

# Tehniium

nr. 9/97

Revistă lunară pentru electroniști

## DIN SUMAR:

- Sistemul de radionavigație prin satelit GPS
- Egalizor grafic cu control digital total (II)
- Efecte sonore în tehnica analogică și digitală
- Filtru pentru recepția emisiunilor telegrafice
- Depanare TV-color
- Convertor de tensiune pentru tub fluorescent
- Voltmetru digital

**CONSTRUCȚIA NUMĂRULUI:**  
Amplificator audio ultraliniar de 100W

## OMAGIU LUMINII

Anul 1997 este considerat pe plan mondial, și sărbătorit ca atare (în special în Statele Unite), drept **anul Edison**. Se recunoaște astfel, la 150 de ani de la naștere, meritul celui care a dat omenirii lampa cu incandescență (dar și alte mari invenții): savantul american Thomas Alva Edison (1847-1931).

Sărbătorim în acest an și 115 ani de la crearea primei centrale electrice din lume (1882), datorată tot marelui fizician și inventator Edison, care a pus bazele distribuției energiei electrice. Inventarea lămpii electrice cu incandescență, cu filament de cărbune datează din 1879.

Thomas Alva Edison este cel mai prolific inventator al lumii din toate timpurile, el fiind autorul unui număr de 1093 brevete de invenție. Dintre acestea enumerăm: fonograful, microfonul cu cărbune, difuzorul compound, acumulatorul, sistemul telegrafic sextuplex etc. În 1883 Edison descoperă fenomenul de emisie termoelectrică, denumit ulterior și "efectul Edison", care stă la baza unei noi ramuri tehnice, care va deveni electronica modernă de astăzi.

În anul 1927 Edison a devenit membru al Academiei de Științe din S.U.A.

La noi în țară, anul Edison este onorat de către Muzeul tehnic "prof. ing. Dimitrie Leonida" printr-o expoziție intitulată "Omagiul luminii" care se va desfășura la sediul său din Parcul Carol I pe data de 4 septembrie a.c. De altfel, muzeul are în patrimoniu piese reprezentând activitatea lui Edison, cum ar fi: dinamul, fonograful, becul cu incandescență, microfonul cu granule de cărbune, diverse lămpi (tuburi) radio, contoare și siguranțe fuzibile, de la începutul secolului XX.

Activitatea depusă de Muzeul Tehnic Român "prof. ing. Dimitrie Leonida" (condus de directorul Nicolae Diaconescu) este pe nedrept ignorată de marele public. Câteva cuvinte de prezentare cred că sunt necesare. Muzeul tehnic a fost înființat în anul 1909 de ing. Dimitrie Leonida, pe lângă prima școală de electricieni și mecanici creată (tot de el) în 1908.

Dimitrie Leonida (1883-1965) a absolvit în anul 1908 Școala Tehnică Superioară din Berlin

(secția electrotehnică) funcționând ca profesor la Politehnica din Timișoara (1924-1941) și apoi la cea din București (1941-1945). A condus lucrările la Centrala Grozăvești, contribuind și la realizarea hidrocentralei de la Bicz. De numele său este legată și introducerea tramvaiului electric în București.

Numele profesorului îl poartă peste ani nu numai aceste mari realizări, cât mai ales muzeul căruia i-a dat naștere.

Muzeul tehnic "prof.ing.Dimitrie Leonida" conține expoziții din numeroase domenii: electricitate, magnetism, descărcări în gaze, comunicații, istoria mecanicii, a mineritului, petrolului, mașini de tipărit, auto-moto-velo, mașini industriale ș.a.

Secția de Electricitate-Magnetism are un pronunțat caracter didactic, fiind concepută ca un cadru de desfășurare a unor lecții-școală, referitoare la istoria descoperirilor legilor domeniului. Sectorul descărcărilor electrice în gaze se remarcă prin spectaculozitatea efectelor (de sunet și lumină)- unicat în muzeele cu profil tehnic din țară. Sectorul comunicațiilor cuprinde telefoane de epocă dintre cele mai valoroase, teleximprimatoare, alături de modele de pionierat ale receptoarelor de radio și televiziune din țara noastră.

Muzeul, situat în Parcul Carol I (încă din 1928 în actualul sediu), supraviețuitor al unor cataclisme (cum ar fi cutremurele din 1940, 1977, 1985 la care s-a prăbușit o parte din acoperiș, distrugându-se și o parte din echipament) sperăm să depășească cu succes și actuala perioadă de tranziție, deschizând în special gustul tinerilor (căci uneori și puterea exemplului pozitiv poate fi molipsitoare) către creația tehnică adevărată și nemuritoare în timp.

Revista TEHNIUM mulțumește spiritului marelui inventator Edison, care ne-a dăruit "lumina", dar și Muzeului Tehnic Român, care ne ajută s-o păstrăm.

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** : 5000 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.

## SISTEMUL DE RADIONAVIGAȚIE PRIN SATELIT GPS



ing. Gheorghe Costea

Se prezintă principiile generale de funcționare ale sistemului GPS (Global Positioning System), principalele domenii de utilizare precum și noile direcții de dezvoltare. Tendințele actuale mondiale de dezvoltare și diversificare ale sistemului GPS, tehnologiile moderne de realizare, micșorarea prețului de cost sunt indicatori în baza cărora se poate anticipa pătrunderea rapidă a acestui sistem pe piața comercială.

Prin prezentarea tendințelor actuale mondiale de dezvoltare și diversificare ale sistemului GPS se oferă o deschidere către viitoarele sisteme complexe de navigație militare, comerciale și personale, care invită la o analiză pertinentă a modalităților de utilizare a acestui sistem în activitatea specifică.

### 1. Introducere

Sistemul GPS este un sistem american de radionavigație prin satelit care permite identificarea oricărei poziții pe glob, prin recepționarea semnalelor de poziționare prin satelit. Sistemul GPS conceput inițial, cu aplicabilitate în domeniul militar, se baza pe utilizarea a patru sateliți, pe cunoașterea timpului de propagare dintre aceștia și pe folosirea unui receptor GPS cu ajutorul cărora se poate determina longitudinea, latitudinea, altitudinea și ora precisă în orice moment de timp. Precizia măsurării cu un astfel de sistem variază între 30m (militar) și 150m (comercial).

### 2. Prezentarea și caracteristicile sistemului

La începutul anilor 1960, în SUA a fost conceput un sistem destinat forțelor armate aeriene și navale, cu ajutorul cărora se putea determina cu o precizie de 200-500m poziția unui punct pe glob. Acest sistem putea oferi utilizatorului două dimensiuni: longitudinea și latitudinea.

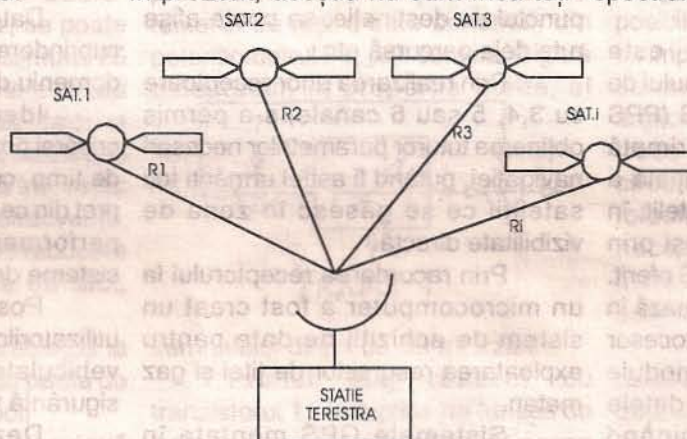
Odată cu perfecționarea sistemului, prin mărirea numărului de sateliți lansați și prin utilizarea unor noi

tehnologii de realizare a echipamentelor, s-a ajuns ca sistemul de navigație să ofere și o a treia dimensiune: altitudinea.

Datorită performanțelor obținute, sistemul GPS s-a dezvoltat rapid la scară mondială, astfel încât a cuprins atât domeniul militar (cărui era destinat) cât și pe cel comercial și chiar, mai nou, personal.

Funcționarea unui sistem GPS este asigurată de un grup de sateliți care se rotesc în jurul pământului și emit semnale codate ce conțin datele orbitale ale tuturor sateliților, ceasul lor propriu, condițiile de sănătate ale sateliților.

Pentru a acoperi întreaga suprafață a globului, numărul necesar de sateliți lansați ar trebui să fie de 24. În prezent, aceștia nu sunt încă toți



lansați, deși sistemul este operant în SUA, Japonia și unele țări europene, având perspective certe de dezvoltare a rețelei de conectare la sistem și de mărire a suprafeței de acoperire.

Semnalele emise de sateliți sunt recunoscute de un receptor specializat GPS, care se sincronizează pe frecvențele purtătoare, calculează poziția sa în raport cu sateliții respectivi și oferă utilizatorului date despre propria sa poziție pe glob. Dacă receptorul poate capta simultan semnale de la patru sateliți, atunci el va putea oferi și un alt parametru al poziției: altitudinea.

Sistemul GPS NAVSTAR oferă date referitoare la poziție, viteză și timp în orice moment de timp. El este constituit din trei elemente denumite

segmente: segmentul spațial, segmentul de comandă și segmentul utilizator.

**Segmentul spațial** se compune din cei 24 de sateliți. Acești sateliți, aflați pe orbite circulare, sunt plasați pe șase plane orbitale înclinate la 55 de grade, la o altitudine de 20200km. Ei au o perioadă de revoluție de aproximativ 12 ore și o viteză de circa 3900km/s. Amplasarea lor orbitală va permite ca de pe orice poziție de pe glob să existe în vizibilitate directă între 6 și 10 sateliți.

Sateliții au o durată de viață de 7,5 ani și sunt echipați cu ceasuri atomice și două emițătoare în banda D. Cele două frecvențe purtătoare sunt  $f_1=1575,42$  MHz și  $f_2=1227,6$  MHz. Semnalele sunt emise în tehnica spectrului împărțiat și utilizează două coduri pseudoaleatoare: un cod C/A (Clear Acquisition) pe frecvența  $f_1$  și un cod P (Precise) pe frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ .

**Segmentul de comandă și control** transmite parametri de amplasare, controlează traiectoriile și datele emise și modifică orbitele sateliților. Cele mai numeroase stații de control sunt amplasate în Japonia și SUA, țări în care sistemul GPS are cea mai largă răspândire și dezvoltare.

**Segmentul utilizator** este constituit de receptorii GPS care captează simultan semnale provenite de la sateliți, decodifică datele și calculează soluția ecuației de navigație, denumit PVT (Poziție, Viteză, Timp). Pentru a obține această soluție, este necesară utilizarea a numai patru sateliți care trimit parametri de navigație astfel încât se permite calculul distanțelor  $R_i$  (vezi figura) dintre satelitul  $i$  și receptorul GPS. Ca urmare:  $R_i=C \cdot D_i$ , unde  $C$  este viteza luminii, iar  $D_i$  sunt timpii de propagare dintre satelitul  $i$  și receptor.

Soluția ecuației de navigație este obținută prin rezolvarea sistemului de ecuații cu  $X, Y, Z$ :



$(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2 = (R_i - C \cdot b)^2$ , unde  $(X_i, Y_i, Z_i)$  este poziția satelitului  $i$ , iar  $b$  este eroarea sistematică a ceasului utilizatorului.

### 3. Modalități de utilizare a sistemului GPS

Accesul la sistemul GPS actual este caracterizat de norme și reguli foarte precise. Din punct de vedere al calității utilizatorului, în sistemul GPS sunt definite două categorii: utilizatori autorizați (legături militare sau oficiale) și utilizatori comuni (legături comerciale sau individuale). Această deosebire este evidențiată de clasa de precizie în care sunt încadrate cele două categorii de utilizatori. Din acest motiv sunt definite două tipuri de servicii oferite prin sistemul GPS: PPS (Precise Positioning Service) și SPS (Standard Positioning Service).

De asemenea, pentru diferențierea și protejarea utilizatorilor, se utilizează modalitatea de accesare cu acces selectiv, SA (Selective Availability) și cu acces restrictiv, AS (Anti Spoofing).

Accesul selectiv este modalitatea de diferențiere a tipului de serviciu oferit de sistemul GPS (PPS sau SPS). Aceasta este exprimată printr-o programare preferențială a preciziei datelor oferite prin satelit, în funcție de tipul utilizatorului și prin performanțele receptorului GPS oferit.

Un receptor GPS ce lucrează în serviciul PPS este echipat cu procesor de gestiune a cheilor și cu module specializate care corelează datele obținute de la sateliți, eliminând eroarea obținută printr-un serviciu de tip SPS.

Pentru protejarea serviciului oferit prin sistemul GPS, datele provenite de la sateliți prin codul P sunt codificate devenind un alt cod Y. Receptorii GPS, capabili să decodifice codul Y, sunt echipați cu un procesor de gestiune a cheilor și cu module specializate suplimentare.

Sistemul GPS poate fi utilizat în diverse aplicații, cu diferite moduri de funcționare:

- navigația în sistemul GPS autonom;
- navigația cu un sistem GPS ce utilizează modul diferențial (DGPS);
- traiectografie în sistemul DGPS;
- geodezie;

- măsurarea altitudinilor etc.

### 4. Noi direcții de promovare a sistemului GPS

Datorită dezvoltării tehnologice actuale, ceea ce a dus la micșorarea prețului de cost al receptorului și la posibilitatea interconectării cu sistemele de procesare și analiză computerizate, sistemul GPS a pătruns rapid în domeniul comercial și individual.

Sistemul GPS individual, cel care potrivit estimărilor efectuate va deveni în scurt timp de neînlocuit în asigurarea navigației terestre, aeriene sau navale, constituie la această oră preocuparea principală a cercetărilor din domeniul sistemelor de telecomunicații și radionavigație.

Practic, cu ajutorul noilor receptoare GPS, montate pe orice tip de vehicul, navă sau aparat de zbor, se poate calcula distanța de la poziția lor curentă la poziția de destinație, se pot memora ruta ce urmează a fi parcursă și informațiile legate de punctul de destinație, se poate afișa ruta deja parcursă etc.

Prin realizarea unor receptoare cu 3, 4, 5 sau 6 canale, s-a permis obținerea tuturor parametrilor necesari navigației, putând fi astfel urmăriti toți sateliții ce se găsesc în zona de vizibilitate directă.

Prin racordarea receptorului la un microcomputer a fost creat un sistem de achiziții de date pentru exploatarea resurselor de țiței și gaz metan.

Sistemele GPS montate în autoturisme au o mare dezvoltare în Japonia, unde până în prezent sunt în funcțiune aproape 500.000 de receptoare GPS, care oferă lista cu obiectivele turistice importante care se găsesc pe ruta ce urmează a fi parcursă până la destinație, iar mai recent au fost montate sisteme de televiziune care permit descrierea rutei, găsirea cu precizie a poziției vehiculului pe hartă, precum și informații cu privire la traseele ce pot fi urmate până la destinație.

Prin arhivarea și înregistrarea datelor într-un sistem centralizat, computerizat se pot realiza hărți ale teritoriului care pot fi folosite în găsirea rutei optime, a distanței până la destinație, a poziției curente, a distanței parcurse etc.

Un alt domeniu de utilizare a sistemului GPS îl reprezintă navigația maritimă și aeriană. Pentru mărirea preciziei în determinarea poziției curente, specialiștii au pus la punct un sistem GPS mai performant denumit DGPS. Prin acest sistem informațiile provenite de la două sau mai multe receptoare sunt comparate în permanență cu date precise stabilite într-o stație teritorială, astfel încât erorile de calcul provenite de la un receptor uzual GPS să fie micșorate. În sistemul DGPS (GPS diferențial), un receptor GPS conectat la un sistem de calcul și programare adecvat, care poate oferi informații de poziție foarte precise, va transmite în permanență date către celelalte receptoare GPS cu care se află în legătură. După ce sunt prelucrate și analizate, aceste date sunt utilizate în calculul corecțiilor ce se impun pentru stabilirea poziției precise. Precizia măsurării poziției poate ajunge la doar 3m.

### 5. Concluzii

Datorită sferei tot mai largi de cuprindere, sistemul GPS a devenit un domeniu de interes mondial.

Identificarea cu precizie a oricărei poziții pe glob, în orice moment de timp, cu un receptor portabil la un preț din ce în ce mai scăzut, reprezintă performanțe greu de atins în alte sisteme de navigație.

Posibilitatea de diferențiere a utilizatorilor și protejarea informațiilor vehiculate conferă sistemului GPS siguranță și fiabilitate.

Dezvoltarea unui sistem informațional computerizat auxiliar sistemului GPS a permis mărirea domeniului de aplicabilitate și îmbunătățirea performanțelor.

Datorită sistemului GPS se poate dezvolta sistemul de cartografiere numerică, ce va aduce o revoluție în ceea ce privește radionavigația terestră, aeriană sau navală.

### Bibliografie

1. B.Panafieu; Les essais de recepteurs GPS; L'onde Electrique, ian.-febr.1994, pag.3-8;
2. XXXXXX; Recepteurs GPS; Le Haut-Parleur; aug.1993; pag.28-31;
3. R.Scheidermann; GPS becomes a High-Flying Market; Microwaves & RF.

# EFECTE SONORE ÎN TEHNICĂ ANALOGICĂ ȘI DIGITALĂ(III) PROCESOR MULTIEFECT CU TDA1022

Aurelian Lăzăroiu

ing. Cătălin Lăzăroiu



## Introducere

În acest material este prezentat un procesor simplu care permite obținerea efectelor sonore specifice întâzierilor mici, dintre care amintim: flanger (dynamic/static, pozitiv/negativ), phaser, who-phaser, vibrato, chorus, resonance, computer voice, cardboard tube echo, tunnel sound, pitch detune, flutter echo, string etc. Pentru obținerea tuturor efectelor enumerate mai sus, întâziera trebuie să aibă valori cuprinse între 0,25 și 25 milisecunde. Aceste întâzieri pot fi obținute cu un singur circuit integrat de tip BBD, respectiv TDA1022. În mod normal, circuitul integrat TDA1022 se folosește pentru întâzieri de până la 12-15 milisecunde. Acceptând însă o limitare a domeniului de audio-frecvență procesat la 5KHz, se poate ajunge la întâzieri de maximum 25 milisecunde. Pentru a obține această întâziera, frecvența de tact a circuitului TDA1022, trebuie scăzută la 10KHz. Dat fiind că această frecvență se află în domeniul de audiofrecvență, se impun măsuri energice de reducere a componentei reziduale de tact, constând în:

- conectarea unui filtru trece-jos la ieșirea liniei de întâziera, cu panta de atenuare egală cu -18dB/oct;

- efectuarea balansării celor două ieșiri ale circuitului integrat TDA1022, conform metodei expuse de noi anterior.

Se obține astfel o reducere importantă a nivelului de zgomot; în situația balansării corecte are loc și dublarea frecvenței reziduurilor de tact, cu repercursiuni benefice:

- crește substanțial eficiența filtrului trece-jos datorită deplasării componentelor reziduale cu o octavă mai sus pe axa frecvenței;

- din punct de vedere perceptual, acțiunea reziduurilor este mult atenuată, frecvența acestora fiind de această dată în afara domeniului audio.

## Prezentarea schemei

Pentru obținerea tuturor efectelor enumerate anterior, linia de întâziera este inclusă într-o

configurație specifică, așa cum se arată în **figura 1**. Prin intermediul acestei configurații este posibilă mixarea semnalului direct cu cel întârziat, precum și regenerarea opțională a acestuia din urmă. Aceste două posibilități, la care se adaugă cele de control al generatorului de tact, sunt în măsură să permită obținerea efectelor sonore amintite.

După cum se poate vedea în schema din **figura 2**, procesorul este format din mixerele de intrare/ieșire, defazor, linia de întâziera propriu-zisă, filtrele de intrare/ieșire și generatorul bifazic de tact.

Mixerul de intrare asigură regenerarea semnalului întârziat, profunzimea regenerării fiind stabilită prin intermediul potențiometrului P2. Mixerul de ieșire este constituit din potențiometrul P1, prin care se asigură amestecul, în proporția dorită, al

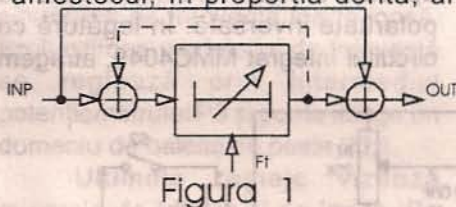


Figura 1

semnalului direct cu cel întârziat.

Primul etaj realizat cu tranzistorul T1 îndeplinește funcția de defazor, necesar pentru obținerea flanger-ului pozitiv și negativ. Semnalul audio defazat este disponibil la bornele celor două rezistențe de sarcină, egal distribuite în circuitul de colector și cel de emitor. Cel de-al doilea etaj, realizat cu tranzistorul T2, îndeplinește simultan două funcții: preamplificator de tensiune și filtru trece-jos. Preamplificatorul este necesar pentru a asigura atacul corect al circuitului integrat TDA1022, iar filtrul trece-jos preîntâmpină apariția distorsiunilor de intermodulație ce pot apărea la frecvențe înalte.

Linia de întâziera propriu-zisă constă din circuitul integrat specializat pentru întâziera analogică, de tip TDA1022. În legătură cu modul de conectare a acestui circuit integrat în schema din **figura 2** se impun câteva

precizări:

- în vederea compatibilizării cu restul componentelor active din schemă, terminalul 16 al acestui circuit integrat (masa), se conectează la plusul sursei de alimentare, iar terminalul 9 (-VDD), la masa montajului;

- în rețeaua de polarizare s-au operat unele artificii, în scopul simplificării intrării circuitului integrat TDA1022 se face prin intermediul tranzistorului T2. Semireglabilul SR2 stabilește regimul optim de funcționare atât pentru tranzistorul T2, cât și pentru circuitul integrat TDA1022;

- este prevăzută o modalitate eficientă de atenuare a componentei reziduale de tact, la ieșirea circuitului integrat TDA1022. Acesta constă în posibilitatea balansării celor două ieșiri, cu implicații benefice asupra raportului semnal/zgomot. Datorită acestui artificiu, precum și a folosirii unui filtru trece-jos cu panta de -18dB/oct., circuitul integrat TDA1022 poate fi folosit în aplicații pentru care sunt necesare întâzieri de până la 25 milisecunde, păstrând un raport semnal/zgomot rezonabil.

Atenuarea suplimentară a reziduurilor componentei de tact se obține prin intermediul filtrului realizat cu tranzistorul T3 și componentele aferente. Împreună, formează un filtru activ de ordinul 3, cu caracteristică de transfer de tip trece-jos cu rezonanță controlată. Frecvența de tăiere a acestui filtru este egală cu 5kHz, fiind în relație directă cu frecvența minimă de tact, care este și frecvență de eșantionare.

Un rol deosebit în obținerea unei game largi a efectelor sonore enumerate îl are și generatorul bifazic de tact și modul de control al acestuia. După cum se poate vedea în schema din **figura 2**, generatorul bifazic este realizat cu două porți inversoare (din structura unui circuit integrat MMC4049), conectate în configurație de astabil. Așa cum este conceput acest astabil, frecvența sa poate fi controlată în tensiune. Prin intermediul

comutatorului S3, controlul generatorului bifazic se poate face manual (M), sau automat (A). În poziția M, frecvența de lucru se stabilește prin intermediul potențiometrului P3.

Semnalăm artificialul propus de noi, în scopul asigurării unei funcționări sigure a generatorului controlat în tensiune. În lipsa componentelor adiționale (dioda cu Ge și condensatorul electrolitic conectate în punctul X), dacă se alimentează procesorul când cursorul potențiometrului P3 se află spre masă, oscilatorul rămâne blocat.

În poziția A, semnalul sinusoidal de frecvență foarte joasă modulează în frecvență generatorul de tact. Semnalul sinusoidal este produs de generatorul realizat cu amplificatorul operațional 741 și o punte Wien. Potențiometrul P3 stabilește profunzimea modulației de frecvență. Pentru profunzime maximă, baleiajul de frecvență acoperă un domeniu de circa 25:1, cu o periodicitate de 0,25÷5Hz (în funcție de valoarea condensatoarelor Cx).

Comutatorul S1 servește la obținerea flanger-ului pozitiv și negativ (în pozițiile 1 și 2), sau a efectului

vibrato, prin excluderea mixerului de ieșire (S1 în poziția 3).

Comutatorul S2 este util pentru evidențierea efectului (oricare ar fi el), raportat la semnalul direct, neprocesat. Comparația între semnalul direct și cel procesat se face prin acționarea alternativă a acestui comutator.

Procesorul se alimentează de la o sursă de tensiune bine filtrată și stabilizată. Se recomandă folosirea stabilizatoarelor monolitice de tip 7815; se poate folosi și stabilizatorul 78L15 deoarece consumul procesorului nu depășește 15÷20mA.

Deși în montajul experimentat de noi nu a fost necesar, uneori se impune o decuplare pe cursorul semireglabilului SR2, cu un condensator de 10÷25μF.

Referitor la circuitul integrat TDA1022, recomandăm insistent a lua toate măsurile de precauție pentru a nu depăși tensiunea de alimentare de maximum 18V. De asemenea, recomandăm înserierea unei diode de tip 1N4001 pe bara de alimentare (în sensul de conducție), pentru evitarea aplicării tensiunii de alimentare cu polaritate inversată. În legătură cu circuitul integrat MMC4049, atragem

atenția asupra localizării mai puțin obișnuite a terminalelor de alimentare: plusul se aplică pe terminalul 1, iar masa corespunde terminalului 8.

Precizăm că tranzistoarele T1 și T3, de tip npn, pot fi oricare din seriile BC sau BCY, de exemplu BC107, BC171, BC173, BCY58. Tranzistorul T2, de tip pnp, poate fi BC253 sau altele similare. Cele două diode din structura generatorului bifazic sunt de tip 1N4148, celelalte trei fiind cu Ge, de tip AA117. Potențiometrul P1 va fi obligatoriu cu variație liniară, celelalte putând fi liniare sau logaritmice, conectate adecvat.

### Reglaje

Pentru efectuarea operațiilor de reglaj, de care depinde buna funcționare a procesorului, sunt necesare câteva aparate de laborator: osciloscop, frecvențmetru digital, generator sinusoidal de audio-frecvență și milivoltmetru. Un osciloscop corect etalonat poate fi utilizat și pentru măsurarea frecvenței și tensiunilor, preluând astfel funcțiile frecvențmetrului și milivoltmetrului.

Pentru început se poziționează cursoarele semireglabililor SR1, SR2 și SR4 la circa un sfert din cursă (considerat de la capătul cald al acestora), iar cursorul SR3 la jumătatea cursei. Contactul S2 se întrerupe, iar comutatorul S1 se

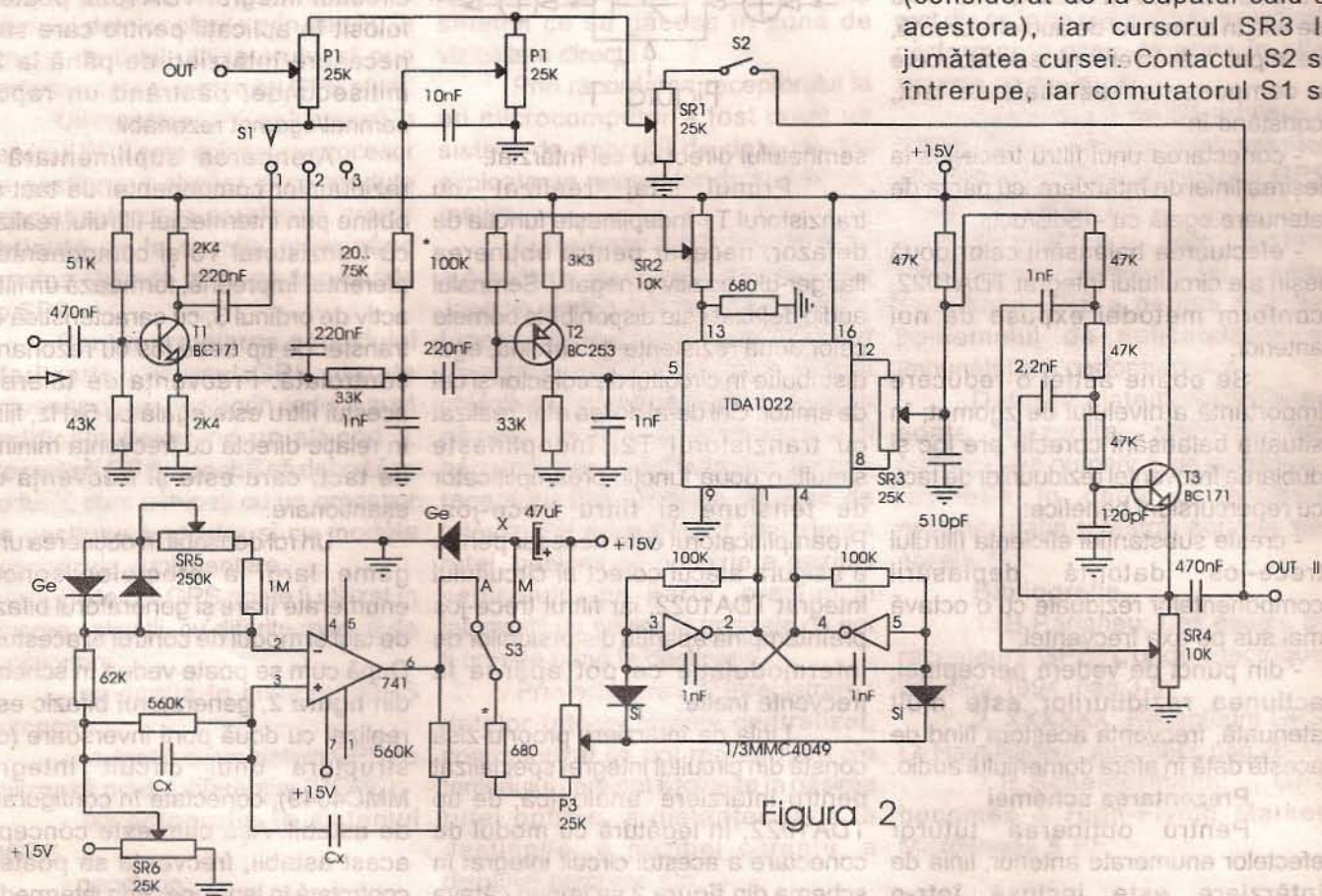


Figura 2



comută în poziția 3. Comutatorul S3 se trece în poziția M, iar cursorul lui P3 se rotește la capătul corespunzător plusului sursei de alimentare.

În aceste condiții, un osciloscop și/sau frecvențmetru digital conectate pe una dintre ieșirile generatorului bifazic de tact vor indica impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 1:1 și frecvența de 12kHz. Amplitudinea vârf-vârf a acestor impulsuri este aproximativ egală cu valoarea tensiunii de alimentare.

Se aplică la intrarea procesorului un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și amplitudinea de circa 500mVrms, iar osciloscopul se conectează la ieșirea OUT II. Se reglează atent SR2 până la obținerea unui semnal sinusoidal cu formă cât mai bună și amplitudinea de circa 4Vv. Se întrerupe semnalul de intrare și se reglează SR3 până la atenuarea maximă a reziduurilor componente de tact. Balansul corect corespunde situației în care zgomotul rezidual este mai mic de 3mVv.

Se aplică la intrare un semnal cu frecvența de 1kHz și amplitudinea de 250+300mVrms. Se măsoară amplitudinea semnalului pe un milivoltmetru conectat la ieșirea OUTII. Se mărește frecvența semnalului de intrare la 3,5kHz și se reglează SR4 până când milivoltmetrul indică +4dB, față de valoarea citită anterior.

Pentru reglarea generatorului bifazic, se conectează osciloscopul și/sau frecvențmetrul digital pe una dintre cele două ieșiri complementare și se poziționează comutatorul S3 în poziția M. Când cursorul potențiometrului P3 se află la plusul sursei de alimentare, frecvența este de circa 12kHz. Se rotește cursorul la cealaltă extremitate, situație în care frecvențmetrul digital trebuie să indice o frecvență de 450kHz. Dacă această frecvență prezintă abateri mai mari de 10% se tatonează rezistorul marcat cu asterisc, în jurul valorii indicate (680Ω). Se conectează osciloscopul în punctul A al comutatorului S3, acesta rămânând în poziția M. Se poziționează cursorul semireglabililor SR5 și SR6 la mijlocul cursei. După alimentarea montajului, se acționează cu multă atenție SR5, până la apariția semnalului sinusoidal de frecvență foarte joasă; se continuă

reglajul până la obținerea unei amplitudini maxime, dar fără limitări ale semnalului. Când apare o limitare, sus sau jos, aceasta se îndepărtează prin reglarea corespunzătoare a semireglabilului SR6. Din reglajul conjugat al semireglabililor SR5 și SR6 se ajunge în situația în care semnalul este perfect sinusoidal și are o excursie cuprinsă între 2 și 13V.

Frecvența generatorului de semnal sinusoidal este determinată de valoarea condensatoarelor Cx (nepolarizate). Pentru Cx=1μF, frecvența este de circa 0,3Hz, iar pentru Cx=100nF, frecvența va fi de 3Hz. Dacă se dorește o variație largă (o decadă) și continuă, se înlocuiesc cele două rezistoare din puntea Wien cu un potențiomtru 2x500KΩ, având înseriate pe fiecare secțiune rezistoare de 43KΩ.

Se cuplează osciloscopul pe una dintre ieșirile generatorului bifazic și se trece comutatorul S3 în poziția A. Pe ecranul osciloscopului se vizualizează modulația de frecvență a semnalului de tact, având o periodicitate egală cu cea a semnalului sinusoidal de frecvență foarte joasă. Profunzimea modulației de frecvență se reglează prin intermediul potențiometrului P3 și poate atinge un domeniu de baleiaj de peste 20:1.

Ultimele reglaje vizează mixerele de intrare și de ieșire. Se comută S1 în poziția 3 și se face contactul S2. Se aplică la intrarea procesorului un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și amplitudinea de 350mVrms. Se măsoară amplitudinea semnalului pe punctul 1 (sau 2) al comutatorului S1. Se conectează milivoltmetrul pe cursorul semireglabilului SR1 și se reglează acesta până se măsoară o tensiune cu 3dB mai mare decât valoarea măsurată anterior.

Pentru efectuarea ultimului reglaj, se conectează ieșirea OUT II la intrarea unui amplificator audio de putere. Cursorul potențiometrului P2 se rotește în poziția de sus (în schemă). Se înlocuiește rezistorul marcat cu asterisc (20+75KΩ), cu un semireglabil de 100kΩ. Pornind de valoarea maximă a semireglabilului, se rotește încet cursorul acestuia, până la apariția reacției. În final, se înlocuiește semireglabilul cu un rezistor a cărui

valoare corespunde pragului de declanșare a reacției.

#### Probe de funcționare

Pentru început, se conectează ieșirea OUT I la un amplificator audio de putere. Aplicând la intrarea procesorului un semnal adecvat din punct de vedere spectral și al amplitudinii (max. 500mVrms), se obțin următoarele tipuri de flanger:

- pozitiv sau negativ, în funcție de poziția comutatorului S1;
- static sau dinamic (rotor-sound), în funcție de poziția comutatorului S3.

Menționăm că flanger-ul dinamic este cu atât mai evident cu cât semnalul procesat are un spectru mai larg și dens. În acest scop, se preferă probele cu zgomote de bandă largă, provenite de la generatoare de zgomot alb sau roz, sau din înregistrări de aplauze ori instrumente de percuție. De asemenea, precizăm că flanger-ul dinamic presupune o modificare spectrală cu periodicitate foarte scăzută, motiv pentru care condensatoarele Cx din structura generatorului de semnal sinusoidal vor avea valoarea de 1+2μF.

Flanger-ul static se pretează în special la procesarea vocilor.

Concret, pentru fiecare dintre cele trei poziții ale comutatorului S1, se acționează lent asupra potențiometrilor P1, P2, P3 și se comută S3 în A sau M. Combinațiilor infinite care rezultă din poziția S1, S2, P1, P2, P3 le corespund tot atâtea sonorități impresionante și bizare, multe dintre ele necunoscute percepției auditive umane.

Efecte suplimentare se obțin prin forțarea generatorului de frecvență foarte joasă să producă impulsuri dreptunghiulare. În acest scop, semireglabilul SR5 se poziționează pentru valoarea maximă (sau se întrerupe), comutatorul S3 se trece în poziția A, iar Cx va avea valori cuprinse între 10nF și 220nF.

Conform recomandărilor anterioare, procesorul multiefect permite obținerea multor efecte: flanging, phasing, resonance, chorus, tunnel sound, computer voice, cardboard tube echo, pitch detune, flutter echo, string. Alte efecte sonore, în special tipuri de vibrato, se obțin prin cuplarea ieșirii OUT II la amplificatorul

(continuare în pagina 14)



## AMPLIFICATOR AUDIO ULTRALINIAR DE 100W

ing. Emil Marian

Realizarea practică a unui amplificator de audiofrecvență, de putere mare -100W- care să dețină performanțe HI-FI, se poate face în mai multe moduri, fiecare dintre ele având avantaje și dezavantaje proprii.

În ultimul timp a devenit curentă folosirea unor circuite integrate specializate de putere, astfel dimensionate încât să livreze puterea nominală care se dorește a fi instalată în cadrul complexului electroacustic. Efectuând însă o analiză mai detaliată a acestui tip de soluție tehnică, dublată de un set de măsurări de parametri, în majoritatea cazurilor s-a constatat o serie de deficiențe, dintre care se menționează:

- majoritatea montajelor de acest tip livrează puterea nominală doar pentru o perioadă de timp limitată și, mai ales, doar înspre partea centrală a benzii de audiofrecvență. La extremitățile ei mai adesea intervin atenuări importante ale valorii puterii de ieșire.

- procentele de distorsiuni armonice și de intermodulație (THD și TID) reprezintă de cele mai multe ori o valoare apropiată de limitele de la care distorsiunile sunt sesizabile auditiv, în special înspre extremitățile benzii audio;

- amplificatoarele audio de putere realizate cu circuite integrate

specializate prezintă o capacitate destul de redusă la supraîncărcare. Depășirea puterii nominale livrate duce de cele mai multe ori la apariția distorsiunilor de tip CLIPPING (limitări) foarte supărătoare în momentul audierii, la intermodulații sesizabile auditiv și nu de puține ori la ambalări termice care distrug ireversibil circuitul integrat de putere;

- unele circuite integrate de putere prezintă un factor de creștere a tensiunii (slew-rate) de valoare redusă (sub 1V/μs), fapt care implică funcționarea deficitară a acestora în timpul regimurilor tranzitorii și, mai ales, redarea cu intermodulații sesizabile (lipsa de claritate și deformări acustice) a semnalelor audio de frecvență înaltă;

- utilizarea unui circuit integrat specializat de tip amplificator audio de putere presupune folosirea schemei electrice impuse de fabricant, iar unele corecții (necesare uneori pentru caracteristica de transfer amplitudine-frecvență, stabilitate etc.) sunt de cele mai multe ori imposibile;

- prețul de cost al unui circuit integrat specializat (audio, de putere) este destul de ridicat.

În urma considerentelor prezentate anterior, s-a ales o schemă electrică a unui amplificator audio de

putere care să nu prezinte deficiențele menționate. Montajul este realizat cu componente electrice ușor procurabile (fabricate în țară) și prezintă totodată performanțe electrice foarte bune, încadrabile cu ușurință în normele HI-FI. Schema electrică a amplificatorului este prezentată în figura 1. Amplificatorul prezintă următoarele performanțe:

- putere nominală:  $P_N=100W$ ;
- capacitate de supraîncărcare:  $C=1,4$  ( $P_{NS}=140W$ );
- putere muzicală de vârf:  $P_{MV}=270W$ ;
- tensiunea de alimentare:  $U_A=\pm 50V$ ;
- impedanța de intrare:  $Z_i=20K\Omega$ ;
- impedanța de ieșire:  $Z_e=4\Omega$ ;
- impedanța minimă de ieșire:  $Z_{emin}=2\Omega$  (la care amplificatorul rămâne stabil);

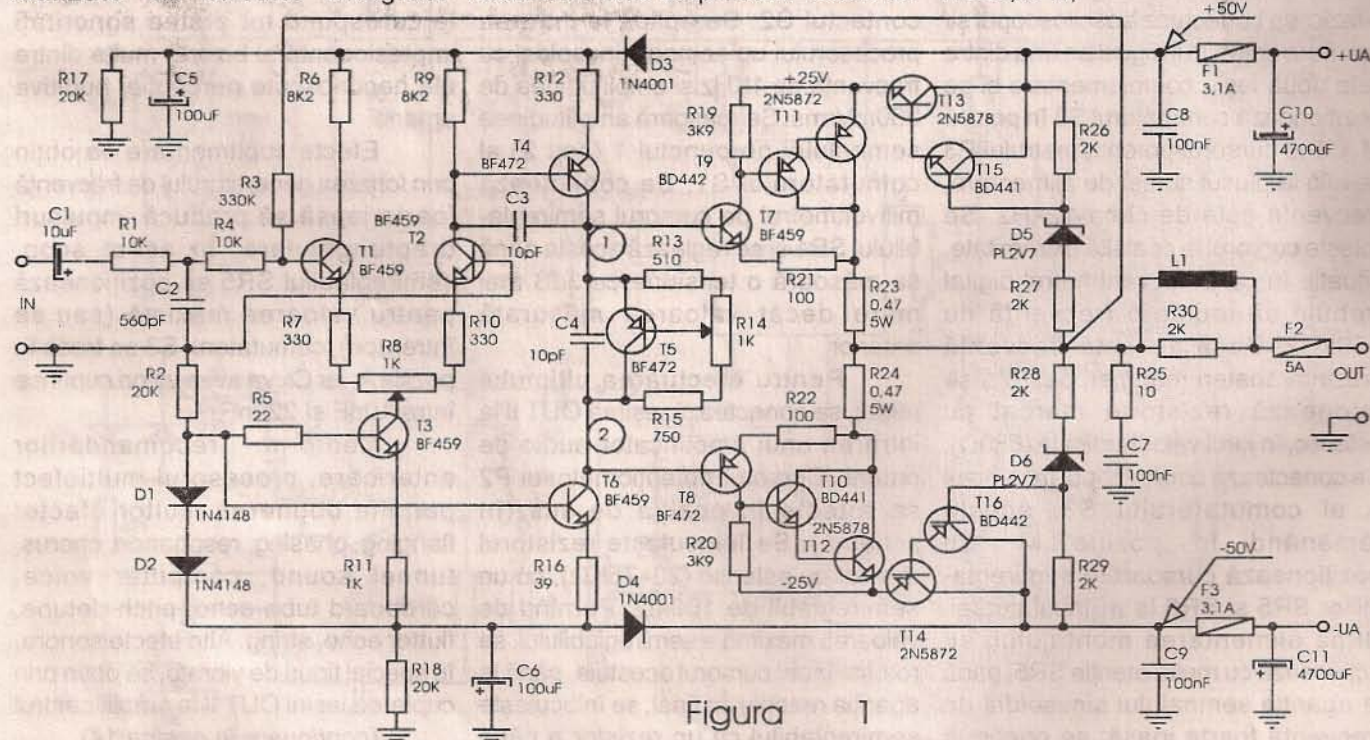
- tensiunea de intrare:  $U_i=250mV$ ;
- banda de frecvență:  $\Delta f=14Hz-22KHz$ ;

- atenuarea la capetele benzii de frecvență:  $A=0,5dB$ ;

- raport semnal/zgomot:  $S/N\geq 75dB$ ;
- slew-rate:  $SR=25V/\mu s$ ;

- distorsiuni armonice:  $THD\leq 0,02\%/1KHz$ ;
- $THD\leq 0,14\%/16KHz$ ;
- $THD\leq 0,1\%/25Hz$ ;

- distorsiuni de intermodulație:  $TID\leq 0,07\%$ ;





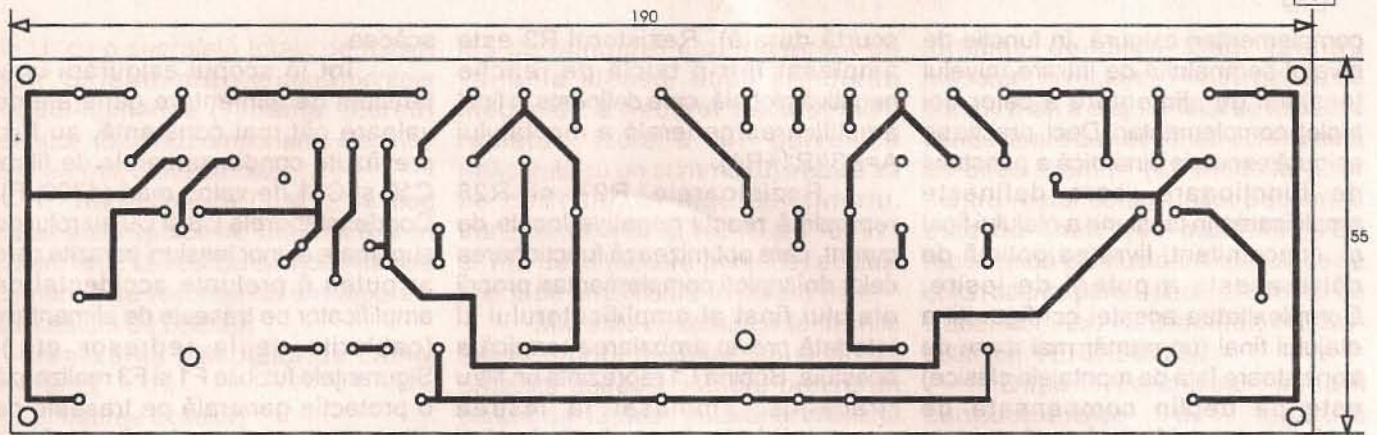


Figura 2

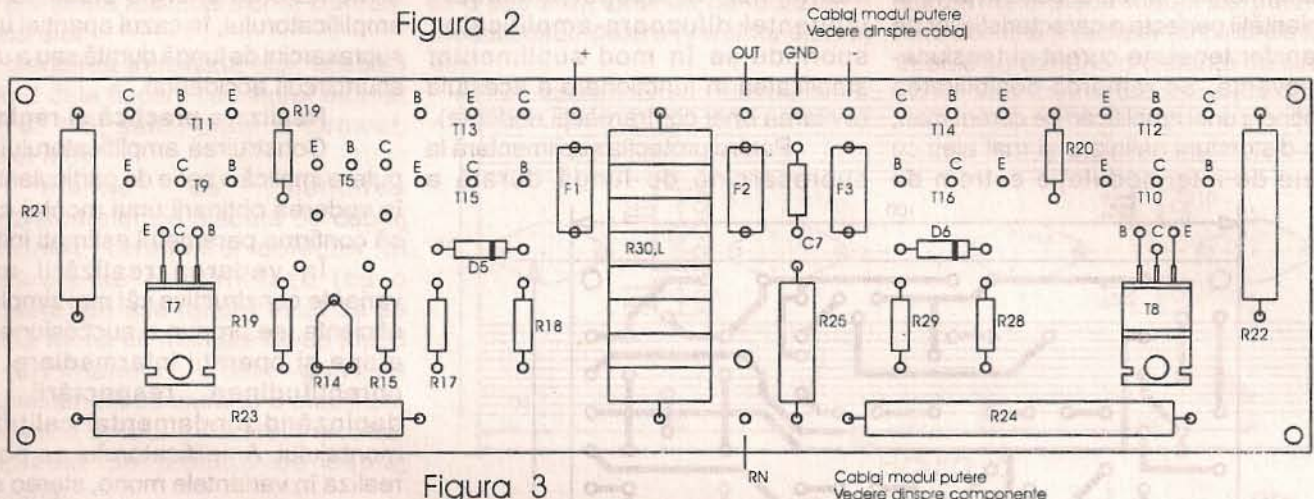


Figura 3

Semnalul audio se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului C1, etajului de intrare. Acesta reprezintă un amplificator diferențial, care conține tranzistoarele T1, T2 și T3. Grupul R1R4C2, amplasat la intrarea montajului, reprezintă un filtru "trece-jos" de tip T. El a fost prevăzut cu scopul de a bloca semnalele electrice audio având o frecvență mai mare de 22KHz. În acest mod se evită din start atât amplificarea unor semnale ultrasonore care ar putea proveni accidental de la sursa de semnale audio cât și, totodată, funcționarea necorespunzătoare generală a amplificatorului, eliminând posibilitățile de apariție a unor intermodulații care ar scădea calitatea reproducerii programului muzical sonor în zona frecvențelor medii-înalte. Analizând structura amplificatorului diferențial proprie etajului de intrare, se observă că în emitorul tranzistoarelor T1 și T2 este amplasată o sarcină activă de tip generator de curent constant, formată din tranzistorul T3 și componentele electrice aferente (R2D1D2R5R11). Această soluție tehnică îmbunătățește fundamental funcționarea amplificatorului diferențial, atât în privința impedanței

sale de intrare cât și a liniarității caracteristicii de transfer tensiune-frecvență. Potentiometrul semireglabil R8 a fost prevăzut pentru reglajul offsetului amplificatorului, astfel încât, în lipsa semnalului audio de intrare, prin difuzoarele incintei acustice (sarcina amplificatorului) să nu circule o componentă de curent continuu ( $I_{out} < 3mA$ ). Semnalul audio amplificat de către etajul de intrare este preluat din colectorul tranzistorului T2 și aplicat galvanic în baza tranzistorului T4. Acesta îndeplinește în cadrul montajului rolul etajului pilot, care asigură excursia maximă de tensiune a semnalului audio amplificat. Pentru optimizarea funcționării etajului pilot, s-a prevăzut ca sarcină a lui un generator de curent constant, realizat cu ajutorul tranzistorului T6. Acest tip de configurație - sarcină activă - oferă avantajul realizării unei rezistențe echivalente mari în curent alternativ și mică în curent continuu. Urmarea imediată este obținerea unei amplificări foarte mari și totodată cu distorsiuni minime a etajului pilot. Tranzistorul T5 împreună cu componentele R13R14R15C4 formează o sursă de tensiune constantă de tip superdiodă, necesară polarizării în clasa de

funcționare AB a etajului final. Analizând configurația schemei lui electrice, se observă că acesta prezintă o structură de tip cvasirepetor pe emitor. Tranzistoarele T7, T9 și T11 realizează un triplet de tip npn, iar tranzistoarele T8, T10 și T12 un triplet complementar de tip pnp. Se mai observă că repetoarele pe emitor clasice, formate din cele două tranzistoare complementare de putere sunt completate de prezența celor două sarcini dinamice complementare, realizate de dubleții de tranzistoare T13 și T15 (de tip npn) și T14 și T16 (de tip pnp). În pauze (lipsa semnalului audio de intrare), pe fiecare dintre cele două tranzistoare dublet este aplicată doar jumătate din valoarea tensiunii de alimentare, deoarece polarizarea acestora este asigurată de grupurile R26D5R27 și R28D6R29. Acest mod de lucru îmbunătățește foarte mult liniaritatea caracteristicilor de transfer tensiune-frecvență ale amplificatorului, alături de obținerea unui slew-rate de valori ridicate ( $25V/\mu s$ ). Totodată disipația termică a etajului final este mult îmbunătățită, în momentul livrării puterii nominale. Atunci când semnalul audio se aplică la intrarea amplificatorului, cei doi dubleți

complementari asigură, în funcție de nivelul semnalului de intrare, nivelul tensiunii de alimentare a celor doi tripleți complementari. Deci, practic se asigură excursia dinamică a punctului de funcționare, care definește amplificarea în tensiune a etajului final și, concomitent, livrarea optimă de către acesta a puterii de ieșire. Complexitatea acestei configurații a etajului final (un număr mai mare de tranzistoare față de montajele clasice) este pe deplin compensată de performanțele lui foarte bune în privința liniarității perfecte a caracteristicilor de transfer tensiune-curent și tensiune-frecvență. Se remarcă posibilitatea obținerii unei amplificări de curent mari, cu distorsiuni neliniare și mai ales cu cele de intermodulație extrem de

scurtă durată). Rezistorul R3 este amplasat într-o buclă de reacție negativă globală, care definește în final amplificarea generală a montajului  $A=R3/(R1+R4)$ .

Rezistoarele R27 și R28 reprezintă reacții negative locale de curent, care optimizează funcționarea celor doi tripleți complementari proprii etajului final al amplificatorului și totodată previn ambalarea termică a acestuia. Bobina L1 reprezintă un filtru "trece-jos" amplasat la ieșirea montajului, în scopul diminuării influenței difuzoare-amplificator, sporindu-se în mod suplimentar stabilitatea în funcționare a acestuia (evitarea unei contrareacții nedorite).

Pentru protecția suplimentară la suprasarcină de lungă durată a

scădea.

Tot în scopul asigurării unei tensiuni de alimentare generale de valoare cât mai constantă, au fost prevăzute condensatoarele de filtraj C10 și C11 de valori mari (4700μF). Condensatoarele C8 și C9 au rolul de suprimare a unor tensiuni parazite care ar putea fi preluate accidental de amplificator pe traseele de alimentare (cablurile de la redresor etc.). Siguranțele fuzibile F1 și F3 realizează o protecție generală pe traseele de alimentare cu energie electrică ale amplificatorului, în cazul apariției unei suprasarcini de lungă durată sau a unui scurtcircuit accidental.

### Realizare practică și reglaje

Construirea amplificatorului de putere implică o serie de particularități, în vederea obținerii unui montaj care să confirme parametrii estimați inițial.

În vederea realizării unei variante constructive cât mai simple și eficiente, se propun o succesiune de etape și operații intermediare, de corectitudine respectării lor depinzând fundamental calitatea montajului. Amplificatorului se poate realiza în variantele mono, stereo sau chiar cuadro. Se menționează că o audiție muzicală de nivel HI-FI implică automat cel puțin varianta stereo, deci indicațiile de montaj se vor da pentru varianta stereo.

În vederea asamblării optime, realizarea montajului a fost defalcată pe mai multe etape și anume:

- realizarea modulului de comandă;
- realizarea modulului de putere;
- amplasamentul final al modulelor (variante stereo);
- considerații privind alimentarea cu energie electrică.

Modulul de comandă reprezintă partea de amplificare în tensiune a montajului, care urmează a comanda etajul final. Modulul de comandă conține tranzistoarele T1, T2, T3, T4, T6 și componentele electrice aferente.

Placa de bază a modulului de comandă se realizează folosind o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Schema de cablaj este prezentată în figura 2, iar amplasarea componentelor electrice pe ea se prezintă în figura 3. În vederea unei stabilități termice cât mai ridicate în funcționare, toate tranzistoarele menționate anterior au fost prevăzute cu radiatoare. Fiecare radiator se confecționează din tablă de aluminiu groasă de 1+2mm, având un profil de

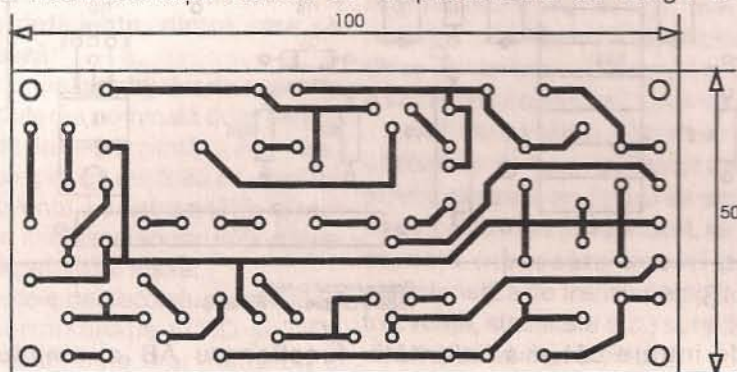


Figura 4 Cablaj modul comanda

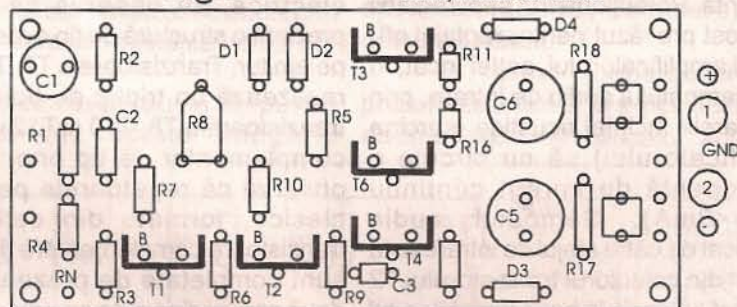


Figura 5 Modul comanda Vedere dinspre componente

reduse (practic inexistente).

Un alt avantaj esențial al acestui tip de etaj final îl constituie puterea disipată redusă din timpul funcționării. Alcătuirea etajului final implică prezența unei puteri disipate pe sfert față de cea a unui montaj clasic realizat cu tranzistoare complementare și care funcționează în clasa AB. La ieșirea etajului final se mai remarcă prezența filtrului Bucherot, format din grupul R25C6. El elimină complet posibila apariție a unor oscilații de frecvență ultrasonoră în timpul funcționării amplificatorului (mai ales în momentul apariției unor regimuri tranzitorii de funcționare și chiar la suprasarcină de

amplificatorului, sau un eventual scurtcircuit în incinta acustică, s-a prevăzut siguranța fuzibilă F2. Tot pentru o funcționare optimă a amplificatorului s-au luat o serie de măsuri suplimentare. Pe căile de alimentare cu energie electrică a etajelor de intrare și pilot au fost prevăzute grupurile D3R17C5 și D4R18C6. Ele reprezintă rezervoare tampon de energie electrică amplasate în scopul menținerii constante a valorii tensiunii de alimentare a etajelor menționate anterior, indiferent de puterea debitată de etajul final, când la depășiri de puteri nominale tensiunea generală de alimentare ar putea



tip U, cu o suprafață totală de minim 6cm<sup>2</sup>. Se realizează câte două montaje modul-comandă (variante stereo) identice, folosind componente electrice de cea mai bună calitate.

Tranzistoarele T1 și T2 se aleg cu același factor de amplificare în curent h<sub>21E</sub>. La realizarea modulelor de comandă se recomandă următoarele succesiuni de operații:

- realizarea plăcuțelor de cablaj imprimat;
- plantarea coselor;
- plantarea rezistoarelor și condensatoarelor;
- plantarea tranzistoarelor, acestea având deja fiecare radiatorul montat (șurub M3, șaibe plate și Grower, piuliță M3).

Înainte de plantarea tranzistoarelor pe plăcuța de cablaj imprimat, terminalul colector al fiecăruia se preformează (cu o pensetă) de așa natură încât să se obțină forma de montare de tip tripod a terminalelor. Acest gen de amplasament concurează la o stabilitate mecanică sporită a fiecărui tranzistor amplasat pe plăcuța de cablaj imprimat.

Modulul de putere conține placa de cablaj pe care sunt montate restul componentelor electrice ale amplificatorului (în afară de condensatoarele C10 și C11) și radiatorul care conține tranzistoarele de putere (mai puțin T7 și T8, amplasate pe placa modul-putere).

Schema de cablaj imprimat a plăcii modul-putere este prezentată în figura 4, iar amplasarea pe ea a componentelor electrice, în figura 5.

Pentru confecționarea radiatorului tranzistoarelor de putere se folosește un profil de aluminiu cu aripioare pe ambele fețe, asemănător cu varianta prezentată în figura 6 (144x30x400). Tot aici este prezentat și modul de amplasare a tranzistoarelor care intră în componența sursei de tensiune, superdioda (T5), dubleții Darlington din etajul final (T9, T11 și T10, T12) și sarcinile dinamice complementare (T13, T15 și T14, T16). Toate tranzistoarele se izolează față de placa radiator folosind folii de mică groasă de 0,2+0,3mm, umectate cu vaselină silconică.

Prinderea mecanică a fiecărui tranzistor implică prezența izolației galvanice față de radiator a fiecăruia, realizată cu ajutorul șaibelor izolante, tubului izolant (prin care trece șurubul

M3 de prindere) etc. Indiferent de varianta aleasă, după prinderea mecanică a fiecărui tranzistor pe radiator, izolația lor galvanică (măsurată cu un ohmmetru) trebuie să fie perfectă. În mod obligatoriu, tranzistoarele T7 și T8, T9 și T10, T11 și T12 dețin (fiecare pereche) același factor de amplificare în curent h<sub>21E</sub>.

Mai este necesar ca tensiunile Zener proprii diodelor D5 și D6 să prezinte aceeași valoare pentru un curent de 12,5mA (toleranța maximă fiind sub 2%). Ordinea de realizare a modulului de putere (variante stereo) este:

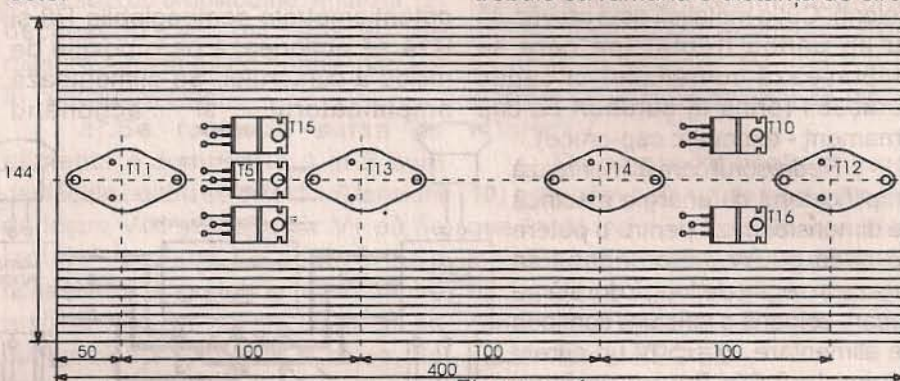


Figura 6

- realizare plăci de cablaj modul-putere: fiecare placă se inscripționează ulterior (pe partea cu componente) cu simbolurile tranzistoarelor unde vin conexiunile;
- realizare radiatoare din profil aluminiu: găurile de fixare placa modul putere-radiator se dau prin corespondență (cele cinci găuri, M3 radiator și φ3,2 placa);
- montare tranzistoare pe radiator (vezi figura 6 și ulterior verificarea izolației fiecăruia;
- montare componente electrice pe placa modul putere;
- confecționare grup LR30 prin bobinarea pe R30 (2KΩ/5W) a 20 spire din CuEm φ1,5 și ulterior sudura (paralel) a grupului LR30.

Ulterior cele două grupuri LR30 se plantează pe plăcile modul putere. Se sudează la fiecare terminal al tranzistoarelor (B, C, E) de pe radiator conductorul multifilar de legătură cu placa modul-putere. Lungimea fiecărui conductor (de tip VLPY) se alege astfel încât, față de distanța optimă, să rămână o rezervă de circa 2cm (pentru a putea manevra letconul introdus între radiator și placa modul putere). Sudura se face dinspre cablaj, iar înspre partea cu piese a plăcii modul-putere, capetele conductoarelor ies cu o

lungime de circa 2mm (pentru măsurări, la reglaje). Pentru partea de curenți mari a etajului final se folosesc conductoare cu secțiunea echivalentă de circa 2,5mm<sup>2</sup> (φ2 multifilar), iar pentru restul conexiunilor secțiunea este de 1mm<sup>2</sup> (φ1 multifilar). Se recomandă conductoare cu izolație de culori diferite pentru fiecare terminal de tranzistor (ex. ALB-emitor, ROȘU-colector, VERDE-bază).

După realizarea sudurii conductoarelor de legătură tranzistoare-placă modul de putere, între aceasta și radiator (aripioarele lui) trebuie să rămână o distanță de circa

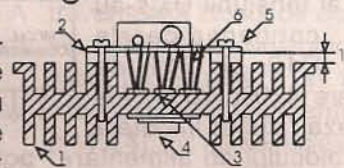


Figura 7

LEGENDA:

- 1-Radiator Al profil;
- 2-Distanțier;
- 3-Tranzistor tip BF...;
- 4-Tranzistor tip 2N...;
- 5-Cablaj modul putere;
- 6-Conductoare.

20mm. Cu o pensetă se preformează fiecare conductor, în vederea apropierii placa modul de putere-radiator pentru fixarea mecanică a acestora, conform desenului de ansamblu prezentat în figura 7. Se va avea grijă ca la preformare să nu se forțeze sudurile (preformarea începe de la un capăt al montajului modul putere și se termină la celălalt). În final, cu cele 5 șuruburi M3 și distanțierii (din material izolat - pertinax, textolit etc.) se realizează rigidizarea mecanică a ansamblului modul putere (vezi figura 7).

Desigur că după realizarea practică a modulelor care intră în componența amplificatorului, acestea se assemblează într-un bloc compact unitar. Inițial se confecționează din tablă de fier, groasă de circa 1÷1,5 mm (cu ranforsările de rezistență mecanică necesare) o cutie dreptunghiulară în care amplificatorul urmează a funcționa. Se recomandă dimensiunea de 420mm (general acceptată de majoritatea firmelor) pentru lungimea



cutiei, 400mm pentru lungimea pereților laterali și 140+150mm pentru înălțimea acesteia. Modulele de putere se amplasează pe cei doi pereți laterali ai cutiei. Pentru acest lucru se fac decupări dreptunghiulare în aceștia, pe unde vor trece lejer plăcile modul putere, iar radiatoarele se fixează cu șuruburi direct pe pereții laterali, pentru a fi asigurată o disipație termică a căldurii mai eficientă. Plăcile modul-comandă se asamblează în interiorul cutiei, în dreptul bornelor 1 și 2 (unde există fizic superdioda). La asamblarea mecanică se folosesc distanțieri (realizați tot dintr-un material izolant). Cutia metalică este prevăzută cu un panou frontal (pe care se amplasează comenzile) și capac detașabil (prins în șuruburi cu cap ornament - exemplu: cap-cruce).

Redresorul care alimentează amplificatorul cu energie electrică se dimensionează pentru o putere de circa 300W, fiind capabil să livreze în regim de lungă durată pe fiecare coloană a tensiunii continue de alimentare  $U_A = \pm 50V$  un curent minim de 6,5A. Pentru un filtraj suplimentar al tensiunii  $U_A$  s-au prevăzut condensatoarele electrolitice C10 și C11 de capacitate mare (4700 $\mu F$ /63V). Ele se amplasează fizic în imediata apropiere a blocului de alimentare (transformator+redresor). Schema de cablaj a amplificatorului se realizează conform variantei prezentate în figura 8. Se observă existența traseelor diferite pentru alimentarea cu energie electrică a modulelor de comandă (VLPY  $\phi 1$ ) și modulelor de putere (VPLY  $\phi 2,5$ ). Acesta amplasament elimină din start posibilitatea de apariție a unui zgomot de fond generat datorită rezistoarelor și curenților diferiți solicitați de cele două tipuri de module proprii amplificatorului.

Redresorul este prevăzută, în imediata lui apropiere, cu o placă de borne dotată cu câte cinci cote (dimensionate conform curenților solicitați) pe fiecare ramură de alimentare (plus, masa și minus). De la placa de borne a redresorului se duc conductoarele de alimentare către fiecare modul, pe traseul cel mai scurt (vezi figura 8).

Reglajele amplificatorului încep printr-o verificare de ansamblu a corectitudinii efectuării tuturor conexiunilor galvanice. Ulterior se efectuează reglajele pentru fiecare

canal al amplificatorului (L și ulterior R). Se amplasează la ieșirile amplificatorului câte o rezistență de circa 150 $\Omega$ /5W.

Se scot siguranțele de pe traseul de alimentare (F1 și F3) și la bornele lor se amplasează câte un miliampermetru înseriat cu câte o rezistență de circa 50 $\Omega$ /3W. Se scoate ulterior și siguranța fuzibilă F2 și la bornele ei se conectează, de asemenea, un miliampermetru. Se ștrapează (se pun la masă) intrările amplificatorului. Se începe cu verificarea regimului static de funcționare. Pentru acest lucru, inițial potențioarele semireglabile R8 și R14 se acționează pe o poziție de mijloc a cursorului. Se alimentează și acționând

reglajele pentru valorile finale pentru curenții  $I_0 = 70mA$ ,  $I_s \leq 3mA$  (teoretic  $I_s = 0$ ,  $U_{ieșire} = 0$ ). Ulterior se verifică prezența tensiunii de circa 25V în punctele A și B (pozitivă A, negativă B) și lipsa tensiunii continue ( $U_s = 0$ ) la ieșirea amplificatorului. Reglajele pentru canalul L se reiau apoi (în aceeași ordine) și pentru canalul R.

După aceste reglaje se întrerupe alimentarea amplificatorului, se remontează siguranțele fuzibile și se trece la verificarea lui dinamică (evident, se înlătură ștrapurile de la intrări). Se amplasează la ieșirile amplificatorului câte o rezistență de 4 $\Omega$ /100W și se face verificarea dinamică utilizând un generator de audiofrecvență și un osciloscop cu spot dublu.

Se verifică liniaritatea caracteristicii de transfer în banda audio (precizată inițial) și forma de undă a semnalului de ieșire (eventual utilizând și un distorsiometru).

Realizat și reglat corespunzător, amplificatorul va confirma pe deplin parametri tehnici precizați inițial, încadrându-se cu ușurință în normele HI-FI.

#### Lista de componente

- rezistențe RPM :  
R1=R4=10K $\Omega$ /0,5W; R2=20K $\Omega$ /0,5W; R3=330K $\Omega$ /0,5W, R5=22 $\Omega$ /0,5W; R6=R9=8,2K $\Omega$ /0,5W; R7=R10=R12=330 $\Omega$ ; R8=R14=potențioare semireglabile 1K $\Omega$ ; R11=1K $\Omega$ /0,5W; R16=39 $\Omega$ /0,5W.
- rezistențe RCG: R13=510 $\Omega$ /0,5W; R15=750 $\Omega$ /0,5W; R17=R18=20K $\Omega$ /0,5W, R19=R20=3,9K $\Omega$ /0,5W; R21=R22=100 $\Omega$ /2W; R23=R24=rezistență bobinată 0,47 $\Omega$ /5W; R25=10 $\Omega$ /2W; R26-R29=2K $\Omega$ /2W; R30=rezistență bobinată 2K $\Omega$ /5W.
- condensatoare: C1- cu tantal 10 $\mu F$ /35V; C2- ceramic 560pF/25V; C3- ceramic 10pF/100V; C4- mylar 10pF/100V; C5=C6- electrolitici 100 $\mu F$ /63V (EG6100); C7=C8=C9- mylar 0,1 $\mu F$ /250V; C10=C11- electrolitici 4700 $\mu F$ /63V (EG7600).
- diode: D1=D2=1N4148; D3=D4=1N4001+1N4007; D5=D6=PL2V7.
- tranzistoare: T1+T3=BF459; T4=T5=T8=BF472; T6=T7=BF459; T9=T16=BD442; T10=T15=BD441; T11=T14=2N5872; T12=T13=2N5878 (tranzistoarele cu același  $h_{21E}$ : T1 și T2; T7 și T8; T9 și T10; T11 și T12).
- siguranțe fuzibile: F1=F3=3,1A; F2=6A

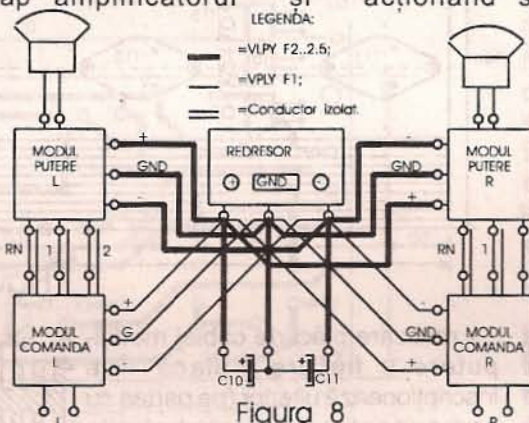


Figura 8

potențioare semireglabile R14 se stabilește un prim reglaj al curentului de mers în gol, de circa  $I_0 = 20mA$ . Ulterior se acționează cursorul potențioare semireglabile R8 cu grijă, astfel ca prin rezistența de sarcină amplasată la ieșirea amplificatorului să treacă un curent de valoare sub 10mA ( $I_s < 10mA$ ). Se verifică, cu ajutorul unui voltmetru de curent continuu, dacă la bornele rezistențelor amplasate în serie cu miliampermetrele de pe circuitele de alimentare apare o "cădere" mare de tensiune (dacă, mai simplu, se încălzesc). Dacă pe una (sau ambele) ramuri de alimentare apare un curent mare, care nu poate fi micșorat prin reglajele menționate anterior, înseamnă că a apărut o greșală (de cablaj, componentă defectă etc.); amplificatorul se scoate de sub tensiune, se caută și se elimină eroarea.

În cazul în care reglajele  $I_0$  și  $I_s$  sunt posibile, se întrerupe alimentarea amplificatorului, se elimină rezistențele înseriate cu miliampermetrele din circuitul de alimentare și se reiau



## EGALIZOR GRAFIC CU CONTROL DIGITAL (II)

ing. Adrian Oprea

(urmare din numărul trecut)

Stabilizatorul de tensiune se bazează pe regulatorul de tensiune integrat LM7815CT, care are următoarele facilități: curent maxim de ieșire de 1A; protecție internă la supracreșteri de temperatură; nu necesită componente externe; limitare internă a curentului în caz de scurtcircuit. Litera T din simbolul integratului indică tipul de capsulă TO 220. În figura 11 este prezentat acest tip de capsulă precum și dispunerea pinilor. Jumperele A și B permit furnizarea tensiunilor Vcc respectiv V+. Prin acționarea butonului F4 putem schimba starea bistabilului D așa încât să închidem sau să deschidem tranzistorul T2. Astfel când T2 este închis, rezistorul R2 "trage" baza lui T1 către potențialul emitorului acestuia din urmă, efectul fiind închiderea lui T1, deci valoarea lui V+=0V. Când T2 este deschis avem curent prin baza lui T1, deci și acesta se deschide, rezultând V+=15V. S-a considerat că dacă  $\beta_2$  al lui T2 este de minim 100, iar curentul maxim de colector al acestuia este de 100mA, pentru saturarea lui T2 este necesar un curent de bază de 1mA. Astfel  $UR_3=R_3 \cdot I_{b2}$  și  $UR_3=U_{q1} \text{high} - U_{be2}=2,4V - 0,6V=1,8V$ , rezultă  $R_3=1,8V/1mA=1K\Omega$ . Asimilăm  $R_3=2K\Omega$ .

Semnificație LED-uri:

V19=Egalizor selectat de uP;  
V18=Stand-by;  
V17=Egalizare sau nu

Pentru ca T1 să fie saturat avem:  $I_{c1max}=1A$  și  $\beta_1=30$ , rezultă  $I_{b1}=30mA$ . Avem  $UR_1=R_1 \cdot I_{b1}$  și  $UR_1=V_{cc} - U_{be1} - U_{ce2sat}=15V - 0,6V - 0,6V=13,8V$ ,  $R_1=UR_1/I_{b1}=13,8V/30mA=0,45k\Omega$ . Vom considera  $R_1=500\Omega$ .

**Punerea în funcțiune:** pentru punerea în funcțiune instrumentele necesare sunt: un generator de semnal sinusoidal cu amplitudine reglabilă, un osciloscop și un aparat de măsură. Algoritmul ce trebuie parcurs în continuare este:

a). Se reglează sursa de alimentare. Jumperele A și B sunt desfăcute pentru ca cele două tensiuni de ieșire Vcc și respectiv V+ să fie izolate de placa de egalizare. Se conectează aparatul de măsură între ieșirea Vcc și masa GND și se cuplează stabilizatorul la rețea. Se deconectează sursa de alimentare;

b). Se conectează jumperele A și B după care se reconectează sursa de alimentare;

c). Se reglează calea stereo stânga astfel:

-Se leagă generatorul de semnal GF la intrarea J1, amplitudinea semnalului furnizat fiind pe minim. În acest punct semnalul generat de GF se identifică simbolic cu IN AUDIO/S așa cum este prezentat atât în schema

bloc din figura 1, cât și în schema electronică desfășurată din figura 8. Se stabilește pentru IN AUDIO/S, frecvența de oscilație  $f=1kHz$  și amplitudinea egală cu valoarea de semnal maximă corespunzătoare sursei audio aflate în amonte de egalizor (trebuie știut nivelul de ieșire maxim al preamplificatorului audio folosit; pentru cazul nostru presupunem că preamplificatorul utilizat furnizează egalizorului un semnal de maxim 1Vrms). Deci, stabilim GF-ului un semnal de ieșire  $f=1kHz/1V$ ;

-De pe panoul frontal (figura 10) acționăm butonul de egalizare F4 așa încât ledul V17 să se aprindă, indicând astfel conectarea egalizorului în lanțul audio (vezi modul de conectare a egalizorului în partea de prezentare al BEG-ului);

-Semnalul IN AUDIO/S traversează blocul de comutație cale via comutatorul analogic U9D, către blocul de intrare și amplificare reprezentat de elementul activ A3B (BM324). Din R1 se reglează nivelul de ieșire al lui A3B, simbolizat de semnalul AUDIO/S, la valoarea de 775mV. Cu ajutorul osciloscopului se vizualizează forma și amplitudinea lui AUDIO/S pe pinul 7 al lui A3B. Acum, acest semnal este distribuit tuturor

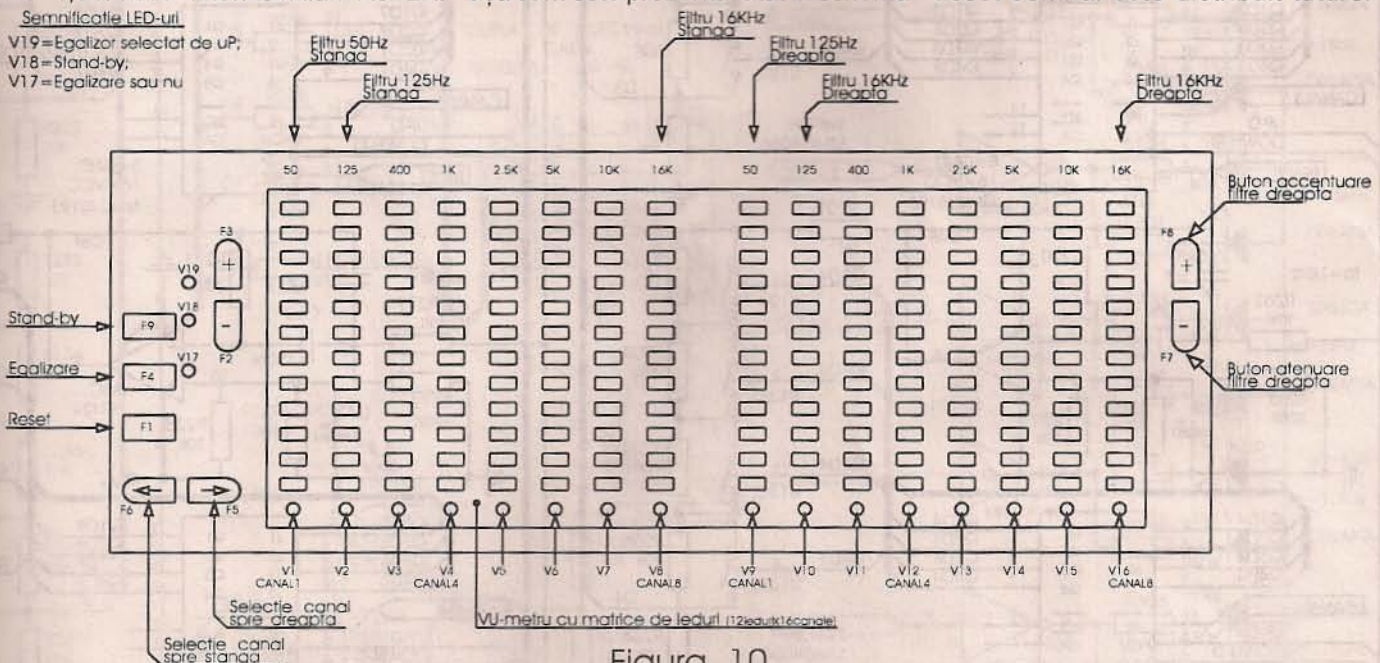
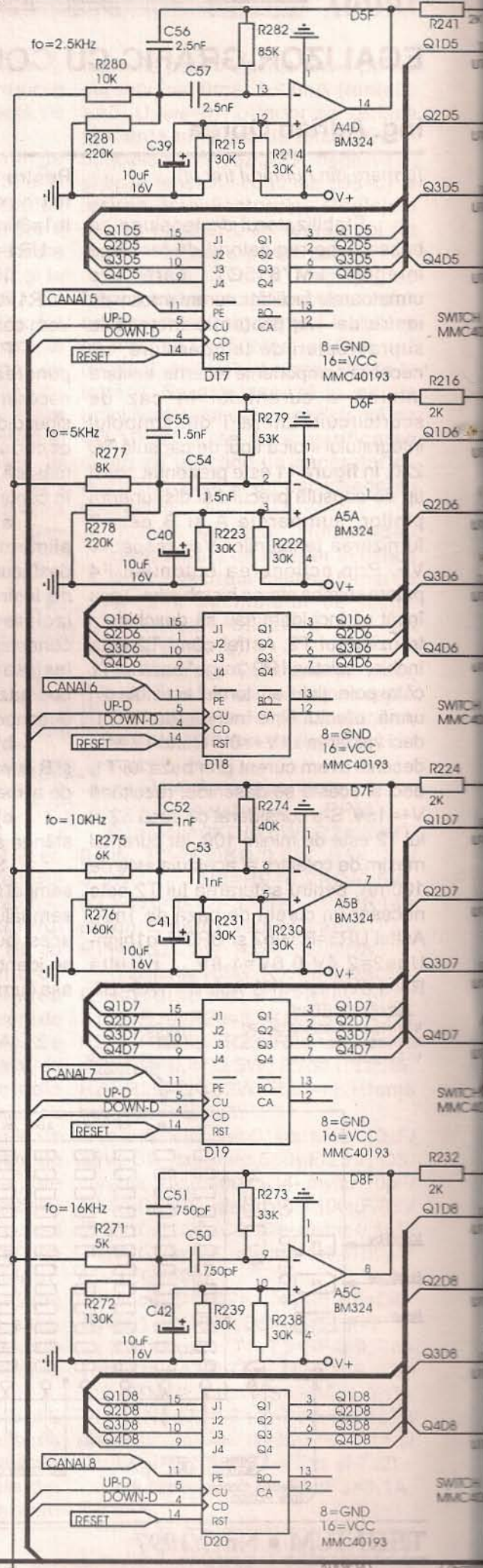
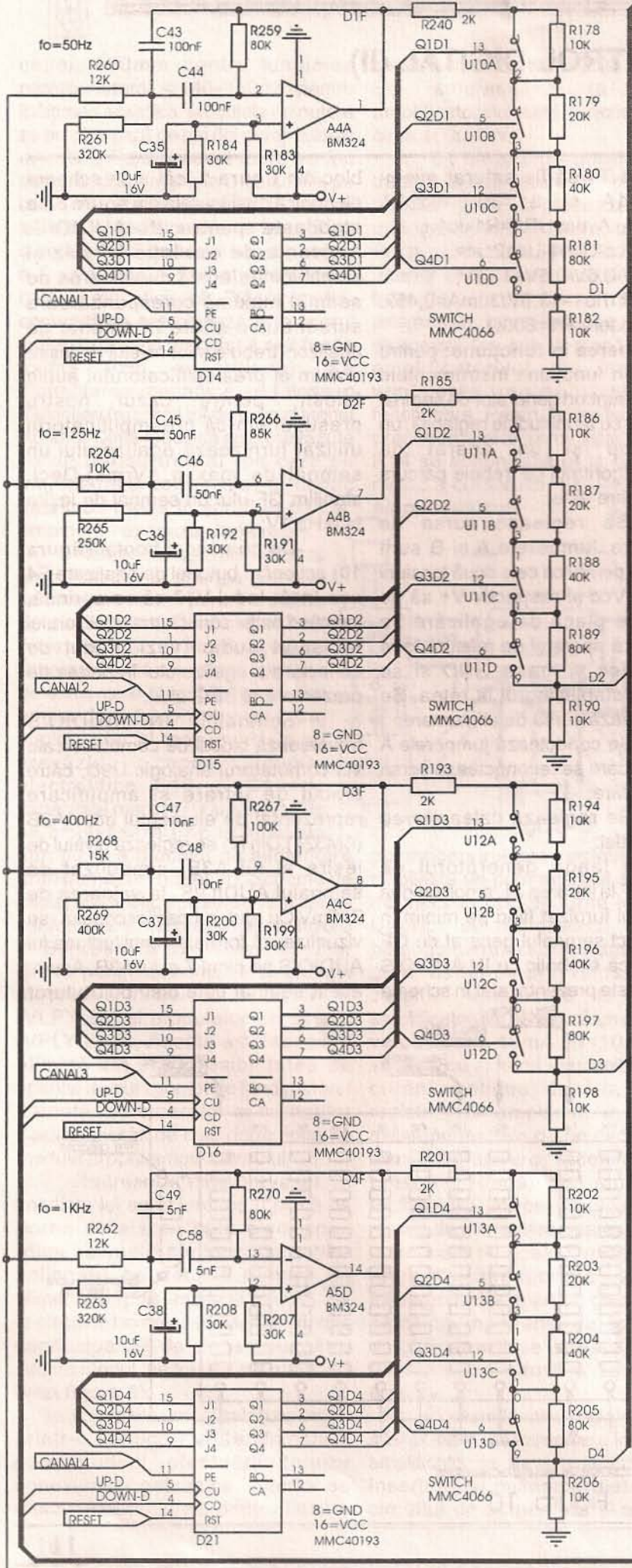


Figura 10



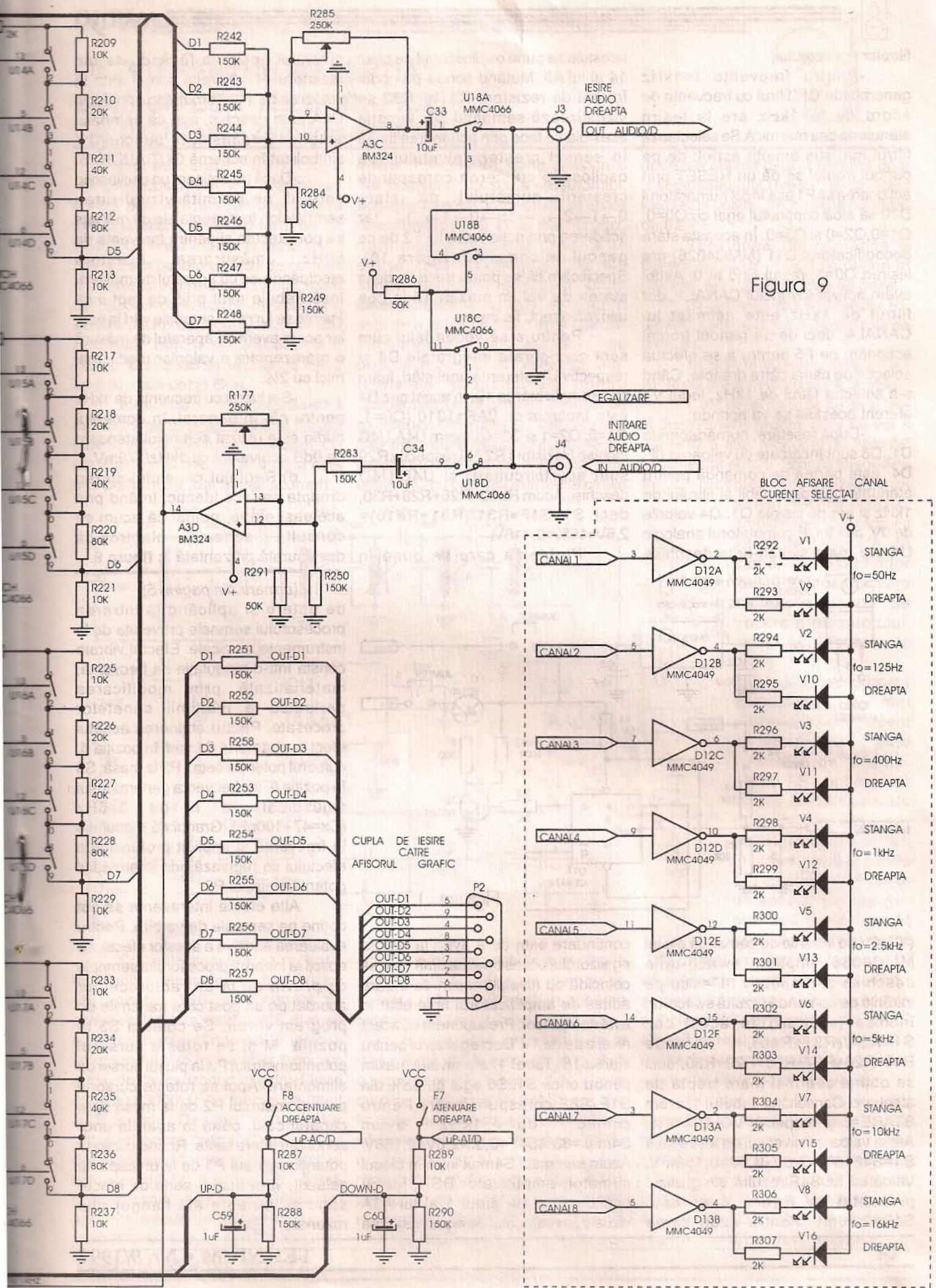
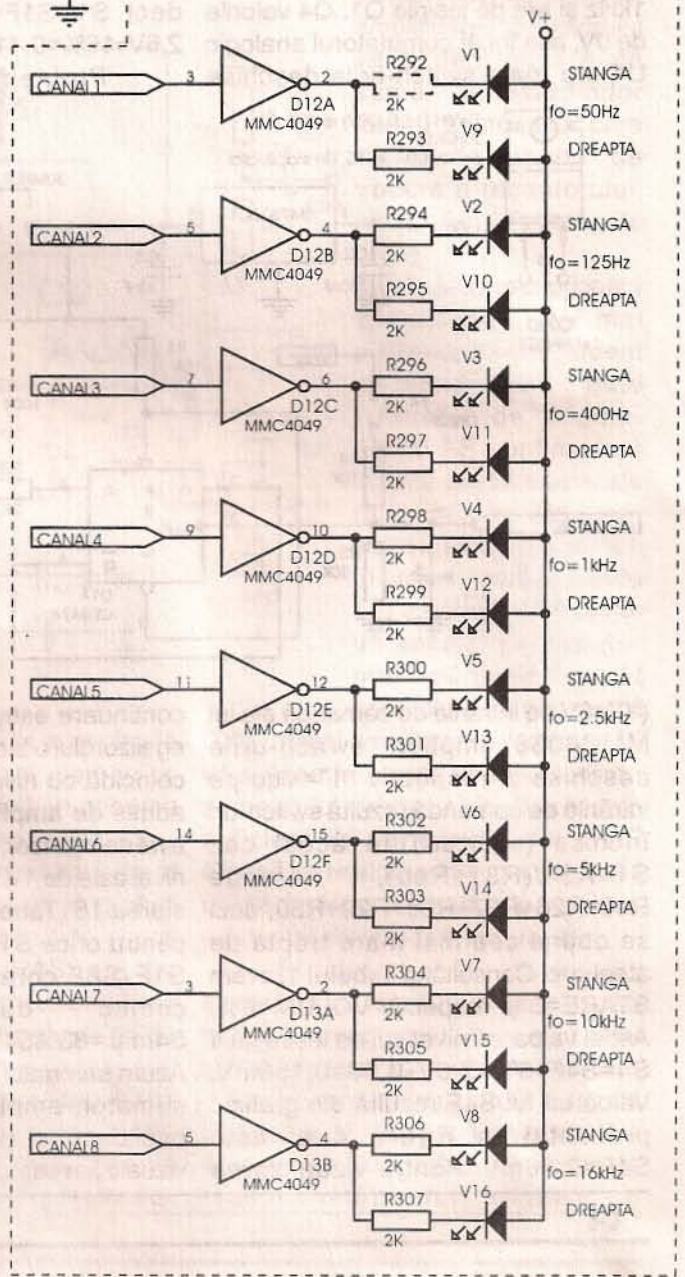
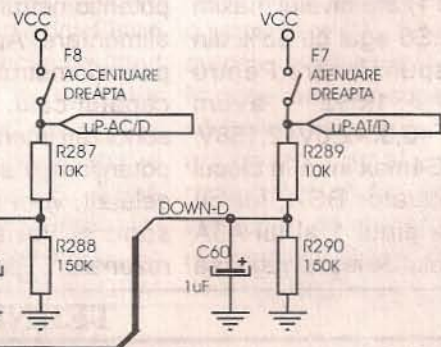
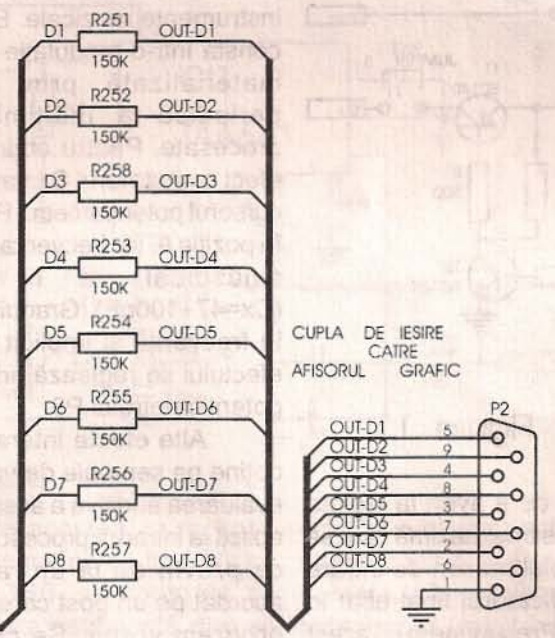


Figura 9

BLOC AFISARE CANAL CURENT SELECTAT



CUPLA DE IESIRE CATRE AFISORUL GRAFIC



filtrelor egalizorului;

-Pentru frecvența  $f=1\text{kHz}$  generată de GF, filtrul cu frecvența de acord de  $f_0=1\text{kHz}$  are la ieșire atenuarea cea mai mică. Se selectează filtrul mai sus amintit astfel: de pe panoul frontal se dă un RESET prin acționarea lui F1 așa încât numărătorul D10 să aibă conținutul egal cu:  $Q_0=0$ ;  $Q_1=0$ ;  $Q_2=0$  și  $Q_3=0$ . În această stare decodificatorul D11 (MMC4028) are ieșirea  $Q_0=1$ , restul fiind în 0. Astfel avem activat semnalul CANAL1, dar filtrul de 1kHz este asimilat lui CANAL4, deci de pe panoul frontal acționăm pe F5 pentru a se efectua selecția de canal către dreapta. Când s-a selectat filtrul de 1kHz, ledul V4 aferent acestuia se va aprinde;

-După resetare, număratoarele D1..D8 sunt încărcate cu valoarea 0F. D4 este partea de comandă pentru atenuatorul programabil al filtrului de 1kHz și are pe ieșirile  $Q_1..Q_4$  valorile de 0V, așa încât comutatorul analogic U4 are toate switch-urile deschise

acestui se pune osciloscopul pe pinul 14 al lui A3. Mutând sonda pe nodul format de rezistorii R31 și R30 se vizualizează semnalul S4; variația acestuia se face prin acționarea lui F3 în sensul creșterii nivelului (pe osciloscop creșterea corespunde creșterii numărului de stare  $0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 15 \rightarrow 0 \rightarrow 1 \rightarrow \dots$ ), iar scăderea prin acționarea lui F2 de pe panoul de comandă (figura 10). Specificăm că se poate trece fie de la starea de volum maxim 15 la cea minimă direct, fie invers.

Pentru a se vedea felul cum sunt configurate integratele D4 și respectiv U4 aferente unei stări, luăm ca exemplu starea 10. În acest caz D4 este încărcat cu  $0AF=1010$  ( $Q_0=1$ ;  $Q_1=0$ ;  $Q_2=1$  și  $Q_3=0$ ), avem U4A, U4C închise (rezistorii R27 și respectiv R29 sunt scurtcircuitați) și U4B, U4D deschiși. Acum  $Re_{10}=R_{26}+R_{28}+R_{30}$ , deci  $S1=S1F \cdot R_{31}/(R_{31}+Re_{10})=2,6V \cdot 16\%=0,416V$ .

Problema care se pune în

nivelului acestuia făcându-se din rezistorul R1. Nivelul corect este la valoarea de 1V. Comutatorul analogic U9A este deschis, așa că semnalul anterior îl regăsim în punctul J1, simbolizat în schemă OUT AUDIO/S.

-Dacă nu deținem un osciloscop care să ne permită vizualizarea semnalelor, toate reglajele de mai sus se pot executa și pentru frecvența de 50Hz, măsurarea acestora efectuându-se cu aparatul de măsură, însă trebuie avut grijă de faptul că înainte se lucrează cu semnale vârf la vârf, iar acum avem pe aparatul de măsură o reprezentare a valorilor medii, mai mici cu 2½.

-S-a lucrat cu frecvența de 1kHz pentru că, în general, în domeniul audio este utilizat semnalul standard de 0dB echivalent cu 1kHz/775mV.

d). Reglajul canalului stereo dreapta se face identic, trecând prin aceleași etape, numai că acum se consultă schema electronică desfășurată prezentată în figura 9.

(urmăre din pagina 5)

de putere și aplicând la intrarea procesorului semnale provenite de la instrumente muzicale. Efectul vibrato constă într-o modulație de frecvență, materializată prin modificarea periodică a înălțimii sunetelor procesate. Pentru obținerea acestui efect comutatorul S1 va fi în poziția 3, cursorul potențimetrului P2 la masă, S3 în poziția A, iar frecvența generatorului sinusoidal va fi de 3÷6Hz ( $C_x=47 \div 100\text{nF}$ ). Gradul de modulație în frecvență și implicit profunzimea efectului se reglează prin intermediul potențimetrului P3.

Alte efecte interesante se pot obține pe semnale de vorbire. Pentru evaluarea auditivă a acestor efecte, se aplică la intrarea procesorului semnale ce provin de la un radioreceptor acordat pe un post care transmite un program vorbit. Se comută S3 în poziția M și se rotește cursorul potențimetrului P3 la plusul sursei de alimentare. Apoi se rotește cursorul potențimetrului P2 de la masă spre capătul cald, până la apariția unor sonorități interesante. Rotind cursorul potențimetrului P3 de la un capăt la celălalt, vom auzi o serie de efecte sonore, variante ale flanger-ului rezonant.

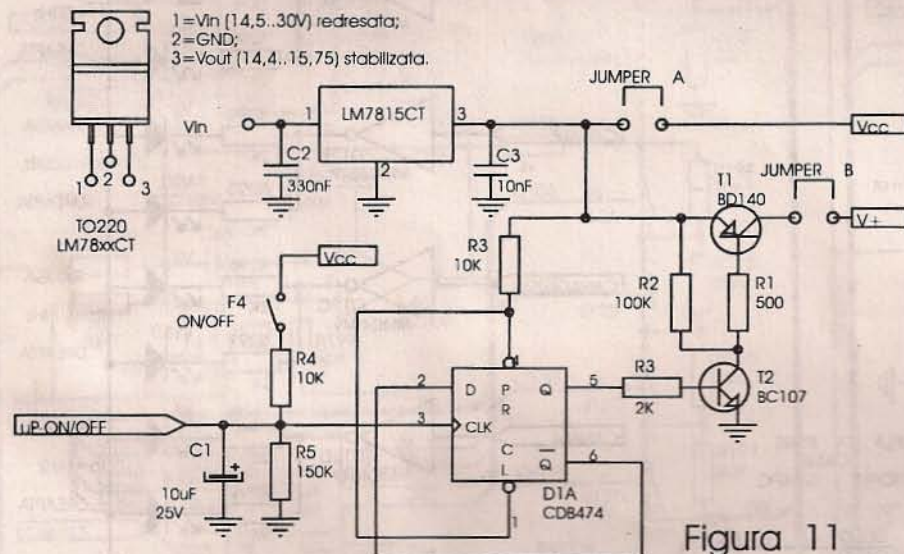


Figura 11

("0"=0V pe intrările de comandă ale lui MMC4066 implică switch-urile deschise și respectiv "1"=Vcc pe intrările de comandă rezultă switch-uri închise (scurturi)). În acest caz  $S1=R_{31}/(R_{31}+Re_0)$ , unde  $Re_0=R_{26}+R_{27}+R_{28}+R_{29}+R_{30}$ , deci se obține cea mai mare treptă de atenuare. Consultând Tabelul 1, avem STARE=0 și respectiv VOLUM=6%. Astfel valoarea nivelului de ieșire va fi  $S4=S4F \cdot 6\%=2,6V \cdot 0,06=0,156\text{mV}$ . Valoarea lui S4F rezultă din graficul prezentat în figura 4 și este  $S4F=2,58\text{mV}$ . Pentru vizualizarea

continuare este de a avea la ieșirea egalizorului o tensiune maximă care să coincidă cu nivelul maxim de intrare admis de amplificatorul final aflat în aval de egalizor. Presupunem că acest nivel este de 1V. Deci egalizorul pentru starea 15 (Tabel 1) are nivelul maxim pentru orice S1..S8 egal cu 83% din S1F..S8F corespunzătoare. Pentru canalul de 1kHz avem  $S4_{max}=83\%S4F=0,83 \cdot 2,6V=2,158V$ . Acum semnalul S4max intră în blocul sumator+amplificator BSA, iar cu osciloscopul pe pinul 1 al lui A3A vizualizăm semnalul de ieșire, reglarea





## FILTRU PENTRU RECEPȚIA EMISIUNILOR TELEGRAFICE

ing. Dinu Costin Zamfirescu/Y03EM

Receptoarele SSB sunt echipate obligatoriu cu filtre "trece-bandă" adecvate recepției unei singure benzi laterale, având o lărgime de bandă cuprinsă între 2 și 3kHz (cu o atenuare la capetele benzii de cel mult 6dB). Aceste filtre au un număr mare de rezonatoare (circuite acordate echivalente), conectate astfel încât lărgimea benzii de trecere la o atenuare de 60dB să fie doar de 1,4÷2 ori mai mare decât  $B_{6dB}$ .

Raportul  $F = B_{60dB} / B_{6dB} > 1$  definește factorul de formă al filtrului (coeficient de dreptunghiularitate). Cu cât  $F$  este mai mic, cu atât filtrul este mai performant (dar și mai scump!).

intens (concursuri), când emisiunile "se îndesesc" pe scala receptorului, această "metodă" tradițională se poate dovedi ineficace și, în cel mai bun caz, duce rapid la creșterea gradului de oboseală al operatorului. Cea mai simplă metodă tehnică de a "spori" selectivitatea la recepția telegrafică este de a utiliza un filtru "trece-bandă" suplimentar, în canalul de audiofrecvență al receptorului. Revistele și manualele pentru radioamatori sunt pline de scheme de asemenea filtre: filtre LC audio cu una sau mai multe bobine, etaje AF cu reacție pozitivă (reglabilă sau nu), filtre active RC cu una sau mai multe celule

unde s-a obținut deja separarea doar a semnalului util (firește, dacă acest lucru este posibil, în condițiile concrete de trafic).

Tensiunea de comandă a sistemului RAS (AGC) se obține în general, prin două metode de bază:

a) prin detecția semnalului RF din AFI, cules înainte de detectorul de produs;

b) prin redresarea semnalului AF (deci după detectorul de produs).

Cele două metode au avantaje și dezavantaje proprii, care nu vor fi comentate aici. Montând un filtru AF suplimentar pentru recepția telegrafică într-un receptor care utilizează un

sistem AGC de tipul (a), amplificarea receptorului va fi determinată de suma amplitudinilor tuturor semnalelor care există în banda de trecere a receptorului, realizată în AFI (3kHz, de pildă).

Dacă stația recepționată are semnalul cel mai puternic, atunci evident sistemul AGC este controlat de acesta. Filtrul AF suplimentar elimină celelalte semnale (care oricum erau mai slabe) și lucrurile par a fi în ordine. Dacă în banda AFI a receptorului există un semnal perturbator mai puternic decât semnalul dorit (un posibil

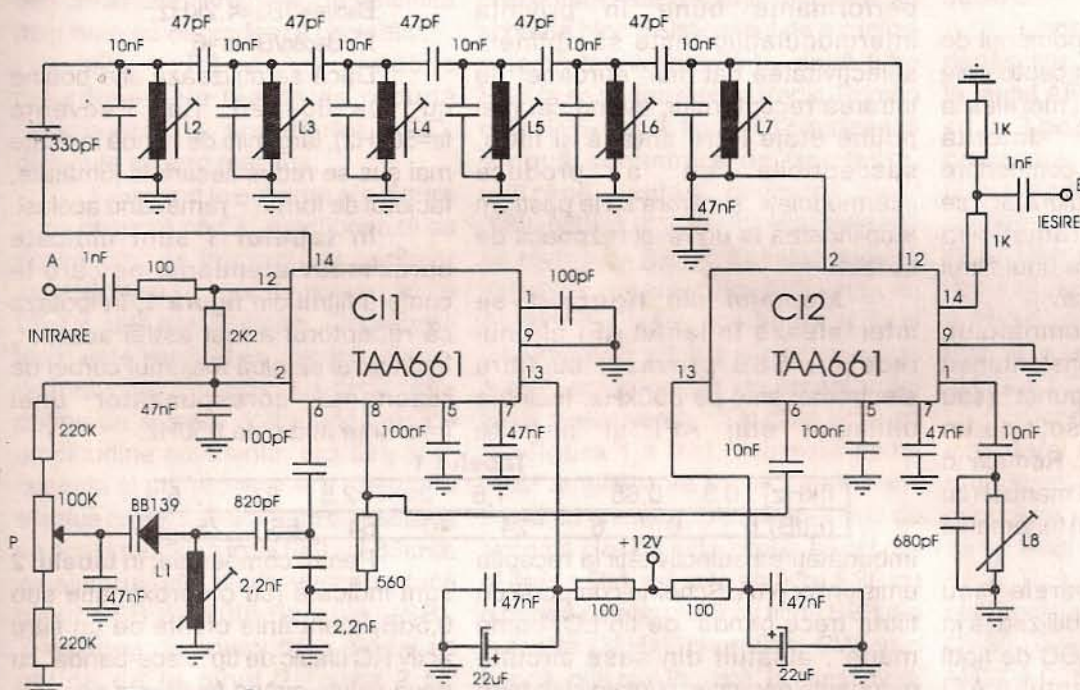


Figura 1

Cu toate acestea, la recepția emisiunilor telegrafice de tip A1A, cu un receptor SSB, se constată că selectivitatea este insuficientă, diverse emisiuni prezentându-se la ieșirea receptorului sub forma unor semnale audio de diverse tonuri, cuprinse între 300Hz și 3000Hz (în funcție de filtrul SSB folosit). Desigur, un operator antrenat poate "separa" emisiunea dorită folosind "proprietățile selective ale urechii" (și nu numai!), adică concentrându-se în urmărirea unei anumite frecvențe convenabile, de pildă 800Hz. Dar, în condiții de QRM

etc. Ele sunt unica soluție acceptabilă atunci când nu se poate, sau nu se dorește, să se intervină în schema receptorului (sau a transceiverului).

Există însă un impediment major al utilizării la recepția telegrafică a unor filtre AF. Sistemul de reglaj automat al sensibilității (RAS), existent în orice receptor superheterodină, ca să funcționeze corect trebuie să fie acționat numai de semnalul recepționat util. Aceasta presupune că tensiunea de comandă a amplificării etajelor AFI și ARF trebuie obținută dintr-un punct al schemei receptorului,

DXI), atunci amplificarea receptorului va scădea în funcție de amplitudinea semnalului perturbator. Dacă este suficient de performant, filtrul AF elimină semnalul nedorit, dar semnalul util la ieșirea RX scade pe durata existenței semnalului perturbator.

Efectul este oarecum asemănător desensibilizării (sau blocării) receptorului, fenomen care apare în prezența unui semnal foarte puternic, care nu intră totuși în banda de trecere AFI (de pildă, este situat la un ecart de 20kHz față de frecvența recepționată), dar cauzele și



fenomenele care apar sunt cu totul altele: desensibilizarea apare datorită comportării neliniare a etajelor situate înaintea filtrului SSB (mixerul și RAF).

Prin reducerea sensibilității receptorului (introducerea de atenuatoare la intrare, slăbirea cuplajului cu antena etc.) desensibilizarea provocată de semnalul puternic poate fi redusă sau chiar eliminată. Aceste măsuri nu au efect în cazul recepției A1A (cu filtrul AF) descrise mai sus. Incluzerea filtrului AF în banda AGC, deci utilizarea metodei (b), va rezolva favorabil situația dată, deoarece tensiunea de reglaj AGC nu depinde de semnalul perturbator. Dacă receptorul utilizează metoda (b) (AGC derivat din audio), dar filtrul AF este montat în afara receptorului, evident problema va rămâne nerezolvată.

Trebuie spus că fenomenul de "pumping" care apare în receptoarele care utilizează metoda (b), mai ales la semnale puternice, datorită imposibilității de a realiza o comportare dinamică corectă a sistemului AGC, se accentuează uneori dramatic la introducerea în lanțul AF a unui filtru "trece-bandă" foarte selectiv.

La apariția semnalului, receptorul nu-și reduce instantaneu sensibilitatea și primul "punct" (sau "linie") este perceput însoțit de un pocnet neplăcut în difuzor. Reducând amplificarea în bucla AGC manual (cu ajutorul unui potențiomtru) fenomenul poate fi ținut sub control.

De altfel, receptoarele (sau transceiverele) "serioase" utilizează în exclusivitate un sistem AGC de tipul (a), având la ieșirea lanțului AFI conectat atât demodulatorul SSB (detector de produs), cât și un demodulator pentru canalele AGC (detector de anvelopă). Aceste receptoare realizează selectivitatea în AFI pentru recepția telegrafică cu ajutorul unor filtre cu bandă de trecere de 500+600 Hz, care se comută în locul filtrului SSB și care sunt tot atât de scumpe (sau chiar mai mult!). Factorul de formă al acestor filtre este mai mare decât al filtrelor SSB, având valori  $F=0,5+5$ . Prin urmare, banda de trecere la 60dB este cuprinsă între 1,5+3kHz.

De pildă, filtrul de tip YK-107C

(Kenwood) are următoarele caracteristici:

$$f_0=10,695\text{kHz};$$

$$B_{6\text{dB}}=500\text{Hz};$$

$$B_{60\text{dB}}=1,8\text{kHz};$$

$$F=3,6.$$

Performanțe asemănătoare are și filtrul de tip MF200-0050 (RFT) cu deosebirea că  $f_0=200\text{kHz}$ . Cunoscut radioamatorilor este filtrul EMF-5D-500-0,6S, cu  $f_0=500\text{kHz}$  și  $B_{60\text{dB}}=0,5+0,75\text{kHz}$ . Ultimele două filtre sunt electromecanice.

Realizarea selectivității în AFI nu numai că permite utilizarea unui sistem AGC de tipul (a), cu calități superioare, dar elimină și posibilitatea producerii de intermodulații în detectorul de produs și în lanțul AF, în general. De altfel, una din "regulile de aur" de a realiza un receptor cu performanțe bune în privința intermodulațiilor este să obținem selectivitatea cât mai "aproape" de intrarea receptorului, având cât mai puține etaje între antenă și filtru, susceptibile de a produce intermodulații, și cărora să le păstrăm amplificarea la un nivel rezonabil de scăzut.

Montajul din figura 1 se intercalează în lanțul AFI al unui receptor SSB prevăzut cu filtru electromecanic pe 500kHz, înaintea ultimului etaj AFI și permite

bobinate cu sârmă CuEm,  $\phi 0,1\text{mm}$ , pe carcase de tip Electronica cu miez și oală de ferită, utilizate în modulul de sunet al televizoarelor alb-negru cu circuite integrate (a se vedea revista Tehnium nr.7 pag.7-10 și nr.8, pag.11-13, din 1996).

Circuitele se acordă pe aceeași frecvență centrală,  $f_0=80\text{kHz}$ . Factorul de calitate care se poate obține cu asemenea bobine de mici dimensiuni (împreună cu ecranul metalic au doar  $10\times 10\times 15\text{mm}$ ) este  $Q=55+60$ .

Deși banda de trecere la 3dB a unui singur circuit este aproximativ  $B_0=1,4\text{kHz}$ , datele globale ale filtrului arată că se poate realiza un filtru telegrafic acceptabil. Parametrii filtrului sunt:

$$B_{3\text{dB}}=0,35B_0=0,5\text{kHz};$$

$$B_{6\text{dB}}=0,5B_0=0,7\text{kHz};$$

$$B_{60\text{dB}}=3B_0=4,2\text{kHz};$$

$$F=B_{60\text{dB}}/B_{6\text{dB}}=6$$

Dacă se utilizează alte bobine cu  $Q=100+120$  (la frecvența  $f_0=80\text{kHz}$ ), lărgimile de bandă indicate mai sus se reduc fiecare la jumătate, factorul de formă  $F$  rămânând același.

În tabelul 1 sunt indicate aproximativ atenuările pe care le conferă filtrul din figura 1, în ipoteza că receptorul a fost astfel acordat, încât filtrul să aibă maximul curbei de rezonanță corespunzător unei frecvențe audio de 650Hz.

Tabelul 1

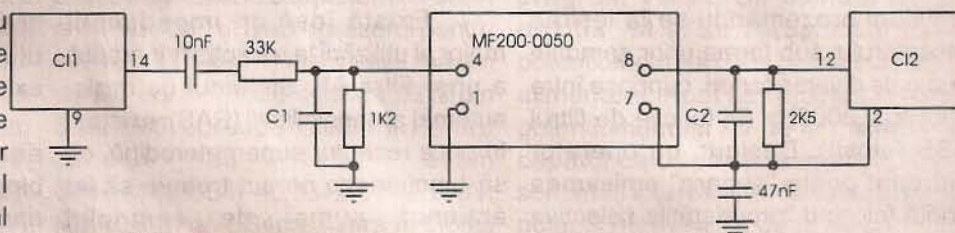
f[kHz]	0,3	0,65	1	1,5	2	2,5	3	3,5
$\alpha$ [dB]	6	0	6	24	40	54	65	75

îmbunătățirea selectivității la recepția emisiunilor A1A. Schema comportă un filtru "trece-bandă" de tip LC "home made", alcătuit din șase circuite rezonante derivație, cuplate slab între ele. Bobinele L2+L7 au câte 120 spire,

Pentru comparație, în tabelul 2 sunt indicate (cu o aproximație sub 0,5dB) atenuările oferite de un filtru activ RC clasic de tip "trece-bandă" cu două celule având frecvența centrală  $f_0=650\text{Hz}$  și  $Q=4$ .

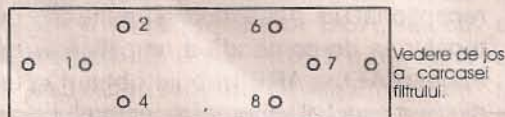
Tabelul 2

f[kHz]	0,3	0,65	1	1,5	2	2,5	3	3,5
$\alpha$ [dB]	33	0	23	35	42	46	50	53



C1 și C2 se livrează odată cu filtrul.

Figura 2





Deși din comparația celor două tabele rezultă că sub 2kHz filtrul audio oferă atenuări mai mari, în realitate filtrul RC are o serie de dezavantaje:

1) Banda de trecere la 6dB este doar de 160Hz, iar  $B_{3dB} \approx 100\text{Hz}$ . În aceste condiții, acordul exact al receptorului este dificil de efectuat, iar stabilitatea frecvenței oscilatoarelor trebuie să fie remarcabilă;

2) Banda de trecere fiind prea mică, semnalele telegrafice își vor lungi "cozile", inteligibilitatea scăzând mai ales la viteze mari de manipulație;

3) Paraziții de tip impuls (QRN atmosferic și nu numai) vor avea o durată mai mare la ieșirea filtrului, blocând astfel recepția pe o durată mai mare;

4) Micșorând Q cu scopul de a mări  $B_{6dB}$  către 500+600Hz, performanțele filtrului RC la celelalte frecvențe se degradează dramatic;

5) Rămân valabile impedimentele legate de o bună funcționare a sistemului AGC, discutate pe larg mai sus.

Revenind la schema din **figura 1**, se observă că C11 funcționează ca schimbător de frecvență și oscilator local. Bobina L1 este de același tip cu L2+L7, dar are 70 spire. Oscilatorul local este realizat cu amplificatorul-limitator din TAA661. La pinul 8 se obține un semnal dreptunghiular, cu amplitudine constantă; aici se poate conecta și un frecvențmetru pentru a efectua reglajul. Frecvența de oscilație se poate modifica între 580 și 583kHz, cu ajutorul unei diode varicap (dacă filtrul SSB pe 500kHz este USB). Tensiunea de comandă a diodei se obține de la pinul 2 (circa 3,5V stabilizată) și se poate regla cu potențiometrul de 100k $\Omega$ .

Dacă se constată că acoperirea este mai mare sau mai mică de 3kHz, se va acționa asupra celor două rezistoare de 220k $\Omega$ , astfel ca să se utilizeze integral cursa potențiometrului.

La pinul 8 se poate conecta și un osciloscop. Dacă se constată că oscilatorul are tendința să se amorseze pe alte frecvențe, la nevoie se va modifica valoarea condensatorului de 100pF de la pinul 6 între 56+560pF. Oscilatorul este

suficient de stabil, deoarece tensiunea RF pe bobina L1 nu depășește 100mV.

Semnalul provenit de la AFI al receptorului se aplică la pinul 12 și nu va depăși 10+20mV<sub>ef</sub>. Se va ține cont că rezistența de intrare, la borna A, este de circa 2k $\Omega$ , pentru a nu amortiza circuitul LC din AFI.

Dacă la ieșirea filtrului realizat cu L2+L7 s-ar conecta direct detectorul de produs, ar trebui folosit și un alt oscilator de purtătoare, având frecvența apropiată de 80kHz, așa cum se face în receptoarele cu dublă (sau triplă) schimbare de frecvență. Dar modificările aferente, care pot afecta funcționarea, mai ales când este vorba de un transceiver și nu de un simplu RX, sunt prea multe și prea greu de efectuat.

Ceea ce propune schema prezentată este o soluție inspirată din schema bloc a sistemului de a realiza selectivitate variabilă cu două filtre SSB (a se vedea revista Radio-Român nr.5/1995, pag.4, fig.1). C12 realizează o nouă schimbare de frecvență, utilizând același oscilator local (580+583kHz), astfel încât la ieșirea B se revine pe frecvența intermediară inițială a receptorului (500kHz). În acest mod, este posibil de utilizat detectorul de produs și oscilatorul de purtătoare originale ale receptorului (sau transceiverului). De altfel, schema din **figura 1** a fost elaborată astfel încât amplificarea să fie aproximativ egală cu unitatea. Deosebirea față de schema clasică este aceea că cel de-al doilea filtru nu este un filtru SSB cu o bandă comparabilă cu filtrul SSB din receptor (3kHz), ci un filtru CW cu o bandă mult mai îngustă. În acest mod, la acționarea potențiometrului P nu se mai obține un efect echivalent unui filtru audio "trece-jos" sau "trece-sus", ci se realizează selecția unei benzi înguste (determinate de filtrul al doilea, pe 80kHz) în jurul unei frecvențe centrale, care se poate modifica după dorință în interiorul benzii de trecere de 3kHz a filtrului SSB al receptorului de bază. Acesta este elementul de originalitate al schemei din **figura 1**. Modul de utilizare în traficul radio al acestei scheme este diferit de cel clasic: fără a se acționa asupra acordului receptorului, este suficient să

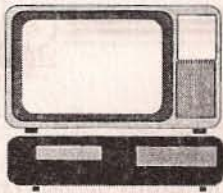
se acționeze asupra potențiometrului P, selectând semnalul care ne interesează, indiferent de frecvența tonului acestuia în difuzor. Dacă tonul nu convine (de pildă, este 2,5kHz) acționând asupra acordului receptorului (sau RIT-ului) și asupra potențiometrului P se poate aduce totul în situația dorită. Bineînțeles, se poate lăsa P într-o anumită poziție fixă și se poate lucra și "clasic". Modul de lucru poate fi selectat în funcție de necesitățile traficului și preferințele operatorului.

Rezistența de ieșire a schemei din **figura 1** este de circa 500 $\Omega$  și trebuie ținut cont când se face intercalarea schemei în lanțul AFI al receptorului. Bobina L8 are (ca și L1) tot 70 spire și împreună cu condensatorul de 680pF se acordă pe 500kHz.

Consumul întregului montaj nu depășește 35+40mA. Intercalarea lui în lanțul AFI se face cu un comutator cu 2x2 poziții sau cu un sistem de comutare cu diode, adecvat. Conexiunile la placa imprimată a montajului vor fi scurte și ecranate. Este bine să se ecraneze întregul montaj. Dacă există tendințe de autooscilații, se va încerca montarea unei rezistențe de 100 $\Omega$  între pinul 12 al C12 și L7.

Condensatoarele din circuitele acordate vor fi cu styroflex sau multistrat, iar condensatoarele de decuplare și de cuplaj vor fi ceramice, de tip plachetă sau disc.

Rezultate mai bune se obțin utilizând pentru L2+L7 alte bobine cu  $Q > 80$ . Cei care dispun de un filtru MF200-0050 (RFT) pe frecvența de 200kHz, pot obține rezultate încă și mai bune, modificând schema din **figura 1** astfel ca oscilatorul să lucreze în jur de 700kHz. Pentru aceasta se va micșora, eventual, condensatorul de 820pF, dacă oscilatorul nu poate fi "tras" din acordul lui L1. În **figura 2** se arată modul de conectare al filtrului. Deoarece amplificarea va depăși unitatea, la ieșire se va modifica divizorul format de rezistențele de 1k $\Omega$ , astfel încât suma lor să rămână în continuare de circa 2k $\Omega$ , reducându-se mult rezistența conectată la masă.



# DEPANAREA TELEVIZOARELOR ÎN CULORI (VIII)

ing. Șerban Naicu

ing. Horia Radu Ciobănescu

## 1. Circuitul integrat TDA3505

Circuitul integrat TDA3505 realizează următoarele funcții:

- matrice (G-Y) și RGB;
- reglarea cu tensiune continuă a strălucirii, contrastului, saturației culorilor;
- axarea și stingerea pe linii și cadre a semnalelor de la intrare prin intermediul semnalului SANDCASTLE cu trei niveluri;
- reglarea separată, cu tensiune continuă, a amplificării fiecărui semnal RGB (pentru reglarea albului dinamic);
- reglarea automată a tensiunilor de tăiere (punctului de negru) ale tubului cinescop prin intermediul unui semnal de reacție de la placa TK.

Schema bloc internă și semnificația pinilor circuitului integrat TDA3505 sunt prezentate în figurile 1a și 1b.

Semnalul Y de la pinul 12 (0,45V<sub>v</sub> de la vârful impulsului de sincronizare la alb), -(R-Y) de la pinul 8 (1,05V<sub>v</sub>) și -(B-Y) de la pinul 7 (1,33V<sub>v</sub>) ale CI TDA4565 sunt aplicate prin C353 pinului 15, C355 pinului 17 și C356 pinului 18 ale circuitului TDA3505. Nivelurile de tensiune de mai sus corespund unui semnal standard de bare color 75% aplicat la intrarea de antenă. Aceste semnale sunt axate intern. Amplitudinea semnalelor diferență de culoare -(R-Y), -(B-Y) este reglată prin intermediul tensiunii continue aplicate la pinul 16 (saturația culorii, sau contrastul culorii, cum este denumit în unele documentații GRUNDIG), înainte de intrarea în matricea (G-Y), respectiv RGB. Semnalele RGB provenite din matriciere sunt aplicate unor comutatoare electronice

comandate de tensiunea de la pinul 11. La cealaltă intrare a fiecărui comutator sunt aplicate semnale R, G, B externe, care pot proveni de la microprocesor (semnale OSD), conectorul SCART (semnale externe, de exemplu de la calculator de tip Spectrum), sau de la decodorul de teletext. Dacă tensiunea la pinul 11 este în intervalul (0+0,4V), semnalele selectate sunt cele provenind de la matricea RGB. Dacă tensiunea la pinul 11 este în intervalul 0,9-3V, semnalele selectate sunt cele provenind de la intrările de semnale externe de la pinii 14, 13, 12. Viteza de răspuns a comutatorului este suficient de rapidă pentru a permite suprapunerea semnalelor externe peste imaginea TV, fără întârzieri, aceasta fiind stinsă numai în timpul aplicării semnalelor externe. Tensiunea continuă de la pinul 19 reglează

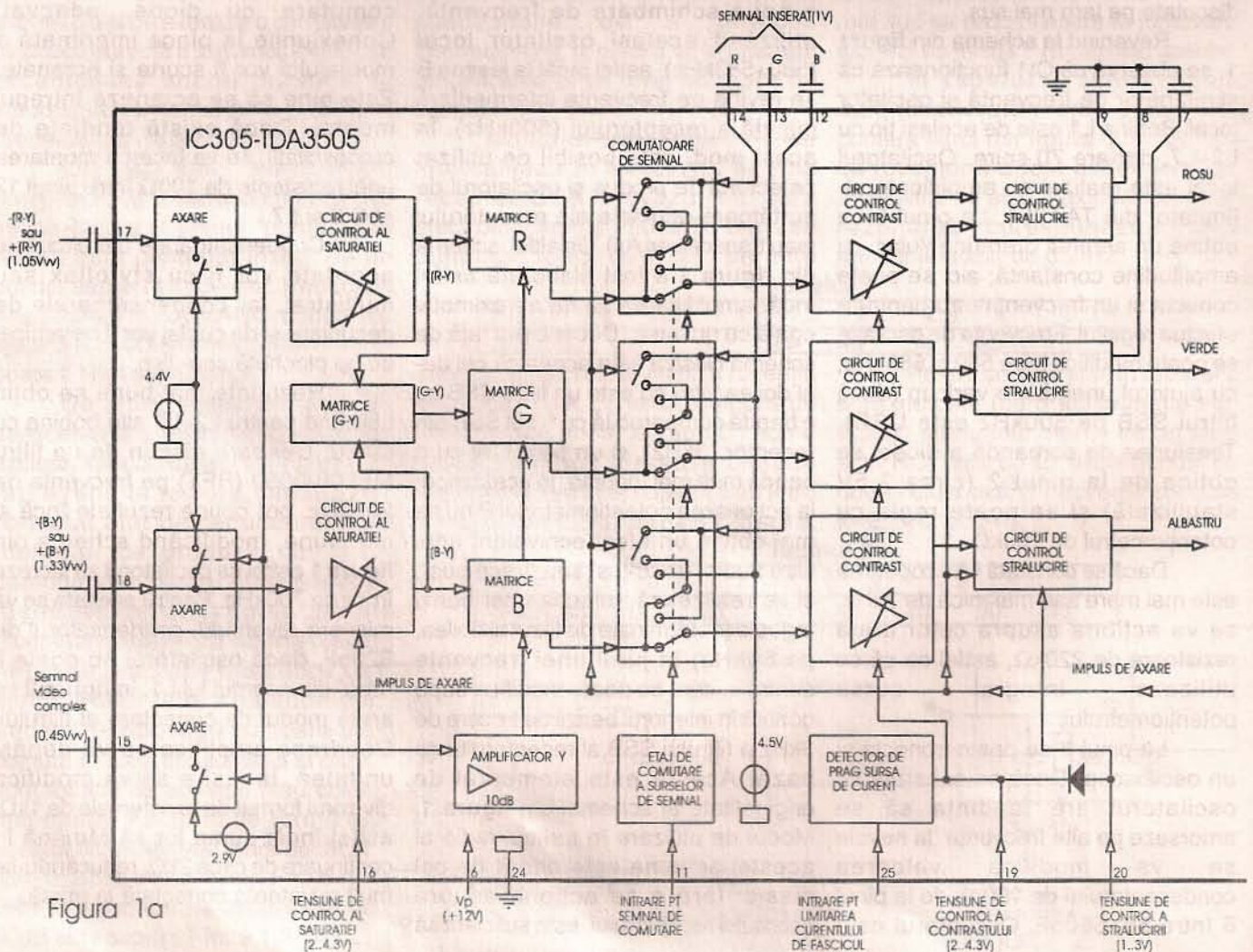
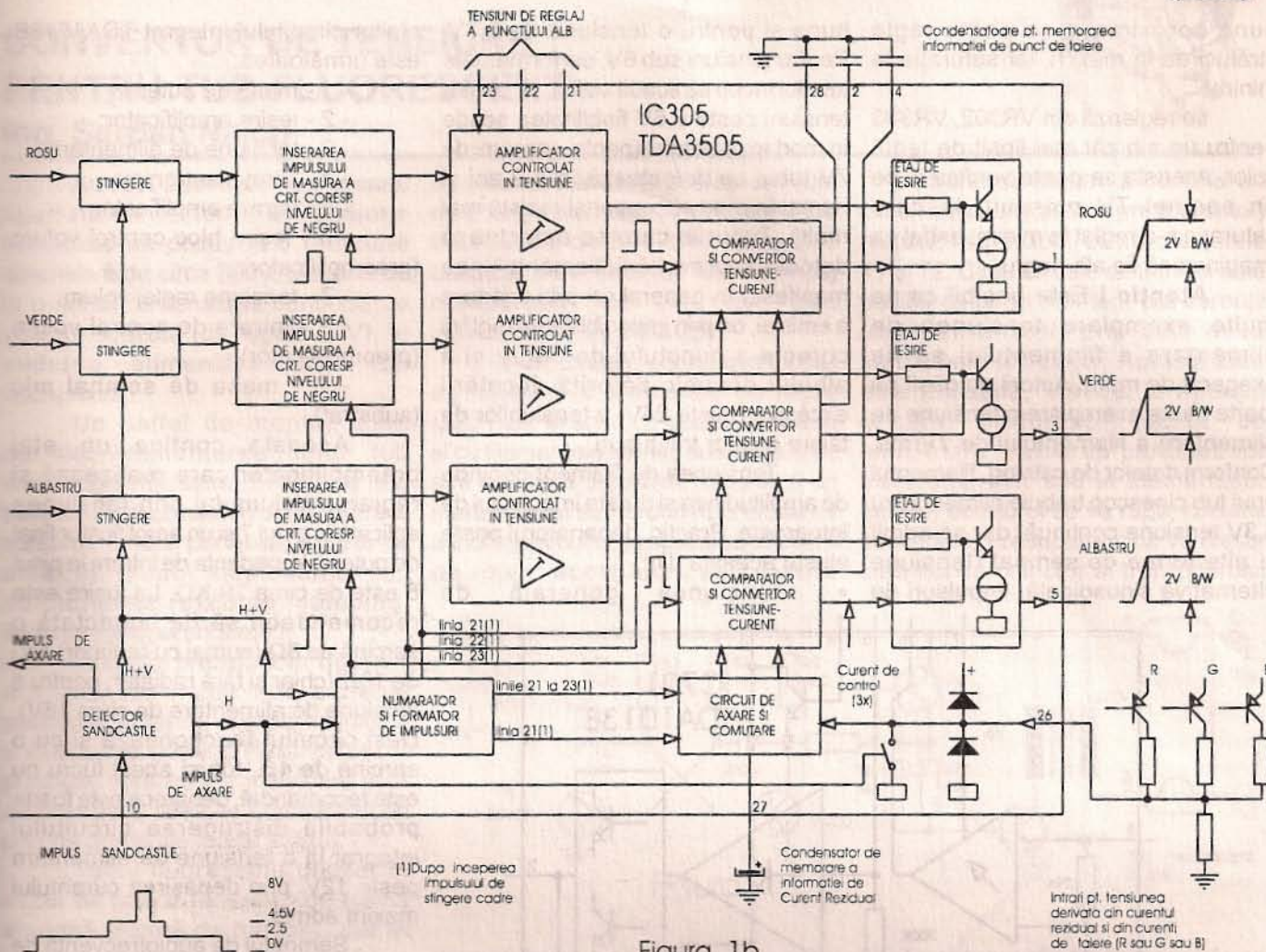


Figura 1a



simultan amplitudinea semnalelor R, G, B (contrastul). Nivelul de negru al semnalelor R, G, B (strălucirea) este reglat de tensiunea continuă de la pinul 20, a cărei valoare pentru un nivel de negru normal este, tipic, de 1,75V. Semnalele R, G, B reglate sunt aplicate unor etaje de stingere pe linii și cadre, care funcționează comandate de impulsul SANDCASTLE provenit de la TDA8305A. Amplitudinea semnalelor R, G, B poate fi reglată separat prin tensiunile continue de la pinii 21, 22, 23 în vederea reglării albului dinamic. În schema TV Royal, această opțiune nu este folosită, pinii respectivi fiind conectați la +12V, ceea ce fixează amplificarea maximă a celor trei semnale. Albul dinamic se reglează cu semireglabilii VR302, VR303 de pe placa TK.

Etajele de ieșire sunt realizate astfel încât să permită reglarea automată a nivelului de negru. Pentru aceasta, la pinul 26 se aplică un semnal de reacție derivat din curentul rezidual al tubului cinescop în timpul

cursei inverse și din curentii de tăiere ai celor trei tunuri R, G, B la nivelul de negru. "Memorarea" curentului rezidual se realizează cu condensatorul conectat la pinul 27. Măsurarea curentilor se realizează în cursul următoarelor linii de la începutul impulsului de stingere cadre:

- linia 20: măsurarea curentului rezidual (R+G+B);
- linia 21: măsurarea curentului de tăiere al tunului de roșu;
- linia 22: măsurarea curentului de tăiere al tunului de verde;
- linia 23: măsurarea curentului de tăiere al tunului de albastru.

**2. Amplificatorul final video**

Fiecare din cele trei semnale R, G, B este amplificat de la circa 3Vv până la un nivel de circa 80 Vv pentru atacul catozilor tubului cinescop în cele trei amplificatoare finale video. Acestea sunt realizate cu tranzistoarele Q305, Q304, Q307, în montaj emitor comun. Condensatoarele de 680pF conectate în emitoarele tranzistoarelor finale

video realizează corectarea caracteristicii de frecvență. În colectoarele tranzistoarelor Q303, Q306, Q308 de tip BF421 se găsește semnalul de reacție, care este aplicat pinului 26 al TDA3505.

**Reglarea punctului de negru și al albului dinamic**

- se comută TV în modul AV din telecomandă, fără semnal audio-video;
- se reglează strălucirea astfel încât să se măsoare 1,75V în pinul 20 al TDA3505;
- se reglează potentiometrului de SCREEN astfel încât pe catodul cu cea mai mare tensiune, aceasta să fie de 140V (în mod normal această tensiune ar fi trebuit să fie mai mare, dar datorită modului de proiectare a circuitelor, mărirea acestei tensiuni peste valoarea indicată ar putea duce la apariția cursei inverse pe ecran);
- se introduce la intrarea de antenă sau conectorul SCART un semnal alb 100% de la un generator de semnal. În lipsa generatorului, cu o



bună aproximație se poate regla strălucirea la maxim, iar saturația la minim;

- se reglează din VR302, VR303 pentru un alb cât mai lipsit de tentă color, aceasta se poate verifica și pe un semnal TV obișnuit, la care saturația s-a reglat la minim, astfel ca imaginea să fie alb-negru.

**Atenție !** Este posibil ca pe multe exemplare tensiunea de alimentare a filamentului să fie exagerat de mare. Autorii au găsit pe foarte multe exemplare o tensiune de alimentare a filamentului de 7Vrms. Conform datelor de catalog, filamentul unui tub cinescop trebuie alimentat cu 6,3V tensiune continuă, dar se admit și alte forme de semnal (tensiune alternativă sinusoidală, impulsuri de

bune și pentru o tensiune de 6,3V. Pentru tensiuni sub 6V, performanțele tubului încep să scadă vizibil, iar pentru tensiuni peste 6,6V fiabilitatea scade în mod exponențial (pentru tensiuni de 7V tubul se defectează în 1-2 ani și numai în mod excepțional rezistă mai mult). Tuburile care se defectează datorită supravoltării filamentului se manifestă în general ori prin scădere a emisiei, ori prin imposibilitatea reglării corecte a punctului de negru și a albului dinamic datorită decalării excesive (peste 25V) a tensiunilor de tăiere a celor trei tuburi.

Tensiunea de filament depinde de amplitudinea și durata impulsului de întoarcere. Practic, depanatorul poate ajusta aceasta din:

- tensiunea generală de

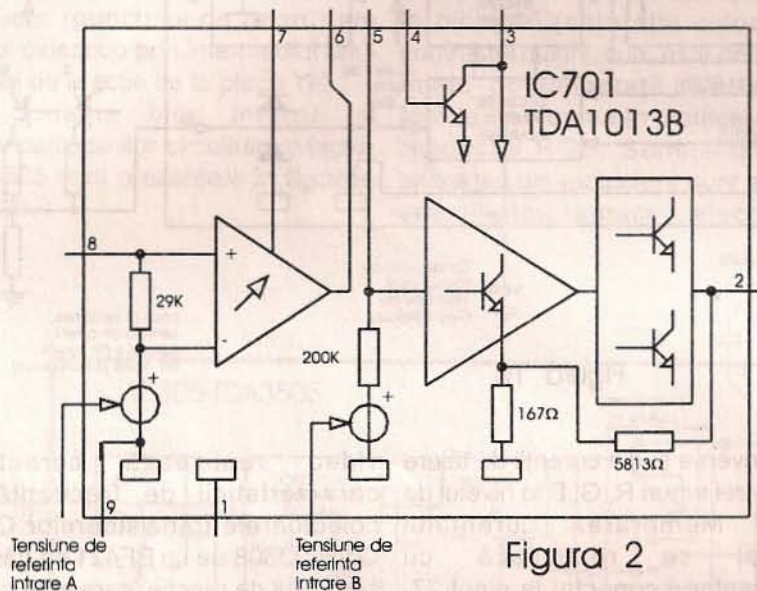


Figura 2

întoarcere linii etc.) cu condiția ca tensiunea echivalentă să fie aceeași. Pentru modul de alimentare a filamentului din TV Royal (impulsuri de întoarcere preluate de pe o înfășurare a transformatorului de linii și limitate cu o rezistență serie), tensiunea se poate măsura cu un voltmetru care poate măsura tensiuni alternative r.m.s. (Hung Chang 737, Fluke 76, Fluke 87) sau cu un osciloscop bine calibrat. Valoarea măsurată pe un osciloscop trebuie să fie 21-22 Vv. Din studiile efectuate de autori pe un foarte mare număr de televizoare (câteva zeci de mii) de diferite tipuri, și comparând cu rezultatele obținute de alți specialiști, rezultă că fiabilitatea maximă a tuburilor cinescop se obține pentru tensiunea de alimentare a filamentului de 6V (sau echivalent 6Vrms, dacă este cazul), obținându-se rezultate

alimentare;

- rezistența serie cu filamentul (R506);
- valoarea condensatorului de întoarcere conectat între colectorul tranzistorului final linii și masă (C501);
- valoarea condensatorului de cuplaj și corecție a distorsiunii de tangentă.

În cazul înlocuirii tubului original cu alt tip de tub, s-ar putea să fie necesar să se ajusteze toate aceste elemente. În cazul concret al TV Royal, dacă tensiunea de alimentare a filamentului este prea mare, atunci se va mări rezistența conectată în serie cu filamentul (R506).

### 3. Amplificatorul final audio

Amplificatorul final audio al TV Royal este realizat cu circuitul integrat TDA1013B a cărui schemă bloc este reprezentată în figura 2. Semnificația

pinilor circuitului integrat TDA1013B este următoarea:

- 1 - masă de putere;
- 2 - ieșire amplificator;
- 3 - tensiune de alimentare;
- 4 - filtraj electronic;
- 5 - intrare amplificator;
- 6 - ieșire bloc control volum (preamplificator);
- 7 - tensiune reglaj volum;
- 8 - intrare de control volum (preamplificator);
- 9 - masa de semnal mic (substrat).

Aceasta conține un etaj preamplificator care realizează și reglarea volumului prin tensiunea aplicată la pinul 7 și un amplificator final de putere. Impedanța de intrare la pinul 8 este de circa 29 KΩ. La ieșire este recomandabil să fie conectată o sarcină de 8Ω (numai cu radiator) sau de 16Ω (chiar și fără radiator, pentru o tensiune de alimentare de circa 16V). Deși circuitul funcționează și cu o sarcină de 4Ω, totuși acest lucru nu este recomandat, deoarece este foarte probabilă distrugerea circuitului integrat la o tensiune de alimentare peste 12V, prin depășirea curentului maxim admis.

Semnalul de audiofrecvență de la pinul 14 al comutatorului AV de tip HEF4053B este aplicat intrării amplificatorului final de la pinul 8 al circuitului integrat TDA1013B. La pinul 2 al acestui circuit integrat se găsește semnalul de audiofrecvență amplificat, care se aplică difuzorului. Semnalul de ieșire are amplitudinea maximă de 8Vv, ceea ce înseamnă o putere maximă de 1W/8Ω. Tensiunea de reglare a volumului aplicată la pinul 7 are valori între 2,5÷5,15V. Tensiunile măsurate pe pinii circuitului integrat TDA1013B sunt date în tabelul de mai jos:

pin	U[V]
1	0
2	6,57
3	14,2
4	13,8
5	1,31
6	6,64
7	2,6÷5,2
8	2,9
9	0

(continuare în numărul următor)

# CONVERTOR DE TENSIUNE PENTRU TUB FLUORESCENT

ing. Șerban Naicu



Au fost publicate numeroase tipuri de convertoare de tensiune destinate să producă o tensiune alternativă de circa 300V, plecând de la o sursă de tensiune continuă de valoare scăzută (de regulă 12V), în vederea alimentării unui tub fluorescent.

Un astfel de montaj, care permite alimentarea unui tub fluorescent miniatură (5-8W) de la o baterie de acumulatori auto, oferă o sursă de lumină portabilă, extrem de utilă în timpul deplasărilor cu autoturismul (excursii, camping, iluminat de siguranță etc.).

Montajul prezentat în figura 1 are, față de multe alte scheme publicate anterior, marea calitate a unei extreme simplități (fiind realizat, în principal, doar cu 4 tranzistoare ușor de procurat), ceea ce-i conferă și un preț de producție foarte scăzut.

Tubul fluorescent utilizat în cazul de față a fost unul de formă alungită (formă de baston), dar el poate avea și alte forme, cum ar fi cea de cerc sau chiar ca a unui bec cu incandescență (fiind prevăzut și cu dulie). Uneori, acest tub fluorescent mai este denumit, în mod impropriu, tub cu neon. De fapt, tubul conține în interior vapori de mercur, având o presiune scăzută. La cele două capete tubul este prevăzut cu filamente de încălzire. Când spațiul intern al tubului este supus unei tensiuni de valoare ridicată, gazul inert este ionizat producându-se o amorsare ("aprindere") a acestuia. De fapt, în urma descărcării electrice care se produce de la un capăt la celălalt al tubului iau naștere radiații invizibile (situat în spectrul ultraviolet). Pudra subțire (de culoare albă) depusă pe pereții interiori ai tubului transformă aceste radiații în lumină vizibilă.

Pentru amorsarea tubului este nevoie de o tensiune ceva mai ridicată ca valoare decât cea care este necesară ulterior pentru a menține aprinderea permanentă.

Lămpile fluorescente prezintă marele avantaj al furnizării unei cantități de lumină mai mare ca un bec

cu incandescență, la același consum de energie electrică. Astfel, acest tub fluorescent de 5-8W furnizează o cantitate de lumină (un flux luminos) comparabil cu al unui bec incandescent de circa 25W.

În mod clasic, aprinderea tubului se face de la tensiunea de rețea (220Vca); în serie cu această tensiune și cu filamentele tubului fluorescent se află o bobină de balast (drosel) și un starter. Rolul starterului este acela de a închide circuitul, la aplicarea tensiunii de rețea; acest lucru se produce

Schema electrică conține un circuit basculant astabil (multivibrator) realizat, în principal, cu tranzistoarele T1 și T2. Circuitul este simetric și este posibil ca la un moment dat curenții (colector-emitor) prin cele două tranzistoare să fie egali. Această stare este instabilă, întrucât la apariția oricărei perturbații (sursa de alimentare, valoarea parametrilor tranzistoarelor sau ai elementelor pasive) echilibrul se va rupe, circuitul basculând. Presupunem că va crește curentul de colector al tranzistorului

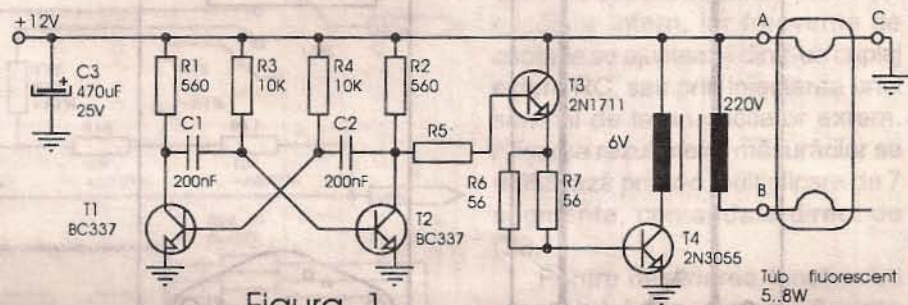


Figura 1

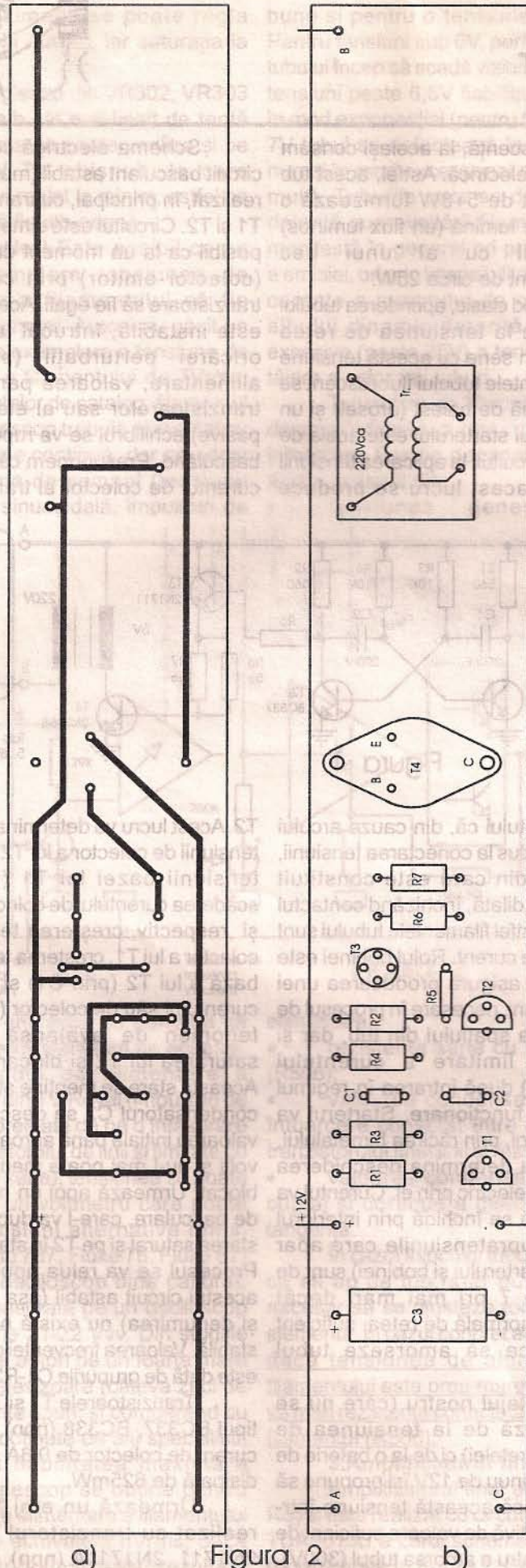
datorită faptului că, din cauza arcului electric produs la conectarea tensiunii, bimetalele din care este constituit starterul se dilată, închizând contactul electric și astfel filamentele tubului sunt parcurse de curent. Rolul bobinei este acela de a asigura producerea unei supratensiuni, necesare în procesul de amorsare a spațiului din tub, dar și acela de limitare a curentului (stabilizare) după intrarea în regimul normal de funcționare. Starterul va decupla apoi, prin răcirea bimetalelor, ceea ce va determina deschiderea contactului electric prin el. Curentul va continua să se închidă prin interiorul tubului. Supratensiunile care apar (datorită starterului și bobinei) sunt de 5 până la 7 ori mai mari decât tensiunea normală de rețea, suficient de mari ca să amorseze tubul fluorescent.

Montajul nostru (care nu se alimentează de la tensiunea de 220Vca. a rețelei) ci de la o baterie de curent continuu de 12V își propune să convertească această tensiune într-una alternativă de valoare suficient de ridicată pentru a amorsa tubul (300V).

T2. Acest lucru va determina scăderea tensiunii de colector a lui T2, scăderea tensiunii bazei lui T1 (prin C2), scăderea curentului de colector a lui T1 și, respectiv, creșterea tensiunii de colector a lui T1, creșterea tensiunii de bază a lui T2 (prin C1) și creșterea curentului său de colector (T2). Acest fenomen de avalanșă duce la saturarea lui T2 și blocarea lui T1. Această stare se menține atât timp cât condensatorul C2 se descarcă de la valoarea inițială până aproape de zero volți și nu-l mai poate menține pe T1 blocat. Urmează apoi un nou proces de basculare, care-l va duce pe T1 în starea saturat și pe T2 în starea blocat. Procesul se va relua apoi; în cazul acestui circuit astabil (așa cum arată și denumirea) nu există nici o stare stabilă. Valoarea frecvenței de oscilație este dată de grupurile C1-R3 și C2-R4.

Tranzistoarele T1 și T2 pot fi de tipul BC337, BC338 (npn), având un curent de colector de 0,8A și o putere disipată de 625mW.

Urmează un etaj "tampon", realizat cu tranzistorul T3 de tip 2N1711, 2N1711A (npn), având un



a) Figura 2 b)

curent de colector de 0,8A și putere medie (1,7W). Acest tranzistor, prin grupul rezistențelor R6-R7 (montate în paralel), de câte 56Ω fiecare, asigură curentul de bază pentru tranzistorul de putere T4, de tip 2N3055 (binecunoscut). Acest tranzistor are conectată în colectorul său înfășurarea de joasă tensiune a unui transformator ridicător de tensiune 6V/200V.

Acesta este, în fapt, un simplu transformator de sonerie (220V/6V) montat, în acest caz, invers (putere 2+3W).

Tensiunea furnizată în secundarul acestuia este suficient de mare pentru a produce "aprinderea" tubului. După "aprinderea" tubului fluorescent, tensiunea măsurată la bornele sale este de circa 70V. Curentul "absorbit" din bateria de 12V este de circa 350mA pentru un tub de 5W și de 500mA pentru unul de 8W.

Cablajul montajului (partea placată și schema de plantare a componentelor) sunt date în figura 2a și 2b. Se observă forma alungită a acestuia, cu lungimea egală cu cea a tubului fluorescent. La capetele cablajului sunt prinse două bride din alamă care fixează extremitățile metalice ale tubului. Aceste bride (și evident, tubul fluorescent) sunt fixate pe partea cu trasee a cablajului (și nu pe cea cu piese, evident). Conexiunile între trei dintre extremitățile filamentelor tubului și cablajului imprimat sunt făcute cu conductor (de 0,5mm sau mai gros), ca și cele până la sursa de alimentare (bateria autoturismului, de regulă). Pentru mărirea autonomiei de deplasare a sursei de lumină (a montajului prezentat) se pot folosi pentru alimentarea cu tensiune baterii înseriate, până la tensiunea necesară. Timpul de utilizare al acestora rămâne totuși foarte redus și de aceea se preferă o sursă de capacitate mai mare (acumulatori).

Toate rezistoarele folosite au puterea disipată de 0,25W. Nu este necesar ca tranzistorul T4 să fie montat pe radiator.

**Bibliografie**

- Revista "Radio-Român", nr.6/1995;
- Revista "Electronique Practique", nr.110 (decembrie 1987);
- Revista "Tehnum", nr.11/1991.





# VOLTMETRU DIGITAL

ing. Nicolae Sfetcu

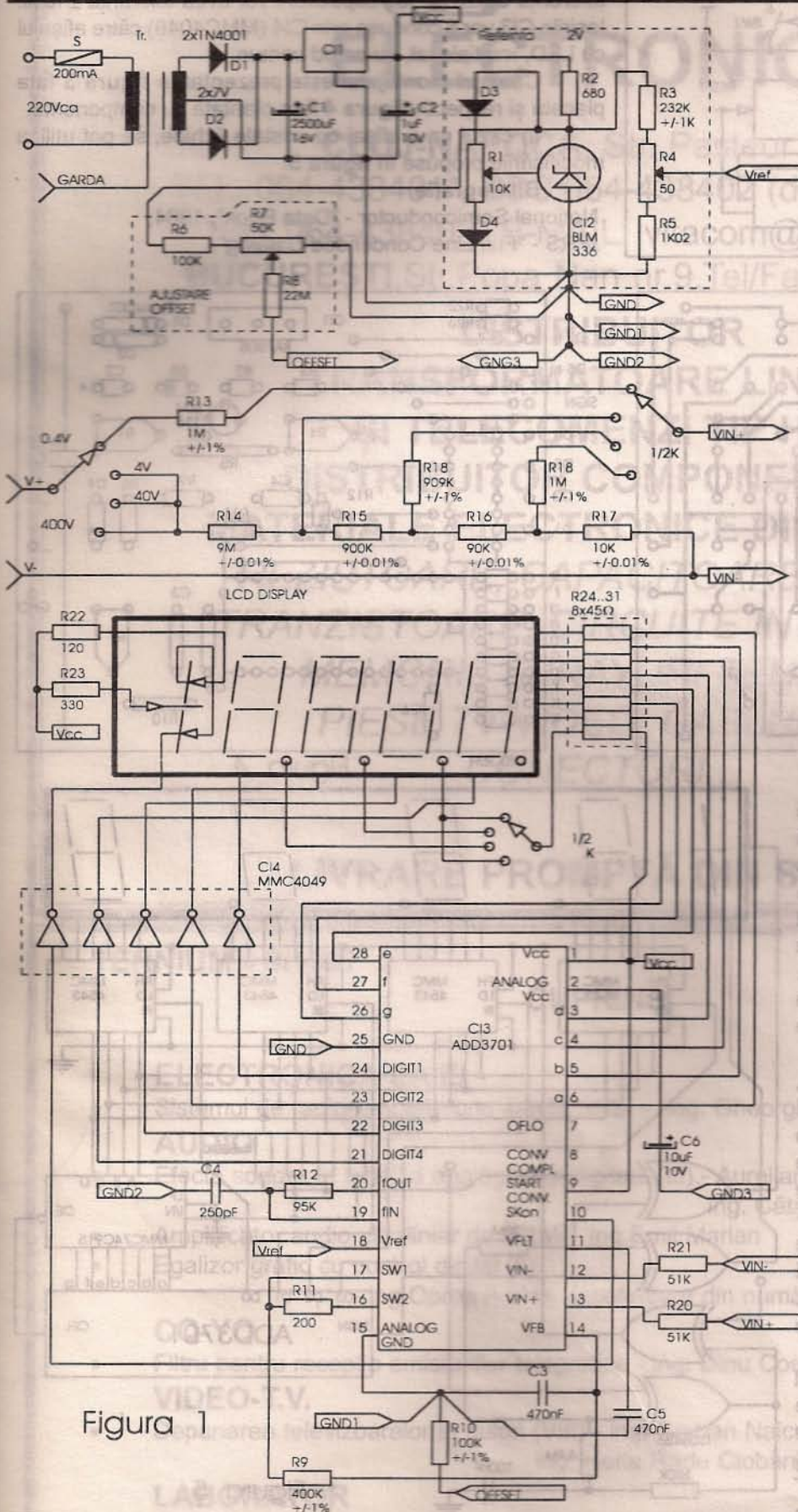


Figura 1

“Inima” montajului prezentat în figura 1 o reprezintă C13 (ADD3701, MM74C936-1 etc.), care nu necesită nici o componentă externă de precizie. Pentru aceasta, se folosește o tehnică de conversie analog-digitală cu modulare de puls, care necesită o tensiune de referință externă de aceeași polaritate cu cea a tensiunii de intrare. În acest scop se utilizează C12,  $\beta$ M336. Alimentarea generală a montajului este de +5V, care se stabilizează cu ajutorul C11 ( $\beta$ A7805). Raportul de conversie este realizat printr-un oscilator intern, iar frecvența de oscilație se ajustează dintr-un cuplaj extern RC, sau prin injectarea unui semnal de la un oscilator extern. Afișarea rezultatelor măsurărilor se realizează printr-o multiplicare de 7 segmente, comandate direct de C13.

Pentru descrierea funcționării montajului, în figura 2 este prezentată o buclă analogică. Ieșirea SW1 este sau la VREF, sau la 0V, în funcție de starea circuitului flip-flop tip D. Dacă Q este pe nivelul sus,  $V_{OUT}=V_{REF}$ , și dacă Q este pe nivelul jos,  $V_{OUT}=0V$ . Această tensiune se aplică apoi filtrului “trece-jos” realizat cu R1 și C1. Ieșirea acestui filtru, VFB, este conectată la intrarea (-) a comparatorului, unde este comparată cu tensiunile de intrare analogică,  $V_{IN}$ . Ieșirea comparatorului este conectată la intrarea D a bistabilului tip D. Apoi, informația este transferată către ieșirile Q și /Q pe frontul pozitiv al semnalului. Această buclă formează un oscilator a cărui frecvență depinde de tensiunea de intrare analogică,  $V_{IN}$ .

Considerăm o valoare fixă a tensiunii de intrare,  $V_{IN}$ . Dacă ieșirea Q a bistabilului tip D este mare, rezultă  $V_{OUT}=V_{REF}$ , și  $V_{FB} \rightarrow V_{REF}$  cu o constantă de timp  $R1C1$ . Când  $V_{FB} > V_{IN}$ , ieșirea comparatorului se va comuta la 0V. La următorul front crescător de clock, ieșirea Q a bistabilului tip D se va comuta la masă, determinând  $V_{OUT}$  să comute

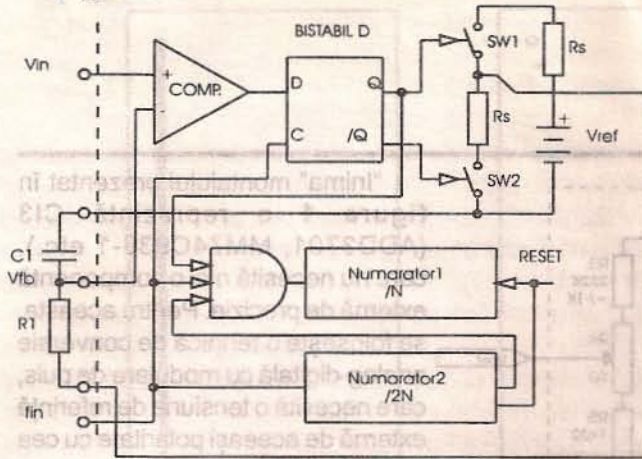


Figura 2

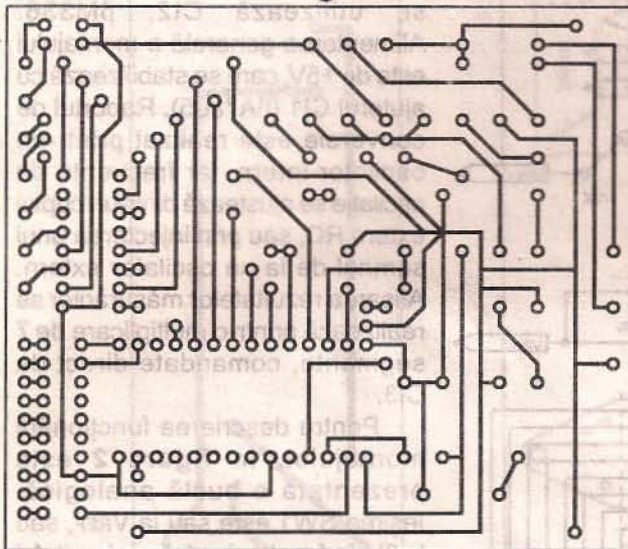


Figura 3

mici (fiecare scăpare de 1,0 nA va determina o eroare de 0,1mV). Dacă scurgerea de curent în ambii condensatori este exact aceeași, eroarea rezultantă va fi nulă. Toți rezistorii, cu excepția celor specificați, vor avea puterea de 0,25W și toleranța de ±5%. Toți capacatorii vor avea toleranța ±10%. Ieșirile C13 vor fi conduse prin CI4 (MMC4049) către afișajul cu LED, multiplexat, cu catod comun.

Cablajul montajului este prezentat în figura 3 fața placată și respectiv figura 4 fața plantată cu componente.

În cazul unui afișaj cu cristale lichide, se pot utiliza modificările propuse în figura 5.

**Bibliografie**

National Semiconductor - "Data Book", 1984,  
IPRS - "Full Line Condensed Catalog".

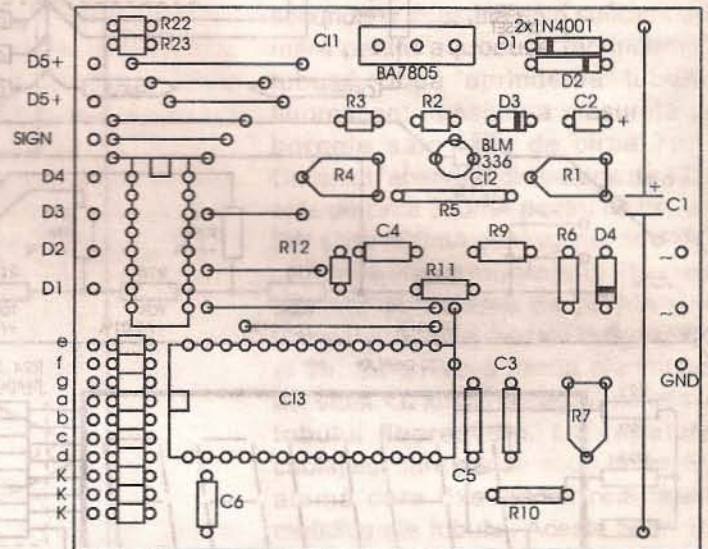


Figura 4

la 0V. În acest timp, V<sub>FB</sub> va începe să se descarce către 0V, cu o constantă de timp R1C1. Când V<sub>FB</sub> < V<sub>IN</sub>, ieșirea comparatorului va comuta "sus". Pe frontul crescător al următorului semnal de clock, ieșirea Q a bistabilului D va comuta "sus" și procesul se va repeta. La ieșirea SW1 rezultă un tren de pulsuri de undă dreptunghiulară pozitive, cu amplitudinea V<sub>REF</sub>.

În cazul montajului prezentat, trebuie acordată o foarte mare atenție zgomotului sursei de alimentare. Din această cauză atât alimentările montajului, cât și toate conexiunile de masă, se vor lega, fiecare în parte, într-un singur punct comun, la sursa de alimentare, eliminându-se astfel și scurgerile în cazul curentilor mari. Porțiunile analogice și digitale ale circuitului au fost separate.

De asemenea, diametrul conductorilor să fie suficient de mare pentru a elimina căderile de tensiune nedorite. Condensatorii de filtraj conectați la V<sub>FB</sub> (pin 14) și V<sub>FLT</sub> (pin11) trebuie să aibă scurgeri foarte

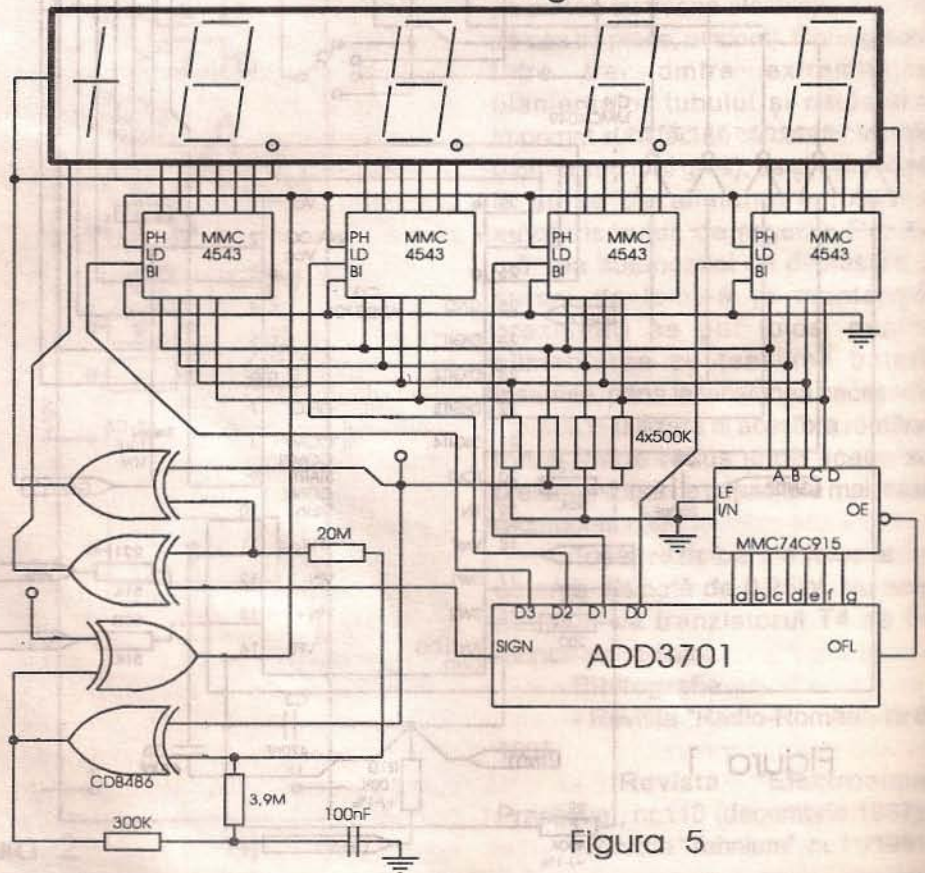


Figura 5



# VITACOM ELECTRONICS

CLUJ-NAPOCA, Str. Pasteur nr.73  
TEL:064-438401\*, BBS:064-438402 (după ora 16:30)  
FAX:064-438403, E-MAIL: vitacom@mail.cjnet.ro  
BUCUREȘTI, Str. Popa Nan nr.9, Tel/Fax:01-2503606

**DISTRIBUTOR**  
**TRANSFORMATOARE LINII HR**  
**ȘI TELECOMENZI TIP HQ.**  
**DISTRIBUTOR COMPONENTE ȘI**  
**MATERIALE ELECTRONICE DIN IMPORT:**  
*REZISTOARE, CAPACITOARE, DIODE,*  
*TRANZISTOARE, CIRCUITE INTEGRATE,*  
*MEMORII, SPRAYURI TEHNICE,*  
*PIESE TV-VIDEO, CABLURI ȘI*  
*CONECTORI...*

**LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !**

TEHNIUM • 9/1997

## CUPRINS:

- ELECTRONICA LA ZI**
- Sistemul de radionavigație prin satelit GPS - ing. Gheorghe Costea Pag. 1
- AUDIO**
- Efecte sonore în tehnica analogică și digitală (III).- Aurelian Lăzăroiu și ing. Cătălin Lăzăroiu Pag. 3
  - Amplificator audio ultralinier de 100W - ing. Emil Marian Pag. 6
  - Egalizor grafic cu control digital (II)  
- ing. Oprea Adrian (continuare din numărul anterior) Pag. 11
- CQ-YO**
- Filtru pentru recepția emisiunilor telegrafice - ing. Dinu Costin Zamfirescu Pag. 15
- VIDEO-T.V.**
- Depanarea televizoarelor în culori (VIII) - ing. Șerban Naicu și ing. Horia Radu Ciobănescu Pag. 18
- LABORATOR**
- Convertor de tensiune pentru tub fluorescent - ing. Șerban Naicu Pag.21
  - Voltmetru digital - ing. Nicolae Sfetcu Pag.23

**DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:**

- Sistem de transmisiune cu spectru împărțit
- Circuite integrate amplificatoare pentru căști
- Transceiver monobandă QRP
- Radio 76M2
- Depanare TV-color - microprocesorul de comenzi
- Recepția MF cu TDA 7000
- pH-metru electronic termocompensat
- Citru digital

4000 lei

ISSN 1223-7000

Revistă editată de S.C. TRANSVAAL ELECTRONICS SRL  
Tiparul executat la tipografia FĂT-FRUMOS