului prin dioda Zener, la pornire.

Rezistorul paralel R_p se alege cu o valoare de circa 100 de ori mai mare ca reactanța capacitivă a condensatorului C (având, deci, $180k\Omega + 220k\Omega / 0,5W$), pentru a nu interveni în funcționarea montajului, singurul său rol fiind acela de descărcare a condensatorului C la deconectarea de la rețea, într-un timp scurt, de 2-3 secunde. În absența acestui rezistor condensatorul rămâne încărcat timp de câteva minute, timp în care există pericolul unei "curentări" neplăcute, chiar dacă nepericuloase.

Rezistorul serie R_s are rolul de a limita curentul prin dioda Zener la pornire, atunci când condensatorul C se comportă practic ca un scurtcircuit. Pentru acest rezistor se alege, de regulă, valori de $30\Omega + 100\Omega / 1W$, dacă dioda Zener este de 400mW.

În figura 9 este prezentată schema unei surse de tensiune simetrice. Se utilizează două diode Zener și două diode redresoare obișnuite (de tip 1N4001). Montajul poate, deci, furniza fie două tensiuni simetrice ($\pm U_{ies}$) în raport cu masa,

fie o tensiune unică, de valoare dublă, conectând sarcina între bornele "+" și "-" ale ieșirii.

Dar și această soluție a utilizării în locul transformatorului a unui condensator, deși superioară variantei cu divizor rezistiv, prezintă câteva dezavantaje majore: pe de o parte nivelul scăzut al curentului care poate fi livrat sarcinii (folosind valori rezonabile pentru condensator, altfel acesta ajunge să fie mai mare și mai greu chiar decât transformatorul pe care îl înlocuiește), iar pe de altă parte faptul că tensiunea de ieșire are o valoare fixă.

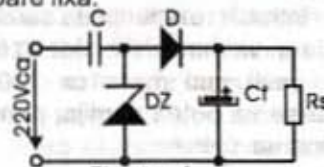


Figura 6

Cele mai bune soluții pentru rezolvarea situației le constituie utilizarea unor circuite integrate special destinate acestui scop. Vom analiza, în continuare, două astfel de CI realizate de firma HARRIS și două realizate de firma MAXIM.

Este vorba mai întâi de circuitul integrat HIP5600, care permite realizarea unei surse de tensiune cu valori cuprinse între 1,2V și 50V (prin simpla înlocuire a două rezistoare), la un curent de 30mA. Schema acestui montaj este prezentată în figura 10.

Circuitul integrat HIP5600, produs de HARRIS SEMICONDUCTOR, conține în structura sa internă o diodă, ceea ce-i conferă posibilitatea de a funcționa direct la tensiunea alternativă, putând suporta tensiuni de intrare eficiente de până la 280V, sau circa 400V valoare de vârf. Deși este prevăzut cu protecții interne, recomandăm totuși utilizarea unui radiator de răcire pentru integratul HIP5600.

Grupul componentelor de la intrare ($R1$, VDR și $C1$) constituie o rețea de protecție împotriva impulsurilor parazite care pot apărea în tensiunea de alimentare (220V

c.a.).

Raportul rezistoarelor $R2$ și $R3$ determină valoarea tensiunii de ieșire conform tabelului 1. Tensiunea de la bornele rezistorului $R2$ este egală cu tensiunea de referință internă de la pinul ADJ, de 1,2V. Valorile celor două rezistoare ($R2$ și $R3$) se pot calcula simplu, cu relația: $U_{ies} = 1,2(1 + R3/R2)V$.

R2	R3	U_{ies}
3,6K Ω	5,6k Ω	3,3V
2,7k Ω	7,5k Ω	5V
1,8k Ω	15k Ω	12V
1k Ω	12k Ω	15V

Suma celor două rezistoare va fi cuprinsă între 8k Ω și 15k Ω .

Rezistorul de la ieșire ($R4$) nu este necesar în permanentă, el trebuie montat doar dacă sarcina nu asigură în permanentă un "consum" de curent minim de 0,5mA. Altfel tensiunea de ieșire nu este stabilizată, putând atinge valori periculoase. Valoarea acestei rezistențe se calculează cu relația $R4 = U_{ies} / 0,0005$.

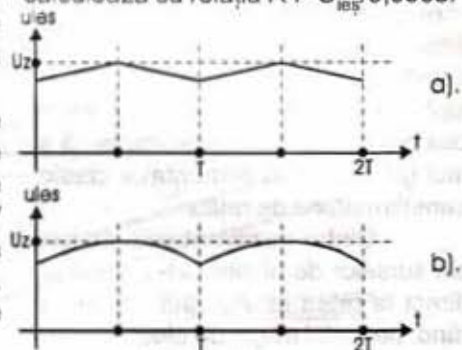


Figura 7

Cablajul acestui montaj este prezentat în figura 11, atât fața cu traseele de cupru, cât și cea cu componente.

Cel de-al doilea alimentator pe care vi-l propun și care utilizează tot un circuit integrat produs de firma HARRIS este prezentat în figura 12.

Acest circuit integrat, de tip HV-2405E, având capsula și semnificația pinilor prezentată în figura 13, permite obținerea unei tensiuni reglabile cuprinsă între +5V și +24V, la un curent de 50mA, utilizând un număr foarte mic de componente externe.

Circuitul HV-2405E conține două etaje: primul etaj constituie un preregulator în comutație, al cărui rezervor extern de energie îl reprezintă condensatorul dintre pinii 1 și 2 ai CI (notat $C2$ în schema noastră, de valoare importantă, 470 μF).

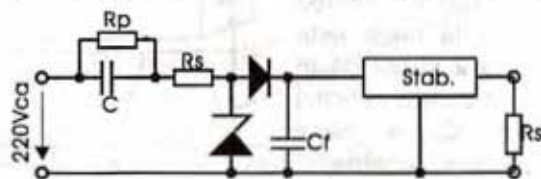


Figura 8



Urmează cel de-al doilea etaj, un regulator serie, care are rolul de a furniza la ieșire o tensiune foarte stabilă în toate situațiile de sarcină. Acest CI apărut pe piață în ultimii 8 ani constituie o mică "minune" a electronicii și se comercializează și pe piața românească.

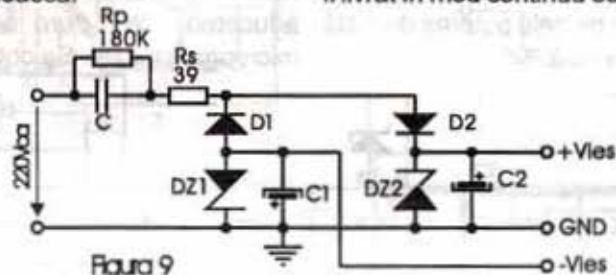
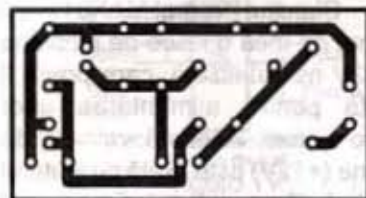


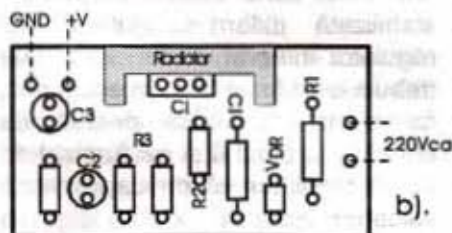
Figura 9

Circuitul HV-2405V poate funcționa cu o tensiune alternativă cuprinsă în domeniul 120V_{rms}+240V_{rms} având o frecvență care poate varia între 48Hz și 440Hz.

Dacă la ieșire se dorește obținerea doar a unei tensiuni de +5V este suficient să se conecteze împreună pinii 5 și 6. Dacă, în schimb, se dorește obținerea unei tensiuni de



a).



b).

Figura 11

ieșire superioară valorii de +5V se poate proceda în trei moduri diferite, prezentate schematic în figura 14.

Prima variantă, care utilizează un singur rezistor (R) nu dă rezultate prea bune, întrucât rezistențele interne au o toleranță mare, de circa ±15%, ceea ce va limita precizia tensiunii de ieșire.

Cea de-a doua variantă, care utilizează o diodă Zener, oferă pentru tensiunea de ieșire precizia și toleranța diodei.

Și în fine, ultima variantă, utilizează un divizor rezistiv. Rezistorul R_B va avea întotdeauna aceeași valoare (1kΩ), iar pentru a putea asigura o reglare precisă a

tensiunii de ieșire, în locul rezistorului R_A se va folosi un potențiomtru multitur.

În tabelul 2 se prezintă, pentru cele trei variante propuse, modul de reglare al tensiunii de ieșire.

Curentul de ieșire care poate fi livrat în mod continuu este de 50mA,

Condensatorul C3 are rol de inhibare a integratului, acesta evitând punerea în funcțiune a preregulatorului intern în timpul momentelor tranzitorii. Dacă valoarea sa se alege prea mare, CI va fi tot timpul scos din funcțiune, iar dacă C3 se va lua prea mic circuitul integrat nu va mai fi protejat. Valoarea ideală pentru C3 este de 150pF, pentru o frecvență a tensiunii de rețea de 50/60Hz.

Valoarea rezistorului R3 (R_A) se alege din tabelul 2 (a treia metodă) în funcție de tensiunea de ieșire dorită.

Condensatorul C4 de la ieșire (de valoare 1μF sau 2,2μF) are rolul

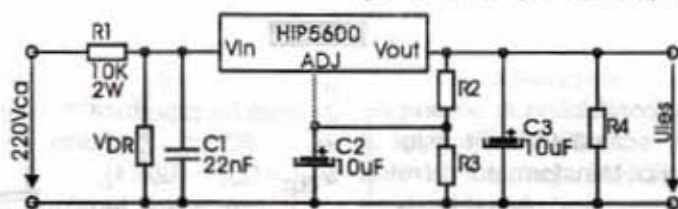


Figura 10

circuitul integrat HV-2405E fiind protejat în caz de scurtcircuit la ieșire.

Pe schema din figura 12 se poate remarca faptul că faza rețelei de tensiune se aplică montajului prin intermediul unei siguranțe fuzibile (de 500mA). Urmează un grup de rezistoare montate în paralel (330Ω/6W fiecare) care are rolul de a limita curentul prin circuitul integrat.

Condensatorul C1 formează împreună cu rezistoarele R1, R2 un filtru trece-jos.

de a menține stabilitatea în funcționare a regulatorului serie din structura internă a CI.

Cablajul imprimat (atât fața placată cât și cea plantată) al montajului din figura 12 este prezentat în figura 15.

Pentru condensatorul C1 (47nF) se vor utiliza două condensatoare de 100nF în serie, având o tensiune de lucru de 630V.

Se recomandă montarea circuitului integrat pe soclu.

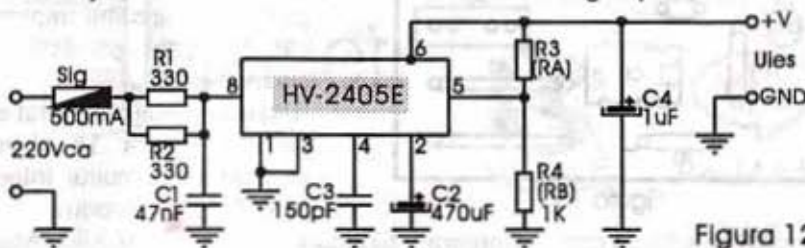


Figura 12

Tabelul 2

R	Prima metodă		A doua metodă		A treia metodă	
	U	Vz	U	R/R	U	
0	5V	-	5V	0/deschis	5V	
1k	6V	1V	6V	160/1k	6V	
3k	8V	3V	8V	510/1k	8V	
5k	10V	5V	10V	820/1k	10V	
7k	12V	7V	12V	1,2k/1k	12,2V	
9k	14V	9V	14V	1,5k/1k	14V	
11k	16V	11V	16V	1,8k/1k	15,8V	
13k	18V	13V	18V	2,2k/1k	18,2V	
15k	20V	15V	20V	2,4k/1k	19,4V	
17k	22V	17V	22V	3k/1k	23V	
19k	24V	19V	24V	3,17k/1k	24V	



În figura 16 este prezentată schema unui montaj realizat în principal cu circuitul integrat MAX610, produs de firma MAXIM. Acesta reprezintă un stabilizator de tensiune reglabil în plaja 1,3V-9V, la un curent de ieșire de maxim 40mA, fiind alimentat direct de la tensiunea de rețea (220V c.a.).

În afara circuitului integrat, schema utilizează foarte puține componente electronice externe, acest lucru conducând la un preț de cost foarte scăzut (inferior celui al unui montaj cu transformator de rețea și punte redresoare). Acest lucru se

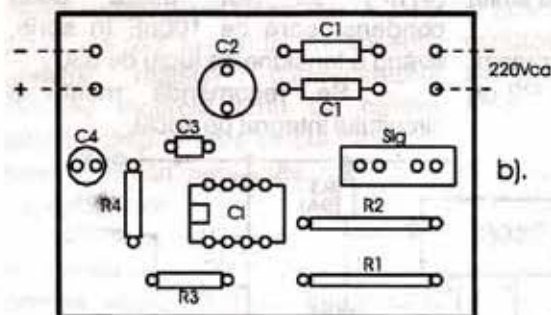
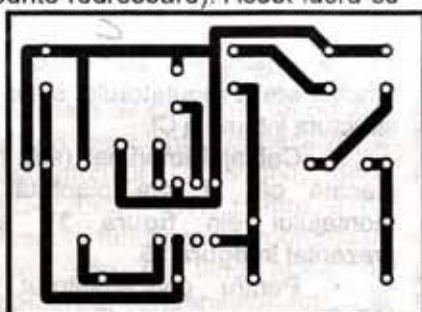


Figura 15

datorează faptului că circuitul integrat specializat, de tip MAX 610, include în structura sa internă o punte redresoare, un circuit de stabilizare a tensiunii programabil cu două rezistoare externe, o referință de tensiune foarte stabilă, un etaj de limitare a curentului și un circuit de generare a semnalului de RESET pentru microprocesor la punerea în funcțiune și pentru orice scădere anormală a tensiunii de ieșire (acest ultim circuit nefiind utilizat în schema noastră).

Circuitul integrat MAX610 poate fi folosit atât în montaje în care

este precedat de un transformator de rețea (coborâtor de tensiune), cât și direct la rețea, ca în schema noastră, căderea de tensiune fiind asigurată de către condensatoare de valori adecvate. Este preferabilă utilizarea condensatoarelor pentru reducerea tensiunii și nu a rezistoarelor, datorită faptului că în primele puterea disipată este aproape nulă.

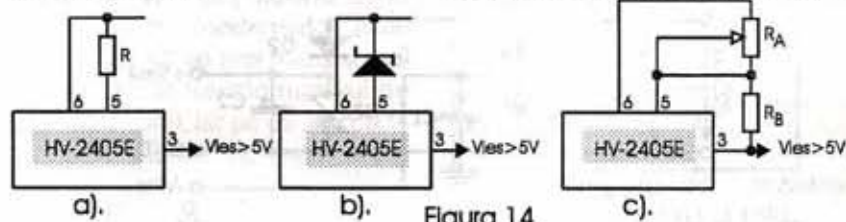


Figura 14

Tensiunea de la ieșirea montajului se poate regla prin intermediul raportului rezistoarelor R1 și R2, conform relației: $V_{OUT} = 1,3(1 + R2/R1)$.

Această tensiune de ieșire (V_{OUT}) nu poate depăși tensiunea de 9V.

Circuitul MAX610 a fost conceput în special pentru aplicațiile cu circuite logice TTL, alimentate cu +5V. De aceea, dacă în schemă nu se montează rezistoarele R1 și R2, iar terminalul 4 al CI se conectează la masă, circuitul va livra la ieșire tensiunea de +5V.

Cablajul acestui montaj este prezentat în figura 17, atât partea cu circuitul imprimat, cât și cea plantată, cu componente.

Ultimul montaj prezentat este cel din figura 18 și este realizat cu circuitul integrat MAX611, produs de binecunoscuta firmă MAXIM. Acesta poate livra 5V/50mA și are capsula și semnificația pinilor prezentate în figura 19.

Circuitul integrat MAX611 conține în structura sa internă un redresor simplă alternanță, urmat de un regulator serie care poate fi comandat de către un circuit de supraveghere a tensiunii de ieșire. Acest dispozitiv poate fi utilizat pentru alimentarea unui microprocesor.

Acesta funcționează în modul următor: după punerea sub tensiune a circuitului, pinul 3 (/OUV) al CI

rămâne în starea JOS atât timp cât tensiunea de ieșire nu atinge încă valoarea de 5V. După atingerea acestei tensiuni, ieșirea trece în starea SUS. Dacă în timpul funcționării această tensiune atinge pragul de 4,65V, pinul 3 al CI (/OUV) revine în starea JOS, efectuând aducerea la zero (resetarea) microprocesorului. Se obține această

funcționare dacă între pinul 4 al CI și masă se conectează un condensator. În acest caz, întârzierea de repunere în funcțiune va atinge durata de 30ms, la o valoare de 10nF a condensatorului. Durata întârzierii se poate determina cu relația: $\text{Întârzierea [secunde]} = C[\mu F] \times 3$. Această ieșire este cu colectorul în gol.

Circuitul integrat MAX611 mai dispune de încă o ieșire de tensiune de +12V nestabilizată, care poate fi utilizată pentru alimentarea unor circuite anexe. Această valoare de tensiune (+12V) este fixată cu ajutorul unei diode Zener interne. Ea poate fi stabilizată extern cu ajutorul unui regulator integrat de tensiune. Dar trebuie avut în vedere, în acest caz, ca suma curentului debitat de acest regulator să nu depășească valoarea de 50mA.

La montajul din figura 18 se remarcă simplitatea deosebită a schemei, doar patru componente pasive externe fiind necesare pentru funcționarea circuitului integrat.

Rezistorul R1 are rolul de a limita vârfurile de curent care pot apărea la intrarea CI la aplicarea

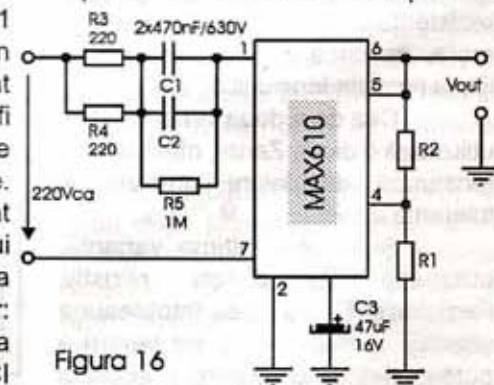


Figura 16

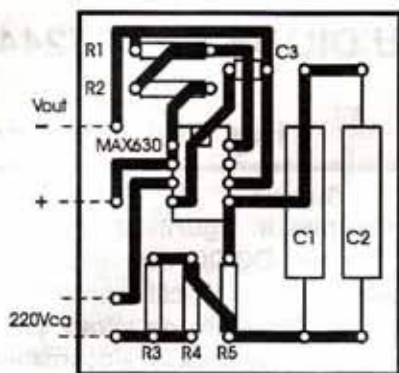
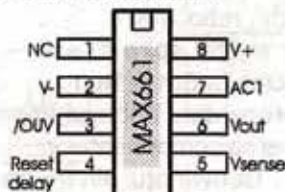


Figura 17

tensiunii, atunci când tensiunea rețelei atinge valorile maxime. Valoarea acestui rezistor trebuie să fie de circa $100\Omega/1W$.

Condensatorul C1 limitează curentul de funcționare al integratului. Valoarea sa teoretică este de $1,8\mu F$ și aceasta se va obține practic prin conectarea în paralel a două condensatoare de $1\mu F$. Tensiunea de lucru a acestor condensatoare trebuie să fie de minim $280V_{rms}$.



Capșula polistil mini-dip (vedere de sus)
Figura 19

Rezistorul R2, având o valoare de $1M\Omega$, are rolul de a permite descărcarea condensatorului C2, ceea ce va evita unele "curențări" dezagreabile la manipularea montajului, chiar dacă acesta este decuplat de la tensiunea de rețea.

Condensatorul C2 realizează filtrarea tensiunii continue disponibile la ieșirea redresorului de $+12V$.

Cablajul montajului (fața cu trasee și cea cu componente) este prezentat în figura 20.

Se recomandă montarea pe soclu a CI MAX611.

Și acest montaj, ca și precedentele, va funcționa la simpla conectare a tensiunii de alimentare de la rețea, nefiind necesară efectuarea nici unui reglaj.

Tensiunea stabilizată de ieșire de la pinul 6 (V_{OUT}) trebuie să aibă valoarea de $+5V \pm 4\%$.

Aceste trei alimentatoare realizate cu CI specializate oferă o mare economie prin renunțarea la transformatorul de rețea și la puntea

redresoare. Dar nu trebuie să uităm nici un moment că, în ciuda tensiunii foarte scăzute pe care o oferă la ieșire, ele rămân conectate direct la rețeaua de $220V$ c.a. Acest lucru

prezintă un real pericol de electrocutare care se poate elimina prin izolarea cât mai bună a montajului și evitarea atingerii oricărei părți a acestuia de către utilizator.

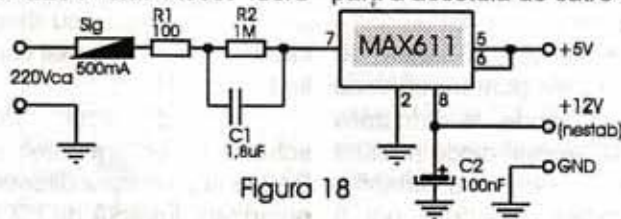


Figura 18

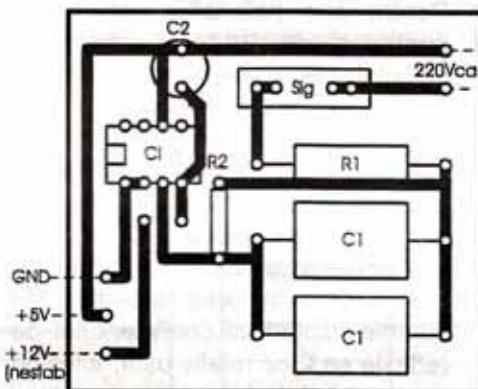


Figura 20

Bibliografie

1. Electronique Pratique nr.184 (septembrie 1994), nr.213 (aprilie 1997);
2. Le Haut - Parleur nr.1752 (mai 1988), nr.1781 (octombrie 1990), nr.1864 (octombrie 1997);
3. HARRIS Semiconductor, Linear ICs for Commercial Application, 1990;
4. Catalog MAXIM - New releases data book;
5. Elektor nr.265, ianuarie 1993.

★ StarNets ★

Your Internet Business Solution

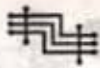
Numai prin noi aveți acces la Internet *din toată țara*, cu viteză maximă și costuri minime!

InterComp

Tel: 01-323 8255 Fax: 01-3239191

Email: office@starnets.ro
http://www.starnets.ro

HOT JAVA



CIRCUITE DE ATENUARE CU DIODE BA243(244)

ing. Liviu Andron

Introducere

Este prezentată o clasă de circuite de atenuare pentru domeniul FIF, realizate cu diode de comutare BA243, BA244. Aceste diode nu sunt potrivite pentru atenuatoare variabile, cum sunt diodele PIN, dar pot fi folosite foarte bine la realizarea unor atenuatoare cu două stări, de atenuare minimă sau maximă, asociate conducerii sau blocării.

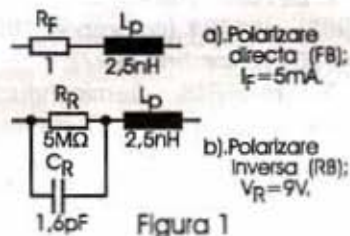


Figura 1

Astfel de atenuatoare pot alcătui comutatoare de radiofrecvență cu două sau mai multe căi.

Caracteristici

Comportarea atenuatorului este caracterizată de atenuarea de inserție (AI), izolarea (L) și coeficienții de reflexie (Γ) pentru cele două stări. Un atenuator bun trebuie să aibă atenuarea de inserție cât mai mică și izolarea cât mai mare. Pentru condiția de izolare, atenuatorul trebuie să păstreze adaptarea, deci să nu reflecte, ci să disipe puterea incidentă la poarta de intrare. Aceste atenuatoare sunt reflexive (nedisipative). În funcție de aplicația concretă, se pot folosi configurații de

circuit mai simple, cu dioda în serie sau în paralel, sau mai complexe, de tip I, T sau II.

S-au avut în vedere schemele echivalente ale diodei BA243 la polarizare directă de 5mA și polarizare inversă de 9V (figura 1). Pentru alte polarizări, precum și pentru dioda BA244, elementele circuitelor echivalente se determină din foile de catalog [1].

Inductanța L_p reprezintă inductanța parazită a terminalelor capsulei DO-35, scurtate la lungimea minimă acceptabilă (2,5 mm, tehnologie artizanală).

Determinarea atenuării de inserție, izolării și coeficientului de reflexie se face relativ ușor, folosind matricea A (tabelul 1, [3]), cu ajutorul calculatorului. În tabelul 2 sunt prezentate rezultatele obținute pentru frecvența de 174 MHz. Se constată valorile mari ale coeficientului de reflexie pentru starea de atenuare maximă (atenuatoare reflexive). La 230MHz, performanțele obținute sunt mai slabe decât la 174MHz, cu excepția coeficientului de reflexie în starea de atenuare maximă.

Circuite de polarizare

Pentru polarizarea optimă a diodelor BA243, BA244 sunt necesare o sursă de polarizare directă (FB), care să asigure 5+10mA pentru fiecare diodă și o sursă de polarizare inversă (RB), care să asigure 9+15V.

Sursele de alimentare prezentate în figurile 2 și 3 sunt convertoare DC/DC, care asigură atât polarizarea directă, cât și polarizarea inversă. Tensiunile de intrare pot fi obținute de la baterii (reîncărcabile, eventual) sau de la alimentatoare conectate la rețea.

Convertorul din figura 2 furnizează la ieșire tensiunea de polarizare inversă, pornind de la o tensiune de intrare pozitivă (9V), care asigură și polarizarea directă. Este potrivit pentru circuite de atenuare cu diode mai multe și asigură polarizare inversă maximă (18V). Transformatorul este de audiofrecvență, folosit în receptoare radio, pe tole E+E de $\pm 0,4$ mm, are secțiunea de 6×3 mm², aria ferestrei 9×3 mm², rebobinat cu 2x200 spire în primar și 250 spire în secundar, cu conductor CuEm 0,1mm. În figura 4 sunt prezentate cablajul imprimat și dispunerea componentelor.

Convertorul din figura 3 este potrivit pentru alimentare de la baterie (9V, 6F22, eventual reîncărcabilă), care asigură și polarizarea inversă, pentru atenuatoare simple, cu diode puține. Furnizează la ieșire tensiunea de polarizare directă și este foarte compact. Cablajul și amplasarea componentelor sunt prezentate în figura 5.

Comutator de antenă pentru canalele TV 6+12 (174+230MHz)

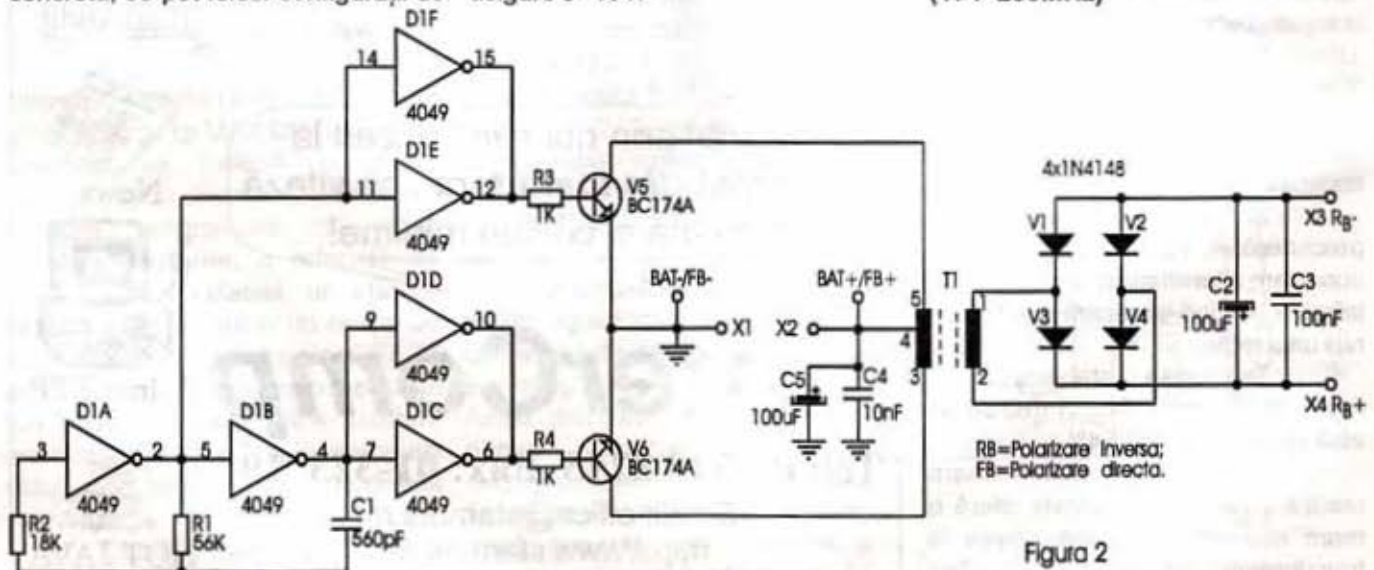


Figura 2

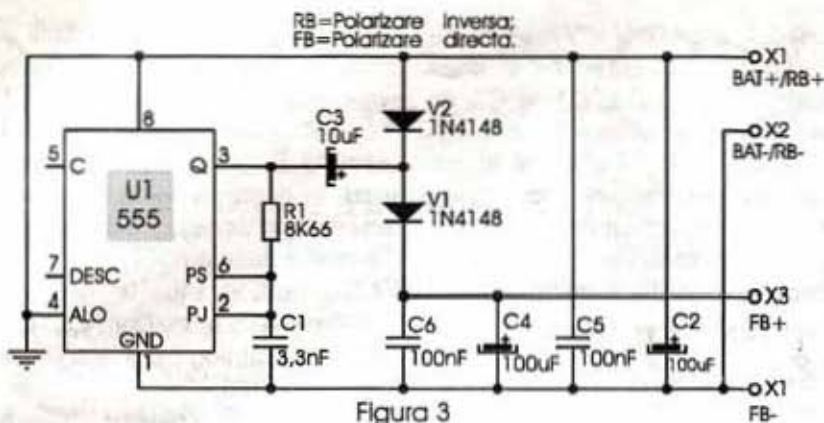
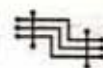


Figura 3

Dacă există întreruperi de semnal la televiziunea prin cablu, este necesar să se conecteze receptorul TV la antena proprie. Folosind un sumator obișnuit, în cazul în care se recepționează același post pe ambele

căi de semnal, vor exista diferențe de fază între cele două semnale, care vor înrăutăți calitatea imaginii.

Comutatorul de antenă cu două căi, prezentat în figura 6, înlătură acest dezavantaj, printr-o

izolare bună între calea selectată și cea neselectată.

Inductanțele L1+L5 și capacitățile C1+C3 trebuie să respecte condițiile $C \gg 1/(2\pi f_p)$ și $L \gg \rho/(2\pi f_p)$, unde $\rho = 75\Omega$, iar f_p este limita inferioară a gamei de frecvențe (174MHz). Alegerea potrivită a capacităților C1+C3 poate optimiza comportarea atenuatorului, reducând efectul inductanțelor parazite.

Pentru $FB = 9V$ și $RB = -9V$, diodele sunt polarizate direct la $I_f = 5mA$ și invers la $-9V$. Rezistoarele R1+R5 asigură polarizările corespunzătoare pentru diode. În lipsa lor, pe diodele polarizate invers, tensiunea ar fi numai de 0,65V.

Circuitele au o comportare

Diagram	Equation
	$\Gamma = (A+B-C-D)/(A+B+C+D)$ $L(dB) = 20\log(A+B+C+D /2)$ $A(dB) = 20\log(A+B+C+D /2)$
	$z = \frac{z_1 z_2}{z_1 + z_2}$ $y = 1/z$
	$z = \frac{z_1 + z_2}{1 + yz_1}$
	$y = \frac{y_1 + y_2}{1 + zy_2}$
	$z = \frac{z_1 z_2}{1 + zy_1}$
	$y = \frac{y_1 y_2}{1 + zy_2}$

Tabelul 1

Configuratia circuitului	Atenuarea minima			Atenuarea maxima		
	A(dB)	Γ	VSWR	L(dB)	Γ	VSWR
	0,059	0,019	1,039	11,87	0,967	59,48
	0,019	0,066	1,141	22,45	0,971	69,37
	0,068	0,047	1,098	39,96	0,999	3790
	0,113	0,112	1,252	68,18	0,973	74,37
	0,119	0,032	1,066	57,47	0,999	4041

Tabelul 2

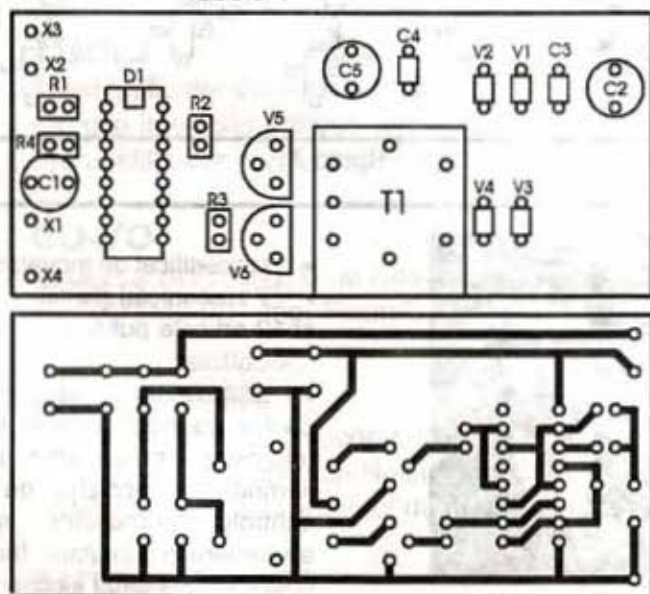


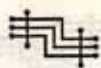
Figura 4

relativ constantă în banda 174+230MHz, asigurând o atenuare de inserție de circa 0,13dB și o izolare de 45+55dB.

Dacă aceste rezultate sunt nesatisfăcătoare, este necesară o izolare mai mare. Se poate folosi dioda BA244. Pentru configurația T, dioda BA244 asigură o atenuare de inserție sub 0,07dB.

În figura 7 este dată configurația cablajului și dispunerea componentelor.

Cablajul este executat în tehnologie microstrip, pe substrat din sticlotexolit cu grosimea de 1,6mm. Lățimea liniei de 75Ω este de 1,5mm. Se execută găuri în substrat numai pentru conexiunile la masă și pentru



mufe X2, X4 și X5. Acestea sunt mufe luate de la divizoare rezistive, care se găsesc pe piață.

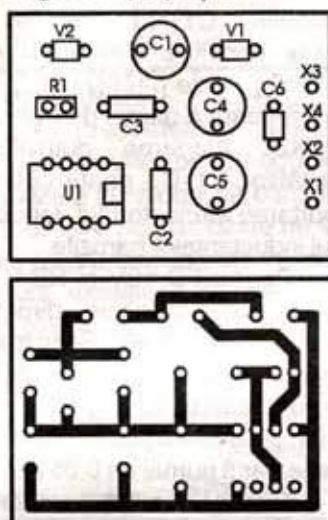


Figura 5

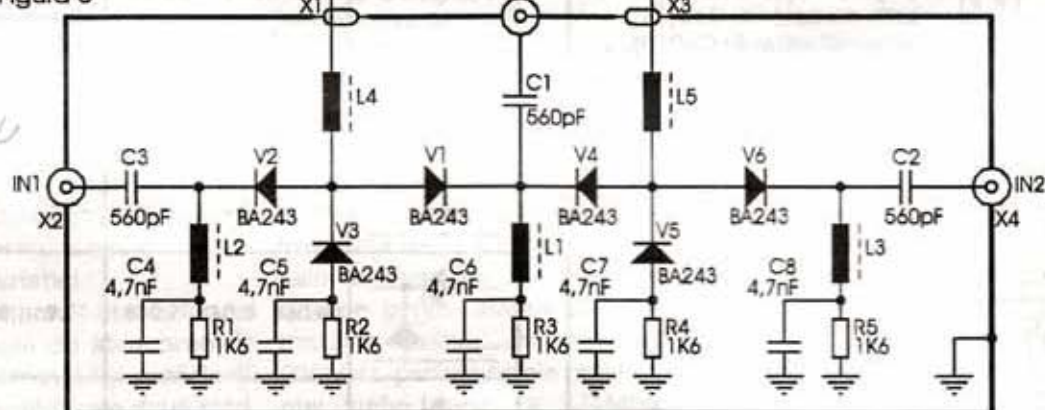


Figura 6

Întreaga construcție se ecranează, folosind o carcasă din tablă de fier cositorită, cu grosimea de 0,3mm. Înălțimea carcasei este de 15mm. Conectorii X1 și X3 sunt condensatoare de trecere tubulare de 1nF, care se lipesc în peretele lateral al carcasei.

Bobinele de șoc sunt realizate pe miezuri de ferită ($\Phi=4\text{mm}$, $l=15\text{mm}$) și au 15 spire

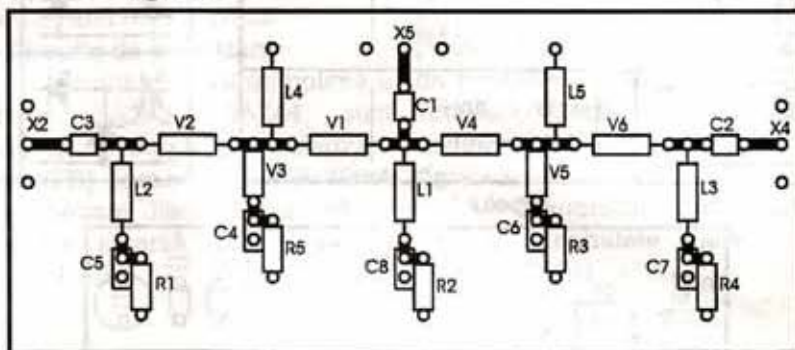


Figura 7

CuEm 0,5. Diodele V1, V2, V4 și V6 se lipesc direct pe linie. Condensatoarele C3, C1 și C2 se lipesc direct pe mufe X2, X5, X4 și pe linie. Bobinele L4 și L5 se lipesc direct pe terminalele condensatoarelor de 1nF și pe linie.

Performanțele comutatorului depind de execuția îngrijită. Nivelul

semnalului în cazul televiziunii prin cablu este relativ mare și trebuie evitate orice cuplaje parazite.

Folosind diodele PIN (de exemplu B1053, [1]) domeniul de utilizare poate fi extins și asupra comutării antenelor UIF, în cazul sistemelor de antene [2].

Bibliografie

1. Petru Alexandru Dan, ș.a. "Diode cu siliciu. Catalog", Editura Tehnică, București, 1986;
2. Eberhard Spindler, "Antene", Editura Tehnică, 1986;
3. Gh. Cartianu, ș.a., "Semnale, circuite și sisteme", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.

- născut la 18 iulie 1954, în com. Apahida, jud. Cluj;
- absolvent în 1984 al Facultății de Electronică și Electrotehnică Militară din Academia Tehnică Militară;
- între anii 1984 și 1991, inginer proiectant în atelierul de proiectare și inginerie tehnologică al unei baze de reparat tehnică militară;
- din 1991, cercetător științific la ICPEM Ploiești (actualmente Electromecanica);



ing. Andon Liviu

- un certificat de inovator;
- 7 comunicări științifice prezentate și 12 articole publicate în reviste de specialitate;
- preocupări legate de circuite pasive de microunde în tehnologie microstrip, procesarea digitală a semnalelor, achiziții de date și controlul proceselor, surse de alimentare în comutație, încărcătoare de baterii, balasturi electronice.



VITACOM Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Pasteur nr. 73, tel: 064-438401, 064-438402

bbs: 064-438230 (după ora 16:30), fax: 064-438403

e-mail: office@vitacom.dntej.ro

BUCURESTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel/fax: 01-2523606,


b-dul Nicolae Titulescu nr.62-64, sectorul I, tel: 01-2229911, fax: 01-2234679

e-mail: vitacom@dnt.ro

DISTRIBUTOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN
- TELECOMENZI TIP HQ

CEL MAI MARE DISTRIBUTOR DE COMPONENTE ȘI MATERIALE ELECTRONICE DIN ROMÂNIA:



**DIODE, TRANZISTOARE,
CIRCUITE INTEGRATE, MEMORII,
REZISTOARE, CAPACITOARE,
TV-VIDEO, CABLURI ȘI CONECTORI...**

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 2/1999

CUPRINS:

AUDIO

- Preamplificator-corector comandat electronic..... Pag. 1
- Circuite integrate Sanyo - ing. Aurelian Mateescu..... Pag. 2
- Preamplificator pentru cap magnetic - Gabriel Maxim..... Pag. 4

CQ-YO

- Receptor M.F. - ing. Dinu Costin Zamfirescu..... Pag. 5
- Radio 76M2 (II) - ing. Florin Bălan..... Pag. 8

LABORATOR

- Construiți-vă un osciloscop ! (III)
- ing. Șerban Naicu, ing. Gheorghe Codârlă..... Pag.12
- Surse de alimentare direct de la rețea - ing. Șerban Naicu..... Pag.17

AUTOMATIZĂRI

- Circuite de atenuare cu diode BA243(244) - ing. Liviu Andron..... Pag.22

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Preamplificator Hi-Fi pentru magnetofone sau casetofoane
- Etaje prefinale la Tx
- Echipament multibandă
- Ceas electronic
- Generator de semnale în domeniul 10Hz - 1MHz
- Generator de ton
- Starter electronic pentru lămpi fluorescente

9000 lei

ISSN 1223-7000

Revistă editată de S.C. TRANSVAAL ELECTRONICS SRL
Tiparul executat la TIPORED; tel: 315 82 07/147