

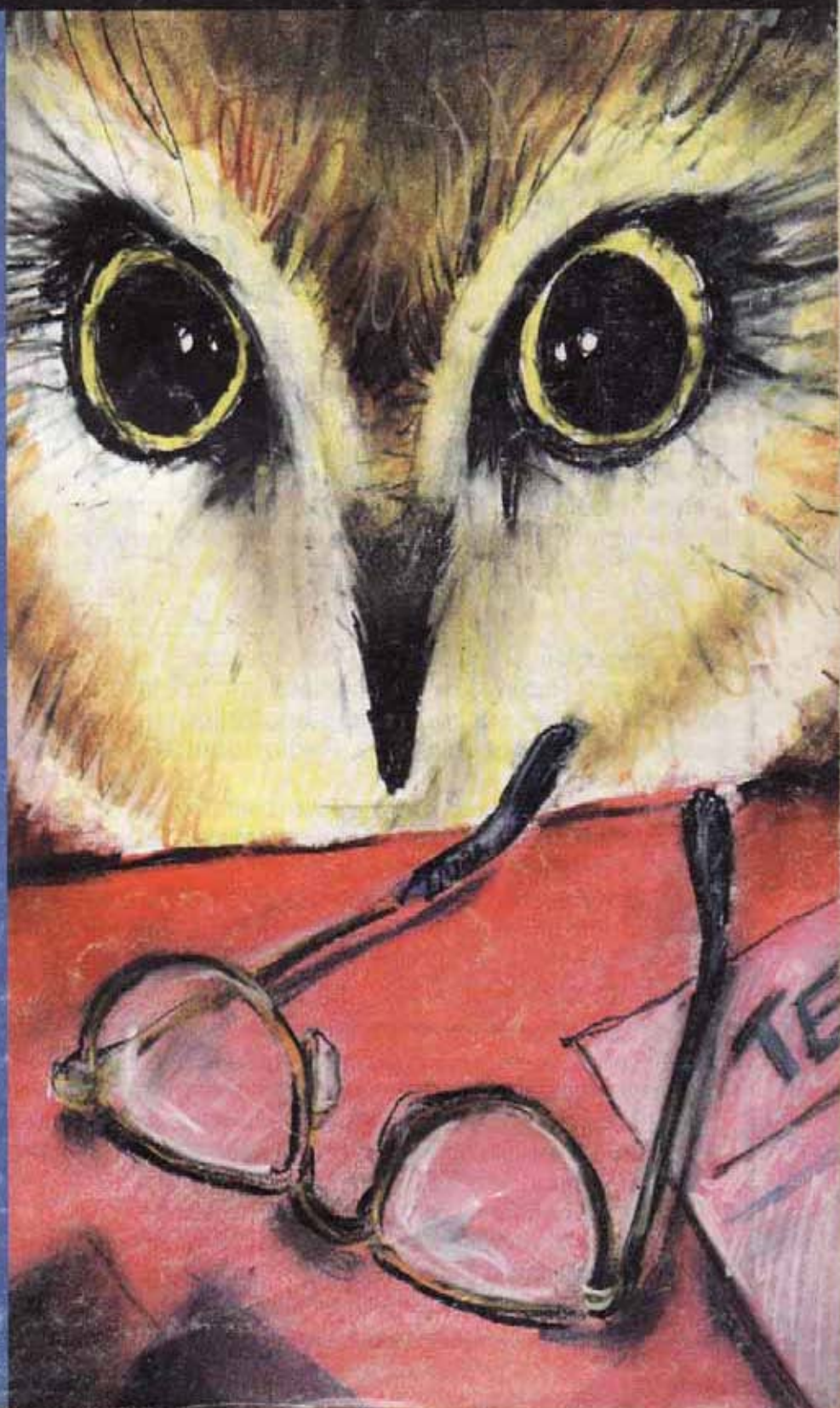
Tehniium

nr. 7-8/97

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- Receptor SSB cu conversie directă
- Efecte sonore în tehnică analogică și digitală
- Amplificator audio (56W) de înaltă performanță
- Egalizor grafic cu control digital
- Depanare TV-color
- Utilizarea radioreceptorului pentru radiotranslație prin cablu
- Down convertor OIRT-S pentru recepția TV prin cablu
- Sursă de tensiune reglabilă 0-25V/3A



ERA COMUNICAȚILOR

Parafrazând celebrul dicton CUGET, DECI EXIST, este, cred, la acest sfârșit de mileniu, mai potrivit să spunem: COMUNIC, DECI EXIST!

Suntem, fără nici o îndoială, în ERA COMUNICAȚILOR. Suntem "invadați" de comunicații! Sistemul de telefonie digitală (GSM), sistemul paging, sistemul de poziționare globală (GPS), comunicațiile prin Internet etc. au "micșorat" planeta la dimensiunile unui "sat global".

Ca o firească reflecție a fenomenului, manifestările din domeniu (științifice, comerciale etc.) s-au înmulțit și ele.

Dacă la începutul lunii aprilie am putut vizita expoziția dedicată comunicațiilor ROCS-COM '97 (la World Trade Plaza) organizată de IDG România, la mijlocul lunii mai și-a deschis porțile marea expoziție de calculatoare și tehnologie de comunicații CERF '97 (Romaero-Băneasa), care a dedicat o zi specială COMUNICAȚILOR (14 mai).

Între cele două mari evenimente s-a desfășurat la Brașov (în ziua de 10 mai a.c.) Simpozionul Național de Comunicații Digitale, cu o pondere mult mai restrânsă față de primele două, dar care reflectă mai fidel nivelul la care au ajuns comunicațiile digitale din țara noastră, beneficiind de condiții materiale mai modeste, dar de marea pasiune a unor împătimiti.

Simpozionul de la Brașov a fost organizat de Federația Română de Radioamatorism, în colaborare cu Asociația Radioamatorilor Feroviari din România și cu Radioclubul Județean Brașov.

Cuvântul de deschidere a fost rostit de Ionel Sillion/Y06BBQ - președintele Comisiei Județene de Radioamatorism Brașov.

S-au prezentat lucrări interesante, care reflectă realizări și performanțe de excepție în domeniul comunicațiilor digitale, obținute de amatori și profesioniști români, dar și aspecte

organizatorice referitoare la rețele de trafic radio din România (la nivel de amator) și programe recente de calculator destinate acestui domeniu.

Din prima categorie semnalăm lucrările:

- Analiza vizuală a semnalelor Packet Radio (dr.ing. Șerban Radu Ionescu/Y03AVO)
- Modem radio E.F.Johnson pentru port serial (Adrian Ciupercă/Y08SCA)
- Prezentarea TNC-ului KPC9612 (ing. Vasile Ciobăniță/Y03APG-secretarul F.R.R.)
- Interconectarea Packet Radio cu stația orbitală MIR (Aurelian Bria/Y03GDL)
- Noduri The Net (ing. Dan Gheorghiu/Y03FRK)

Referitor la cea de-a doua categorie enumerată remarcăm prezentările referitoare la: Rețele Packet Radio în România (Petre Endrejevshi/Y03CTW), Rețeaua Packet Radio din Y06 (ing. Theo Grădinaru/Y06BKG - gazda noastră, căreia îi mulțumim încă odată pentru organizare), Rețele Packet Radio în Y05 (ing. Ion Folea/Y05TE) și Forward prin gateway Internet (ing. Ștefan Bordeanu/Y03DP).

În ceea ce privește prezentarea unor noi programe destinate comunicațiilor digitale de amator, semnalăm prezentările: Ham Comm 3.1 (Aurel Baciu/Y03CDN) și CD-ROM-ul OND'EXPO'96 și QRZ (George Merfu/Y07LLA).

Câteva aspecte (din care putem trage învățăminte) legate de comunicațiile digitale de amator în Germania au fost prezentate de Răzvan Lazăr/DL2ARL.

Sperăm ca în viitor să vă prezentăm în revista TEHNIUM realizări tehnice notabile din domeniul comunicațiilor digitale ale radioamatorilor români. Revista TEHNIUM, prezintă la toate aceste manifestări tehnice din lumea comunicațiilor, își face, ca de obicei, datoria de a vă informa.

Șerban Naicu/Y03SB

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.

RECEPTOR SSB CU CONVERSIE DIRECTĂ

ing. Dinu Costin Zamfirescu/YO3EM

Cu acest montaj se pot receptiona emisiuni SSB în banda de 80m. Schema inițială (figura 1) este gândită ca să permită recepția doar a unui segment redus din bandă, de circa 50-60KHz, centrat în jurul frecvenței de 3700KHz. În această porțiune de bandă se desfășoară aproape în exclusivitate traficul între radioamatorii YO. Această simplificare,

multe ori, cea mai scurtă, evitându-se "depanarea" unui montaj mai complex.

Una din primele probleme de care se lovește un constructor de receptoare SSB este necesitatea unui reglaj suficient de fin al frecvenței de acord. Variații ale frecvenței de acord mai mari de $\pm 50\text{Hz}$ afectează naturalitatea redării vocii, iar dezacorduri mai mari pot duce la o

un joc mecanic cât mai redus, altfel operațiunea de acord pe frecvența corespondentului devine un adevărat chin. La o rotație a butonului de acord trebuie să corespundă cel mult 50KHz. Acordul se face ușor dacă o tură acoperă 20KHz. În acest caz este necesar ca sistemul de demultiplicare să aibă două viteze, altfel schimbarea frecvenței de la un cap la altul al scalei devine agasantă și uzează inutil sistemul de demultiplicare. În varianta inițială (figura 1) montajul propus renunță complet la orice sistem de demultiplicare, deoarece pe întreaga cursă a potențiometrului de acord de 270° , ce reglează tensiunea aplicată diodei varicap din schema oscilatorului local, revin doar 50-60KHz. Utilizând un buton de acord cu diametrul mare, acordul exact se poate obține suficient de ușor. Potențiometrul trebuie să fie de calitate, absolut nou și de tipul liniar.

Schema bloc a receptorului este dată în figura 2. CI reprezintă circuitul de intrare, care este realizat cu o pereche de circuite cuplate, cu acord fix, acordate pe 3700KHz. DP este detectorul de produs realizat cu multiplicatorul conținut de circuitul integrat TAA661. Oscilatorul local OL este realizat cu amplificatorul limitator conținut de același TAA661. Amplificatorul de audiofrecvență (AAF) este realizat cu un tranzistor BC171 sau similar. La ieșire se conectează o pereche de căști de mare impedanță ($2 \times 2\text{K}\Omega$). Montajul este conceput pentru căști de mare impedanță, utilizarea unor căști de joasă impedanță nu se poate face decât utilizând un alt AAF, de pildă clasicul montaj cu TBA790.

Detectorul de produs este activ și, împreună cu circuitul de intrare,

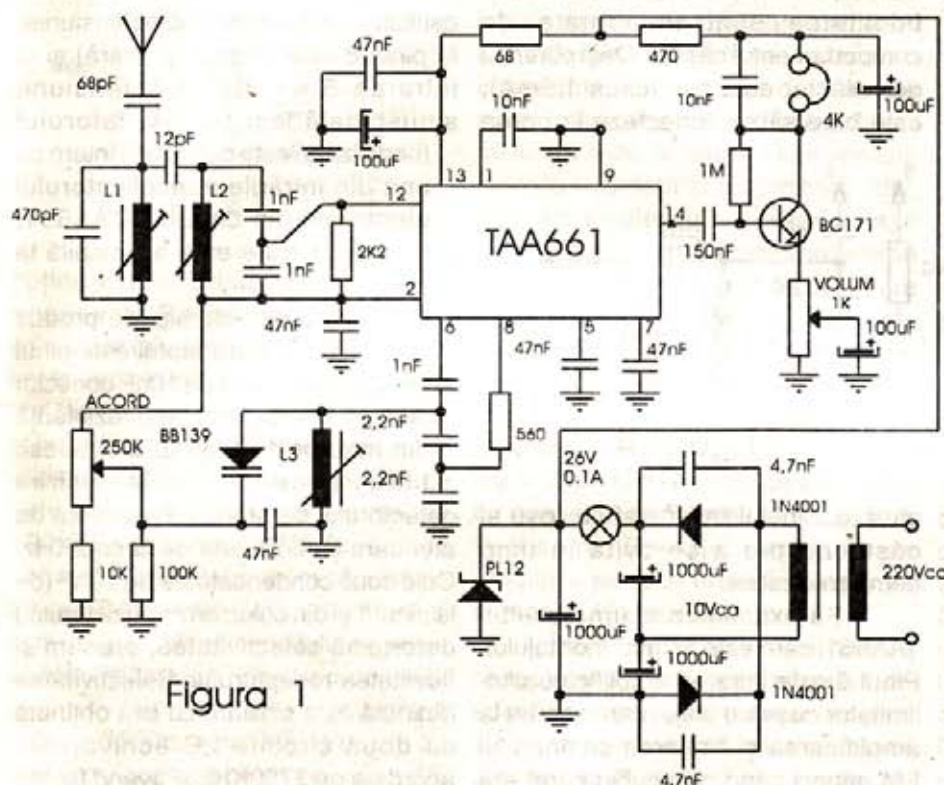


Figura 1

precum și eliminarea unor etaje care nu sunt absolut necesare, fac ca montajul să poată fi ușor de realizat de radioamatorii începători. Numărul total de componente utilizate este redus la minim și nu sunt necesare reglaje delicate. Cu toate acestea, receptorul are o sensibilitate mai bună de $1\mu\text{V}$, o bună stabilitate de frecvență și o selectivitate acceptabilă. El se pretează unor îmbunătățiri ulterioare, dintre care unele sunt date chiar în acest articol. Realizarea de la început a schemei cu toate adăugirile posibile nu este indicată celor a căror experiență este redusă. Călea îmbunătățirii graduale a montajului este cea mai sigură și, de cele mai

depreciere rapidă a inteligibilității. Precizia de acord a unui receptor AM (de radiodifuziune) poate fi de $\pm 1\text{KHz}$, fără ca să afecteze inteligibilitatea. Receptorul SSB trebuie să fie prevăzut cu un sistem de demultiplicare mecanică adecvat, atașat condensatorului variașil de acord. Unele condensatoare variabile sunt prevăzute cu un sistem de demultiplicare mecanică propriu cu roți dințate, dar acesta nu este întotdeauna suficient. Utilizând un buton de acord cu un diametru mare (4...6cm) situația se poate ameliora. Se folosesc sisteme adiționale de demultiplicare (cu roți dințate sau cu fricțiune), dar acestea trebuie să aibă

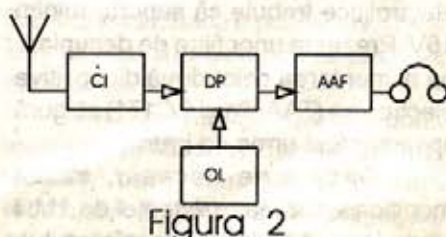


Figura 2

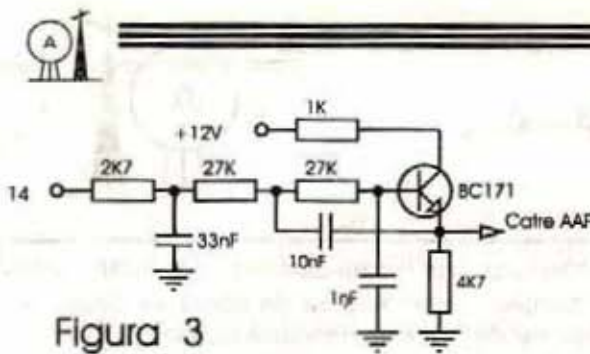


Figura 3

realizează o amplificare în tensiune de circa 100 ori (40dB). Amplificatorul de audiofrecvență realizează o amplificare maximă în tensiune de 1000 de ori (60dB). Astfel, un semnal de $10\mu\text{V}$ este perceput în căști ca având 1V. Dacă la ieșire se obține, în cazul recepției unor stații puternice, un semnal mai mare de 2..3V, vor apare distorsiuni și trebuie acționat asupra potențiometrului de volum ($1\text{K}\Omega$), care reduce amplificarea AAF cu aproape 40dB. Reglarea amplificării se face decuplând parțial potențiometrul din emitorul tranzistorului. Amplificarea scade, dar tranzistorul poate prelua fără distorsiuni semnale mari aplicate la intrare. Utilizarea unei surse de alimentare necorespunzătoare poate compromite întreg montajul. Sursa propusă este simplă, dar adecvată montajului. Se utilizează un transformator de sonerie, care la ieșirea de 8V oferă în realitate 10V, deoarece consumul montajului împreună cu dioda Zener PL12Z este mic.

Schema este cu dublare de tensiune și necesită doar două diode. Se obține o tensiune continuă de circa 28V la bornele celor două condensatoare legate în serie ($2 \times 1,4 \times 10$). Becul de $26\text{V}/0,1\text{A}$ servește ca rezistență de balast, stabilizarea tensiunii fiind asigurată de dioda PL12Z. Becul este subvoltat și luminează slab. În caz de scurtcircuit accidental la ieșire becul luminează puternic și limitează curentul la circa 100mA , deoarece își mărește rezistența. Cele trei condensatoare electrolitice trebuie să suporte minim 16V. Prezența unor filtre de decuplare pe alimentarea celor două dispozitive electronice (TAA661 și BC171) asigură lipsa oricărei urme de brum.

Dacă este necesar, se va modifica valoarea rezistenței de $1\text{M}\Omega$ ce polarizează baza tranzistorului,

ajunge la $12\text{-}15\text{K}\Omega$, față de valoarea de $4\text{K}\Omega$ la frecvențe joase (și în curent continuu). Amplificarea este maximă, dar curba de rezonanță este destul de plată, atenuându-se doar frecvențele joase (sub 400Hz) și cele înalte (mai mari de 4KHz). Astfel selectivitatea și fidelitatea sunt influențate de comportamentul căștilor. Deși curentul de colector este mic (circa $1,5\text{mA}$), este bine să se conecteze la borna

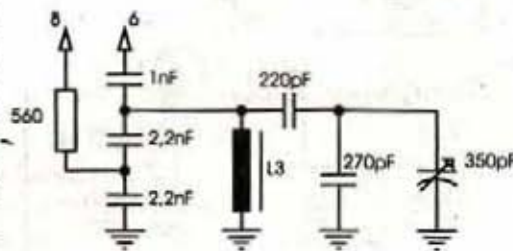


Figura 4

plus terminalul însemnat cu roșu al căștilor, spre a se evita în timp demagnetizarea.

Să examinăm acum circuitul TAA661, care este "inima" montajului. Pinul 6 este intrarea amplificatorului-limitator cu patru etaje, care servea la amplificarea și limitarea semnalului FM, atunci când circuitul integrat era utilizat conform manualului de aplicații ca demodulator FM. Pinul 8 este ieșirea amplificatorului prin intermediul unui divizor intern $1/10$. Cu acest amplificator s-a realizat oscilatorul local al receptorului, conectând între ieșire și intrare o rețea de reacție selectivă, compusă dintr-un circuit acordat, realizat în principal din bobina $L3$ și cele două condensatoare de $2,2\text{nF}$.

Deoarece amplificatorul nu schimbă faza, pentru ca reacția să fie pozitivă și să poată apare oscilații, rețeaua de reacție nu trebuie, de asemenea, să schimbe faza. La frecvența de rezonanță tensiunea la bornele bobinei $L3$ (la intrarea

amplificatorului) este în fază cu tensiunea la bornele de intrare ale divizorului capacitiv. Asemănarea cu o schemă Colpitts este pur formală. Rezistența de 560Ω mărește rezistența de ieșire a amplificatorului de la 50Ω la circa 600Ω . În acest mod circuitul oscilant este amortizat în egală măsură atât de ieșirea amplificatorului ($600\Omega \times 4$, datorită factorului de priză), cât și de intrarea amplificatorului (circa $2,5\text{K}\Omega$ la pinul 6). Astfel, tensiunea la intrarea amplificatorului este maximă, suficientă pentru ca amplificatorul să intre puternic în limitare. Circuitul oscilant elimină armonicile (tensiunea la pinul 8 este dreptunghiulară) și la intrarea 6 se aplică o tensiune sinusoidală. Ieșirea oscilatorului (nedivizată) este conectată intern cu una din intrările multiplicatorului electronic din circuitul TAA661. Cealaltă intrare este accesibilă la pinul 12.

Ieșirea detectorului de produs realizat cu multiplicatorul este pinul 14. Condensatorul de 10nF conectat la pinul 1, împreună cu o rezistență din interior de $8,5\text{K}\Omega$, alcătuiesc filtrul trece-jos de la ieșirea detectorului de produs. Frecvența de atenuare cu 3dB este de circa 2KHz . Cele două condensatoare de 10nF (de la pinul 1 și din colectorul tranzistorului) determină selectivitatea, precum și fidelitatea receptorului. Selectivitatea obținută este similară cu cea obținută cu două circuite LC echivalente acordate pe 3700KHz și având factori de calitate de circa 1000, sau cu două circuite acordate pe 455KHz având factori de calitate de 125. Selectivitatea poate fi îmbunătățită intercalând în punctul însemnat cu x pe schemă (la pinul 14) filtrul activ trece-jos din figura 3. Acesta este echivalent cu încă trei circuite LC amplasate în calea de RF. Revenind la schema

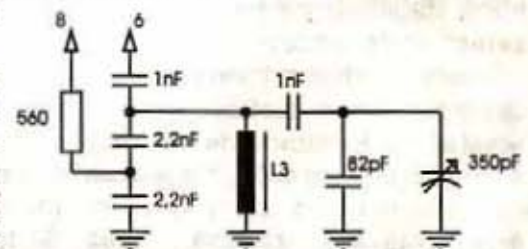


Figura 5



oscilatorului, se observă că dioda varicap este polarizată de la stabilizatorul intern de 3,5V al circuitului integrat (pinul 2). De aici se polarizează și pinul 12 prin intermediul unei rezistențe de 2,2K Ω . Deoarece tensiunea alternativă la bornele varicapului (BB139) este mică (zeci de milivolți) este posibil să variem polarizarea între 3,5 și 0,1...0,2V fără ca dioda să intre în conducție. Se

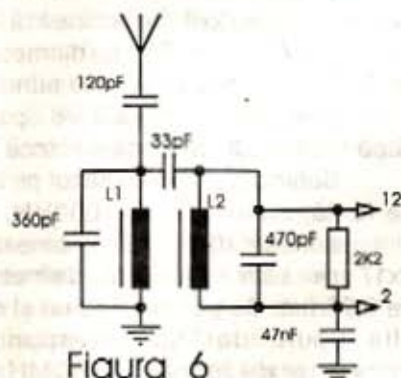


Figura 6

obține astfel variația de capacitate necesară. Rezistența de 100K Ω conectată la cursorul potențiometrului liniarizează într-o anumită măsură variația frecvenței cu unghiul de rotație al potențiometrului, deoarece curba de variație a capacității cu tensiunea nu este liniară! În lipsa rezistenței de 100K Ω scala se va "îngheși" la frecvențe joase (tensiuni mici). Bobina L3 are 7 spire din CuEm Φ 0,1mm și este de tipul utilizat în modulul de sunet al televizoarelor "Electronica" alb-negru, cu circuite integrate (10x10x15mm, ecranată). Funcție de televizor, aceste bobine pot avea 10, 12, 20 sau 24 spire și trebuie rebobinate. Bobinele L1 și L2 din filtrul de la intrare au câte 12 spire și, dacă este cazul, se vor rebobina.

Cei care vor să utilizeze în locul diodei varicap și al potențiometrului un condensator variabil cu demultiplicare pot folosi schema din figura 4, care asigură aceeași acoperire

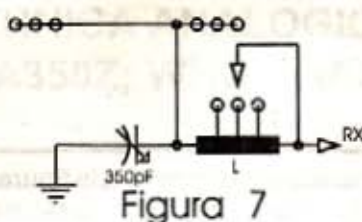


Figura 7

(3675...3725KHz). Filtrul cu circuite cuplate de la intrare are o bandă de trecere de circa 100KHz și se acordă pe 3700KHz. Dacă se dorește acoperirea întregii benzi de 80m (3500...3800KHz), circuitul oscilatorului va fi cel din figura 5, iar filtrul de la intrare se modifică așa cum se arată în figura 6. Circuitele de intrare din figurile 1 și 6 sunt calculate considerând că antena prezintă o impedanță pur rezistivă de 50 Ω . Se poate folosi orice antenă filară suficient de lungă și de degajată. Deși aceasta nu este acordată și nu prezintă 50 Ω , performanțele nu se deteriorează sensibil dacă la schimbarea antenei se retușează acordul circuitului de intrare (mai ales L1). Performanțe superioare se obțin adaptând antena (de tipul long wire) cu un circuit de adaptare în Γ (figura 7). Bobina L va avea circa 50 de spire bobinate cu sârmă CuEm Φ 0,8, spiră lângă spiră, pe o carcasă cu diametrul de 30mm, cu prize din 5 în 5 spire. Reglajul circuitului de adaptare se face urmărind maximul semnalului la recepție.

Între antenă și intrarea receptorului, sau între circuitul de adaptare și intrarea receptorului (mai bine), se poate introduce atenuatorul din figura 8, având trei trepte de atenuare de 0, 10 și 20dB (aproximativ). Acesta este util mai ales în orele de seară când se pot produce intermodulații datorită semnalelor prea puternice. Potențiometrul de volum este ineficace deoarece este conectat după detectorul de produs.

Montajul se va executa pe o placă de circuit imprimat, desenul

făcându-se funcție de dimensiunile pieselor. Conexiunile la TAA661 vor fi scurte. Condensatoarele de 470pF, 1nF, 2,2nF, 360pF, 220pF, 270pF, 82pF din circuitele acordate vor fi cu styroflex. Celelalte condensatoare vor fi ceramice, excepție făcând, firește, condensatoarele electrolitice.

Reglajul începe cu verificarea tensiunilor la pinii circuitului TAA661. Pinii 2 și 12 au circa 3,5V. Pinii 5, 6 și 7 au 1,4V. Pinul 13 are circa 10,8V. Pinul 14 are aproximativ jumătate din tensiunea de la pinul 13, iar la pinul 1

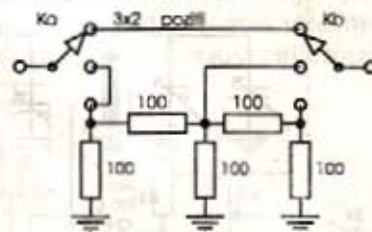


Figura 8

se găsește cu 0,7V mai mult decât la pinul 14.

Pentru a se verifica oscilatorul se poate conecta un frecvențmetru la pinul 8 sau un osciloscop. O metodă mai simplă este de a se conecta o "antenă" de câțiva zeci de centimetri la pinul 8 și a se auzi semnalul oscilatorului în alt receptor (eventual armonica a treia). Astfel, se poate regla frecvența de lucru acționând asupra miezului bobinei L3. Circuitele de intrare se acordează pe maximul auditei în mijlocul benzii recepționate. O metodă mai exactă este de a se conecta o sârmă între pinul 8 și borna de antenă (eventual prin atenuator). Un instrument de curent continuu conectat la pinul 14 va indica un minim ascuțit când se acordează L1 și L2.

În exploatare, când faceți acordul, "veniți" întotdeauna de la frecvențe mari în jos. Veți găsi mult mai ușor punctul critic de recepție, când vocea corespondentului este naturală.

(urmăre din pagina 4)

releului mecanic, nu este una dintre cele mai bune soluții. În timpul anclanșărilor, releul mecanic produce zgomot, apoi apar scântei la contacte, și în cele din urmă, defectarea prin uzură. Din considerentele de mai sus, dar și altele, propunem în figura 2 schema electrică prin comutare

electronică a tensiunii. Reglajele sunt simple. În poziția din schemă, când întrerupătorul de PTT nu este acționat, pe colectorii tranzistoarelor T4, T5 trebuie să fie 0,2+0,3V sau cel mai bine 0V. Dacă nu este așa, se acționează asupra valorii rezistorului R5. Când întrerupătorul de PTT este acționat (se pune la masă), pe colectorii

tranzistoarelor T2, T3 trebuie să fie 0,2+0,3V sau, dacă e posibil, 0V. Dacă sunt alte tensiuni se modifică valoarea rezistorului R3.

În timpul reglajului, la cele două ieșiri se montează rezistențe de 30 Ω la 5W, care constituie sarcina montajului. După ce totul este reglat, cele două rezistențe se înlătură.



ing. Claudiu Iatan/ Y08AKA

Radioamatorul constructor este permanent preocupat de îmbunătățirea parametrilor aparatului pe care o are în dotare. În continuare prezentăm două scheme electronice, considerându-le a fi utile în sensul arătat mai sus.

electronică este prezentată în figura 1a și la care au fost înlăturate inconvenientele de mai sus. În figura 1b se prezintă modul de alimentare a celor două relee, iar în figura 1c dispunerea sumară a pieselor mai importante. Condensatorul CV1 este

cu trei secțiuni, fiecare având capacitatea de 500pF, prevăzut cu demultiplicare, de la diferitele tipuri de radioreceptoare. Tranzistorul T1 este un FET de putere de tipul KP902A. Bobina L1 se execută pe tor de ferită, material 30B42 sau M2000HM, având mărimea K 20x12x6. Se bobinează 24 de spire -sârmă Cu+Em- cu diametrul de 0,35mm cu prize astfel: la punctul 1 - 2 spire, iar la punctul 2 - 8 spire, după notațiile din schema electrică.

Bobina L2 se execută tot pe tor de ferită, material 600+1000HH, și dimensiunea K10x6x3. Se bobinează 2x17 spire sârmă Cu+Em cu diametrul de 0,25mm. Se pot folosi toruri și de alte tipuri, dar să corespundă frecvenței de lucru (1,8+30MHz). Folosind alte toruri ar fi posibil să nu mai corespundă exact același număr de spire. Important este la acest preselektor acordul. Când CV1 este deschis aproximativ 2/3, aici trebuie să fie banda de 40m. Imediat în vecinătatea acestei poziții vom avea banda de 10m. Dacă așa este, atunci celelalte benzi sunt acordate de la sine. Din semireglabilul de 100KΩ se reglează astfel încât consumul tranzistorului să fie de 30mA.

Condensatorul CV1 și plăcuța imprimată pe care se montează celelalte componente se închid într-o cutie din tablă de aluminiu. Intrarea și ieșirea din preselektor se realizează cu cablu coaxial.

2. Comutare electronică

Trecerea de la modul de lucru Rx/Tx și invers, când se impune alimentarea cu tensiune a anumitor etaje cu ajutorul

(continuare în pagina 3)

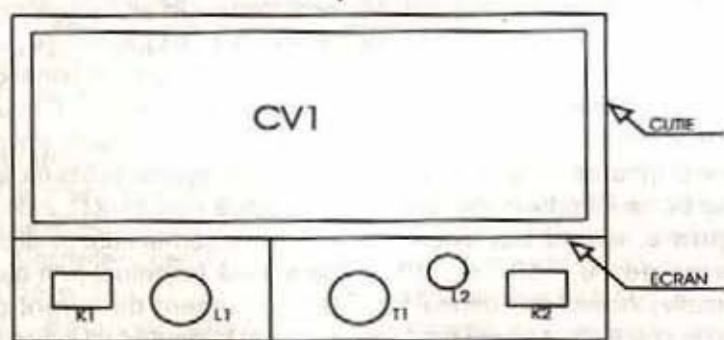
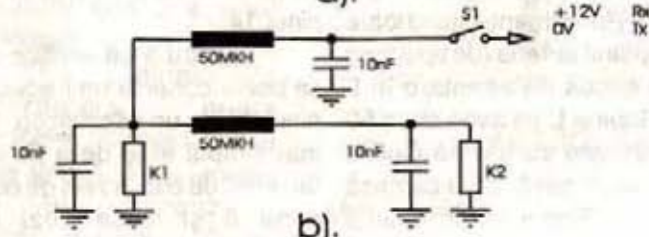
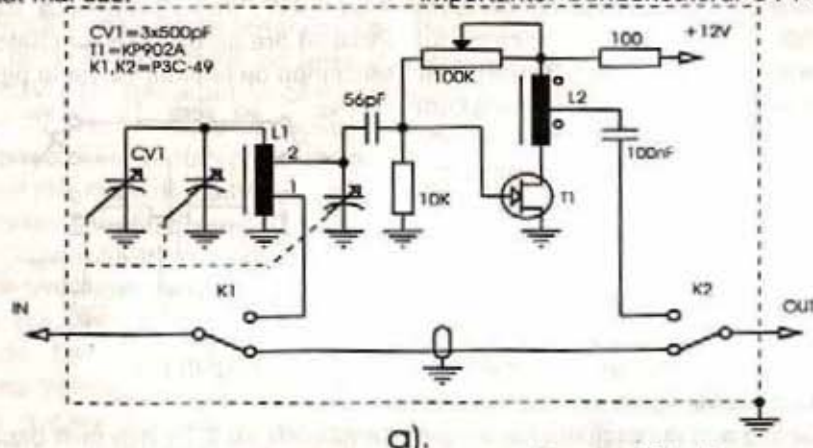
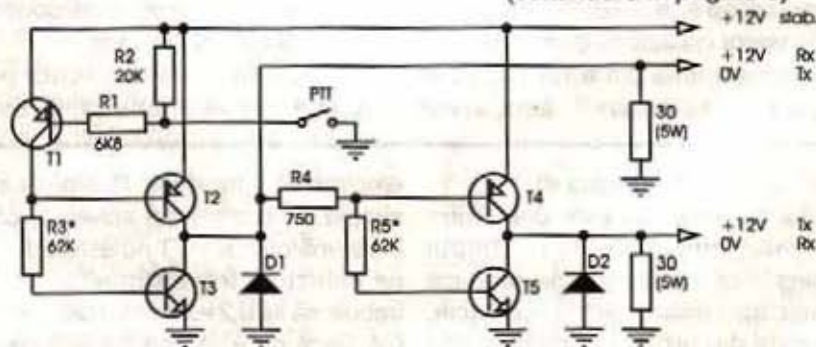


Figura 1

1. Preselektor În numărul 6/1996 al revistei noastre a fost prezentat un preselektor echipat cu un tranzistor FET de putere de tipul KP905. Montajul respectiv prezenta două inconveniente: alimentarea cu +24V, tensiune mai puțin practică și, al doilea, necesita un comutator pentru benzile de lucru, ceea ce îl făcea mai greu aplicabil la un receptor sau transceiver deja construit. După mai multe experimentări s-a ajuns la preselektorul a cărui schemă



D1, D2 = KD503; KD223; KD511
T1 = KT361
T2, T4 = KT814A
T3, T5 = KT815A

Figura 2

EFECTE SONORE ÎN TEHNICA ANALOGICĂ ȘI DIGITALĂ(II) MINIPROCESOR CU TCA350Z; WHO-PHASER

Aurelian Lăzăroiu

ing. Cătălin Lăzăroiu

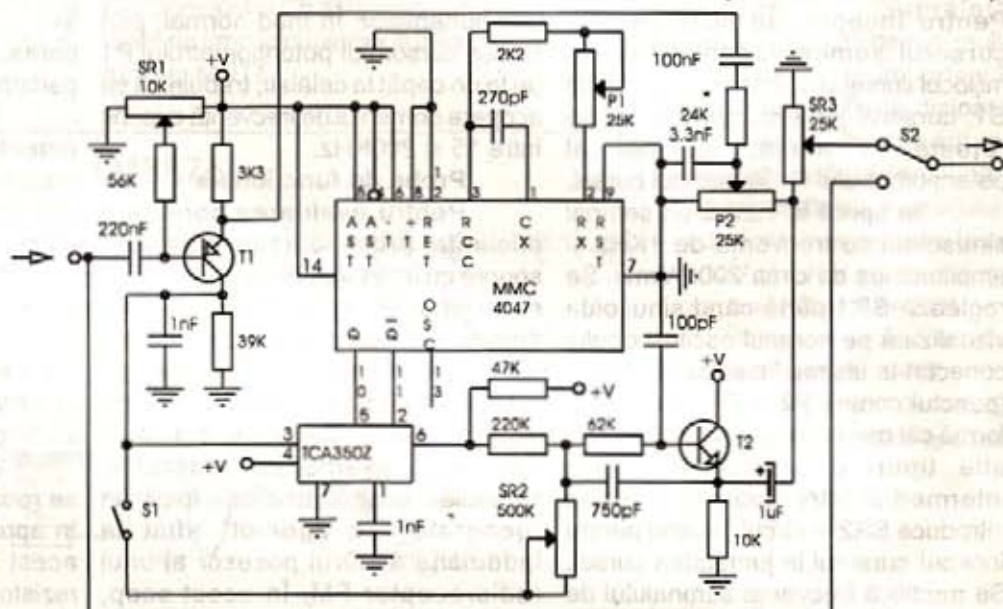
Cel mai accesibil circuit din seria BBD-urilor prezentate anterior este circuitul integrat TCA350Z (ITT). Apariția recentă a acestui circuit integrat, pentru prima dată pe piața românească de componente electronice, ne-a determinat să prezentăm un miniprocessor pentru producerea efectelor sonore, realizat cu TCA350Z. Schema este redusă la ultima expresie a simplității datorită unor artificii propuse de noi. Acestea se referă la rețeaua de polarizare, la reducerea numărului de componente din rețeaua aferentă circuitului integrat TCA350Z, precum și la modul de conectare a acestuia la sursa de alimentare, în vederea compatibilizării cu celelalte componente active. Simplitatea acestui miniprocessor și faptul că folosește cel mai ieftin circuit integrat din categoria BBD-urilor ne fac să afirmăm că acesta poate fi realizat la prețul cel mai scăzut posibil.

Precizăm însă că circuitul integrat TCA350Z conține numai 183 unități de stocare/comutare, ceea ce face ca întârzierea maximă să fie de 9 milisecunde. Cu toate acestea, se pot obține multe efecte sonore interesante și apreciate, dintre care amintim: phaser/ who-phaser, vibrato, comb filter, pitch shifting etc. Așa cum arată și titlul materialului de față, noi recomandăm în mod special acest miniprocessor pentru producerea efectului who-phase. Acest efect constă în modificarea spectrului semnalului procesat prin introducerea unor minime și maxime energetice care se deplasează pe axa frecvenței. Procesul este similar unei filtrări complexe multipolare cu parametri variabili, cu consecințe perceptuale notabile, care sugerează efectul LESLIE.

Acest tip de procesare permite obținerea unor noi modalități expresive în muzica ușoară, prin îmbogățirea gamei de sonorități caracteristice

spațiilor largi și deschise, sugerând dinamismul sursei sonore. Variația modificărilor spectrale se face prin intermediul unui potențiomtru-pedală, care controlează un VCO și, implicit, frecvența de tact a BBD-ului. Acționând pedala, utilizatorul controlează adecvat efectul, adaptându-l la necesitățile concrete, specifice genului și compoziției materialului sonor.

modul de operare a circuitului integrat TCA350Z, propus de noi cu mai mult timp în urmă. Menționăm și faptul că etajele de intrare și ieșire au funcții multiple. Concret, etajul de intrare realizat cu tranzistorul T1 de tip PNP (BC177, BC251, BC253 etc.) îndeplinește simultan trei funcții: preamplificator, filtru trece-jos și mixer. De remarcă că, prin intermediul acestui etaj, se realizează și



Miniprocessorul descris în acest material se constituie într-un mijloc ideal de inițiere în domeniul efectelor sonore obținute prin tehnica întârzierii semnalelor de audiofrecvență, cu BBD-uri de capacitate mică.

Descrierea miniprocessorului
Schema completă a aparatului care permite obținerea efectelor enumerate anterior este prezentată în **figură**. Linia de întârziere propriu-zisă este inclusă într-o configurație prin intermediul căreia este posibilă mixarea semnalului direct cu cel întârziat, dar și regenerarea opțională a semnalului întârziat. Aceste două posibilități, la care se adaugă cele ale generatorului de tact, sunt în măsură să ofere multe dintre efectele sonore uzuale.

După cum se poate vedea în schema din **figură**, numărul componentelor active și pasive este foarte redus; simplitatea derivă din

polarizarea circuitului integrat TCA350Z. Etajul de ieșire, realizat cu tranzistorul T2 de tip NPN (BC171, BC173, BC107 etc.), îndeplinește de asemenea trei funcții: filtru trece-jos, mixer și repetor.

Linia de întârziere propriu-zisă este realizată cu TCA350Z, utilizat într-o configurație simplificată și compatibilizată, așa cum s-a arătat anterior.

Generatorul bifazic de tact constă dintr-un astabil, realizat cu monostabilul MMC4047. Acest circuit integrat reclamă un număr minim de componente adiționale și prezintă avantajul că are două ieșiri complementare, pe care apar impulsurile bifazice în contratimp.

Menționăm că aria efectelor sonore produse cu TCA350Z poate fi substanțial lărgită dacă se folosește un generator de tact mai complex, controlat în tensiune.



Alimentarea miniprosesorului se face de la orice sursă de curent continuu cu tensiunea de 12-15V, la un consum de 6mA. Este preferabilă o sursă bine filtrată și stabilizată cu 78L12 sau 78L15. Pentru protecția circuitului integrat TCA350Z la o eventuală inversare a polarității tensiunii de alimentare, se recomandă înserierea unei diode 1N4001 pe bara de alimentare, în sensul conducției.

Reglaje

Pentru efectuarea reglajelor sunt necesare două instrumente de laborator: un osciloscop și un generator de semnal sinusoidal. Pentru început, se poziționează cursorul semireglabilului SR1 la mijlocul cursei și se întrerupe contactul S1; cursorul potențiometrului P2 se rotește la masă, iar cel al potențiometrului P1 la mijlocul cursei.

Se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1KHz și amplitudinea de circa 200mVrms. Se reglează SR1 până când sinusoida vizualizată pe ecranul osciloscopului conectat la ieșirea liniei de întârziere (punctul comun P2, SR3), va avea o formă cât mai corectă, fără limitări sau alte tipuri de distorsiuni. Prin intermediul întrerupătorului S1 se introduce SR2 în circuit, având pentru început cursorul la jumătatea cursei. Se modifică frecvența semnalului de intrare până când osciloscopul indică o amplitudine minimă. Se încearcă apoi o reducere suplimentară a acestei amplitudini minime, prin reglarea corespunzătoare a semireglabilului SR2. Prin acest reglaj se asigură un raport maxim între amplitudinile frecvențelor rejectate și ale celor accentuate, ceea ce conduce la obținerea unor efecte pregnante.

Se modifică frecvența pentru a obține un semnal maxim, după care se conectează osciloscopul la ieșirea miniprosesorului. Se reglează SR3 până când semnalele vor fi egale pe cele două poziții ale comutatorului S2. Pentru efectuarea mai corectă a acestui reglaj se recomandă să se aplice la intrare zgomot roz. Precizăm că acest reglaj nu prezintă importanță pentru funcționarea liniei de întârziere și nu afectează efectele sonore. El este însă necesar pentru a evalua corect, prin comparație, eficiența efectelor sau pentru a scoate

miniprosesorul din circuit, fără a se produce variații de nivel sesizabile.

În lipsa aparatelor de laborator menționate mai sus, se reglează SR1 până când tensiunea de c.c. pe colectorul tranzistorului T1 va fi egală cu 1/2 din valoarea tensiunii de alimentare a montajului. Semireglabilul SR2 se reglează pentru o valoare de circa 300k Ω , sau se va stabili, prin teste auditive pe semnal audio complex (muzică, zgomot alb/roz), ca și SR3.

Generatorul de tact nu necesită reglaje, el funcționând corect, dacă se respectă schema și valorile componentelor. În mod normal, prin rotirea cursorului potențiometrului P1 de la un capăt la celălalt, trebuie să se acopere domeniul de frecvență cuprins între 15 și 200KHz.

Probe de funcționare

Pentru evaluarea corectă a eficienței procesoarelor de efecte sonore cu întârziere mică (sub 20ms), se recomandă folosirea semnalelor cu densitate și întindere spectrală mare. Un asemenea semnal este zgomotul alb sau roz. El poate fi produs de către un generator analogic sau digital. În lipsa unui asemenea generator, semnalăm posibilitatea de a folosi un "generator de zgomot" aflat la îndemâna oricărui posesor al unui radioreceptor FM. În acest scop, radioreceptorul se comută pe banda de unde ultrascurte, neacordat pe post și fără MUTING!. Zgomotul se pretează în mod special la demonstrarea efectelor de flanger dinamic/static și who-phase. Pentru punerea în evidență a altor efecte se poate apela la semnale de vorbire preluate de la orice radioreceptor (AM sau FM), acordat pe un post care transmite un program vorbit.

După aplicarea uneia dintre sursele menționate la intrarea procesorului se acționează asupra potențiometrelor și comutatoarelor din structura procesorului și a generatorului bifazic. Concret, se acționează fiecare element în parte și se constată modificările induse, apoi se corelează pozițiile acestor elemente cu un efect anume.

Pentru obținerea efectului who-phase, potențiometrul P1 va fi de tip pedală. Prin intermediul acestuia, chitaristul poate interveni numai în

anumite momente și într-o manieră adecvată secvenței sonore care se procesează. Efectul se materializează printr-o accentuată modificare spectrală, controlată prin potențiometrul P1.

Pentru obținerea efectului vibrato, prin care se asigură modulația în frecvență a semnalelor provenite de la chitară (în scopul simulării acestui efect obținut pe cale mecanică, prin apăsarea periodică a coardelor), contactul S1 se întrerupe, iar cursorul potențiometrului P2 se rotește la masă. Controlul modulației de frecvență și implicit al efectului vibrato, se face prin acționarea corespunzătoare a potențiometrului pedală.

În funcție de pozițiile potențiometrelor și comutatoarelor, modificând și valoarea condensatorului conectat între terminalele 1 și 3 ale circuitului integrat MMC4047 (în limitele 220+560pF), se pot obține multe alte efecte sonore, ca de exemplu diverse tipuri de rezonanță, efecte string, flanger static/comb filter și un caz special de pitch shifting.

Referitor la bucla de regenerare, se recomandă ca aceasta să lucreze în apropierea pragului de reacție. În acest scop, se tatonează valoarea rezistorului marcat cu asterisc, în așa fel încât, atunci când cursorul potențiometrului P2 se află la capătul cald, să se declanșeze reacția, materializată printr-un sunet continuu (chiar fără semnal la intrare).

Indiferent de efectul sonor ce urmează a fi obținut, la intrarea miniprosesorului se aplică un semnal cu amplitudinea de maximum 200mVrms, pentru evitarea apariției distorsiunilor armonice, în special când se lucrează cu bucla de regenerare.

Concluzii

Experimentând miniprosesorul prezentat în acest material, am constatat că acesta permite obținerea multor efecte asemănătoare celor produse cu circuitul integrat TDA1022, dar la un preț mult mai redus. Miniprosesorul constituie un util și interesant mod de familiarizare cu tehnica efectelor sonore.

(continuare în numărul viitor)



AMPLIFICATOR AUDIO (56W) DE ÎNALTĂ PERFORMANȚĂ

ing. Șerban Naicu

Amplificatorul audio prezentat în schema din **figura 1** are la bază circuitul integrat modern, de tip LM3876, produs de binecunoscuta firmă National Semiconductor.

Este greu de spus dacă performanțele de excepție ale acestui amplificator audio constau în marea simplitate a schemei și gabaritul redus, sau în calitățile muzicale superioare (distorsiunile totale plus zgomotul nu depășesc 0,1%, într-o plajă de frecvență cuprinsă între 20Hz și 20KHz).

inversoare a amplificatorului (V_{IN-}), alături de rezistența R1, determină câștigul în c.a. al amplificatorului. Condensatorul C5 este de reacție negativă, asigurând un câștig egal cu 1 în c.c.

Când funcția MUTE este decuplată (comutatorul K- închis) amplificatorul furnizează pe la pinul 8 (MUTE) un curent de 0,5mA, care se închide prin rezistorul R2. Condensatorul C5 asigură o constantă mare de timp la cuplarea și decuplarea funcției MUTE.

inductanța L asigură o impedanță scăzută la frecvențele joase, scurtcircuitând rezistorul R5 și lăsând astfel să treacă semnalele audio spre sarcină (difuzor).

Perechile de condensatoare C1-C3, respectiv C2-C4 au rolul de a filtra tensiunile de alimentare.

Este necesar ca circuitul integrat LM3876 să dispună de un radiator de răcire de o mărime corespunzătoare. Suprafața radiatorului este în funcție de mai mulți factori, dintre care cel mai important îl

constituie puterea disipată de circuit, la rândul ei determinată de tensiunea de alimentare a montajului, cuprinsă în acest caz între $\pm 12V$ și $\pm 40V$ și impedanța sarcinii (difuzor de 8Ω).

Toate rezistoarele folosite sunt de 1/4W.

În **figura 2** sunt prezentate cablajul (partea

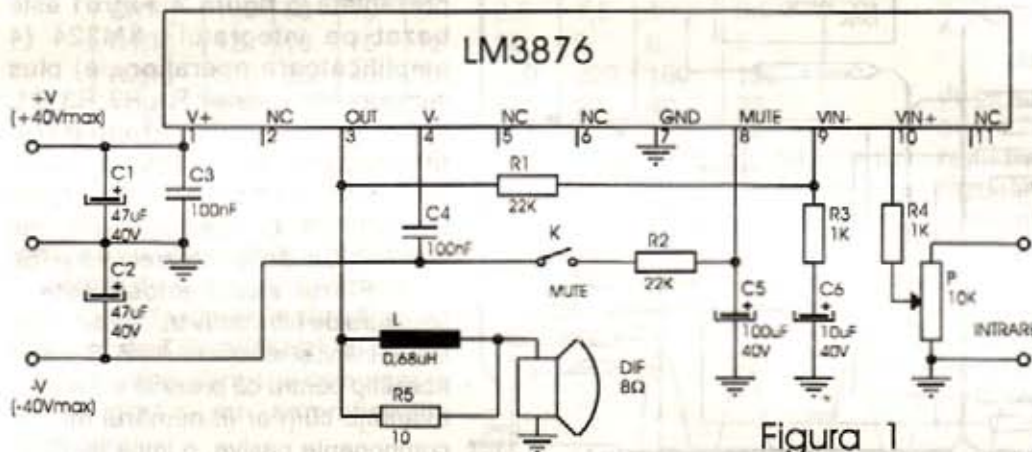
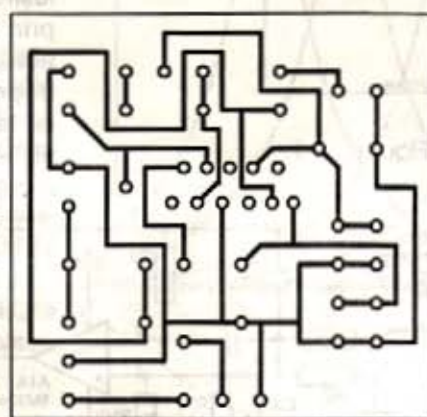


Figura 1

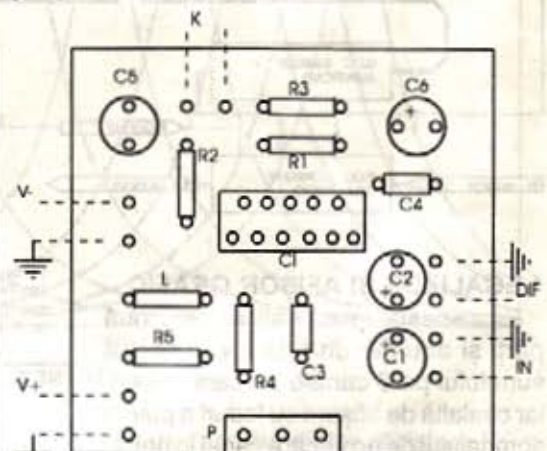
Circuitul integrat LM3876 este extrem de performant, conținând în structura sa internă circuite de protecție la supratensiune, suprasarcină (inclusiv scurtcircuite), precum și la supraîncălzire (protecție termică). Integratul menține un raport semnal/zgomot excelent, mai bun de 95 dB, iar nivelul său de zgomot nu depășește $2\mu V$. Conține, de asemenea, un circuit MUTE.

Cu ajutorul potențiometrului P se reglează nivelul tensiunii de intrare în amplificator (intrarea neînversoare, V_{IN+}), putându-se astfel prescrie nivelul sonor dorit. Cu ajutorul rezistorului R4 se limitează curentul pe această intrare a amplificatorului, care are o impedanță de intrare scăzută.

Rezistența R2, de pe intrarea



a).



b).

Figura 2

Inductanța L prezintă o impedanță ridicată la frecvențe înalte, rezistorul R5 putând decupla o sarcină capacitivă, scăzând factorul de calitate Q al circuitului rezonant serie datorat sarcinii capacitive. De asemenea

cablată) și schema de amplasare a componentelor.

Bibliografie

Electronique Pratique, nr.212 (martie 1997).



Egalizor grafic cu control digital

ing. Adrian Oprea

În acest număr inaugurăm un serial care prezintă construcția unui sistem audio digitalizat, cu facilități de reglare și prin telecomandă. Sistemul se compune din următoarele subansamble:

1. Egalizor Stereo 2x8 canale (plus sistem de afișare grafică a fiecărui canal în parte);
2. Amplificator de putere;
3. Casetofon.

care semnalul audio este amplificat sau atenuat, așa încât la ieșirea lui să avem nivelul dorit (care va fi specificat în cele ce urmează). În acest punct se specifică semnalul cu AUDIO S.

Semnalul AUDIO S este acum distribuit la cele 8 CANALE, care îl vor prelucra separat, rezultând semnalele aferente S1..S8. Aceste semnale vor fi colectate de **blocul sumator + amplificator (S+A)** în care vor fi

sumate și amplificate ca urmare a atenuărilor suferite în CANALE. Semnalul de ieșire din (S+A) va trebui să aibă un nivel maxim așa încât să coincidă cu cel maxim cerut de amplificatorul final din stația de putere. Semnalul audio prelucrat va intra din nou în (BCCA) și va fi evident dirijat la ieșirea egalizorului.

Mai întâi vom analiza din punct de vedere funcțional blocul de bază și anume cel care este notat CANAL 1 (format din FILTRU 1 + ATENUATOR PROGRAMABIL). Schema electronică ce realizează această funcție este prezentată în figura 2. Filtru1 este bazat pe integratul 8M324 (4 amplificatoare operaționale) plus componentele pasive: R1, R2, R3, C1, C2, R10, R11 și C2. Atenuatorul programabil este compus din două integrate: numărătorul reversibil MMC40193, comutatorul analogic MMC4066 și din rezistoarele R5 și R9.

Filtrul audio folosit este o structură de filtru activ trece-bandă cu câștig infinit și reacție multiplă. S-a ales acest tip pentru că prezintă o serie de avantaje cum ar fi: numărul mic de componente pasive, o impedanță de ieșire redusă, putând fi ușor acordat prin varierea lui R2. Specificăm că această configurație este sensibilă la dispersia valorilor componentelor, așa că recomandăm ca valorile acestora să fie cât mai apropiate de cele ce vor rezulta din calcule.

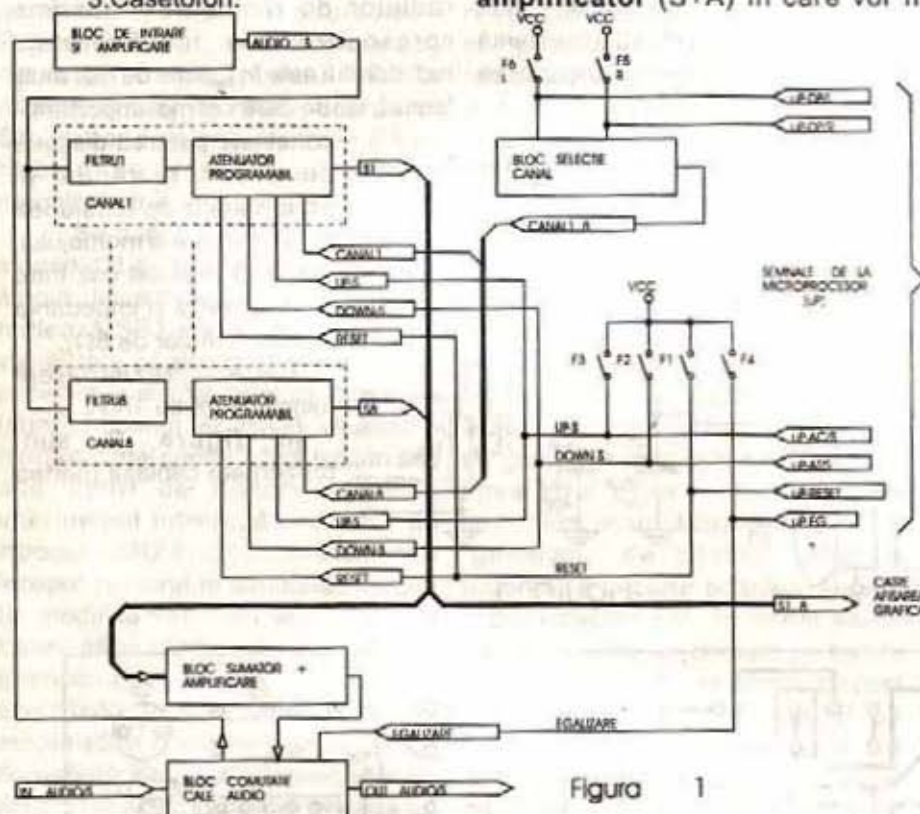


Figura 1

1. EGALIZOR ȘI AFIȘOR GRAFIC

Acesta este realizat din două părți și anume: una de prelucrare a sunetului pe 8 canale pe cale stereo, iar cealaltă de afișare cu leduri a puterii semnalului de pe fiecare canal în parte.

1.1. EGALIZORUL GRAFIC

În figura 1 este prezentat la nivel de schemă bloc canalul stânga al egalizorului. Semnalul audio IN AUDIO/S intră în **blocul comutație cale audio (BCCA)** în care este dirijat fie direct la ieșirea egalizorului, în caz că se dorește "ocolirea" acestuia din urmă, fie lăsat să treacă prin egalizor. Dacă s-a optat pentru procesarea semnalului audio, următorul bloc este **bloc de intrare și amplificare (BI)**, în

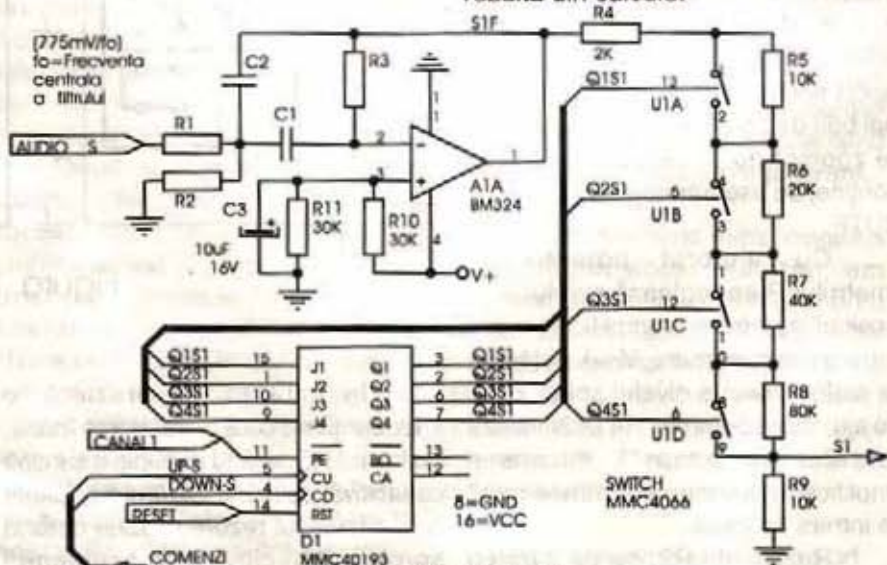


Figura 2

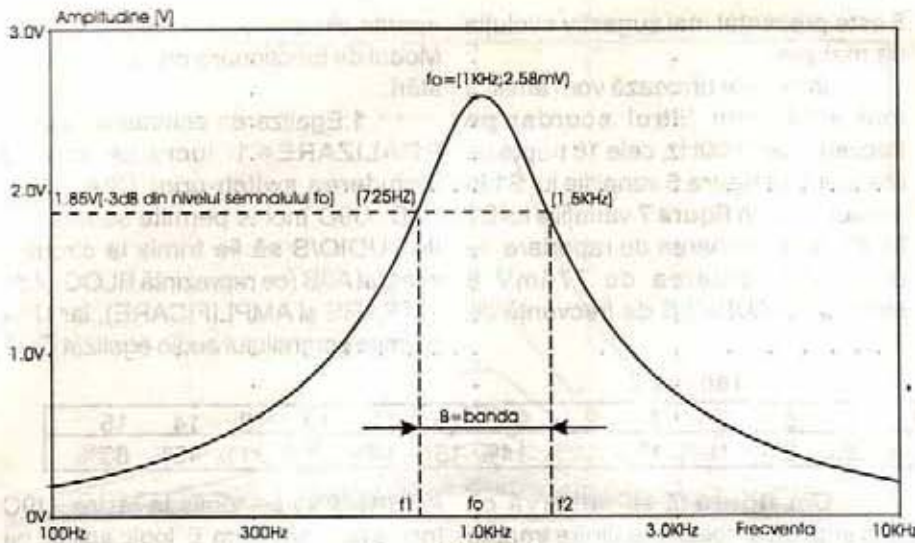


Figura 3

Tabelul 1

| fo[KHz] | 50 | 125 | 400 | 1000 | 2500 | 5000 | 10000 | 16000 |
|---------|-----|-----|-----|------|------|------|-------|-------|
| C[nF] | 100 | 50 | 10 | 5 | 2.5 | 1.5 | 1 | 0.6 |
| R1[k] | 12 | 10 | 15 | 12 | 10 | 8 | 6 | 5 |
| R2[k] | 320 | 250 | 400 | 320 | 250 | 220 | 160 | 130 |
| R3[k] | 80 | 65 | 100 | 80 | 65 | 53 | 40 | 33 |

Pentru aceasta schemă electronică de tip filtru trece-bandă prezentăm în figura 3 (calculule au fost executate pentru filtrul cu frecvența de acord fo=1KHz nivelul semnalului de intrare în filtru fiind cel standard de 775mV/1KHz) răspunsul în amplitudine. Termenii care apar în acest grafic au semnificațiile următoare:

- fo=frecvența centrală pe care este acordat filtrul;
- f1,f2=frecvențele la care răspunsul în amplitudine al filtrului este cu 3dB mai mic decât amplitudinea semnalului corespunzător frecvenței de acord fo;
- B=banda de trecere definită ca intervalul de frecvență (f1,f2), cu f1,f2 definite anterior.

Se definește factorul de calitate $Q_0=fo/B$. Utilizând funcțiile Laplace rezultă funcția de transfer :

$$H(s) = \frac{-s/R_1C_2}{s^2 + s(1/R_3)(1/C_1 + 1/C_2) + (1/R_3C_1C_2)(1/R_1 + 1/R_2)}$$

$$H_0 = (R_3/R_1)(1 + C_2/C_1); \omega_0 = \sqrt{1/R_1 + 1/R_2} / \sqrt{R_3C_1C_2}$$

$$\frac{1}{Q} = (\sqrt{C_1/C_2} + \sqrt{C_2/C_1}) / \sqrt{R_3(1/R_1 + 1/R_2)}$$

-Mai întâi alegem frecvența de acord fo,banda de trecere B precum și modulul funcției de transfer Ho.

-Se calculează $Q=fo/B$;

-Se alege $C=C_1=C_2=k/2\pi fo$ și îl calculăm pe k;

-Se calculează:

$$-R1=Q/(k*Ho);$$

$$-R2=Q/((2*Q^2-Ho)*k);$$

$$-R3=2*Q/k.$$

Alegem: Ho=4;B=80%*fo(adică f1=0,7fo,f2=1,5fo rezultând B=f2-f1=0,8fo). În continuare, vom calcula valorile elementelor pasive pentru filtrele acordate pe frecvențele prezentate în Tabelul 1.

Pentru a vedea care sunt performanțele acestui tip de filtru trece-bandă, îl vom analiza cu ajutorul unui program specializat de simulare analogică rezultând graficul din figura 4.

Atenuatorul programabil preia de pe ieșirea lui 3M324 S1F semnalul audio filtrat și, cu ajutorul rețelei rezistive (R4..R9), îl atenuază, rezultând S1(semnal audio filtrat și atenuat).Nivelul semnalului S1 este

Din cele de mai sus se pot extrage relațiile de calcul pentru proiectarea filtrului și anume:

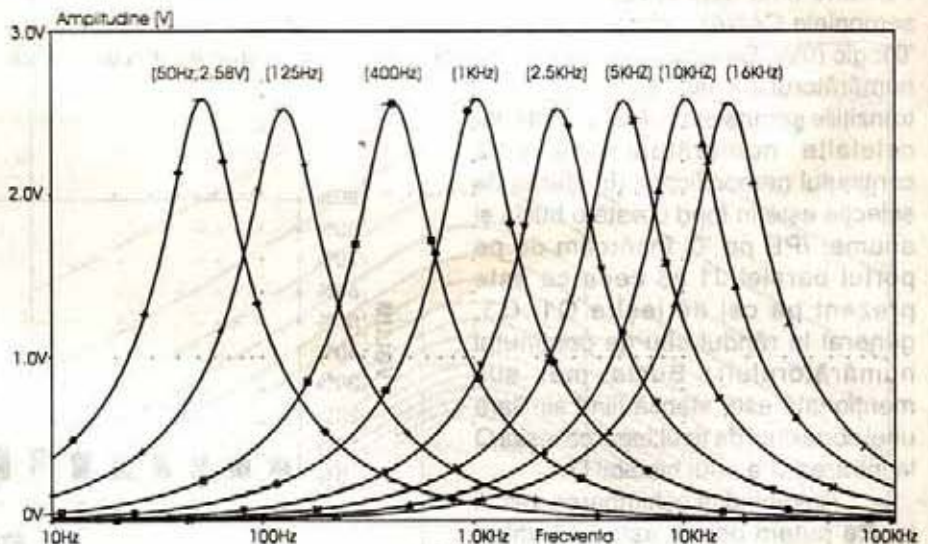


Figura 4

dat de raportul dintre rezistorii R9 și respectiv Re(este egal cu suma rezistențelor R4+R5+R6+R7+R8).

$$\text{Deci: } S1=S1F*R9/(R9+Re).$$

Cu ajutorul semnalelor UP-S și DOWN-S provenite fie de la tastatură, fie de la microprocesor (comandat prin telecomandă) putem schimba conținutul numărătorului MMC40193 prin incrementarea sau decrementarea acestuia. Conținutul numărătorului este reflectat de portul de ieșire Q1..Q3 și trimis la circuitul



integrat MMC4066. Acesta, în funcție de valorile Q1..Q3, poate realiza sau nu scurtcircuitări pe rezistorii R5..R8 așa încât Re să aibă o valoare variabilă direct dependentă de conținutul lui MMC40193.

Pentru ca semnalele UP-S și DOWN-S să fie valide pentru numărător trebuie ca semnalul /PE comandat de CANAL1 să fie pe nivel logic '1'.

5 este prezentat mai sugestiv evoluția de mai sus.

În cele ce urmează vom analiza mai amănunțit filtrul acordat pe frecvența de 1000Hz, cele 16 trepte de atenuare: în figura 6 variațiile lui S1 în tensiune, iar în figura 7 variațiile lui S1 în dB, unde valoarea de raportare de 0dB este valoarea de 775mV a semnalului AUDIO S de frecvență de 1kHz.

Tabelul 2

| STARE | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|-------|----|----|----|----|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| VOLUM | 6% | 7% | 7% | 8% | 8% | 9% | 10% | 11% | 12% | 14% | 16% | 19% | 24% | 31% | 45% | 83% |

Atunci când CANAL1 este în '0' logic numărătorul este dezactivat, conținutul său nemodificându-se la tranzițiile semnalelor de mai sus. În această stare /PE este activat, astfel încât conținutul numărătorului se încarcă cu valoarea prezentă pe portul ei paralel J1..J4, adică cu starea dată de portul de ieșire Q1..Q3.

Mai explicit, pentru că avem 8 filtre, selecția unuia se face prin activarea semnalului CANAL* (*=1..8) și anume trecerea lui în '1' logic, celelalte fiind dezactivate așa încât semnalele CANAL* aferente să fie în '0' logic (0V). Canalul selectat face ca numărătorul acestuia să fie sensibil la tranzițiile semnalelor UP și DOWN, iar celelalte numărătoare să aibă conținutul nemodificabil (în starea de selecție este în fond creată o buclă și anume: /PE pe '0' încărcăm de pe portul paralel J1..J3 ceea ce este prezent pe cel de ieșire Q1..Q3, generat la rândul său de conținutul numărătorului). Bucla mai sus menționată este stabilă fiind similară unei conexiuni de tipul: legarea ieșirii Q la intrarea D a unui bistabil D.

Revenind la schimbarea valorii lui Re putem obține astfel 16 valori corespunzătoare numărului maxim de stări admise de numărătorul MMC40193. O valoare a lui Re înseamnă în fond o treaptă de volum pentru canalul selecționat. Important în evoluția valorii lui Re este că aceasta trebuie să descrie o curbă exponențială pentru a crea senzația de evoluție liniară a volumului, dat fiind că urechea umană are o sensibilitate logaritmică. În tabelul 2 se prezintă în funcție de starea numărătorului evoluția lui S1, adică a volumului canalului respectiv având ca bază de 100% valoarea dată de S1F. În figura

Din figura 7 se observă că diferența de amplitudine dintre treapta de atenuare maximă și cea minimă este de aproximativ 23dB considerată ca fiind acceptabilă pentru un canal de egalizator, iar banda de frecvență B($f_0=1\text{kHz}$) este cuprinsă între frecvențele $f_1=750\text{Hz}$ și respectiv $f_2=1,5\text{kHz}$.

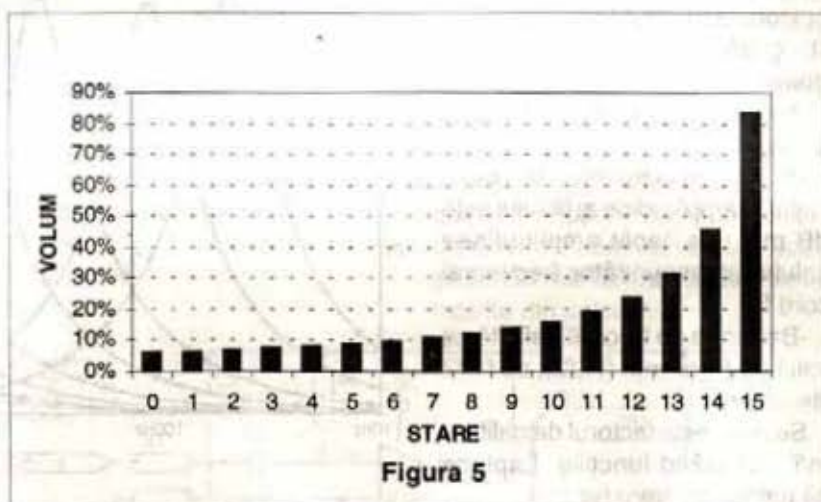
În continuare, semnalele S1..S8 vor fi colectate de blocul BSA pentru sumare și amplificare. La ieșirea acestui bloc semnalul rezultat trebuie să aibă ca nivel maxim egal cu cel cerut de intrarea amplificatorului final. Pentru reglarea nivelului se

aparțin circuitului integrat MMC4066. Modul de funcționare presupune două stări:

1. Egalizarea semnalului audio: EGALIZARE='1' lucru ce implică închiderea switch-urilor U9A, U9C, U9D. U9D închis permite semnalului IN AUDIO/S să fie trimis la circuitul integrat A3B (ce reprezintă BLOC-ul de INTRARE și AMPLIFICARE), iar U9A permite semnalului audio egalizat OUT

AUDIO/S să fie trimis la ieșire. U9C închis face să avem '0' logic aplicat pe comanda lui U9B, deci IN AUDIO/S este blocat către ieșire;

2. Renunțarea la egalizare: EGALIZARE='0' rezultă U9C deschis, deci comanda lui U9B este '1' logic pentru că acum rezistorul R76 poate trage comanda acestuia la Vcc. U9B închis permite semnalului logic IN AUDIO/S să fie trimis direct la ieșire (IN AUDIO/S=OUT AUDIO/S). Totodată switch-urile U9A și U9D fiind deschise decuplează partea de procesare a egalizatorului, atât de intrare cât și de ieșire.



acionează semireglabilul R1 prezentat în figura 8 (punerea în funcțiune și reglarea egalizatorului va fi expusă la final, după terminarea prezentării tuturor blocurilor funcționale).

Blocul (BCCA) are rolul ca în funcție de comanda EGALIZARE să dirijeze semnalul IN AUDIO/S fie direct la ieșire (EGALIZARE='0' logic), fie prin sistemul de egalizare (EGALIZARE='1' logic). BCCA este compus din 4 switch-uri analogice ce

Blocul egalizare (BEG) este reprezentat de numărătorul D9 (MMC40193) și respectiv de switch-ul F4. Astfel, la acționarea lui F4, numărătorul se decrementează așa încât ieșirea Q1 (EGALIZARE) își schimbă starea din '0' în '1' și invers, lucrând ca un buton ON/OFF permițând intrarea sau ieșirea egalizatorului din funcționare în mod alternativ.

Blocul selecție canal (BSA)

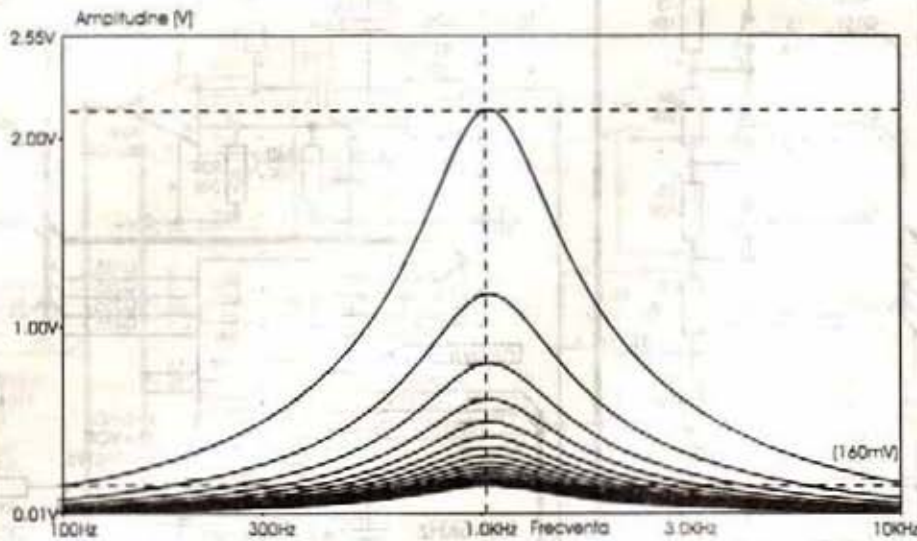


Figura 6

permite ca la un moment dat să fie selecționat doar un singur canal de filtrare, restul acestora fiind inhibitate. În componența acestui bloc intră circuitele integrate D11 (MMC4028= decodificator BCD >> decimal), D10 (numărătorul MMC40193) și respectiv switch-urile F6 și F5 prezentate în figura 8. Cu ajutorul acestor două switch-uri F5 și F6 putem incrementa sau decrementa conținutul lui D10 (MMC40193) așa încât prin intermediul lui MMC4028 putem baleia una dintre ieșirile de comandă CANAL* (*=1..8) prin punerea uneia dintre acestea pe '1' logic. Dacă pe panoul de comandă asimilăm de la stânga la dreapta în ordine de la CANAL1 (f=50Hz) la CANAL8 (f=16kHz), baleierea acestora presupune: acționarea lui F6 permite activarea unui canal aflat la stânga celui precedent, iar acționarea lui F5 permite selecția unui canal aflat la dreapta celui precedent. Deci, F6 execută deplasarea selecției de canale spre stânga, iar F5 spre dreapta. Pentru a avea un control vizual în figura 9, Blocul afișare canal curent selectat (BACCS) convertește semnalul CANAL* activ în semnal luminos cu ajutorul ledurilor V1..V16 indicând canalul curent selectat. Elementele componente ale acestui bloc (BACCS) sunt circuitele integrate de tip inversor D12, D13 (MMC4049) precum și ledurile V1..V16. Specificăm că ledurile sunt organizate în perechi astfel: V1-V9 activate de CANAL1 semnalizează intrarea în regim de reglaj atenuare pentru filtrele de 50Hz: stânga (V1) și dreapta (V9) (acum din switch-urile

F2, F3 pentru calea stereo stânga și respectiv F7, F8 pentru calea stereo dreapta se reglează nivelul de atenuare pentru cele două filtre de 50Hz;

- V2-V10 pentru filtrele de 125Hz;
- V3-V11 pentru filtrele de 400Hz;
- V4-V12 pentru filtrele de 1KHz;
- V5-V13 pentru filtrele de 2.5KHz;

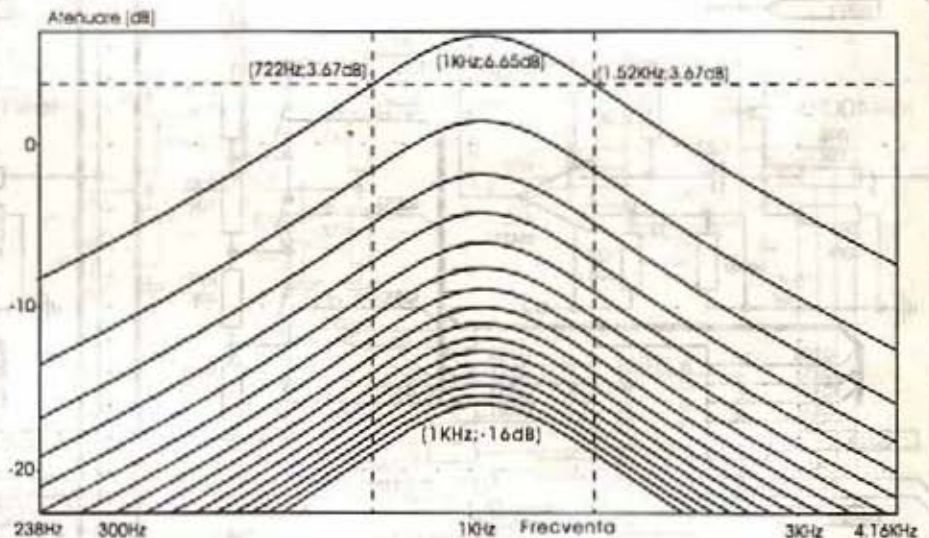


Figura 7

- V6-V14 pentru filtrele de 5KHz;
- V7-V15 pentru filtrele de 10KHz și
- V8-V16 pentru filtrele de 16KHz.

Astfel, din cele de mai sus prezentate, pe panoul de comanda (figura 10) numărul de switch-uri este de 9 și anume:

-F1=buton de reset. Are rolul de a permite resetarea tuturor numărătoarelor din atenuatoarele programabile, în caz că se dorește acest lucru;

-F2, F3=butoane de reglare a atenuării pentru filtrul selecționat de pe

calea stereo stânga;

-F7, F8=butoane de reglare a atenuării pentru filtrul selecționat (ordinul acestuia este identic cu cel de pe calea stereo stânga) de pe calea stereo dreapta;

-F4=butonul de tip ON/OFF ce permite sau nu intrarea în funcțiune a egalizatorului;

-F5, F6=butoane de selectare a perechilor de filtre (cu deplasarea selecției la dreapta, respectiv la stânga) de pe cele două căi stereo;

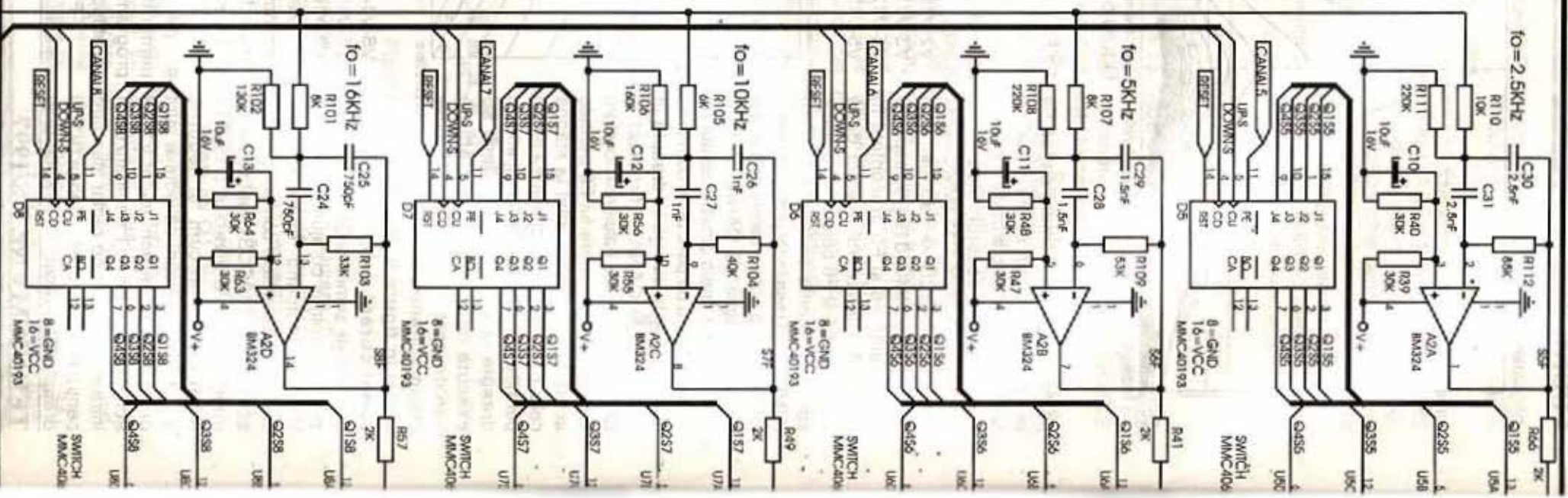
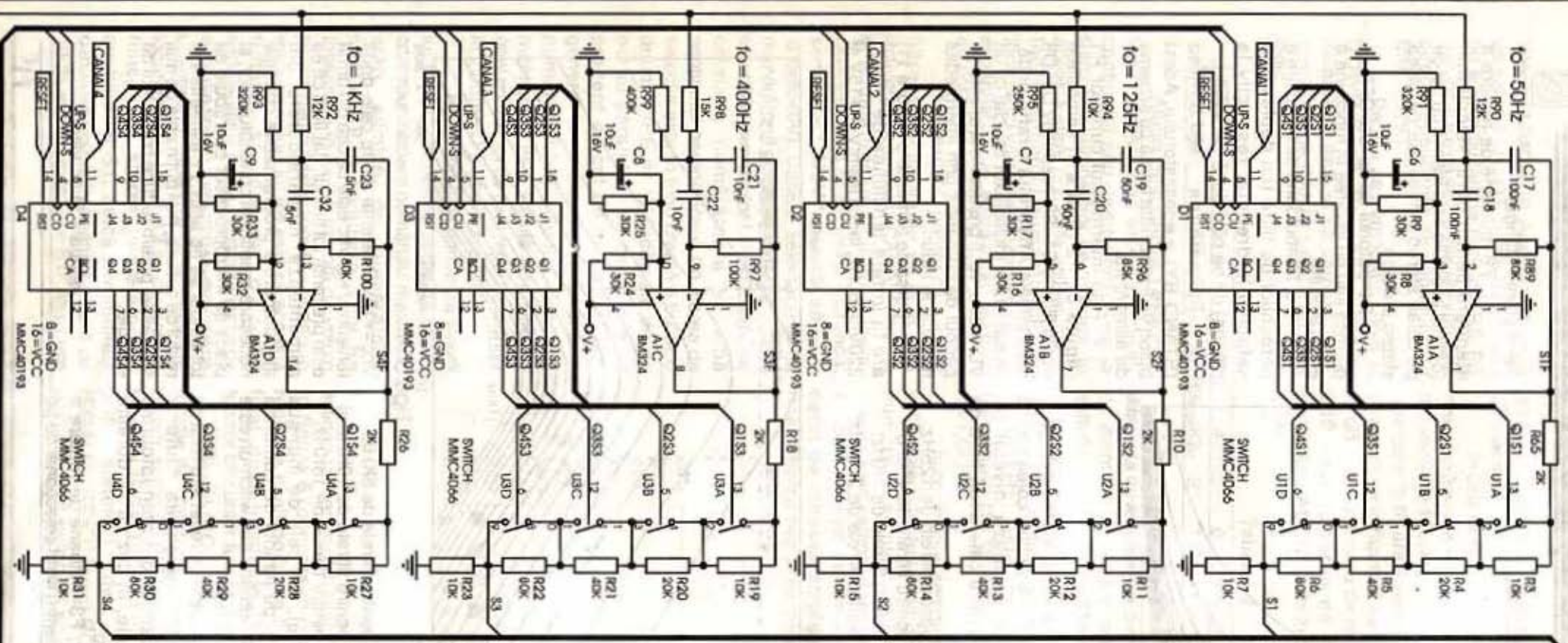
-F9=pornirea sau oprirea (STAND BY) a egalizatorului. Acest buton va fi prezentat odată cu schema de alimentare.

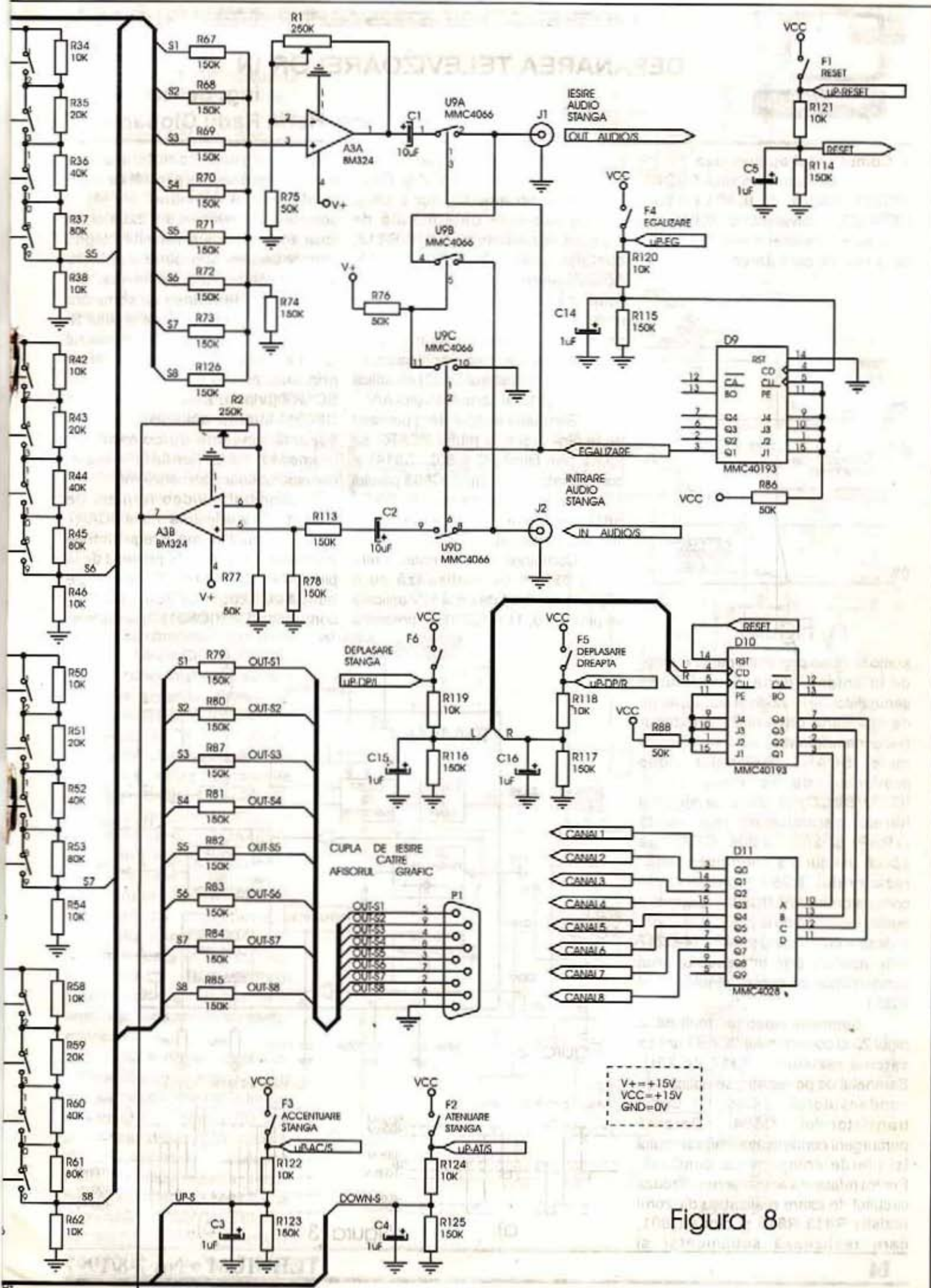
Prin intermediul cuplurilor P1 (figura 8), P2 (figura 9) semnalele audio filtrate S1..S8 respectiv D1..D8 sunt trimise Afișorului Grafic unde, pe baza unui multiplexor asociat cu un VU-metru, vor fi prelucrate și afișate pe panoul de comandă prin intermediul matricii de leduri.

Sursa de alimentare (figura 11) are la intrare tensiunea de rețea: 220Vca/50Hz, iar ca ieșiri: V+=+15V și

Vcc=+15V. Diferența dintre cele două tensiuni V+ și Vcc este că cea din urmă este prezentă tot timpul, dat fiind că ea alimentează numărătoarele din atenuatoarele programabile, condiție necesară menținerii conținutului lor, și placa de microprocesor ce trebuie ca tot timpul să fie activ. V+ alimentează restul de circuite, mai puțin cele de mai sus, astfel putem reduce consumul de energie.

(continuare în nr. viitor)





V+ = +15V
 VCC = +15V
 GND = 0V

Figura 8



DEPANAREA TELEVIZOARELOR ÎN CULORI (VII)

ing. Șerban Naicu

ing. Horia Radu Ciobănescu

1. Comutatorul audio/video

Rolul comutatorului AUDIO/VIDEO, realizat cu IC801 de tipul HEF4053 (echivalent cu MMC4053-produs de Microelectronica S.A.) este de a realiza comutarea semnalelor

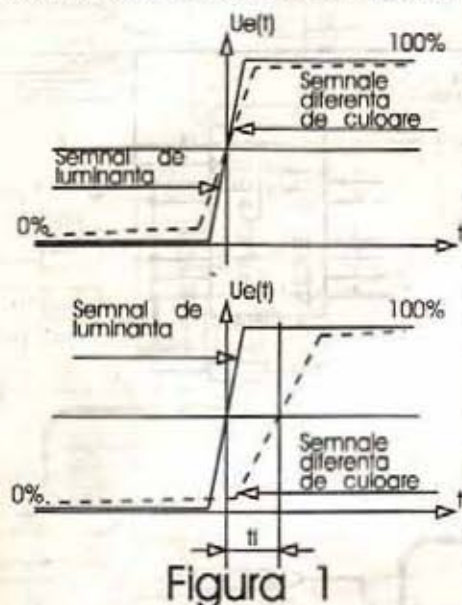


Figura 1

audio și video provenite pe de o parte de la antenă (după demodularea semnalelor de FI video și audio), iar pe de altă parte provenite din exterior (videocasetofoane) prin intermediul mufei SCART. Semnalul video provenind de la pinul 17 al IC202(SVCC) și filtrat cu ajutorul filtrelor ceramice oprește-bandă (TRAP) CF205, CF206, CF207 se aplică pinului 5 și, prin intermediul rezistorului R250, pinului 2 al comutatorului A/V (IC801). Semnalul audio provenind de la pinul 12 al IC202 și dezaccentuat cu grupul R244-C247 este aplicat, prin intermediul unui condensator de cuplaj, pinului 12 al IC801.

Semnalul video provenit de la pinul 20 al conectorului SCART are ca sarcină rezistența R817 de 75Ω. Semnalul de pe rezistor se aplică prin condensatorul C805 bazei tranzistorului Q804. Datorită parcurgerii condensatorului, semnalul își pierde componenta continuă. Pentru refacerea acesteia se utilizează circuitul de axare realizat cu divizorul rezistiv R813-R815 și dioda D801, care realizează suplimentar și

polarizarea în c.c. a bazei tranzistorului Q804. Tranzistoarele Q804 și Q803 realizează un amplificator a cărui amplificare este determinată de raportul rezistențelor R816/R818, conform relației $A=1+R816/R818$. Această amplificare suplimentară are rolul de a aduce amplitudinea semnalului extern la nivelul celei provenite de la demodulatorul video. Semnalul de la ieșirea amplificatorului (colectorul tranzistorului Q803) se aplică pinilor 11 și 13 al comutatorului A/V.

Semnalul audio extern provenit de la pinii 2 și 6 ai mufei SCART se aplică prin filtrul LC (L802, C814) și condensatorul de cuplaj C803 pinului 13 al IC801. Divizorul rezistiv R805/R811 realizează o polarizare a pinului circuitului integrat.

Comutarea între semnalul intern și cel extern se realizează cu o tensiune continuă de circa 12V aplicată pe pinii 9, 10, 11 al IC801. În prezența

acestei tensiuni, comutatorul A/V permite trecerea spre pinii săi de ieșire (audio pin14 și video pin 4) a semnalelor provenite din exterior. În lipsa acestei tensiuni circuitul integrat permite trecerea spre pinii săi de ieșire a semnalelor A/V provenite din interiorul T.V. Tensiunea de comutare de 12V poate proveni fie de la pinul 12 al microprocesorului (prin tranzistorul Q114 și dioda D123), fie din exterior prin intermediul pinului 8 al mufei SCART (prin rezistorul R829 și dioda D803). Microprocesorul livrează această tensiune de comandă în momentul acționării tastei corespunzătoare comenzii AV.

Semnalul video furnizat de receptorul TV la ieșirea mufei SCART (pinul 19), în vederea înregistrării pe videocasetofoane, este provenit de la pinul 17 al IC202, după filtrele oprește bandă CF205, CF206, CF207, comutatorul AV(IC801), tranzistorul

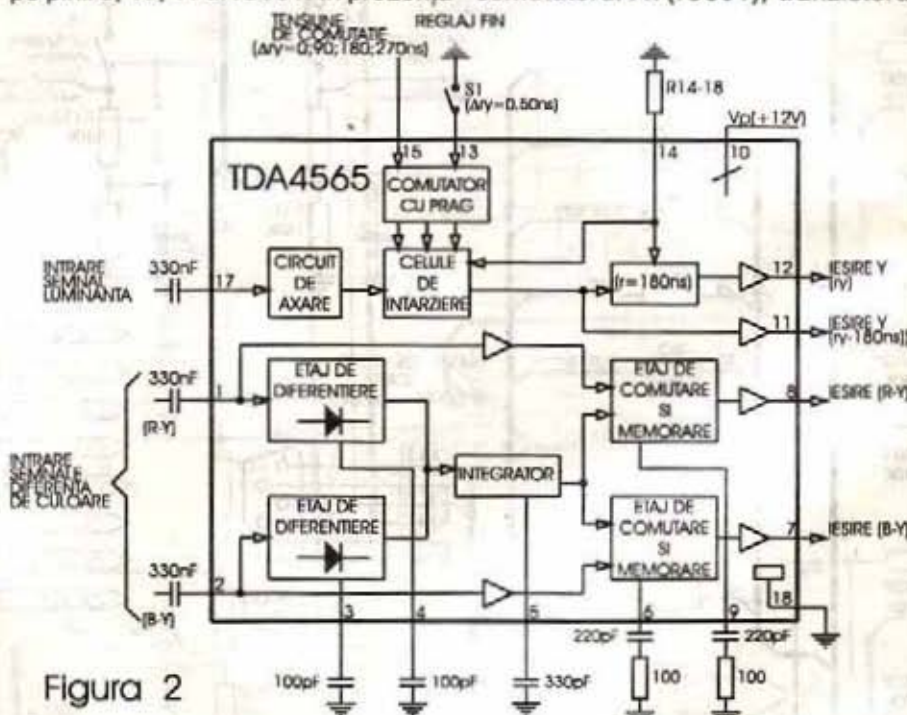


Figura 2

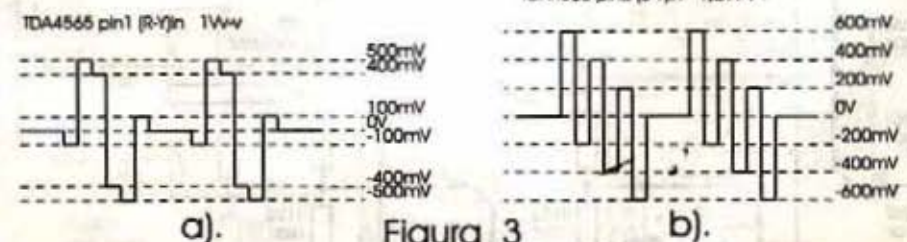


Figura 3



repetor Q805 și rezistorul R821 (68Ω) care stabilește impedanța de ieșire a semnalului. Acest semnal nu parcurge comutatorul A/V, aplicându-se direct la ieșire.

Semnalul audio furnizat la ieșirea mufei SCART (pinii 1 și 3) provine din semnalul audio comutat de IC801 la pinul 14 de ieșire, după parcurgerea tranzistorului repetor Q801.

2. Prelucrarea semnalului de luminanță

Semnalul de luminanță este semnalul care conține informația video alb-negru. Acest semnal este prelucrat de etajele specifice (linia de întârziere, amplificatorul de luminanță), după care este aplicat matricii RGB împreună cu semnalele diferență de culoare R-Y, B-Y pentru obținerea semnalelor primare R, G, B.

Din semnalul video complex color se extrage semnalul de luminanță prin rejectarea componentelor de FI sunet cu filtrele CF205, CF206, CF207 conectate în paralel și a componentelor de cromatică, cu filtrele serie LC T303-C366, T304-C364, T305-C365 comutate în funcție de sistemul color de către tensiunile continue de la pinii 25, 26, 27, 28 ai circuitului decodor multistandard TDA4650. Semnalul astfel filtrat este aplicat liniei de întârziere a semnalului de luminanță realizată cu o secțiune a circuitului integrat TDA4655 (cealaltă secțiune a circuitului, destinată îmbunătățirii tranzițiilor de culoare va fi analizată la capitolul consacrat matricii RGB).

Întârzierea semnalului de luminanță este necesară pentru realizarea coincidenței în timp a semnalului Y (luminanță) și a semnalelor diferență de culoare R-Y, B-Y la intrarea în matricea RGB. Datorită în special benzii de trecere diferite a semnalului de luminanță (teoretic 5-6MHz, dar practic 3,5-4MHz), respectiv

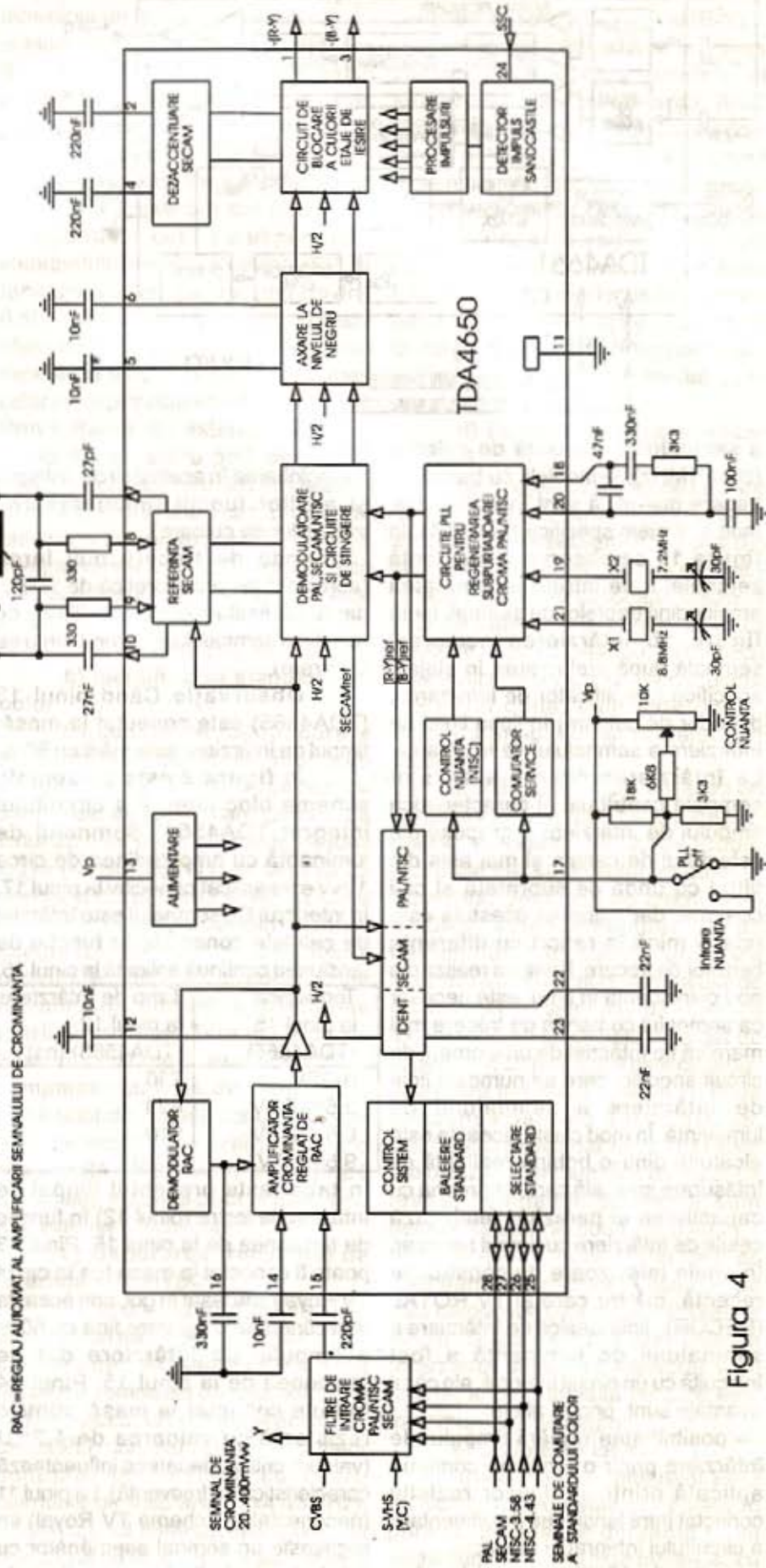


Figura 4

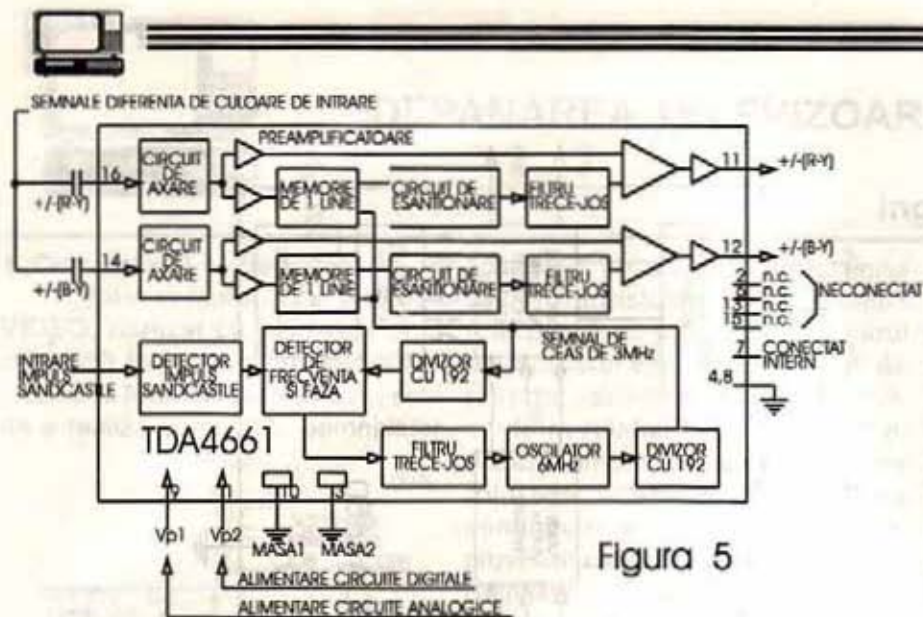


Figura 5

a semnalelor diferență de culoare (circa 1MHz), semnalele cu bandă de trecere mai mică sunt întârziate mai mult în etajele specifice (figura 1). În figura 1a se observă coincidența semnalelor de intrare la jumătatea amplitudinii treptelor de semnal, iar în figura 1b întârzierea aceluiași semnale după prelucrarea în etajele specifice (amplificator de luminanță, decodor de culoare) în lipsa liniei de întârziere a semnalului de luminanță. La întârzierea diferită a acestor semnale contribuie și caracteristica timpului de întârziere a grupului din selectorul de canale și mai ales din filtrul cu undă de suprafață al căii comune, dar influența acestuia este relativ mică în raport cu diferența benzilor de trecere. Pentru a realiza din nou coincidența în timp, este necesar ca semnalul cu banda de trecere mai mare să fie întârziat de un element de circuit specific, care se numește linie de întârziere a semnalului de luminanță. În mod clasic, aceasta este alcătuită dintr-o bobină realizată cu înfășurare specială care, împreună cu capacitatea ei parazită, realizează celule de întârziere cu timpul necesar. În unele televizoare de construcție recentă, printre care și TV ROYAL (RECOR), linia clasică de întârziere a semnalului de luminanță a fost înlocuită cu un circuit integrat, ale cărui avantaje sunt, printre altele:

- posibilitatea reglării timpului de întârziere printr-o tensiune continuă aplicată printr-un divizor rezistiv conectat între tensiunea de alimentare a circuitului integrat și masă;
- reproductibilitatea mai bună a parametrilor electrice, cu toleranțe mai

mici;

- înglobarea în același circuit integrat și a altor funcții (îmbunătățirea tranzițiilor de culoare);

- banda de trecere mai largă (aproape de cea teoretică de 5MHz, dar totuși limitată practic de filtrele de rejecție a semnalului de cromaticitate de la intrare).

Observație Când pinul 13 (TDA4565) este conectat la masă, timpul de întârziere este mărit cu 50ns.

În figura 2 este prezentată schema bloc internă a circuitului integrat TDA4565. Semnalul de luminanță cu amplitudinea de circa 1V_v este aplicat capacitiv la pinul 17. În interiorul CI, semnalul este întârziat de celulele conectate în funcție de tensiunea continuă aplicată la pinul 15.

| Tensiunea la pinul 15 (TDA4565) | Timp de întârziere la pinul 12 (TDA4565) [ns] |
|---------------------------------|---|
| 0+25V | 730 |
| 3,5V+5,5V | 820 |
| 6,5V+8,5V | 910 |
| 9,5V+12V | 1000 |

În tabel este prezentat timpul de întârziere la ieșire (pinul 12) în funcție de tensiunea de la pinul 15. Pinul 13 poate fi conectat la masă (ca în cazul TV Royal) sau lăsat în gol, prin aceasta realizându-se o ajustare fină cu 50ns a timpului de întârziere dat de tensiunea de la pinul 15. Pinul 14 trebuie conectat la masă printr-o rezistență cu valoarea de 1,2K Ω (valoare critică, deoarece influențează caracteristica de frecvență). La pinul 11 (neconectat în schema TV Royal) se regăsește un semnal asemănător cu cel de la pinul 12, dar cu un timp de întârziere cu 180ns mai mic. În general

acest pin nu este conectat. De la pinul 12 semnalul de luminanță întârziat se aplică prin C353 pinului 15 al CI TDA3505. Acest circuit integrat realizează, pe lângă amplificarea semnalului de luminanță, și alte funcții: matrice RGB, reglarea automată a punctului de tăiere (punctu de negru) al tubului cinescop inserarea semnalelor R, G, B, FB, (OSD, teletext, semnalele de la conectorul SCART), reglarea în tensiune a contrastului, strălucirii, saturației culorii, axarea, stingerea cursei inverse orizontale și verticale comandate de impulsul SANDCASTLE cu trei nivele.

În figura 3a este prezentată forma semnalului de la pinul 1 al circuitului TDA4565, (R-Y)_{IN}, având o amplitudine de 1V_v, iar în figura 3b forma semnalului de pe pinul 2 al aceluiași circuit integrat, respectiv (B-Y)_{IN}, având amplitudinea de 1,2V_v.

Menționăm că semnalele de la pinii 1 și 8 ai circuitului TDA4565 (R-Y)_{IN} și (R-Y)_{OUT} au aceeași amplitudine, nu sunt defazate, dar sunt inversate. La fel semnalele de la pinii 2 și 7 ai circuitului integrat.

3. Prelucrarea semnalului de cromaticitate

Semnalul de cromaticitate conține componentele specifice televiziunii în culori care, din punct de vedere electric, sunt transmise sub forma semnalelor R-Y, B-Y și modulează o subpurtătoare din banda canalului video conform sistemului color recepționat. Pentru România, ca de altfel pentru toată Europa, prezintă importanță în special sistemul PAL, dar și sistemul SECAM, pentru cazul unor emisiuni transmise de unele posturi franceze sau din țările vecine. Este de remarcat că multe programe franceze sunt transmise în PAL, ca de altfel și din țările vecine (de exemplu programul 1 al TV bulgare este emis în SECAM, iar programul 2 în PAL). Televizorul Royal este conceput pentru a recepționa emisiuni codate în PAL, SECAM, NTSC4,43, iar semnalele codate NTSC3,58 pot fi vizionate numai dacă sunt introduse de la conectorul SCART (nu prin antenă).

Din semnalul video complex color este separată componenta de cromaticitate prin blocul de filtre trece-bandă realizat cu Q301, Q302, C301,



C302, C306, C307, R302, R305, R306, R308, comutate cu tensiunile de la pini 25, 26, 27, 28 ai circuitului TDA4650, în funcție de sistemul color.

În cazul sistemului SECAM, filtrul clopot, având frecvența centrală de 4,286MHz și $Q=16$ este realizat cu C302, R302, C307, R308.

În cazul sistemului PAL sau NTSC4,43 filtrul este realizat cu elementele de mai sus, având în plus rezistența R306 conectată în paralel cu R308, ceea ce realizează amortizarea filtrului și stabilirea unui $Q=4$.

În cazul sistemului NTSC3,58, la circuitul LC al filtrului din cazul SECAM se conectează în paralel cu R308, ceea ce realizează amortizarea centrale la 3,58MHz) și R305 pentru amortizare.

După blocul de filtre, semnalul de cromaticitate este aplicat prin condensatorul de cuplaj C308 la intrarea CI TDA4650. Acest circuit integrat realizează funcția decodor multistandard împreună cu linia de întârziere în banda de bază, de tip TDA4661.

Schema bloc a decodorului TDA4650 este prezentată în figura 4.

4. Funcționarea circuitului integrat TDA4650

a) Căutarea standardului color

Blocul de scanare a standardului color baleiază secvențial sistemele în ordinea PAL, SECAM, NTSC3,58, NTSC4,43, fiecare pentru o durată de 80ms, comutând în același

timp și filtrele corespunzătoare prin tensiunile de la pini 25, 26, 27, 28. În același timp, circuitele de identificare din interiorul TDA4650 încearcă să identifice cărui standard îi aparțin semnalele de la intrare. Dacă este identificat un anumit standard, atunci secvența de căutare se întrerupe și tensiunea unuia din cei patru pini menționați, cel corespunzător standardului respectiv, devine +6V, iar tensiunea celorlalți trei pini devine 0,5V. Dacă standardul color nu este identificat, secvența de căutare se repetă. În timpul căutării, tensiunea celor patru pini comută între 0 și +2,5V. Prin forțarea din exterior cu +9V a unuia din cei patru pini, decodorul poate fi comutat manual în sistemul dorit. Totuși, și în acest caz, circuitul de blocare a culorii, existent în circuitul integrat, rămâne activ. Corespondența între acești pini și standardul color este următoarea: 25-NTSC4,43; 26-NTSC3,58; 27-SECAM; 28-PAL.

b) Identificarea standardului color

Circuitele de identificare a standardului compară modurile cunoscute de către decodor cu semnalele de identificare (burst). La pinul 22 este conectat condensatorul C316 (NTSC IDENT), iar la pinul 23 condensatorul C353 (PAL/SECAM IDENT). Aceste condensatoare integrează diferite impulsuri interne provenite de la circuitele de identificare, pe pini regăsindu-se tensiuni continue. Tensiunea crește când un standard este identificat comparativ cu lipsa de identificare. Dacă unul din aceste condensatoare este defect (în general prezintă o rezistență mică între cele două terminale), sistemul color respectiv nu mai este identificat corect.

c) Generarea frecvenței de referință PAL/NTSC

Pentru identificarea și demodularea semnalelor de cromaticitate PAL sau SECAM sunt necesare semnalele de referință (R-Y) și (B-Y). Acestea sunt generate de un circuit PLL constituit dintr-un oscilator controlat în tensiune cu cuarț, cuarțurile de 8,86MHz, ($2 \times 4,43$ MHz), 7,16MHz ($2 \times 3,58$ MHz), divizorul 2:1 și detectorul de fază. Detectorul de fază compară faza burstului cu semnalul de referință (R-Y). La ieșirea divizorului de

frecvență se regăsesc ambele semnale de referință (R-Y) și (B-Y).

Semnalul de burst de la ieșirea circuitului de control automat al semnalului de cromaticitate ACC (Automatic Colour Control) este aplicat direct detectorului de fază în cazul sistemului PAL, dar în cazul sistemului NTSC este aplicat defazat, în funcție de tensiunea de reglaj a nuanței aplicată la pinul 17. În cazul sistemului PAL, datorită principiilor de funcționare ale acestuia, defazajele apărute în lanțul de transmisie sunt compensate, nefiind necesar un reglaj manual, ca în cazul sistemului NTSC.

d) Demodularea semnalelor SECAM

Semnalele diferență de culoare modulate în frecvență (R-Y) și (B-Y) sunt transmise secvențial, pe una din linii unul dintre ele, iar pe cealaltă celălalt etc. Pentru decodare, utilizând linia de întârziere în banda de bază TDA4661 (sau TDA4660, TDA4665) este suficient un singur demodulator MF și nu două, cum este uzual. Aceasta simplifică și reglajul căii SECAM.

După circuitul ACC, urmează un amplificator-limitator care îndepărtează variațiile de amplitudine reziduale ale semnalului modulat în frecvență. Semnalul de cromaticitate SECAM este demodulat de un demodulator în cuadratură care realizează multiplicarea semnalului de cromaticitate cu semnalul de referință extern, obținut cu circuitul acordat de la pini 8, 9. La pini 8 și 9 este conectat și un filtru trece-sus realizat cu două condensatoare de 150pF (C325, C326) și o rezistență de 4,7k Ω care realizează o compensare de fază. La ieșire, semnalele diferență sunt demultiplexate pe două căi diferite, - (R-Y) și -(B-Y). În timpul în care nu este transmis un anumit semnal, pe linia respectivă este introdus nivel de negru. După trecerea prin linia de întârziere, semnalul memorat va fi repetat și pe intervalul pe care este transmis nivel de negru.

e) Etajele de ieșire

Ieșirile demodulatorilor PAL/NTSC și SECAM sunt conectate în paralel. Semnalele diferență de la ieșire sunt filtrate cu filtre trece-jos, cu frecvența de tăiere de 1MHz la -3dB, pentru a evita apariția la ieșire a altor

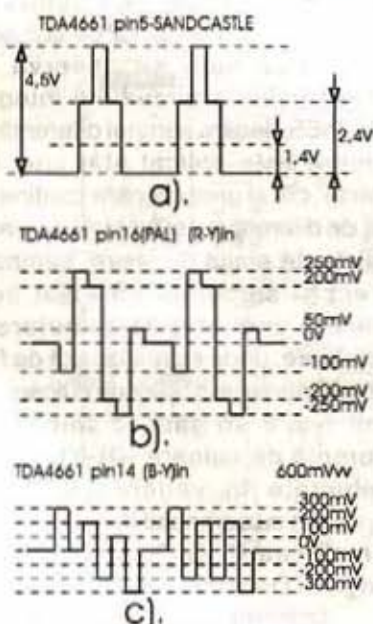


Figura 6



semnale în afara semnalului util, rezultate în procesul de demodulare. Pentru a stabili un nivel de negru identic pentru toate standardele, semnalele diferență sunt aplicate unui circuit de axare. Acest nivel de negru este stabilit pe baza unei tensiuni continue de referință pe durata componentei burst-key din semnalul de SANDCASTLE de la pinul 24 al circuitului TDA4650 (figura 4). La pinii 5 și 6 sunt conectate condensatoarele de axare C322 și C323.

În sistemul SECAM, semnalele diferență sunt aplicate circuitelor de dezaccentuare ale căror constante de timp sunt stabilite cu condensatoarele de la pinii 2 și 4 (C320, C321).

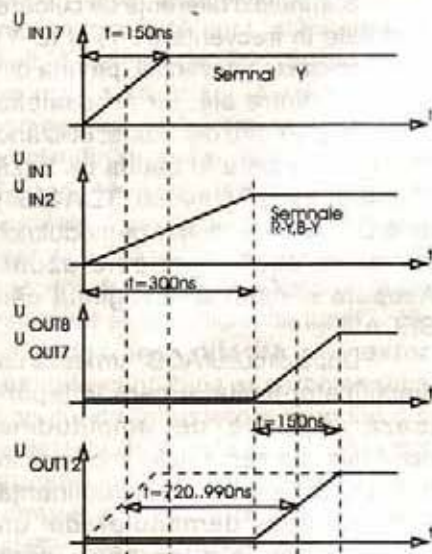


Figura 7

La ieșire, semnalele diferență sunt aplicate circuitului de blocare a culorii (colour-killer switch). Când acesta este activ (nu este detectat nici un standard cunoscut), la ieșiri va fi generat nivel de negru. Când este detectat un standard corespunzător (modul normal de funcționare), la pinii 1 și 3 se găsesc semnalele $-(R-Y)$ și $-(B-Y)$ cu impedanță redusă de ieșire. Nivelurile de tensiune în PAL/NTSC vor fi de două ori mai mici decât în SECAM, datorită necesității ca la ieșirea liniei de întârziere să se regăsească aceleași niveluri pentru toate sistemele. În SECAM, aceste niveluri sunt $-(R-Y)=1,05V$ și $-(B-Y)=1,33V$, niveluri care se regăsesc la ieșirea TDA4661 în toate sistemele.

5. Funcționarea circuitului integrat TDA4661

Circuitul integrat TDA4661 (sau

TDA4660, TDA4665 compatibile pin cu pin) realizează funcția de linie de întârziere în banda de bază. Acest tip de linie este diferit de linia clasică cu ultrasunete, realizată din sticlă și care are alt principiu de funcționare. Schema bloc a circuitului integrat TDA4661 este prezentată în figura 5.

Linia de întârziere realizată pe principiul capacităților comutate este constituită în principiu din două filtre pieptene. Fiecare din aceste filtre conține o cale de semnal directă și o cale întârziată cu $64\mu s$. Toate semnalele de comutare necesare sunt generate de un ceas de 3MHz, provenit de la un oscilator controlat în curent de 6MHz, calat pe frecvența componentei burst-key a semnalului SANDCASTLE. Deoarece frecvența este calată prin impulsul SANDCASTLE, linia va funcționa corect și pentru semnale cu frecvențe de linii diferite ($15625Hz$ în normele europene, $15750Hz$ în normele americane) sau nestandard, cum sunt semnalele de la aparatele video.

Linia funcționează în funcție de cerințele sistemului color prelucrat:

- în PAL funcționează ca un sumator geometric;
- în NTSC funcționează ca filtru pieptene pentru reducerea fenomenului de cross-colour (pătrunderea semnalului de luminanță în canalul de cromaticitate);
- în SECAM produce repetarea semnalului diferență pe linia pe care acesta nu este transmis.

În PAL și NTSC se produce dublarea tensiunii semnalelor de intrare, iar în SECAM tensiunile sunt menținute, astfel încât la ieșire, în toate sistemele, tensiunile semnalelor diferență să fie aceleași.

Memoria de o linie este realizată cu 190 de condensatoare, fiecare cu un comutator de scriere și unul de citire. Pentru eliminarea erorii cumulative cunoscute a structurilor serie, aceste condensatoare sunt conectate în paralel.

Căile de semnal direct și întârziat sunt aplicate circuitelor sumatoare. Pentru adaptarea corectă a celor două căi de semnal, erorile de timp, între ele, trebuie să fie mai mici de $90ns$, iar de câștig, mai mici de $\pm 0,2dB$. Ieșirile sumatoarelor, după prelucrarea prin două buffere, sunt

aplicate pinilor 11 și 12, care sunt de fapt ieșirile liniei de întârziere.

În figura 6a este prezentată forma semnalului de SANDCASTLE, de pe pinul 5 al circuitului TDA4661, având o amplitudine de $4,5V$; în figura 6b forma semnalului $(R-Y)_{IN}$ de pe pinul 16 al circuitului integrat având amplitudinea de $0,5V_{VV}$, iar în figura 6c semnalul $(B-Y)_{IN}$ cu amplitudinea de $0,6V_{VV}$.

6. Îmbunătățirea tranzițiilor de culoare

La ieșirea din linia de întârziere în banda de bază, semnalele diferență de culoare sunt aplicate secțiunii de îmbunătățire a tranzițiilor de culoare din circuitul integrat TDA4565 (aceiași care îndeplinește și funcția de întârziere a semnalului de luminanță).

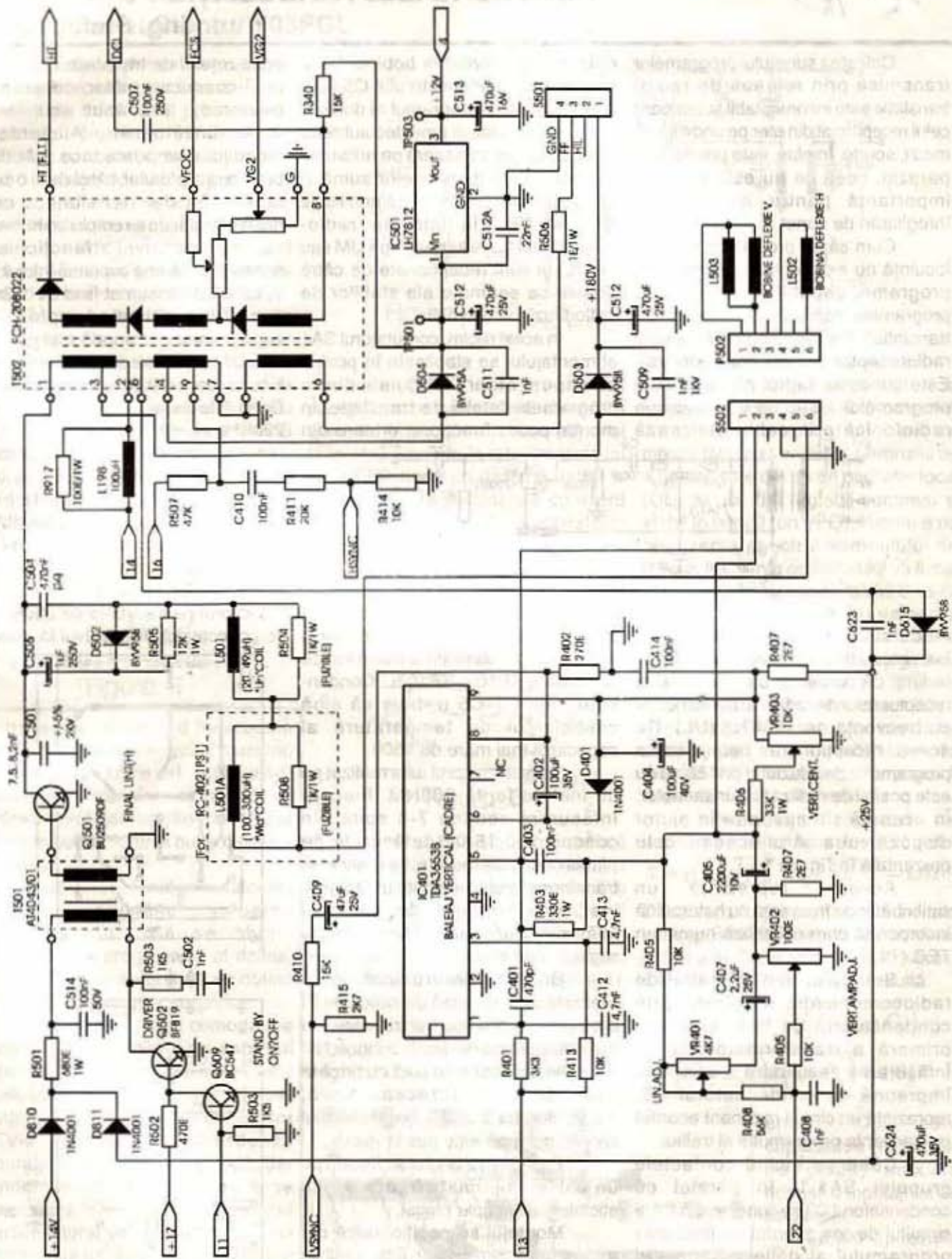
Funcțiile realizate de linia de întârziere a semnalului de luminanță și de circuitele de îmbunătățire a tranzițiilor de culoare din TDA4565 sunt prezentate grafic în figura 7. Se încearcă realizarea coincidenței în timp a semnalului de luminanță și a semnalelor diferență de culoare, nu numai la jumătatea amplitudinii treptelor de semnal (cum este în cazul circuitelor clasice, cu linie de întârziere a semnalului de luminanță bobinată) dar și la celelalte momente de timp, chiar dacă benzile de frecvență sunt diferite. Totuși, senzația subiectivă pe unele imagini cu scene cu culori puternic saturate este de rupere sau de decalare a culorii de contur, ceea ce deranjează uneori, comparativ cu realizările clasice, fără circuit de îmbunătățire a tranzițiilor de culoare.

După cum se observă pe schema bloc a circuitului integrat TDA4565, fiecare semnal diferență de culoare este aplicat atât unei căi directe, cât și unei căi care conține un etaj de diferențiere și un etaj integrator. Înainte de etajul de ieșire, semnalul direct și semnalul întârziat sunt aplicate unui etaj de comutare și memorare, unde se realizează de fapt îmbunătățirea tranzițiilor de culoare. La pinii 7 și 8 se găsesc semnalele diferență de culoare $-(R-Y)$, $-(B-Y)$ prelucrate în vederea aplicării, împreună cu semnalul de luminanță Y , la matricea R, G, B din circuitului integrat TDA3505.

(continuare în numărul viitor)



SCHEMA ELECTRONICA A RECEPTORULUI DE T.V. COLOR ROYAL(RECOR) - partea a IV - a





UTILIZAREA RADIORECEPTORULUI PENTRU RADIOTRANSLAȚIE PRIN CABLU

ing. Ștefan Iancu

Calitatea sunetului programelor transmise prin rețeaua de radiotranslație este incontestabil superioară celui recepționat din eter pe unde lungi, medii, scurte. În plus, este practic fără paraziți, ceea ce nu este lipsit de importanță pentru amatorii de înregistrări de sunet.

Cum să se procedeze dacă în locuință nu există difuzor pentru trei programe, capabil să sonorizeze programele transmise pe rețeaua de translație? Soluția este utilizarea unui radioreceptor portabil tranzistorizat. Este cunoscut faptul că emisiunile programelor 2 și 3 de transmisiune radiofonică prin cablu utilizează

dată de inductivitatea bobinei L1 și capacitatea condensatorului C5 (sau C5 și C4 pentru programul al doilea).

Ca rezultat al amestecului celor două semnale, se separă pe rezistorul R2 semnalele frecvențelor sumă și diferență. Acestea se aplică prin fișele XP2 și XP3 la intrarea radioreceptorului (care lucrează pe UM sau pe UL) și sunt recepționate de către acesta ca semnale ale stațiilor de radiodifuziune obișnuite.

În acest regim, comutatorul SA1 al montajului se stabilește în poziția corespunzătoare unuia dintre programele rețelei de translație. În montaj poate funcționa oricare din

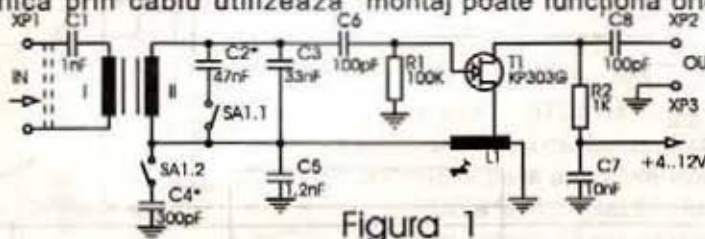


Figura 1

modulația de amplitudine pe frecvențele de 78 și respectiv 120KHz, în timp ce domeniul de frecvențe al receptoarelor de radiodifuziune începe cu frecvența de 150KHz (UL). De aceea, recepționarea nemijlocită a programelor de difuziune prin cablu nu este posibil de realizat cu un receptor. În această situație vine în ajutor dispozitivul a cărui schemă este prezentată în figura 1.

Aceasta reprezintă un schimbător de frecvență cu heterodină încorporată care utilizează numai un TEC (T1).

Semnalul din rețeaua de radiocomunicație se aplică prin condensatorul C1 la înfășurarea primară a transformatorului Tr. Înfășurarea secundară a acestuia, împreună cu condensatorul C3, reprezintă un circuit rezonant acordat pe frecvența programului al treilea.

Când se închid contactele grupului SA1.1, în paralel cu condensatorul C3 se conectează C2 și circuitul devine acordat pe frecvența programului al doilea. Semnalul separat de circuit se aplică la poarta TEC. Cu acest tranzistor este realizată și heterodina a cărei frecvență este

tranzistoarele KP303A-KP303D, iar la schimbarea polarității tensiunilor de alimentare KP103I-KP103L. Condensatoarele C2-C5 trebuie să aibă coeficientul de temperatură al capacității mai mare de 1500.

Transformatorul este realizat pe un inel de ferită 200NM. Fiecare înfășurare conține 7-8 spire din conductor 0,15-0,3 înfășurate pe părțile opuse ale inelului. La realizarea transformatorului se poate utiliza și alt inel, dar numărul de spire al înfășurărilor urmează să fie precizat la reglajul montajului.

Bobina heterodinei este realizată pe o carcasă de circuit de FI dintr-un receptor cu tranzistoare, cu miez de ajustare din ferită, conține 100 spire din conductor cu $\phi 0,1$ cu priză la cea de-a douăzecea spiră, numărătoarea începând cu terminalul care în schemă este pus la masă.

Piesele montajului se dispun pe un cablaj imprimat (figura 2) din sticlodifuziune simplu plăcat.

Montajul se poziționează cât mai apropiat de receptor. Este posibilă și varianta montării dispozitivului în interiorul receptorului.

Dispozitivul se conectează la

priza rețelei de translație cu ajutorul unui conductor bifilar, de exemplu telefonic, prevăzut cu mufă corespunzătoare. Alimentarea montajului se poate face atât de la bateria receptorului, cât și de la o sursă separată de tensiune, chiar nestabilizată, de exemplu un redresor.

Dispozitivul funcționează normal la tensiune cuprinsă între 4 - 20 V, curentul consumat fiind de 1-2mA.

Dispozitivul se reglează în succesiunea prezentată mai jos.

Mai întâi se studiază saturarea locului respectiv cu stații radio pe UL. Dacă este liberă o porțiune în zona de 280KHz se conectează dispozitivul la radioreceptor și acesta se acordează pe frecvența de 400KHz. Cu ajutorul elementului de acord al bobinei heterodinei dispozitivului se obține maximum de intensitate sonoră (sau maxim de semnal la ieșire) a receptorului. Apoi se racordează receptorul pe frecvența de 280KHz și se conectează dispozitivul la rețeaua

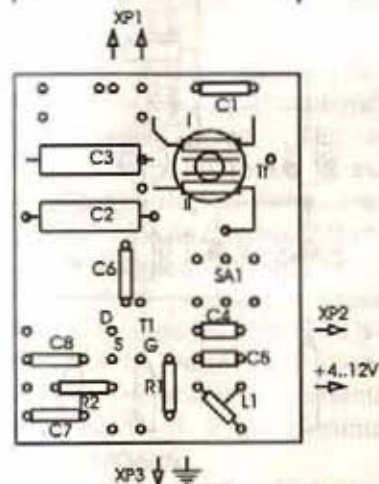
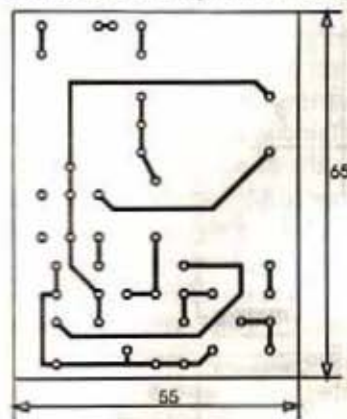


Figura 2



DOWN CONVERTOR OIRT-S PENTRU RECEPȚIA TELEVIZIUNII PRIN CABLU

dr.ing. Andrei Ciontu/ Y03FGL

În tabelul 1 sunt prezentate frecvențele alocate celor 5 benzi (60 de canale) ale televiziunii prin radiație terestră. Numai televizoarele moderne, cu acord prin diode varicap, au 60 canale. Marea majoritate a televizoarelor din țara noastră, cu tuburi electronice sau cu tranzistoare și circuite integrate, au prevăzut acordul numai pe primele 12 canale (având numai selector FIF).

În tabelul 2 sunt date frecvențele pentru televiziunea prin cablu, așa numitele canale S care încep de la 105,25MHz (S1) până la 299,75MHz (frecvența maximă pentru S20). Ecartul între două canale S adiacente este 7MHz.

Frecvențele canalelor S nu corespund cu frecvențele canalelor OIRT (benzile 1, 2, 3) și televizoarele de tip mai vechi, cu acord fix pe

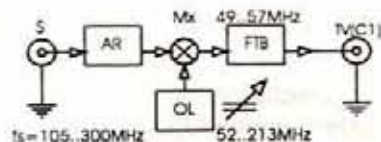


Figura 1

de translație. Acordând heterodina dispozitivului în limite mici și ajustând numărul de spire al înfășurării secundare a transformatorului Tr se obține recepționarea programului al treilea în condițiile unei bune calități a sunetului.

Apăsând butonul comutatorului SA1 și ajustând valoarea condensatorului C4 se obține recepționarea programului al doilea. Ajustând condensatorul C2 se obține intensitatea maximă a sunetului.

Pentru o ajustare comodă s-a prevăzut un loc liber pe cablajul imprimat. Construcția bobinei L2 este analoagă cu cea a bobinei L1, dar conține 150 de spire din conductor PEV-2 0,08...0,1. Se acordează montajul după aceeași metodă, dar condensatorul C9 la început nu se conectează. La terminarea acordului condensatorul se lipește; cu ajutorul elementului de acord L2 se obține o recepție curată și nedistorsionată a programelor.

(Prelucrare după Radio 4/1994-Rusia)

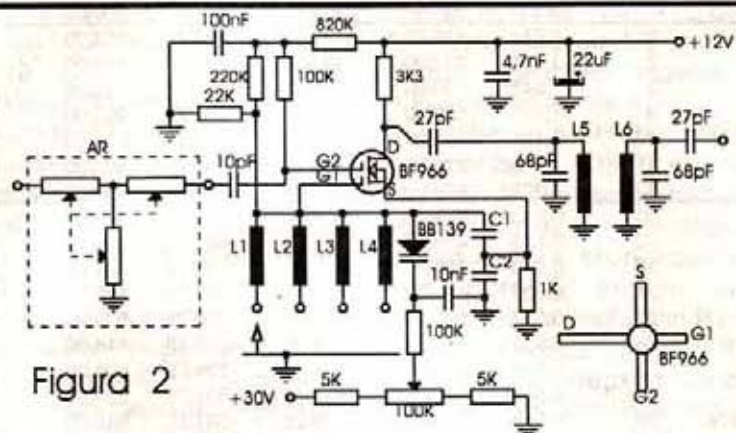


Figura 2

canalele OIRT, n-au șansă să recepționeze canalele S decât cu greutate (reacordare mecanică). Mai bine stau lucrurile la televizoarele cu acord continuu cu diode varicap și foarte bine la televizoarele cu acord automat și memorare a canalelor (chiar până la 60+100).

Convertorul care se propune prin articolul de față este pentru cititorii care nu au astfel de televizoare moderne, în prezent foarte scumpe.

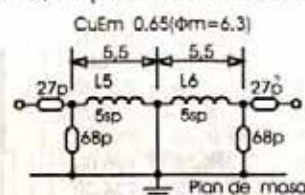


Figura 3

Convertorul se dorește a fi o interfață între borna de apartament a instalației de TV-cablu și borna de antenă a televizorului, oricât de "bătrân" ar fi (chiar, și cu tuburi electronice și, bineînțeles, alb-negru). Schema convertorului este clasică (figura 1). Semnalul deosebit de puternic al instalației TV cablu este dozat cu ajutorul unui atenuator (AR) în T reglabil care asigură $R_{int}=75\Omega$ în

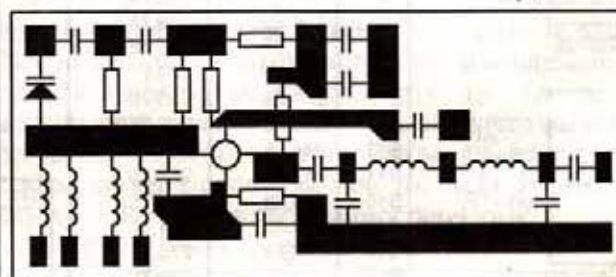


Figura 4

permanentă (folosit și la amplificatoarele de antenă colectivă TV), apoi este aplicat unui etaj de mixare (Mx) cu tranzistor. Semnalul de amestec este dat de un oscilator local (OL) cu acordul reglabil continuu și stabil în bandă (un VFO). Pentru a nu se inversa spectrul semnalului de intrare, frecvența oscilatorului va fi mai mică decât frecvența canalului S ce se dorește recepționată, cu valoarea frecvenței intermediare. Se propune ca frecvența intermediară să fie egală cu 53MHz, mijlocul canalului 1 OIRT, care este liber la orice televizor. Rezultă că oscilatorul trebuie să aibă o bandă de acord de la $f_{hm}=52\text{MHz}$ la $f_{hm}=353\text{MHz}$ și aceasta nu poate fi realizată decât în 4 trepte.

Într-adevăr, raportul de acoperire a benzii unei trepte, K, este:

$$k = \sqrt[4]{f_{hM} / f_{fm}} = \sqrt[4]{353/52} = 1,614$$

Dacă vom folosi pentru acord dioda varicap BB139, aceasta are conform catalogului $C_m=C_{25}=6\text{pF}$ (cel puțin) și $C_M=C_3=26\text{pF}$ (cel mult). Rezultă:

$$k = \sqrt{(C_M + C_p) / (C_m + C_p)} =$$

$$\sqrt{(26 + C_p) / (6 + C_p)} = 1,614$$

unde: C_p este capacitatea (în paralel pe diodă) maximă admisă a montajului de oscilator.

Pentru C_p rezultă valoarea $C_p=6,8\text{pF}$ care se poate respecta practic. Pentru oscilator



Tabelul 1

| Banda | Canal | λ_m [m] | f_m [MHz] | f [MHz] | f_s [MHz] | f_M [MHz] |
|-----------|-------|-----------------|-------------|-----------|-------------|-------------|
| Banda I | 1 | 5,72 | 48,50 | 49,75 | 56,25 | 56,50 |
| FIF | 2 | 4,84 | 58,00 | 59,25 | 65,75 | 66,00 |
| Banda II | 3 | 3,75 | 76,00 | 77,25 | 83,75 | 84,00 |
| FIF | 4 | 3,41 | 84,00 | 85,25 | 91,75 | 92,00 |
| | 5 | 3,13 | 92,00 | 93,25 | 99,75 | 100,00 |
| Banda III | 6 | 1,684 | 174,00 | 175,25 | 181,75 | 182,00 |
| FIF | 7 | 1,611 | 182,00 | 183,25 | 189,75 | 190,00 |
| | 8 | 1,545 | 190,00 | 191,25 | 197,75 | 198,00 |
| | 9 | 1,485 | 198,00 | 199,25 | 205,75 | 206,00 |
| | 10 | 1,428 | 206,00 | 207,25 | 213,75 | 214,00 |
| | 11 | 1,375 | 214,00 | 215,25 | 221,75 | 222,00 |
| | 12 | 1,326 | 222,00 | 223,25 | 229,75 | 230,00 |
| | 21 | 0,633 | 470,00 | 471,25 | 477,75 | 478,00 |
| | 22 | 0,623 | 478,00 | 479,25 | 485,75 | 486,00 |
| | 23 | 0,613 | 486,00 | 487,25 | 493,75 | 494,00 |
| | 24 | 0,602 | 494,00 | 495,25 | 501,75 | 502,00 |
| | 25 | 0,593 | 502,00 | 503,25 | 509,75 | 510,00 |
| | 26 | 0,585 | 510,00 | 511,25 | 517,75 | 518,00 |
| | 27 | 0,575 | 518,00 | 519,25 | 525,75 | 526,00 |
| | 28 | 0,567 | 526,00 | 527,25 | 533,75 | 534,00 |
| Banda IV | 29 | 0,558 | 534,00 | 535,25 | 541,75 | 542,00 |
| UIF | 30 | 0,550 | 542,00 | 548,25 | 549,75 | 550,00 |
| | 31 | 0,542 | 560,00 | 551,25 | 557,75 | 558,00 |
| | 32 | 0,534 | 558,00 | 559,25 | 565,75 | 566,00 |
| | 33 | 0,527 | 566,00 | 567,25 | 573,75 | 574,00 |
| | 34 | 0,519 | 574,00 | 575,25 | 581,75 | 582,00 |
| | 35 | 0,513 | 582,00 | 583,25 | 589,75 | 590,00 |
| | 36 | 0,505 | 590,00 | 591,25 | 597,75 | 598,00 |
| | 37 | 0,498 | 598,00 | 599,25 | 605,75 | 606,00 |
| | 38 | 0,492 | 606,00 | 607,25 | 613,75 | 614,00 |
| | 39 | 0,485 | 614,00 | 615,25 | 621,75 | 622,00 |
| | 40 | 0,479 | 622,00 | 623,25 | 629,75 | 630,00 |
| | 41 | 0,474 | 630,00 | 631,25 | 637,75 | 638,00 |
| | 42 | 0,467 | 638,00 | 639,25 | 645,75 | 646,00 |
| Banda V | 43 | 0,461 | 646,00 | 647,25 | 653,75 | 654,00 |
| UIF | 44 | 0,456 | 654,00 | 655,25 | 661,75 | 662,00 |
| | 45 | 0,450 | 662,00 | 663,25 | 669,75 | 670,00 |
| | 46 | 0,445 | 670,00 | 671,25 | 677,75 | 678,00 |
| | 47 | 0,440 | 678,00 | 679,25 | 685,75 | 686,00 |
| | 48 | 0,435 | 686,00 | 687,25 | 693,75 | 694,00 |
| | 49 | 0,430 | 694,00 | 695,25 | 701,75 | 702,00 |
| | 50 | 0,425 | 702,00 | 703,25 | 708,75 | 709,00 |
| | 51 | 0,421 | 710,00 | 711,25 | 717,75 | 718,00 |
| | 52 | 0,415 | 718,00 | 719,25 | 725,75 | 726,00 |
| | 53 | 0,411 | 726,00 | 727,25 | 733,75 | 734,00 |
| | 54 | 0,407 | 734,00 | 735,25 | 741,75 | 742,00 |
| | 55 | 0,402 | 742,00 | 743,25 | 749,75 | 750,00 |
| | 56 | 0,398 | 750,00 | 751,25 | 757,75 | 758,00 |
| | 57 | 0,394 | 758,00 | 759,25 | 765,75 | 766,00 |
| | 58 | 0,390 | 766,00 | 767,25 | 773,75 | 774,00 |
| | 59 | 0,386 | 774,00 | 775,25 | 781,75 | 782,00 |
| | 60 | 0,381 | 782,00 | 783,25 | 789,75 | 790,00 |

și mixer se folosește tetroda MOS-FET cu canal N tip BF966, care are următoarele caracteristici de catalog:

$U_{DS}=20V(max)$, $I_D=30mA(max)$,
 $I_{G1}=I_{G2}=10mA(max)$.

Pentru $U_{DS}=15V$, $U_{G2S}=4V$:
 $S=15mA/V$, $C_{G1S}=2,2pF$.

La 200MHz se obține $G_p=25dB$ și $NF=1,5dB$.

Schema de principiu este prezentată în figura 2. Oscilatorul este de tip Colpitts, acordat cu diode varicap BB139. Pentru calcul trebuie ținut cont că:

$$\frac{(C_1 + C_{G1S})C_2}{C_1 + C_{G1S} + C_2} = 6,8 pF$$

Alegând $C_1=10pF$, rezultă $C_2=15pF$.

Inductanțele L_k se calculează la frecvența minimă din gamă. Au rezultat valorile din tabelul 3. Se utilizează pentru construcția lor sârmă de CuEm0,5.

$$L_k = 1/\omega_{km}^2 (C_M + C_p)$$

Oscilatorul local al convertorului de frecvență și mixerul s-au realizat cu tranzistorul tetrodă MOS-FET BF966.

Oscilatorul este un Colpitts acordabil cu dioda varicap BB139 și prevăzut cu patru bobine comutabile, câte una pentru un grup de canale S. Semnalul TV primit prin cablu se aplică pe grila 2 (G2) a tetrodei. În circuitul de drenă (D) s-a prevăzut un filtru cu două circuite cuplate inductiv pe frecvența centrală a canalului 1 OIRT, așa cum s-a arătat.

În figura 3 se arată modul de realizare practică a filtrului. Cablajul oscilatorului și modul de echipare sunt prezentate în figura 4. Caseta în care se va introduce convertorul poate arăta ca în figura 5 (a-față, b-spate). Se observă scala gradată cu ac indicator și comutatoarele de subgame (cu translație). Cititorii pot opta, în funcție de experiența lor, pentru oricare altă soluție constructivă.

Tabelul 2

| Canal | f_{min} [MHz] | f_{max} [MHz] |
|-------|-----------------|-----------------|
| S1 | 105,25 | 110,75 |
| S2 | 112,25 | 117,75 |
| S3 | 119,25 | 124,75 |
| S4 | 126,25 | 131,75 |
| S5 | 133,25 | 138,75 |
| S6 | 140,25 | 145,75 |
| S7 | 147,25 | 152,75 |
| S8 | 154,25 | 159,75 |
| S9 | 161,25 | 166,75 |
| S10 | 168,25 | 173,75 |
| S11 | 231,25 | 236,75 |
| S12 | 238,25 | 243,75 |
| S13 | 245,25 | 250,75 |
| S14 | 252,25 | 257,75 |
| S15 | 259,25 | 264,75 |
| S16 | 266,25 | 271,75 |
| S17 | 273,25 | 278,75 |
| S18 | 280,25 | 285,75 |
| S19 | 287,25 | 292,75 |
| S20 | 294,25 | 299,75 |

Tabelul 3

| Nr. | f_{km} [MHz] | L_k [nH] | ϕ_{min} [mm] | n | l [mm] |
|-----|----------------|------------|-------------------|----|--------|
| 1 | 52 | 285,7 | 6,3 | 9 | 9,5 |
| 2 | 83,2 | 117,7 | 3 | 11 | 11,5 |
| 3 | 133,12 | 43,67 | 3 | 5 | 6 |
| 4 | 212,99 | 17 | 3 | 3 | 4 |

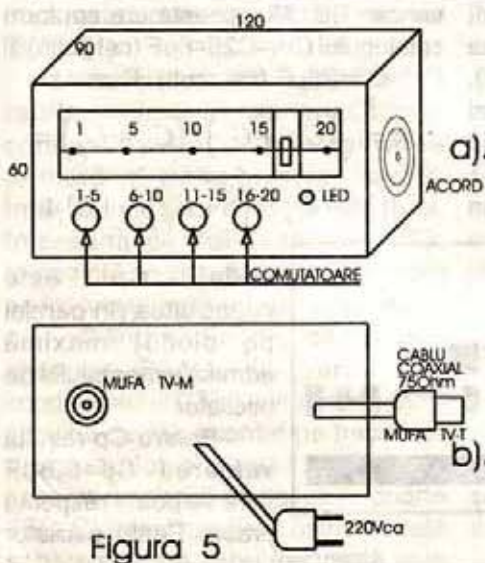


Figura 5

SURSĂ DE TENSIUNE REGLABILĂ 0÷25V/3A

Cristian V. Șerdean



Schema propusă reprezintă un stabilizator liniar cu reacție realizat cu amplificatoare operaționale. În această aplicație s-a folosit principiul ilustrat în figura 1a. Această schemă are avantajul că tensiunea de ieșire poate fi reglată atât sub valoarea tensiunii de referință, cât și peste aceasta. Prin alegerea adecvată a rezistoarelor R3

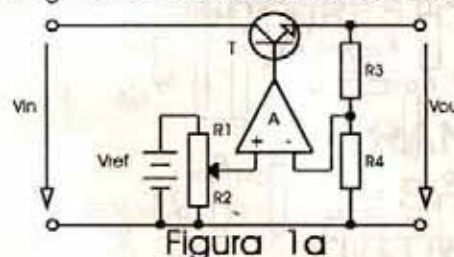


Figura 1a

și R4 se poate asigura o anumită amplificare a tensiunii de referință reglabile. În schema de față amplificarea în curent continuu a schemei este de 3,2 (amplificare în tensiune).

Blocul referinței de tensiune, realizat cu AO2, asigură tensiunea de referință de 7,82V necesară funcționării stabilizatorului. Acesta este de fapt un stabilizator de curent mic, care folosește pe post de element stabilizator nu o diodă Zener, ci un LED polarizat direct. Se cunoaște că LED-ul are proprietăți de stabilizare mai bune decât diodele stabilizatoare. Tensiunea necesară Vref se obține alegând adecvat rezistoarele R13 și R14. Din rezistorul R15 se reglează Vref la valoarea necesară (7,82V). P2 asigură reglajul brut al tensiunii de ieșire (0÷25V), iar P3 asigură reglajul fin al acesteia.

Stabilizatorul propriu-zis cu reacție, realizat cu AO1, menține constantă tensiunea reglată la ieșire, datorită existenței reacției negative. Pentru asigurarea capabilității de curent necesare la ieșirea stabilizatorului (3A) se folosesc T3, T4

asigură limitarea curentului debitat de AO1 pe timpul acționării protecției. R12 asigură egalizarea impedanțelor la cele două intrări ale AO.

Blocul protecției electronice este realizat cu AO3, T2 și elementele aferente. Acest bloc asigură protecția stabilizatorului electronic la suprasarcină și scurtcircuit la ieșire; dacă curentul maxim admis al stabilizatorului, reglat din P1 (maxim 3A) este depășit, protecția intră imediat în funcțiune, nepermițând astfel depășirea curentului maxim prestabilit. Dacă se dorește posibilitatea reglării unui curent maxim mai mic de 3A, rezistorul R3 va trebui majorat (0,33Ω sau 0,68Ω), acest fapt permițând reglarea și a unor curenți maximi mai mici: de 2A, respectiv 1A.

După cum se observă din analiza schemei, această protecție este de tip "cu întoarcerea caracteristicii în zero" (figura 3), cu

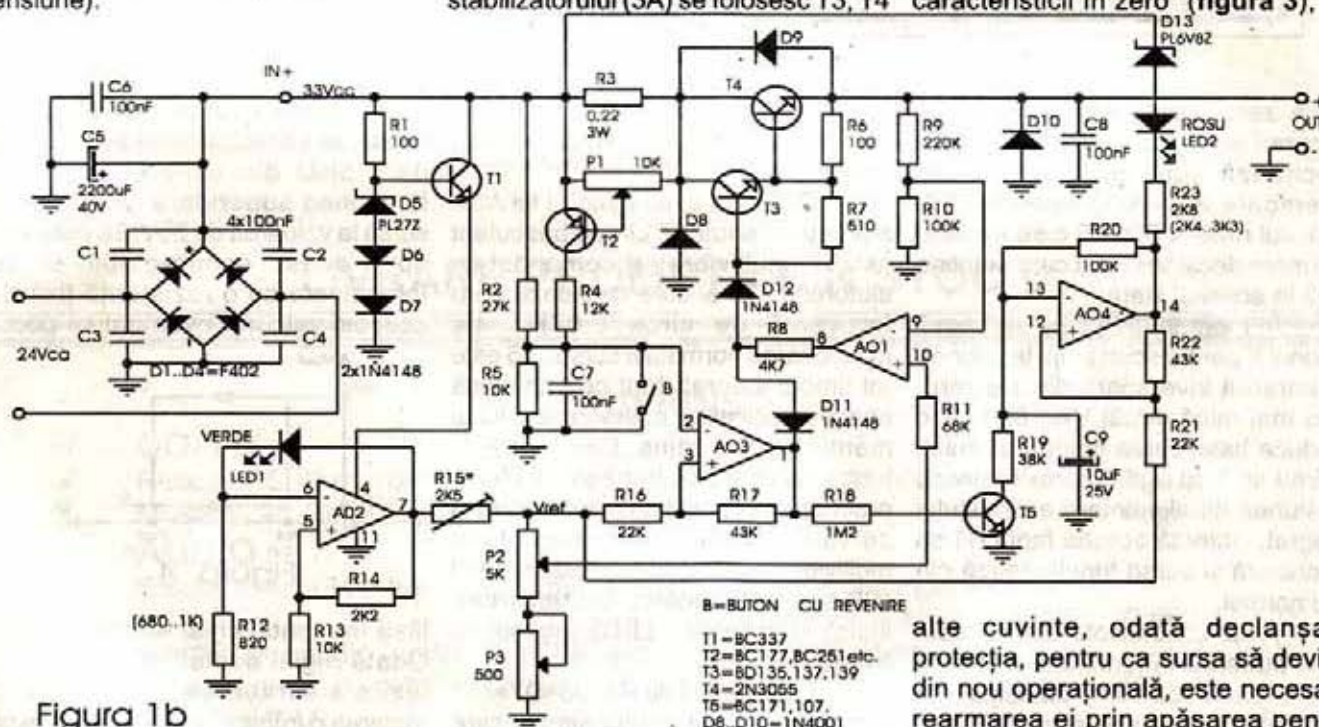


Figura 1b

Tensiunea de ieșire are expresia:

$$V_{out} = V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

Funcționare

Analizând schema electrică din figura 1b se observă că putem identifica patru blocuri funcționale, grupate fiecare în jurul unui amplificator operațional. Aceste blocuri funcționale sunt:

legate în configurație Darlington. Diodele D8, D9, D10 au rol de protecție a stabilizatorului la deconectarea unor sarcini inductive sau în timpul proceselor tranzitorii de la pornirea și oprirea sursei. Condensatoarele C6, C8 au rol de filtrare a perturbațiilor de frecvență mai înaltă. C6 neutralizează efectul inductiv al lui C5, care, fiind un condensator electrolitic de valoare mare, este realizat prin "bobinare". R8

alte cuvinte, odată declanșată protecția, pentru ca sursa să devină din nou operațională, este necesară rearmarea ei prin apăsarea pentru scurt timp a butonului B. Acest tip de protecție este cea mai sigură și mai avantajoasă, nesolicitând tranzistorul T4 la apariția regimului de suprasarcină sau în cazul scurtcircuitelor, deoarece curentul prin el în această situație este zero, T4 fiind blocat.

Circuitul realizat cu AO3 și componentele aferente constituie un comparator cu histerezis. Caracteristica sa este dată în figura 4.

B= BUTON CU REVENIRE
T1=BC337
T2=BC177,BC261 etc.
T3=8D135,137,139
T4=2N3055
T5=BC171,107
D8..D10=1N4001

La depășirea curentului prestabilit, T2 intră în saturație, asigurând la intrarea inversoare a lui AO3 un potențial mai mare decât V_{PH} , care duce la bascularea comparatorului, ieșirea sa căpătând aproximativ potențialul masei.

Datorită acestui fapt, prin intrarea în conducție a diodei D11, tensiunea de comandă a tranzistoarelor regulatorului serie scade

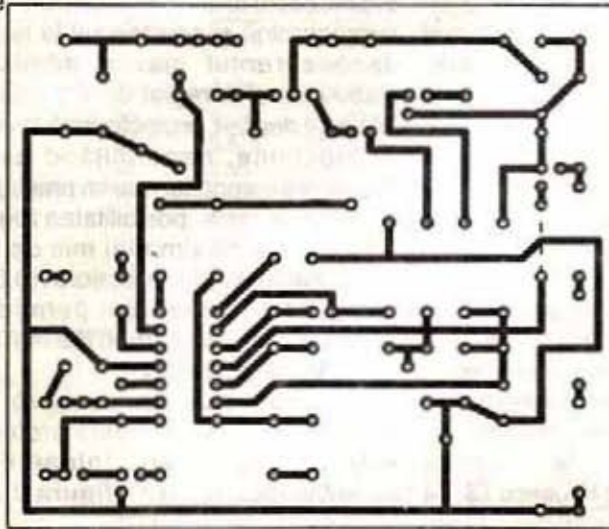
comportă inițial ca un scurtcircuit). Cel de-al patrulea bloc funcțional este **indicatorul regimului de avarie**. Deoarece mai era disponibil un AO din cele patru care formează capsula $\beta M324$ și pentru a face cât mai vizibilă apariția unei anomalii a montajului alimentat, care duce la creșterea curentului absorbit de la sursă peste valoarea prestabilită, s-a optat pentru indicarea intrării în

poată asigura un curent de 3A, dacă se dispune de aceasta (3PM1).

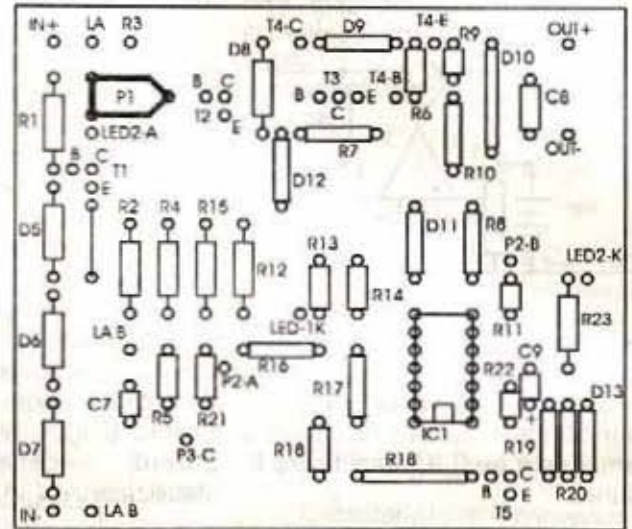
Condensatoarele C1+C4 filtrează eventualele impulsuri parazite provenite dinspre rețea.

Realizare practică și reglare

Cablajul imprimat este realizat pe o singură față și este prezentat în figura 2a. În figura 2b se observă dispunerea componentelor pe placă. Pentru reglajul sursei, în locul



a.



b.

Figura 2

către zero, fapt care conduce la blocarea acestora. Cu toate că T2 se blochează, tensiunea la intrarea inversoare a lui AO3 este dată de divizorul rezistiv R2, R5 care rămâne mai mare decât V_{PL} , fapt care menține AO3 în aceeași stare.

În momentul în care se apasă butonul B pentru scurt timp, tensiunea pe intrarea inversoare devine zero, deci mai mică decât V_{PL} , fapt care produce bascularea comparatorului, ieșirea sa fiind egală aproximativ cu tensiunea de alimentare a circuitului integrat. Datorită acestui fapt D11 se blochează și sursa funcționează din nou normal.

Rolul condensatorului C7 este ca la punerea în funcțiune a sursei, pentru foarte scurt timp să asigure la intrarea inversoare a lui AO3 un potențial mai mic decât V_{PL} , astfel încât protecția să fie sigur neactivată. (La punerea sub tensiune, C7 se

funcționează a protecției cu un LED care să se aprindă și să se stingă intermitent.

Ca urmare, cu ajutorul lui AO4 s-a implementat un circuit basculant astabil (multivibrator) comandat cu ajutorul lui T5 și care oscilează pe o frecvență de circa 0,67Hz. La funcționarea normală a sursei, T5 este tot timpul saturat, fapt ce împiedică apariția oscilațiilor multivibratorului și menține LED2 stins. Când intră în funcțiune protecția, tranzistorul T5 are practic baza conectată la masă și deci se va bloca, acest fapt permițând multivibratorului să funcționeze normal (C9 se poate încărca și descărca), indicând astfel prin LED2 regimul de avarie.

Componentele R1, D5+D7 și T1 formează un stabilizator simplu care alimentează circuitul integrat cu o tensiune mai redusă ca cea de intrare, știindu-se faptul că tensiunea maximă de alimentare a lui $\beta M324$ este de 32V.

O variantă de realizare a redresorului este prezentată în figura 1b și folosește o punte realizată cu diode de tipul F402, F802, F112 etc. O altă variantă o reprezintă folosirea a două punți redresoare 1PM1, în paralel. Bineînțeles, se poate utiliza și o singură punte redresoare care să

rezistenței fixe R15 prevăzută pe cablaj, se conectează un semireglabil de 2,5K Ω din care se va regla tensiunea superioară furnizată de sursă la valoarea de 25V. Se măsoară apoi acest semireglabil și se înlocuiește cu o rezistență fixă de aceeași valoare, eventual se poate

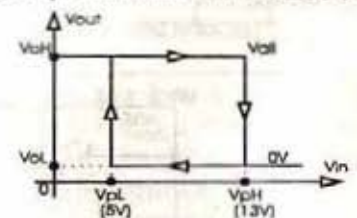


Figura 4

lăsa în montaj chiar semireglabilul. Odată reglat domeniul tensiunii de ieșire a sursei, se poate trece la reglarea curentului maxim de ieșire cu ajutorul semireglabilului P1.

Acest lucru se poate face conectând o rezistență de sarcină cunoscută, care solicită curentul maxim la ieșirea sursei, pentru o anumită tensiune de ieșire, și reglând P1 astfel încât protecția să fie declanșată. Mai simplu, curentul maxim la ieșirea stabilizatorului poate fi reglat cu un ampermetru și o rezistență de sarcină variabilă, care să solicite sursei curentul maxim.

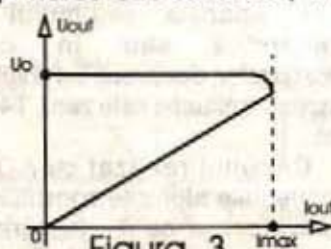


Figura 3



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

DISTRIBUITOR
TRANSFORMATOARE LINII HR
ȘI TELECOMENZI TIP HQ.
DISTRIBUITOR 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 !

CUPRINS:

- | | | |
|---|--|---------|
| CQ-YO | | |
| • Receptor SSB cu conversie directă - ing. Dinu Costin Zamfirescu | | Pag. 1 |
| • Modernizări - ing Claudiu Iatan | | Pag. 4 |
| AUDIO | | |
| • Efecte sonore în tehnica analogică și digitală (II).- Aurelian Lăzăroiu și ing. Cătălin Lăzăroiu | | Pag. 5 |
| • Amplificator audio (56W) de înaltă performanță - ing.Șerban Naicu | | Pag. 7 |
| • Egalizor grafic cu control digital - ing.Oprea Adrian | | Pag. 8 |
| VIDEO-T.V. | | |
| • Depanarea televizoarelor în culori (VII) - ing. Șerban Naicu și ing. Horia Radu Ciobănescu | | Pag. 14 |
| • Schema electronică a receptorului T.V. în culori de tip Royal(Recor) - partea a-IV-a | | Pag. 19 |
| LABORATOR | | |
| • Utilizarea radioreceptorului pentru radiotranslație prin cablu - ing. Ștefan Ianciu | | Pag.20 |
| • Down convertor OIRT-S pentru recepția televiziunii prin cablu - dr. ing. Andrei Ciontu | | Pag.21 |
| ELECTROALIMENTARE | | |
| • Sursă de tensiune reglabilă 0-25V/3A - Cristian V. Șerdean | | Pag.23 |

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Filtru pentru recepția emisiunilor telegrafice
- De la QRP la QRO
- Convertor de tensiune pentru tub fluorescent
- Voltmetru digital
- Regulator de tensiune cu tiristori
- Convertor DC-DC
- Sistemul de radionavigație prin satelit GPS

CONSTRUCȚIA NUMĂRULUI 9: Amplificator audio-ultraliniar de 100W

3900 lei

ISSN 1223-7000

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