

# Tehniuum

nr.8/96

Revistă lunară pentru electroniști

## Din sumar:

- Amplificatoare HI-FI de 40W
- Oscilatoare cu cuarț
- Indicator de polaritate
- Sursă în comutație cu LH 1605
- C.I. pentru controlul volumului și al tonalității





## Doar electronică digitală?

Avântul deosebit din ultimul deceniu al electronicii digitale, față de electronica analogică, i-a făcut pe mulți "profeți" să anunțe "decesul" acesteia din urmă.

Veche de aproape un secol, electronica analogică a debutat cu prima componentă activă (tubul electronic), a cunoscut un avânt deosebit în anii '50 odată cu apariția tranzistorului și a atins apogeul în anii '60 (apariția circuitelor integrate) și '70 (integrarea pe scară largă)

Apariția microprocesoarelor pare să înlăne definitiv balanța în favoarea electronicii digitale. Dar, să nu ne grăbim!

Extraordinara "explozie" a domeniului IT (tehnologia informației) nu poate fi negată. Dar, electronica liniară (analogică) rămâne totuși de cea mai strictă actualitate, iar specialiștii în acest domeniu extrem de apreciați pe plan mondial.

Este deci cel puțin o denaturare, credința, poate sinceră a unora, că doar digitalul ... Iar ca un corolar, revistele de electronică analogică ar fi desuete. Nimic mai neadevărat! Decât să jelim soarta revistelor române de electronică analogică, să privim către țările puternic industrializate, care continuă să editeze foarte multe reviste în acest domeniu (destinate inclusiv constructorilor amatori și hobby-știlor!).

Să nu ne grăbim, deci, să "împușcăm caii" doar pentru că "au apărut tractoarele".

Cei familiarizați cu aparițiile editoriale din țările vest europene știu, de exemplu, că în domeniul audiofrecvenței din 10 cărți apărute 9 tratează amplificatoarele audio cu ... tuburi. Și ele, vă asigur, nu se adresează deloc nostalgicilor, ci actualilor constructori de aparatură electronică și care apreciază "dulceata" sunetului amplificatoarelor cu tuburi față de cele cu semiconductoare.

Deci, încă putem spune că electronică nu înseamnă numai **megabytes** și se mai poate face și cu **letconul** și **osciloscopul**, nu numai cu **tastatura** calculatorului și **mouse-ul**. Calculatorul personal rămâne doar **un instrument**. Ce-i drept unul extrem de performant, iar programele dedicate electroniștilor (Spice, Orcad etc) doar **un mijloc** la îndemâna electroniștilor, în vederea ușurării muncii lor. PC-ul a pătruns și va pătrunde tot mai adânc în practica electroniștilor. Dar el nu-l va înlocui niciodată pe cercetătorul din fața monitorului său, pentru că doar acesta **poate crea**

Nu vrem să ne transformăm în "avocați" ai electronicii analogice, negând extraordinarul progres adus electronicii prin prelucrarea digitală a semnalelor. Credem doar că cele două mari familii ale electronicii vor continua să coexiste, iar publicațiile de electronică analogică nu numai că nu vor intra într-un con de umbră ci, dimpotrivă, rolul lor va sponi. De aceea semnalăm cu plăcere titlurile revistelor care au reușit să supraviețuiască sau sunt doar la început: Radio-Român, Radiocomunicații și Radioamatorism, Tehnică AV-TV & Automatizări (Târgu-Mureș) și Depanatorul-Service (Alba Iulia). Tuturor le mulțumim că există și le dorim mult succes!

Redactor șef

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

**Abonamentele** la revista TEHNIUM se pot face la oficiile poștale pentru numărul 5050 din Catalogul publicațiilor

**Periodicitate** : apariție lunară.

**Preț abonament** : 2200 lei/număr de revistă.

Materialele în vederea publicării se trimit recomandat pe adresa : București, OP 42, CP 88. Articolele nepublicate nu se restituie.



## SIMULATOR PENTRU FRECVENȚE JOASE

ing. Aurelian Mateescu



Este general acceptat că domeniul frecvențelor audio percepute de o ureche umană sănătoasă este cuprins în intervalul 20-20.000 Hz. Se cunoaște că majoritatea oamenilor nu au o percepție liniară a acestui domeniu, urechea umană având o percepție mai bună a frecvențelor din spectrul mediu decât a celor plasate la capătul domeniului sonor. Frecvențe foarte joase, sub 20 Hz, sunt percepute mai degrabă fizic decât acustic, iar influența lor îndelungată asupra omului nu este dintre cele mai favorabile.

Pentru reproducerea unor efecte speciale, cinematografele, sălile de teatru și spectacole au fost dotate cu sisteme acustice SURROUND SOUND, cu difuzoare pentru frecvențe foarte joase (SUBWOOFER) care permit extinderea

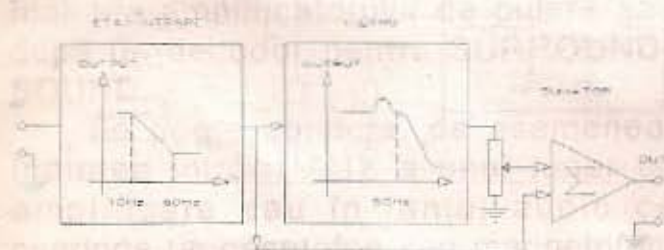


Figura 1

frecvenței de răspuns ca și redarea corectă a exploziilor, galopul cailor, tunete etc.

Sunetul produs de jetul evacuat de un avion cu reacție se aude dar se și simte, atunci când se utilizează un sistem stereo de amplificare a frecvențelor joase. Pare ciudat să se utilizeze un sistem stereofonic pentru reproducerea frecvențelor joase, dar o verificare rapidă efectuată cu un osciloscop cu dublu spot și un filtru activ dublu de 50 Hz va convinge pe oricine că cele două canale au puține lucruri în comun la reproducerea acestor efecte speciale. Cele două canale sunt similare numai la reproducerea muzicii, ceea ce justifică utilizarea unui singur subwoofer la

instalațiile stereofonice pentru audiții muzicale.

O problemă este ridicată de tipul filtrului utilizat pentru comanda subwooferului. Majoritatea filtrelor produc un defazaj substanțial în preajma frecvenței de tăiere, defazaj pe care difuzoarele îl traduc printr-o atenuare marcată în preajma acestor frecvențe (50 la 100 Hz) ceea ce se traduce printr-o redare lipsită de frecvențe joase. Sistemele subwoofer monoaurale dotate cu filtru și amplificator propriu sunt prohibitive ca preț. Soluția cea mai "ieftină" pentru a vă satisface plăcerea de a urmări efectele speciale ale unui film înregistrat pe casetă vă este oferită în cele ce urmează. Soluția constă în amplificarea controlată a frecvențelor joase care excită difuzoarele sistemului stereo de care dispuneți. O incintă acustică dotată cu un woofer de 250-300 mm se limitează în bandă în zona 20-50 Hz, ceea ce nu înseamnă că nu poate radia în acest domeniu. Important este să-i oferim șansa de a "munci din greu" în acest domeniu de frecvențe. Simulatorul propus asigură o amplificare selectivă a domeniului frecvențelor joase, cu mult peste ceea ce poate oferi LOUDNESS și controlul de ton la frecvențe joase luate împreună.

**Descriere**

Schema bloc a dispozitivului (figura 1) cuprinde un singur canal. Primul etaj este un amplificator buffer care asigură un câștig până la 60 Hz, pentru a compensa faptul că majoritatea wooferelor nu pot reda eficient acest domeniu.

Urmează un filtru activ care taie frecvențele peste 50 Hz. Semnalul de la



ieșirea filtrului este însumat cu cel de la intrare într-un etaj sumator și distribuit mufelor de ieșire.

Schema electrică (figura 2) cuprinde două canale identice. Etajul de intrare are câștig unitar în preajma frecvenței de 60 Hz. Filtrul activ trece-jos construit cu următoarele două AO lasă să treacă frecvențele joase până la 50 Hz. Ultimul AO de pe canal este etajul sumator. Comutatorul S2 asigură trei trepte de amplificare a frecvențelor joase (figura 3).

### Construcție

Construcția dispozitivului implică respectarea unor considerente pentru ca rezultatul muncii să poată fi utilizat și să

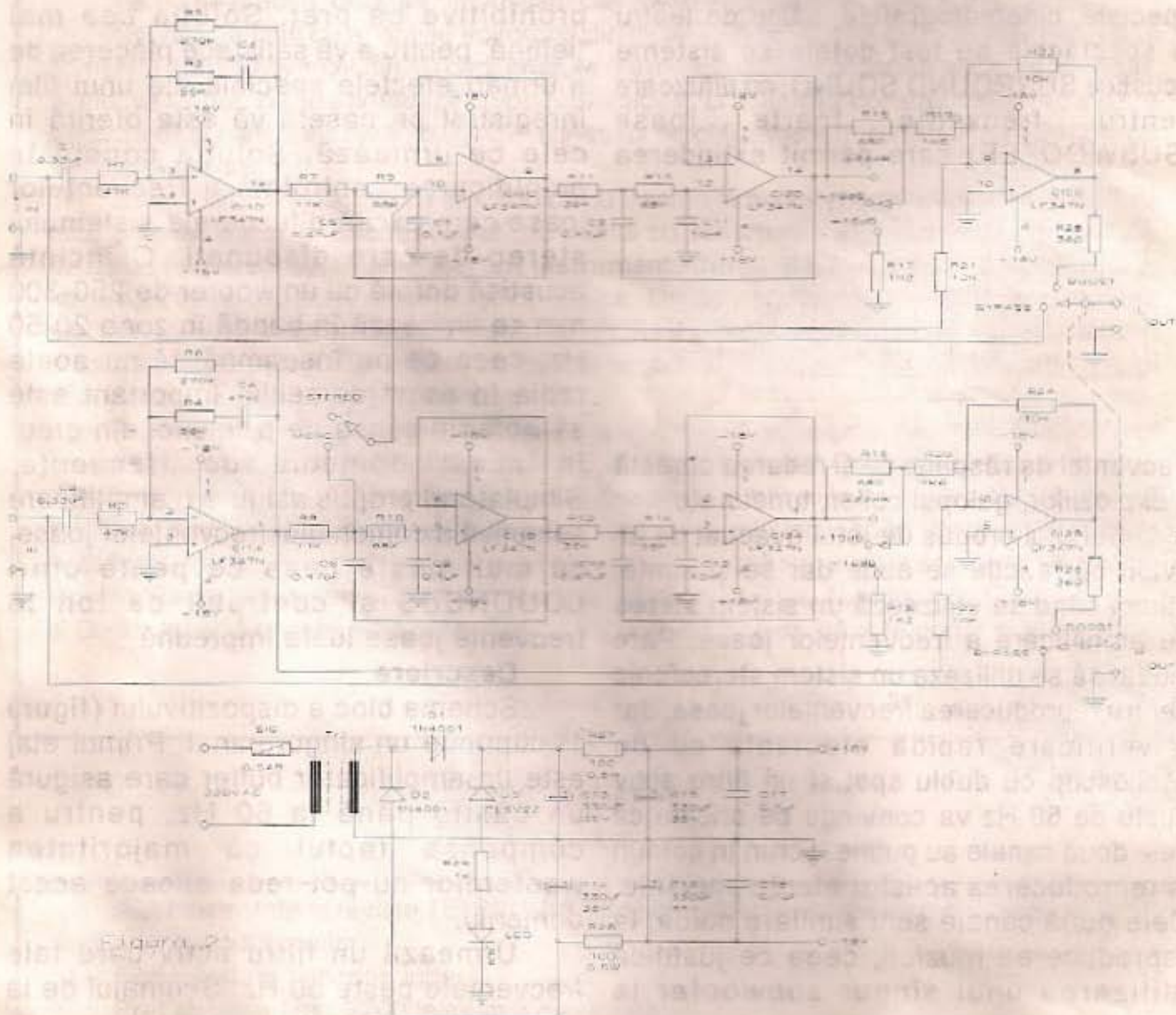
corespundă standardelor de calitate a audiției:

- executarea cablajului pe circuit imprimat conform desenului (figurile 4a și 4b);

- utilizarea de componente de foarte bună calitate: rezistențe cu peliculă metalică, condensatoare electrolitice cu tantal solid în partea de semnal, condensatoare fixe cu polistiren etc. Se vor utiliza componente cu toleranțe de maxim 5%;

- dispozitivul se va încasa într-o carcasă de metal, preferabil din tablă de oțel cu grosimea de 0,5 mm.

În cazul în care nu se dispune de AO cuadruplu se poate modifica placa de





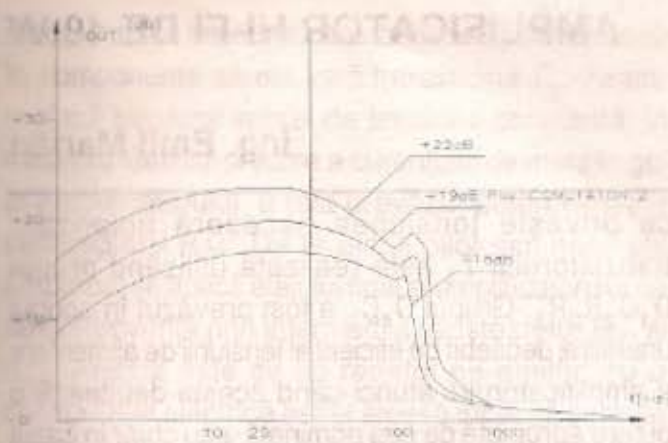


Figura 3

cablaj imprimat pentru funcționarea cu alte tipuri de AO cu JFET-uri la intrări: B081, LF346 etc.

Transformatorul TR1 trebuie să furnizeze în secundar o tensiune de 12-13 V c.a. la un curent de max 300 mA.

Pentru comutatorul S2 se va prefera un comutator "make before break".

**Utilizare**

Dispozitivul se poate conecta înaintea amplificatorului de putere sau după un decodor pentru SURROUND-SOUND.

Se poate conecta, de asemenea, înaintea intrării AUX a unui tuner cu amplificare sau în lanțul audio ce cuprinde un casetofon sau magnetofon. În cazul în care se dispune de un videorecorder de calitate, cu posibilități de redare stereo a sunetului, se va introduce simulatorul între videorecorder și amplificatorul de sunet.

Se va putea observa că unele filme au pe pista audio lucruri pe care nici nu le bănuim. Cu timpul se vor putea determina și studiourile de filmare care folosesc aceste efecte.

**Atenție !** Deoarece amplificarea frecvențelor joase poate depăși factorul 10, la ieșirea simulatorului se obțin tensiuni care depășesc 10 VRMS, tensiuni care amplificate puternic pot conduce la distrugerea difuzoarelor pentru reproducerea frecvențelor joase (woofer).

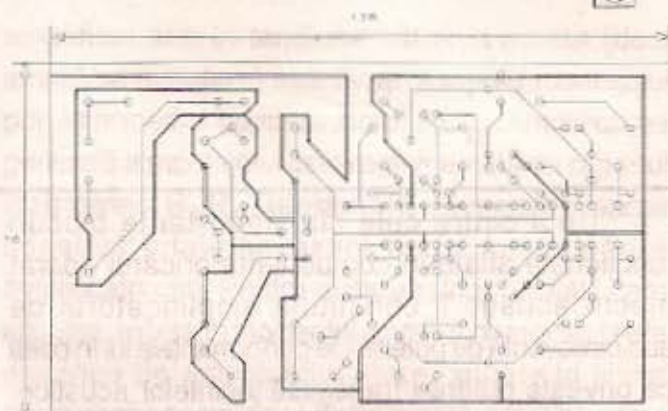
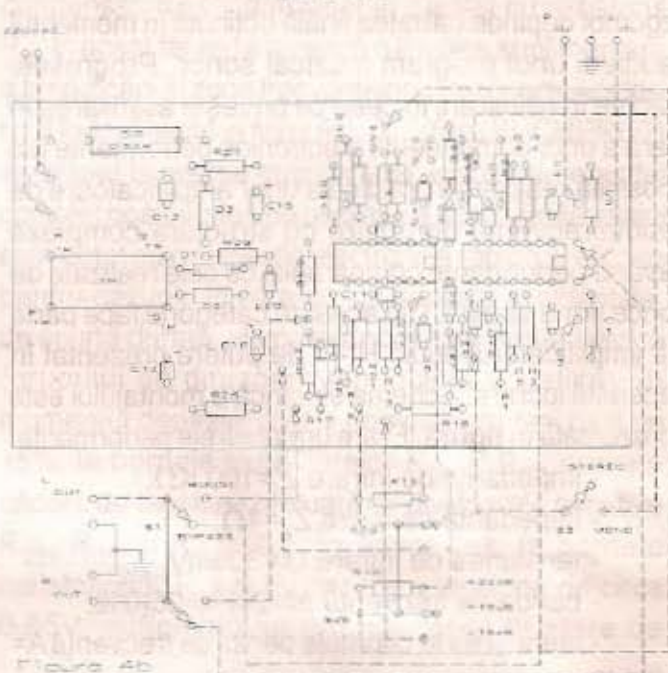


Figura 4a



Pentru a se evita un astfel de fapt nedorit vă sfătuim :

- să utilizați simulatorul numai când dispuneți de un amplificator puternic și de incinte cu putere nominală mare (preferabil peste 60-80 W) și woofere cu diametrul de peste 250 mm.;
- amplificatorul trebuie să fie capabil să reproducă, fără limitare, frecvențe audio de valoare foarte scăzută;
- întotdeauna măriți cu precauție volumul amplificatorului. Reduceți volumul atunci când auziți distorsiuni. Totdeauna poziționați S2 pe poziția de câștig minim (16 dB).

Comutatoare:

- S1 = comutator funcționare simulator;
- S2 = comutator nivel amplificare;
- S3 = comutator mono/stereo.





## AMPLIFICATOR HI-FI DE 40 W

ing. Emil Marian

Unul dintre cele mai importante blocuri funcționale aflate în componența oricărui aparat electroacustic îl constituie amplificatorul de audiofrecvență de putere. De performanțele lui în ceea ce privește puterea transmisă incintelor acustice, banda de frecvență de lucru și raportul semnal-zgomot depinde calitatea finală obținută în momentul audierii unui program muzical sonor. Progresele făcute în ultimii ani în ceea ce privește asimilarea în țară a unor componente electronice performante fac posibilă realizarea practică a unor amplificatoare de audiofrecvență de putere cu structura complexă având performanțe comparabile cu cele realizate de orice firmă străină. Din această categorie face parte și amplificatorul audio HI-FI de putere prezentat în această lucrare. Schema electrică a montajului este prezentată în **figură**. El are următoarele performanțe:

- impedanța de intrare  $Z_i = 100 \text{ K}\Omega$ ;
- impedanța de ieșire  $Z_e = 4 \Omega$ ;
- tensiunea de intrare  $U_i = 300 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ ;
- banda de frecvență  $\Delta f = 20 \text{ Hz} - 25 \text{ KHz}$ ;
- atenuarea la capetele benzii de frecvență  $A = -0,5 \text{ dB}$ ;
- raportul semnal zgomot  $S/N \geq 75 \text{ dB}$ ;
- puterea nominală sinusoidală  $P = 40 \text{ W}$ ;
- puterea muzicală  $P_M = 100 \text{ W}$ ;
- tensiunea de alimentare  $U_A = 50 \text{ V}$ ;
- distorsiuni armonice totale  $\text{THD} \leq 0,1\%$  ( $f = 1 \text{ KHz}$ );
- distorsiuni de intermodulație  $\text{TID} \leq 0,04\%$ .

Semnalul audio de intrare se aplică etajului de intrare care conține tranzistorul  $T_1$ . Se observă la intrarea montajului grupul  $R_1 C_3$  care constituie un filtru gama trece-jos. Acest tip de filtru a fost prevăzut la intrarea montajului în scopul eliminării inițiale a unor componente de frecvență ultrasonoră care ar putea apărea în mod accidental în spectrul de frecvență propriu semnalului de intrare. În acest fel se elimină din start o funcționare necorespunzătoare a amplificatorului, îmbunătățindu-se inițial coeficienții  $\text{THD}$  și  $\text{TID}$ . Alimentarea etajului de intrare în ceea

ce privește tensiunea necesară polarizării tranzistorului  $T_1$  este realizată utilizând grupul  $D_1 C_2 R_2 R_3$ . Grupul  $D_1 C_2$  a fost prevăzut în scopul unui filtraj deosebit de eficient al tensiunii de alimentare a amplificatorului atunci când acesta debitează o putere apropiată de cea nominală, sau chiar în cazul unor depășiri de scurtă durată ale acesteia, tensiunea la bornele rezistenței semireglabile  $R_2$  menținându-se practic constantă. În acest fel s-a evitat cuplajul prin sursă al amplificatorului, realizându-se o stabilitate deosebită în funcționare a tranzistorului  $T_1$ . Rezistența semireglabilă  $R_2$  a fost prevăzută în scopul efectuării reglajului de tip punct median al tensiunii din etajul final al amplificatorului. Etajul de intrare este prevăzut și cu o buclă de reacție negativă totală, realizată de rezistorul  $R_{28}$  intercalat în circuitul de polarizare, în scopul măririi stabilității în funcționare a acestuia. Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul util amplificat se aplică galvanic în baza tranzistorului  $T_3$ . Acesta funcționează în cadrul montajului ca amplificator în blocul funcțional tip etaj pilot. El este prevăzut să lucreze cu amplificare foarte mare în scopul optimizării caracteristicilor de transfer finale ale amplificatorului, asigurând excursia maximă în tensiune a semnalului util amplificat. În scopul îmbunătățirii performanțelor etajului pilot, acesta a fost prevăzut cu o conexiune BOOTSTRAP realizată de grupul  $R_{10} C_9 R_{11}$ . În acest fel se îmbunătățește substanțial liniaritatea caracteristicii de transfer a etajului pilot. Pentru evitarea posibilității de apariție a unor oscilații nedorite, mai ales în cazul unor regimuri tranzitorii de funcționare, etajul pilot a fost prevăzut cu condensatoarele  $C_6, C_7$  și grupul  $C_8 R_9$ .

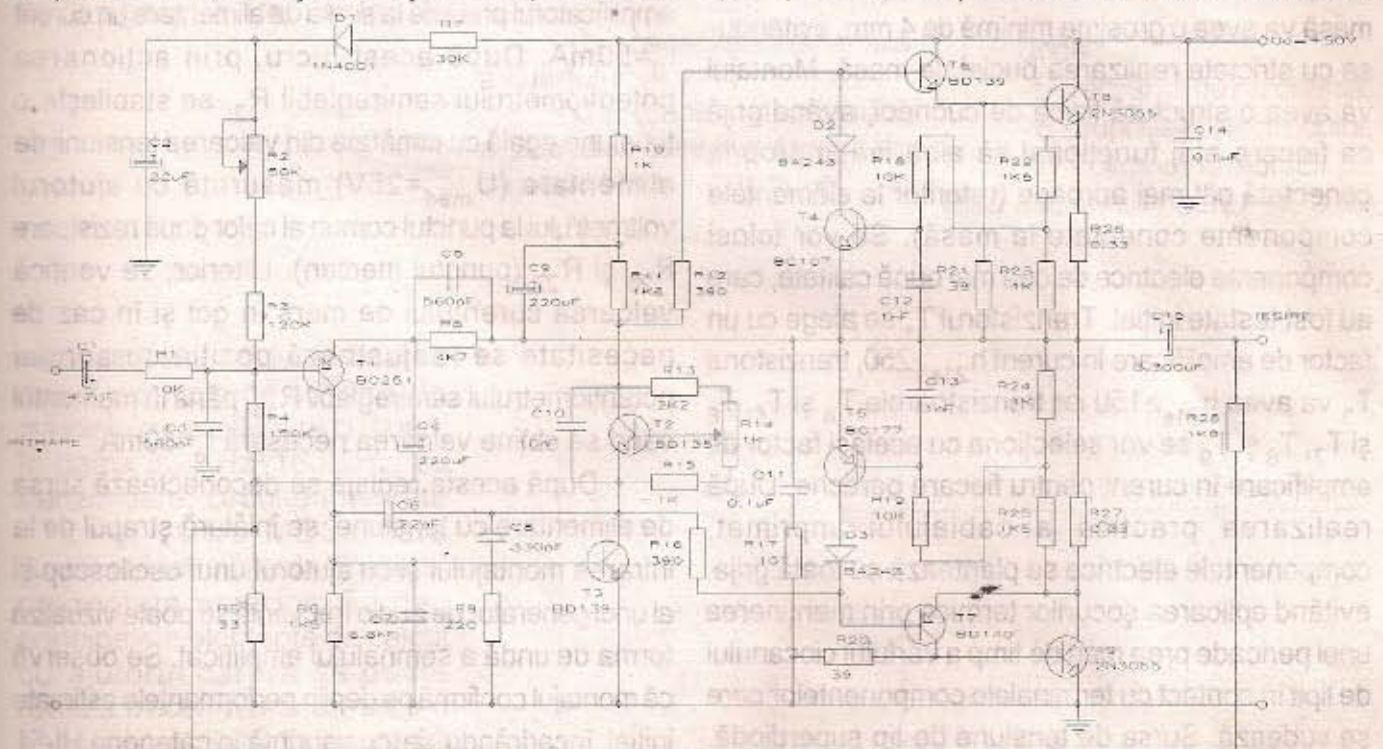
Condensatoarele  $C_6$  și  $C_7$  realizează o reacție negativă locală puternică în domeniul frecvențelor înalte care depășesc limita superioară a benzii de audiofrecvență. Grupul  $R_8 C_9$  reprezintă de asemenea un filtru trece-jos care limitează amplificarea semnalelor de frecvență ultrasonoră ce ar putea ajunge accidental în etajul pilot. Polarizarea etajului final al amplificatorului de audiofrecvență se realizează





de o sursă de tensiune constantă de tip superdiodă în componența căreia intră tranzistorul  $T_2$ . Pentru reglajul tensiunii sursei de tensiune constantă, în vederea stabilirii precise a curentului de mers în gol al amplificatorului, a fost prevăzut potențiometrul semireglabil  $R_{14}$ . De la etajul pilot semnalul util amplificat se aplică etajului final al amplificatorului de audiofrecvență prin intermediul rezistoarelor  $R_{12}$  și  $R_{16}$ . Acesta este de tip repetor pe emitor, cu o configurație electrică astfel aleasă încât să permită amplificarea în curent, practic în putere, a semnalului audio util. Etajul final conține tranzistoarele prefinale complementare  $T_6$  și  $T_7$  conectate galvanic cu tranzistoarele finale  $T_8$  și  $T_9$ . Se observă că semialternanța pozitivă a semnalului audio util este amplificată în putere de tranzistoarele  $T_6$  și  $T_8$  care formează un dublet de tip Darlington, iar semialternanța negativă de tranzistoarele  $T_7$  și  $T_9$  care formează un dublet de tip Super G. Rezistoarele  $R_{26}$  și  $R_{27}$  amplasate la ieșirea etajului final ( $R_{26}$  în emitorul tranzistorului  $T_8$  și  $R_{27}$  în colectorul tranzistorului  $T_9$ ) realizează o reacție negativă locală necesară unei bune funcționări a etajului final atât din punct de vedere al performanțelor electrice cât și al stabilității termice într-un domeniu larg de temperatură. De la ieșirea etajului final, semnalul

amplificat atât în tensiune cât și în curent (deci amplificat în putere) este livrat la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului  $C_{15}$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de raportul rezistoarelor  $R_8/R_5$ . Rezistorul  $R_8$  realizează o reacție negativă totală necesară bunei funcționări a amplificatorului. Pentru evitarea unor oscilații care ar putea apărea în momentul amplificării unor semnale electrice de amplitudine mare, situate la limita superioară a benzii de audiofrecvență, a fost prevăzut condensatorul  $C_5$  amplasat în paralel cu rezistorul  $R_8$ . În acest fel se realizează o limitare suplimentară a amplificării în zona frecvențelor ultrasonore. Același rol îl îndeplinește și filtrul  $R_{17}C_{11}$  (filtru BUCHEROT) amplasat la ieșirea etajului final, evitându-se astfel complet posibilitatea de oscilație a acestuia. Montajul este dotat cu o protecție electronică rapidă și eficientă pentru cazurile în care au loc depășiri accidentale, de scurtă durată, ale puterii nominale livrate sarcinii (grupului de difuzoare din incinta acustică). În momentul depășirii puterii nominale cu mai mult de 15%, la bornele rezistoarelor  $R_{26}$  și  $R_{27}$  apare o cădere de tensiune preluată de divizoarele rezistive  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  și  $R_{24}$ ,  $R_{25}$ . În acest caz, la bornele rezistoarelor  $R_{23}$  și  $R_{24}$  apare o tensiune de circa 0,65V, suficientă pentru aducerea în stare de



SCHEMA ELECTRICA A AMPLIFICATORULUI





conducție a tranzistoarelor  $T_4$  și  $T_5$ .

Imediat, curentul livrat de către etajul pilot etajului final, în bazele tranzistoarelor  $T_6$  și  $T_7$ , este limitat (derivat spre punctul median) blocându-se în acest fel conducția celor 2 dubleți  $T_6, T_8$  și  $T_7, T_9$  proprii etajului final. Acest lucru are ca efect micșorarea curentului (limitarea lui) livrat de tranzistoarele  $T_8$  și  $T_9$  sarcinii amplificatorului (grupului de difuzoare din incinta acustică). Grupurile  $R_{18}, C_{12}$  și  $R_{19}, C_{13}$  realizează o constantă de timp convenabilă, în așa fel ca semnalul audio amplificat să nu fie distorsionat chiar dacă apar depășiri de scurtă durată ale nivelului de intrare nominal. Diodele  $D_2$  și  $D_3$  au fost prevăzute în scopul evitării posibilității de apariție a unei tensiuni inverse la fiecare dintre bazele celor 2 dubleți complementari aflați în componența etajului final al amplificatorului.

### Realizare practică și reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo. La realizarea cablajului imprimat se vor lua toate măsurile de optimizare în vederea obținerii unui montaj calitativ, compatibil cu cerințele de funcționare în domeniul audiofrecvenței. Traseul de masă va avea o grosime minimă de 4 mm, evitându-se cu strictețe realizarea buclei de masă. Montajul va avea o structură fizică de cudripol, având grijă ca fiecare etaj funcțional să aibă masa proprie conectată cât mai aproape (referitor la elementele componente conectate la masă). Se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate, care au fost testate inițial. Tranzistorul  $T_1$  se alege cu un factor de amplificare în curent  $h_{21e} > 250$ , tranzistorul  $T_3$  va avea  $h_{21e} \geq 150$  iar tranzistoarele  $T_4$  și  $T_5$ ,  $T_6$  și  $T_7$ ,  $T_8$  și  $T_9$  se vor selecționa cu același factor de amplificare în curent pentru fiecare pereche. După realizarea practică a cablajului imprimat, componentele electrice se plantează cu toată grija, evitând aplicarea șocurilor termice prin menținerea unei perioade prea mari de timp a vârfului ciocanului de lipit în contact cu terminalele componentelor care se sudează. Sursa de tensiune de tip superdiodă, împreună cu componentele aferente ( $T_2$ ,  $C_{10}$ ,  $R_{13}$ ,

$R_{14}$ ,  $R_{15}$ ) se vor monta separat pe o plăcuță de cablaj imprimat. Tranzistorul  $T_2$  se amplasează pe același radiator cu cel al tranzistoarelor finale  $T_8$  și  $T_9$ . Radiatorul acestora se confecționează din tablă de aluminiu cu o suprafață suficient de mare pentru asigurarea răcirii necesare puterii maxime disipate ( $P_{dmax} = 18W$ ). În acest scop se poate folosi un profil de aluminiu cu mai multe lamele, amplasat fizic vertical, astfel încât ventilația radiatorului să fie optimă, pentru asigurarea răcirii necesare. În scopul izolării galvanice a tranzistoarelor finale  $T_8$ ,  $T_9$  și a tranzistorului  $T_2$  propriu sursei de tensiune constante se folosesc plăcuțe de mică de grosime 0,4mm. După realizarea montajului se verifică încă odată corectitudinea amplasamentului componentelor electrice și a legăturilor galvanice, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea montajului la parametrii estimați inițial. Se ștrapează intrarea montajului (se conectează la masă) și se alimentează montajul cu tensiunea de alimentare continuă  $U_A = 50V$ . Cele două reglaje principale constau în stabilirea tensiunii punctului median și stabilirea curentului de mers în gol ale amplificatorului. Curentul de mers în gol se stabilește prin acționarea potențiometrului semireglabil  $R_{14}$  până când amplificatorul preia de la sursa de alimentare un curent  $I_0 = 50mA$ . După acest lucru, prin acționarea potențiometrului semireglabil  $R_2$ , se stabilește o tensiune egală cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare ( $U_{med} = 25V$ ) măsurată cu ajutorul voltmetrului la punctul comun al celor două rezistoare  $R_{26}$  și  $R_{27}$  (punctul median). Ulterior, se verifică valoarea curentului de mers în gol și în caz de necesitate se reajustează poziția cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{14}$ , până în momentul când se obține valoarea necesară  $I_0 = 50mA$ .

După aceste reglaje se deconectează sursa de alimentare cu tensiune, se înlătură ștrapul de la intrarea montajului și cu ajutorul unui osciloscop și al unui generator de audio frecvență se poate vizualiza forma de undă a semnalului amplificat. Se observă că montajul confirmă pe deplin performanțele estimate inițial, încadrându-se cu ușurință în categoria HI-FI.





## OSCILATOARE CU CUARȚ

ing. Gheorghe Costea

Constructorii electroniști în general și radioamatorii în special au întâlnit în activitatea lor practică cristalele de cuarț

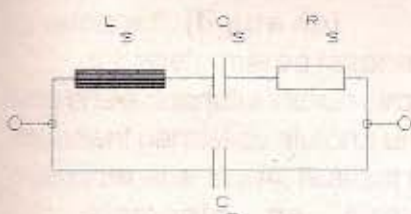


Figura 1

(rezoatoarele de cuarț), cât și oscilatoarele pilotate cu cuarț.

Prezentăm în rândurile de mai jos câteva considerații având o tentă practică cu scopul de a le servi acestora în aplicații.

Plecând de la schema echivalentă a cuarțului, se definesc elementele care contribuie la stabilirea frecvenței de rezonanță. Se prezintă în continuare principalele tehnici de "tragere" a frecvenței de



Figura 3a

rezonanță a cuarțului. În final se dau 8 exemple de scheme de principiu cu oscilatoare cu cuarț, în gama 50 KHz+160MHz, cu tranzistoare, circuite integrate TTL și COS-MOS care ilustrează tehnicile de "tragere" prezentate anterior. Se dau principalele elemente de calcul cu ajutorul cărora se poate realiza în cel mai scurt timp o aplicație similară în gama 50 KHz+160MHz.

Schema echivalentă a cuarțului se prezintă în figura 1, unde:

- Rs - ține seama de pierderile cuarțului;
- Ls - inductanța dinamică a cuarțului;

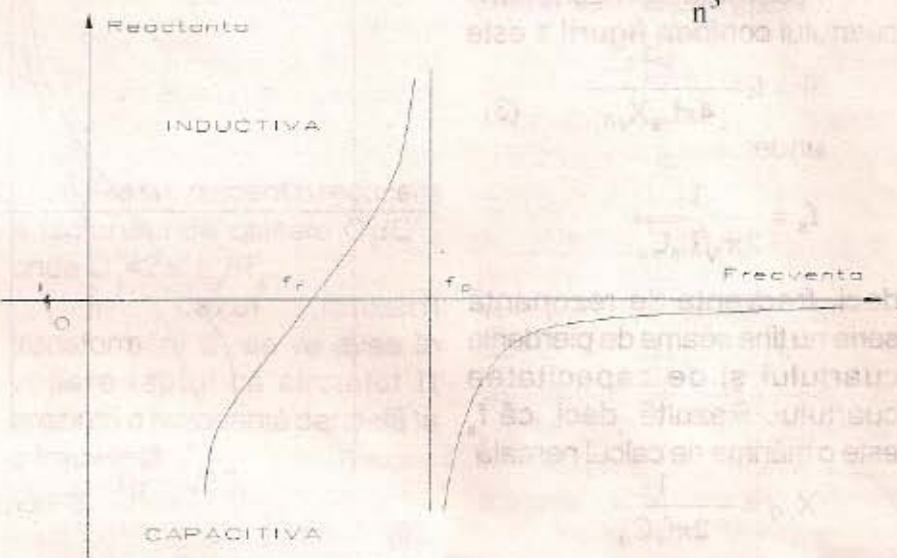


Figura 2

- Cs - capacitatea dinamică a cuarțului;

- Co - capacitatea statică a cuarțului, care ține seama de capacitatea capsulei și

terminalelor.

Capacitatea dinamică se apreciază după relația :

$$C_s [\text{pF}] = \frac{1,205 * f [\text{MHz}] * S [\text{cm}^2] * 10^{-2}}{n^3} \quad (1)$$

unde :

- f - frecvența de rezonanță;
- S - suprafața electrodului;
- n - ordinul armonicii pe care oscilează cuarțul (1, 3, 5,

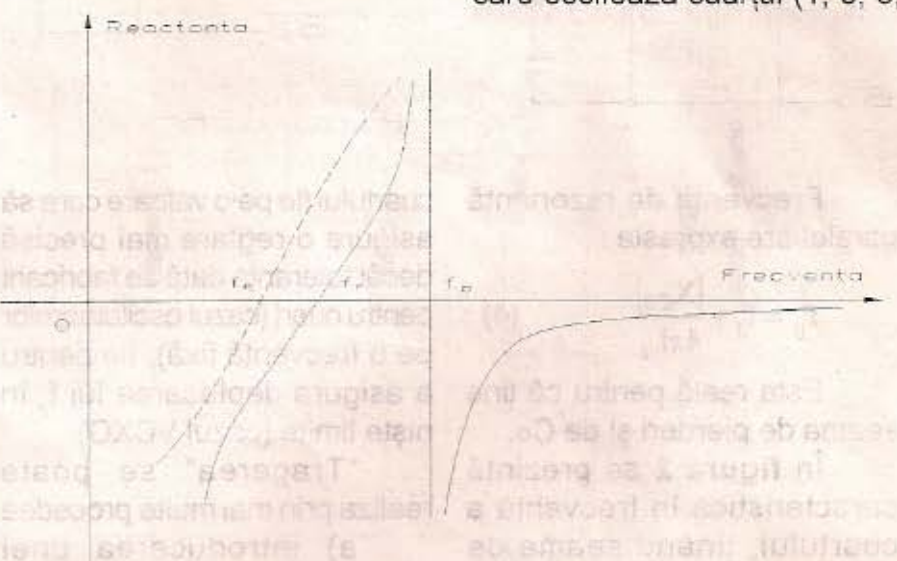


Figura 3b





7, 9...).

Capacitatea statică paralelă  $C_0$  se apreciază cu relația :

$$C_0 [pF] = \frac{2,41 * f [MHz] * S [cm^2]}{n} \quad (2)$$

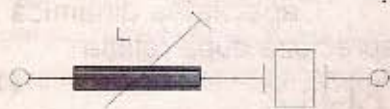


Figura 4a

Frecvența de rezonanță a cuarțului conform **figurii 1** este

$$f_r = f_s \frac{R_s^2}{4\pi L_s X_{c0}} \quad (3)$$

unde:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}}$$

deci, frecvența de rezonanță serie nu ține seama de pierderile cuarțului și de capacitatea cuarțului. Rezultă, deci, că  $f_s$  este o mărime de calcul nereală.

$$X_{c0} = -\frac{1}{2\pi f_r C_0}$$

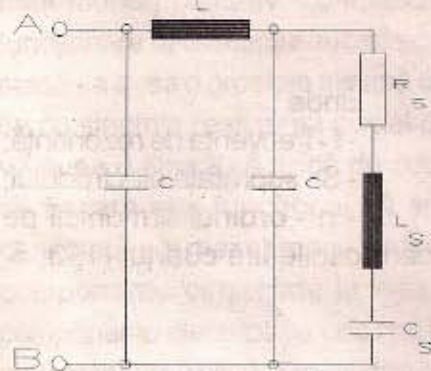


Figura 5

Frecvența de rezonanță paralel are expresia :

$$f_p = f_s + \frac{|X_{c0}|}{4\pi L_s} \quad (4)$$

Este reală pentru că ține seama de pierderi și de  $C_0$ .

În **figura 2** se prezintă caracteristica în frecvență a cuarțului, ținând seama de schema echivalentă din **figura 1**

cuarțului fie pe-o valoare care să asigure o reglare mai precisă decât toleranța dată de fabricant pentru cuarț (cazul oscilatoarelor pe o frecvență fixă), fie pentru a asigura deplasarea lui  $f_r$  în niște limite (cazul VCXO).

"Tragerea" se poate realiza prin mai multe procedee

a) introducerea unei capacități în serie cu cuarțul, ca

și de elementele calculate. Din analiza **figurii 2** reiese că zona care prezintă interes în aplicații este cea din jurul lui  $f_r$ .

În schemele practice de oscilatoare cu cuarț apare aproape întotdeauna necesitatea de a "trage" frecvența de rezonanță  $f_r$  a

în **figura 3a**. Cu ajutorul unei capacități în serie cu cuarțul, frecvența de rezonanță  $f_r$  poate fi mărită la valoarea  $f_r'$ . Notând  $\Delta f = f_r' - f_r$ , conform relației (1) se poate aprecia că :

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{C_s}{2(C_0 + C_L)} \quad (5)$$

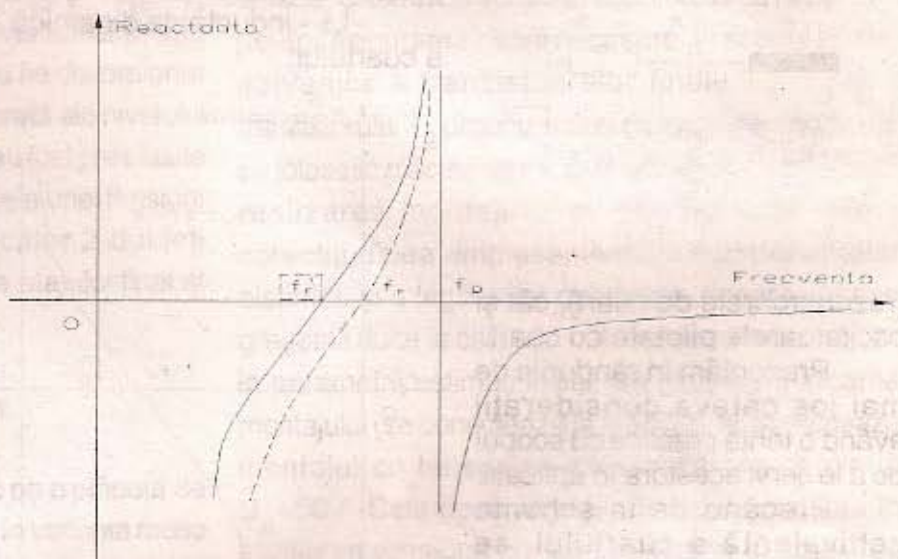


Figura 4b

Cum în cazurile practice  $C_L$  este un trimer, prezintă interes relația care ia în considerare o variație de forma  $C_L + \Delta C$ , în care caz rezultă :

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{C_s}{2} * \frac{1}{(C_0 + C_L) + \frac{(C_0 + C_L)^2}{\Delta C}} \quad (6)$$

b) introducerea unei inductanțe serie cu cuarțul, ca în **figura 4a**. Cu ajutorul unei inductanțe serie cu cuarțul,

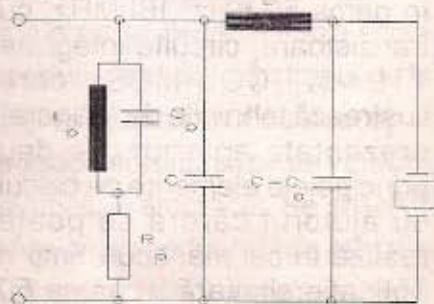


Figura 6







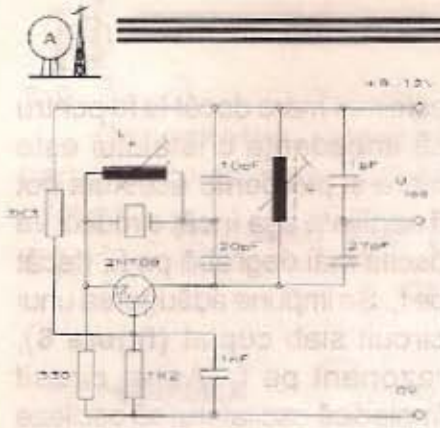


Figura 12

unei inductanțe, ca în figura 7.  $L_k$  se calculează din relația:  $L_k \cdot C_o = L_s \cdot C_s$  (11)

În final se prezintă câteva scheme de oscilatoare cu cuarț în gama 50 KHz + 160 MHz (figurile 8-15), ilustrând toate posibilitățile de "tragere" a frecvenței de rezonanță a cuarțului prezentate anterior. Cu un minim de calcul se poate realiza un oscilator în această gamă de frecvențe, care să oscileze!

În figura 8 este prezentat

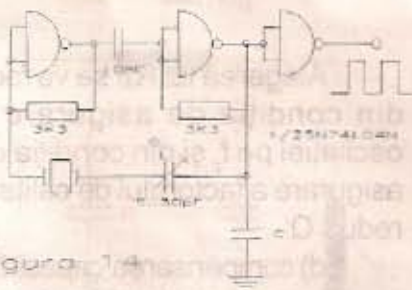


Figura 14

un oscilator pe fundamentală în gama 50 + 800 KHz, iar în figura 9 este prezentat un oscilator pe fundamentală în gama 800 + 20.000 KHz. Pentru gama de frecvențe 800 KHz + 4 MHz se vor lua  $C_1 = 2,2$  nF, și  $C_2 = 560$  pF, iar în gama 4 MHz + 20 MHz se vor lua  $C_1 = 390$  pF, și  $C_2 = 100$  pF.

$$C_L = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$

Schema unui oscilator pe

fundamentală în gama 20 + 20.000 KHz cu comutarea cuarțurilor este prezentat în figura 10. Pentru gama 2 + 7 MHz se va lua  $C_1 = C_2 = 200$  pF, iar pentru gama 7 + 20 MHz se va lua  $C_1 = C_2 = 100$  pF.

În figura 11 este

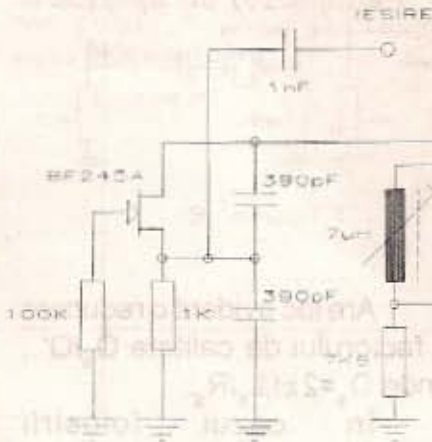


Figura 13

prezentată schema unui oscilator pe armonică în gama 20 MHz + 80 MHz cu comutarea cuarțurilor, unde

$$L_1 = \dots = L_n = \frac{1}{\omega^2 \cdot 10 \text{ pF}}$$

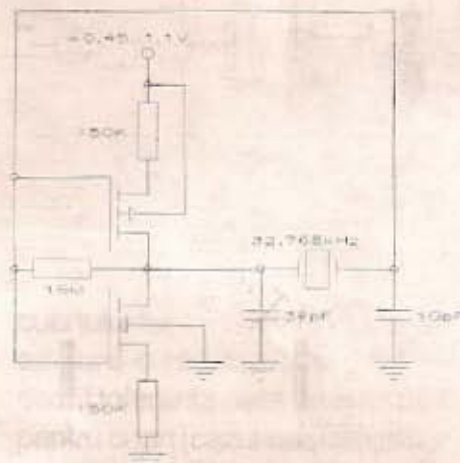


Figura 15

Pentru un oscilator pe armonici în gama 80 + 160 MHz (figura 12) inductanța de

compensare  $L_k$  și inductanța de acord  $L$  se calculează după următoarele relații:

$$L_k = 1/\omega^2 C_o$$

$$L = 1/\omega^2 \cdot 7 \text{ pF}$$

În figura 13 este prezentată schema unui VCXO pe 6 MHz, "tras" după procedeul

cuadripol  $\Pi$  (transformator în  $\lambda/4$ ), iar în figura 14 este prezentată schema unui oscilator de tact cu circuit integrat TTL, unde între frecvența  $f$  și valoarea condensatorului  $C$  există următoarea relație:

f	100KHz	200KHz	500KHz	1MHz
C	2,2 nF	1 nF	470 pF	220 pF

Schema unui oscilator ceas cu porți COS-MOS, folosind pentru schimbarea fazei cu  $180^\circ$  un cuadripol  $\Pi$ , necesar pentru amorsarea oscilațiilor este prezentată în figura 15.

**Bibliografie**

1. Tele Quartz GMBH, 1977-1978
2. V. Manassewitch : Frequency Synthesizers
3. RCA COS/MOS Digital Integrated Circuits, 1974.





## FILTRE LC SIMPLE PENTRU SSB

ing. Dinu Costin Zamfirescu

(continuare din numărul anterior)

Procedând analog ca la filtrul din figura 5, se găsește pentru filtrul din figura 10

$$\frac{B_1}{B_0} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} \sqrt{2^{4/n} - 1}} \quad (29)$$

$$\frac{B_2}{B_0} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} \sqrt{10^{8/n} - 1}} \quad (30)$$

$$F = \frac{B_2}{B_1} = 4 \sqrt{\frac{10^{8/n} - 1}{2^{4/n} - 1}} \quad (31)$$

Factorul de formă F scade mult mai rapid cu n decât la filtrul precedent, așa cum se vede din tabelul 3.

Valoarea minimă pentru F se obține când n crește foarte mult:

$$F = 4 \sqrt{\frac{2}{\lg 2}} \approx 1,605 \quad (32)$$

Tabelul 3

n	2	4	6	8	10	12	$\infty$
F	7,6	3,15	2,43	2,16	2,02	1,93	1,6

Un avantaj foarte important al filtrelor din figura 5 și figura 10 este că acordul se poate face simplu pe "maximum", acționând succesiv asupra miezurilor bobinelor și refăcând operația de câteva ori. Nu este necesar un vobulator, doar un oscilator și un milivoltmetru electronic. Pentru comparație, în tabelul 4 este dată variația cu n a factorului de formă F:

Formula de calcul este:

$$F = 3333^{1/2n} \approx \sqrt[2]{57,7} \quad (33)$$

Se observă că pentru n=1 se

Tabelul 4

n	1	2	4	6	8	10	12	$\infty$
F	57,7	7,6	2,76	1,97	1,66	1,50	1,4	1

regăsește valoarea din tabelul 2, iar pentru n=2, se regăsește valoarea din tabelul 3. Într-adevăr, un singur rezonator (circuit LC) realizează o caracteristică de amplitudine de tip Butterworth de ordinul 1, iar două rezonatoare la cuplajul critic (două circuite LC cuplate critic) realizează o caracteristică Butterworth de ordinul 2.

Construcția și reglarea unor filtre Butterworth de ordin superior pune însă probleme radioamatorilor. De aceea autorul a optat și recomandă filtrul din figura 10, (cu circuite cuplate critic), deși este necesar un număr mai mare de circuite.

Într-adevăr, luând  $f_{\min} = 500\text{Hz}$  și  $f_{\max} = 2500\text{Hz}$ , deci restrângând banda de trecere la minimum (2 KHz) din tabelul 1 rezultă  $F = 2$ . Din tabelul 3 rezultă  $n = 10$  (cinci perechi de circuite cuplate). Practica a arătat că se poate lucra și cu  $n = 8$ , pentru a nu complica prea mult filtrul și a nu mări prea mult atenuarea în banda de lucru.

Prin comparație cu filtrele profesionale la care frecvența modulatoră este cuprinsă în intervalul 300+2700 Hz sau chiar 300+3400 Hz (filtrul EMF 500), banda de trecere de 2 KHz poate părea unora prea mică.

Practica dovedește că inteligibilitatea se păstrează, ba mai mult, în condițiile

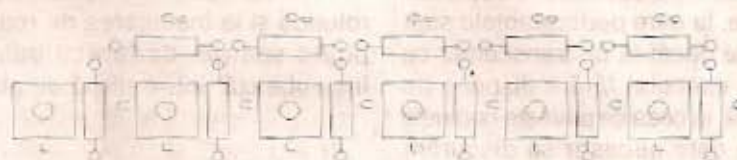


Figura 11

de trafic în prezența QRM-ului, un filtru mai "îngust" la recepție este de preferat. Și unele tranciverere industriale au redus banda de trecere. De pildă

tranciverul KENWOOD TS50S are o bandă de trecere între 400 Hz și 2600 Hz, dar considerată la 10 dB atenuare!

Banda la 6dB este ceva mai îngustă. Pentru a nu se reduce sensibil inteligibilitatea, se recomandă ca reducerea benzii să se facă acționând simultan, atât asupra redării frecvențelor joase cât și a frecvențelor

înalte, astfel încât frecvența audio medie să rămână în jur de 1,5KHz (media aritmetică).

O altă recomandare este ca media geometrică să fie în jur de 1KHz. Altfel vocea apare prea "înfundată" sau prea "pițigăiată". Pe de altă parte, o atenuare mai mare a frecvențelor joase duce și la o atenuare mai mare a benzii laterale nedorite, precum și a rezidului de purtătoare, ceea ce este benefic. Dar, trebuie ținut cont și de influența lanțului de AF din transceiver, respectiv:

- caracteristica microfonului, a compresorului sau cliperului, precum și a amplificatorului de microfon (pentru emisie);

- caracteristica filtrului trece-jos ce urmează detectorului de produs, caracteristica amplificatorului de AF, precum și a difuzorului sau căștilor (pentru recepție).

Filtrul SSB din figura 10 nu are o caracteristică dreptunghiulară: curba are "colțurile" rotunjite, ca a unui circuit LC (figura 8), dar cu flancurile mult mai abrupte, funcție de numărul

rezonatoarelor n. Acest lucru sugerează utilizarea unui mic "truc" pentru a obține atenuarea dorită pentru banda laterală nedorită (minim 40 dB) și cu un număr mai mic de circuite decât rezultă din tabelul 3. Se mărește ecartul între frecvența centrală (de acord) a filtrului  $f_0$  și frecvența purtătoare  $f_c$ , de la 1,5 KHz la 1,8+2 KHz. Firește că frecvența  $f_{\min}$  crește și mai mult (câtre 1 KHz), dar în intervalul corespunzător frecvențelor modulatoră de 300+1000Hz, atenuarea crește moderat. Se pot obține 12+20 dB la 300 Hz. Ori, în toate manualele se recomandă ca în cazul radiocomunicațiilor vocale să se facă





o dezaccentuare moderată (cam cu 6 dB/octavă) a frecvențelor mai mici de 800 Hz. Această corecție se face în amplificatorul de microfon. Unele microfoane, special concepute pentru comunicații vocale realizează prin construcție o caracteristică descrescătoare la frecvențe joase și amplificatorul de microfon poate fi obișnuit (în ceea ce privește caracteristica). Microfoanele pentru redarea semnalelor muzicale au în general o caracteristică plată, cât mai întinsă, și corecția în amplificator este necesară. Decalarea suplimentară a purtătoarei cu câteva sute de Hz, în cazul utilizării filtrului LC propus, realizează "automat" corecția de care s-a vorbit, panta flancului curbei filtrului este mică la dezacorduri moderate. În paralel se realizează și o redare mai bună a frecvențelor înalte,  $f_{max}$



Figura 12

deplasându-se către 3 KHz. Astfel se pot realiza filtre cu numai 6 sau chiar 4 circuite, la care performanțele sunt mai bune decât la un transceiver cu defazaj, executat fără a dispune de aparatură. În ceea ce privește bobinele utilizate este necesar să discutăm câteva aspecte legate de performanțele ce se pot obține la diferite frecvențe. De la început vom admite că utilizăm doar carcase cu oală ecranate, de tipul folosit în televizoarele alb-negru Electronica, în modulul de sunet. Aceste bobine se pot amplasa foarte aproape una de alta, fără a se cupla inductiv, spre deosebire de bobinele cu carcase cu miez de ferită neecranate. Nu este necesar ca fiecare circuit LC să fie montat într-o "cutie" cu pereții din tablă sau circuit imprimat dublu placat. Circuitele LC se vor amplasa pe cât posibil "în linie", evitându-se cuplajele parazite între intrarea și ieșirea filtrului, ce pot compromite performanțele. Deoarece frecvența de lucru este joasă (circa 100

KHz) influența capacităților parazite de cuplaj este în general redusă.

În figura 11 este prezentată o realizare posibilă a unui filtru cu 6 circuite, alcătuit din 3 perechi de circuite cuplate critic (prin intermediul condensatoarelor  $C_c$ ) și cuplate slab între ele (prin intermediul condensatoarelor  $C_o$ ). Tot filtrul este ecranat suplimentar prin intermediul unei "cutii" cu pereții din circuit imprimat. Fundul cutiei poate fi chiar planul de masă realizat cu fața superioară a circuitului imprimat dublu placat, pe care se realizează montajul. "Capacul" nu este obligatoriu.

Sârma utilizată pentru realizarea bobinei este CuEm  $\Phi 0,1$  mm. Capetele se dezizolează cu ajutorul letconului și al unei banale aspirine, apoi se curăță cu colofoniu topit înainte de lipire.

Există două tipuri constructive de bobine: unele cu carcasă de plastic, la care capetele înfășurării se lipesc afară și altele, de tip mai vechi, cu carcasă de ebonită, la care capetele se lipesc înăuntru. Miezul e de forma unui mosoraș și oala cu aceleași dimensiuni și proprietăți. Trebuie preferat primul tip, în ciuda faptului că picioarele bobinei pot ieși la dezlipire, deoarece tipul "pe bachelită" are o serie de dezavantaje constructive majore cum ar fi:

- oala de ferită nu este perfect rotundă și la încercarea de rotire se poate sparge, deoarece oala "se înșurubează" într-o piesă de plastic,

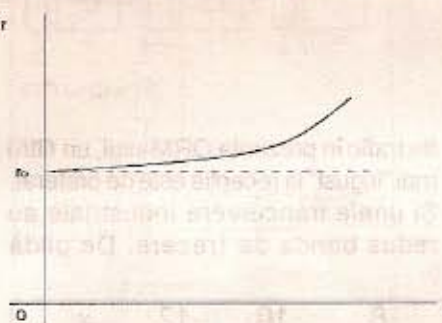


Figura 13

care, fiind amplasată în ecranul metalic, nu permite nici o deformare. Încercarea de a scoate din circuitul imprimat numai ecranul metalic pentru înlocuirea oalei distruse se poate solda cu distrugerea întregii bobine și eventual cu exfolierea circuitului imprimat. Bobinele utilizate în modulul de sunet al televizoarelor indigene cu

circuite integrate sunt expuse mult mai puțin la asemenea surprize, întrucât oala se înșurubează într-o piesă în formă de U, care permite utilizarea și a oalelor ovalizate;

- încercarea de a debobina înfășurarea la bobinele cu carcasă de ebonită poate duce la desprinderea carcasi (mosorului) împreună cu pereții de ebonită unde e fixat. Bobinele din a doua categorie pot fi bobinate fără a scoate mosorelul, în ciuda piesei în formă de U, ghidând sârma cu o pensetă sau cu mâna;

- când oala ajunge în cursul procesului de reglaj la fund, poate rețea pur și simplu firele care merg la picioarele, întreaga bobină fiind compromisă;

- bobinele cu carcasă de ebonită mai rezervă o surpriză și celor care lucrează fără circuit imprimat, realizând montaje experimentale "în aer". Picioarele nu sunt fixate în suportul de bachelită, se pot roti și sârma se poate rupe.

Se atrage atenția ca la înlocuirea în circuit imprimat a unei bobine de tipul recomandat să se utilizeze obligatoriu pompa de cositor, altfel picioarele rămân în circuit și sârma se rupe.

Inductanțele bobinelor realizate pe carcase de tipul indicat (indiferent de felul suportului) se pot determina cu suficientă precizie cu ajutorul relației:

$$L = 0,03n^2 (\mu H) \quad (34)$$

unde  $n$  este numărul de spire.

Funcție de poziția miezului inductanța se poate modifica cu  $\pm 20\%$ .

Factorul de calitate  $Q$  are o variație tipică cu frecvența (figura 12) având un maxim destul de "plat". Frecvența la care  $Q$  este maxim depinde de numărul de spire și de poziția miezului. Dacă rezistența în curent alternativ a bobinei (serie) este  $r$ , atunci:

$$Q = \frac{2\pi fL}{r} \quad (35)$$

Rezistența de pierderi în curent alternativ  $r$  este mai mare decât rezistența în curent continuu  $r_0$ . În figura 13 se prezintă modul tipic de variație cu frecvența a rezistenței  $r$ . La frecvențe joase, practic  $r = r_0$ , efectul pelicular fiind neglijabil. La frecvența de 455 KHz adâncimea de pătrundere





$\delta$  în cupru este aproximativ 0,1 mm.  $\delta$  variază cu frecvența, conform relației

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho}{f\mu r}} \quad (36)$$

unde frecvența  $f$  se ia în GHz, iar rezistivitatea  $\rho$  se ia în  $\Omega\text{cm}$ . Permeabilitatea relativă  $\mu_r \approx 1$ , iar pentru cupru  $\rho = 1,72 \times 10^{-8}$ .

Dacă frecvența este suficient de joasă și diametrul sârmei este mic se poate ajunge în situația când  $\delta \gg d/2$ , unde  $d$  este diametrul sârmei. Atunci, evident că  $r = r_0$ . Pentru  $n = 120$  spire cu  $d = 0,1$  mm, s-a măsurat  $r_0 \approx 3,6 \Omega$ . Determinându-se factorul de calitate la diferite frecvențe, s-a calculat  $r$  din relația (35). S-a găsit  $r = 3,8 \Omega$  pentru  $f = 80$  KHz ( $\alpha$  creștere doar de 5% pentru valoarea  $r_0$ ),  $r = 4,5 \Omega$  pentru 110 KHz (creștere de 25%) și o creștere de 60% pentru 455 KHz. Aceasta înseamnă că sub 80-100 KHz, efectul pelicular este neglijabil, deoarece sârma este subțire.

Banda de trecere  $B_0$  la 3 dB a unui circuit acordat LC rezultă din relațiile (12) și (35):

$$B_0 = \frac{r}{2\pi L} \quad (37)$$

Aparent  $B_0$  nu depinde de frecvență, dar în realitate  $r$  variază cu frecvența și alura de variație a mărimilor  $B_0$  și  $r$  este similară (figura 14). Micșorarea frecvenței sub 70-80 KHz nu mai conduce la reducerea suplimentară a benzii, deși factorul de calitate scade proporțional cu frecvența.

Dacă numărul de spire variază (până la maxim 120 spire) se poate observa ușor că banda  $B_0$  este invers proporțională cu  $n$ , iar  $L$  direct proporțională cu  $n^2$ . Prin urmare, cu 120 spire la frecvențe sub 100kHz se poate obține banda minimă.

Se poate arăta ușor că aceasta corespunde necesităților de realizare a unui filtru SSB, chiar dacă  $f = 110+120$  KHz și  $B_0$  crește puțin. Într-adevăr, la  $f = 110$  KHz s-au măsurat pentru bobina de 120 spire următoarele

date:  $L = 0,43$  mH;  $Q = 67$ ;  $r = 4,5 \Omega$ ;  $R = 20$  K $\Omega$  ( $R$  este rezistența de pierderi derivație).

$$R = (Q^2 + 1)r \approx Q^2 r \quad (38)$$

Prin urmare, filtrul nu va fi amortizat la capete decât cu cel mult 20%, dacă rezistențele echivalente corespunzătoare generatorului și sarcinii (ținând cont de factorii de priză) vor fi mai mari de  $80 + 100$  K $\Omega$ . Printr-o pură coincidență, aceasta seamănă cu condiția  $R_0 > 100$  K $\Omega$  recomandată de fabricant pentru filtrele EMF 500, așa că ne putem "inspira" din schemele respective de conectare a filtrului în montaj. Celelalte date ale filtrului sunt:  $C = 4,7$  nF (styroflex);  $C_0 = 68$  pF (disc ceramic);  $C_0 = 22$  pF (disc ceramic).

Ele rezultă din formula frecvenței de rezonanță a circuitului LC și din relațiile (26) și (22). Se consideră  $f_{\min} = 500$  Hz și  $f_{\max} = 2500$  Hz. Rezultă  $F = 2$  din tabelul 1. Din tabelul 3 se alege  $n = 8$ , deși  $F = 2,16$ . Caracteristica de frecvență a filtrului se poate calcula în dB cu relația:

$$At = \alpha(f) - \alpha(f_0) = 10n[0,5 \lg(x^4 + 4) - \ln 2] \quad (39)$$

unde  $x$  are valoarea din relația (10). Cititorul poate deduce singur relația (39) ținând cont de (28).

Din relația (29) rezultă banda necesară unui circuit -  $B_0$ :

$$B_0 = \frac{B_1}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} 2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (40)$$

Considerând  $B_1 = 2$  KHz și  $n = 8$ , rezultă  $B_0 = 1,76$  KHz. Dacă  $f_0 = 110$  KHz, factorul de calitate necesar este  $Q = 110/1,76 \approx 62,4$  (41)

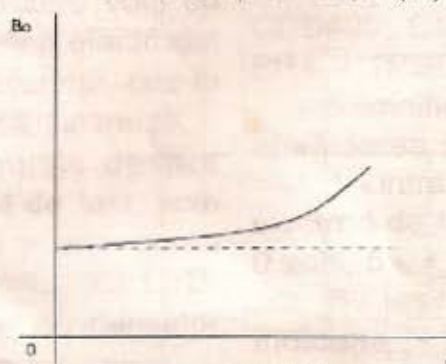


Figura 14

Tabelul 5

f [KHz]	107	108	108,5	109	110	111	111,5	112	113
$\Delta f$ [KHz]	-3	-2	-1,5	-1	0	1	1,5	2	3
At [dB]	61,6	35,4	19,7	6,05	0	6,05	19,7	35,4	61,6

Datele individuale ale bobinei cu 120 spire se apropie sensibil de valorile pentru  $B_0$  și  $Q$  necesare și  $f_0$  se poate eventual mări către 120 KHz. În tabelul 5 este dată caracteristica de frecvență a filtrului calculat, iar în figura 15 este trasată grafic.

Frecvența purtătoare se ia fie 108,5 KHz (pentru USB), fie 111,5 KHz (pentru LSB). Atenuarea componentei laterale nedorite (la  $f_{\min} = 500$  Hz) nu este decât 35,4 dB, deoarece s-a luat  $n=8$  și nu  $n=10$ , dar măbind ușor ecartul între  $f_0$  și  $f_0$  de la 1,5 KHz către 1,6+1,8 KHz, după cum s-a arătat, se obțin rezultatele dorite. Păstrând acest decalaj, se poate mări  $f_0$  către 120 KHz fără a se degrada proprietățile filtrului. Acest lucru poate fi util dacă nu se obține acordul "cu miezul la fund", din cauza toleranțelor componentelor.

Oscilatorul de purtătoare poate fi de tipul LC și stabilitatea sa de frecvență va fi cu totul satisfăcătoare în cursul exploatării ( $\pm 100$  Hz). Prin urmare, nu este necesară utilizarea unui cristal de cuarț, greu de procurat pentru această frecvență. Pentru a obține satisfacții depline, caracteristica

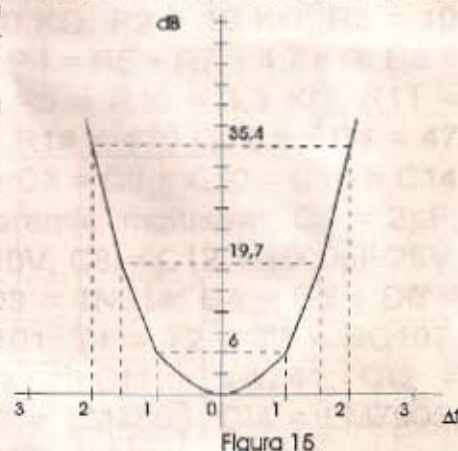


Figura 15

filtrului trebuie trasată experimental și comparată cu cea teoretică. În acest mod se elimină eventualele componente cu parametri necorespunzători și eroare de acord.

Autorul a realizat și un receptor simplu cu filtru cu  $n=4$ . Decalând purtătoarea cu 2 KHz, receptorul a surprins printr-o bună selectivitate și o atenuare convenabilă a benzii laterale nedorite.





## INDICATOR DE POLARITATE

Alexandru Zanca

Există situații când este nevoie să se cunoască polaritatea unei tensiuni într-un anumit punct al unei scheme, polii unei baterii mai "ciudate", dacă voltmetrul nostru electronic nu are un indicator de polaritate. Pentru aceste situații propun realizarea unui indicator de polaritate foarte simplu, a cărui schemă este prezentată în figura 1. Montajul conține doar un amplificator operațional uzual și un integrat logic.

**Funcționare**

Să presupunem pentru început că pe electrodul de test avem o tensiune negativă față de electrodul de referință. În acest caz tranzistorul T2 conduce, deci punctul "A" din schemă va fi în starea logică "0". Această stare este inversată de poarta P2 a circuitului integrat CI2, deci pe o intrare

a porții P3 vom avea nivelul logic "1". Tensiunea continuă de la ieșirea amplificatorului operațional CI1 va fi blocată de C5, deci tranzistorul T3 este blocat la rândul său, iar în punctul "B" vom avea nivel logic "1". În acest mod, la ieșirea porții P3 nivel logic va fi "0" și deci dioda D6 va conduce indicând polaritatea negativă față de electrodul de referință. Celelalte porți, având niveluri logice "0" sau "1" pe intrările lor, nu sunt validate, deci diodele corespunzătoare lor nu conduc. Dacă la intrare avem o tensiune pozitivă față de electrodul de referință, atât T2 cât și T3 sunt blocate, deci nivelurile logice în punctele A și B sunt "1", deci poarta P1 este validată, dioda D5 conduce indicând o tensiune pozitivă.

În cazul unei tensiuni alternative pe electrodul

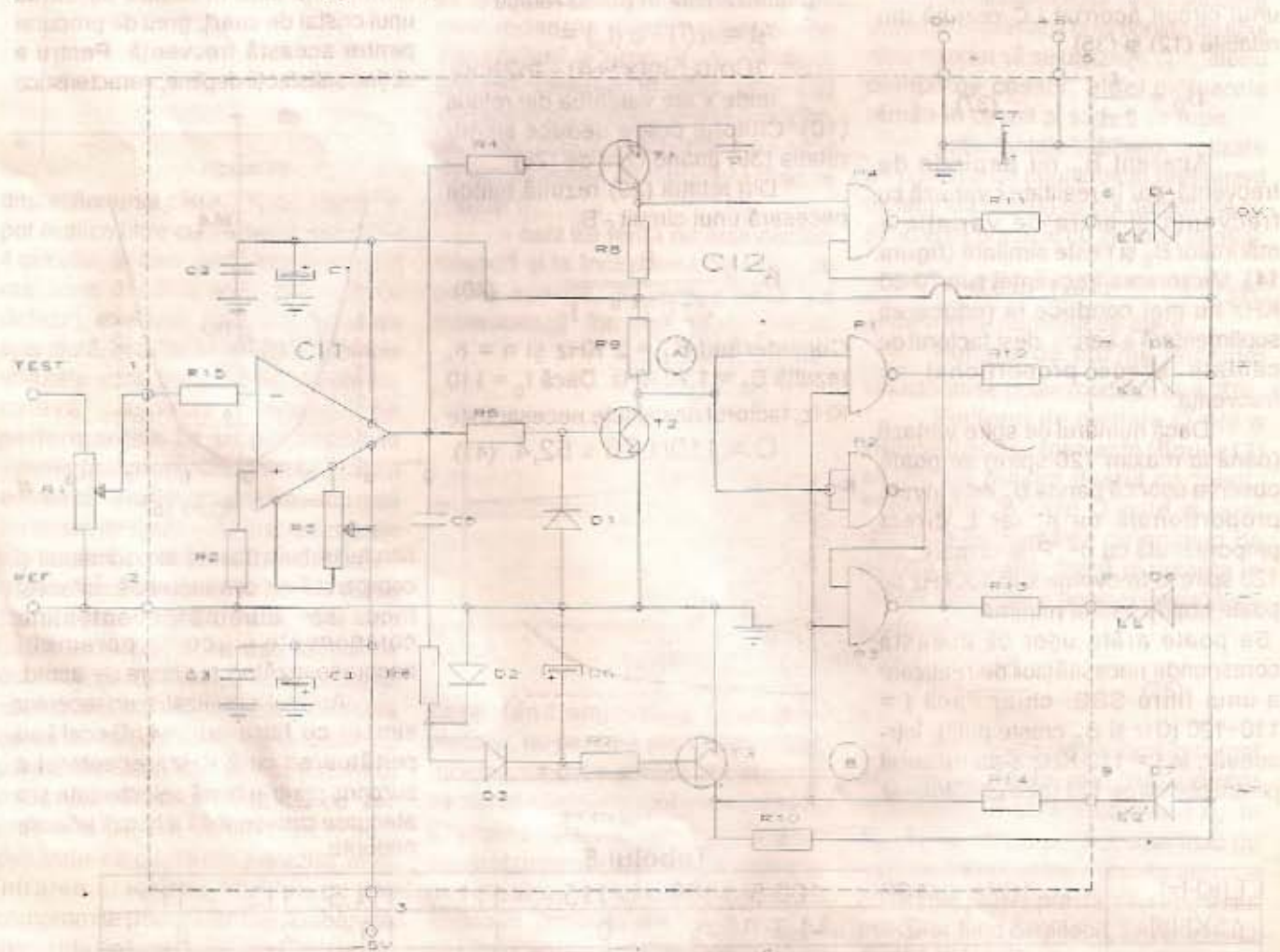


Figura 1





de referință, C5 va permite ca aceasta să ajungă la diodele redresoare D2, D3. Tensiunea continuă pozitivă de pe C6 va debloca tranzistorul T3, deci punctul "B" va fi la masă, dioda D7 conduce indicând astfel existența tensiunii alternative la intrare.

Dacă electrodul de referință se află la același potențial cu electrodul de test, tranzistorul T1 va fi blocat, deci pe o intrare a porții P4 vom avea nivel logic "1". Pe cealaltă intrare va fi de asemenea nivel logic "1" datorită faptului că tranzistoarele T2 și T3 sunt blocate. În acest caz poarta P4 este validată, D4 conduce indicând "lipsa" de tensiune pe electrodul de test.

**Construcție și reglaje**

Montajul se va realiza pe o plăcuță de sticlotexolit placat cu cupru. Desenul cablajului și dispunerea pieselor sunt prezentate în **figurile 2 și respectiv 3**. Este de preferat ca circuitele integrate să fie montate în socluri. Pentru circuitul integrat C11 conexiunile sunt date în cazul capsulei MP-48. Dacă se dispune de o capsulă TO-116 se va re poziționa doar R3 (**figurile 2 și 3**), alte modificări nefiind necesare.

Montajul se va alimenta din voltmetrul electronic sau, în cazul unui instrument de sine stătător, alimentarea se va face de la o sursă dublă, bine stabilizată și filtrată, a cărei schemă este prezentată în **figura 4**. Pentru sursă cablajul nu a mai fost ilustrat, acesta fiind simplu de realizat.

Reglajul constă doar în ajustarea tensiunii de off-set la nivelul zero volți cu ajutorul semireglabilului R3 când electrodul de test este legat la cel de referință, caz în care doar dioda D4 trebuie să lumineze.

Atunci când nu știm nimic despre mărimea tensiunii din punctul de test, vom pune cursorul lui R1 la masă și prin rotirea ușoară a axului vom urmări indicațiile LED-urilor. Pentru C5 vom folosi un condensator

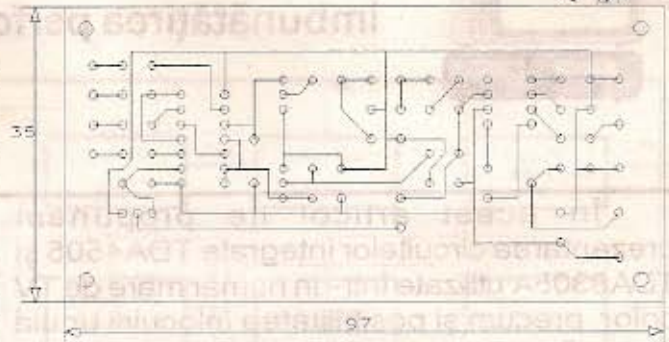


Figura 2

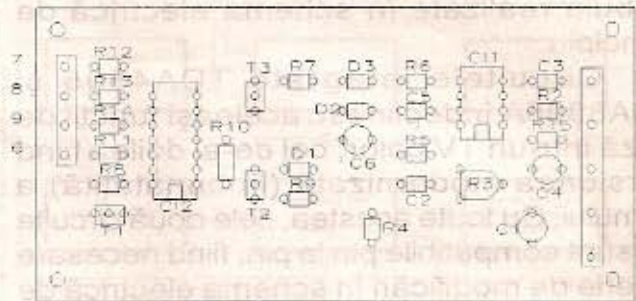


Figura 3

electrolitic nepolarizat sau unul multistrat. Se pot folosi în caz de nevoie și doi condensatori electrolitici de 4 μF legați plus la plus.

**Lista de piese**

R1 = 100 KΩ; R2 = 10 KΩ; R3 = 10 KΩ - helitrim; R4 = R5 = R7 = 4,7 KΩ; R6 = 120 Ω; R8 = R9 = R10 = 3,3 KΩ; R11 = R12 = R13 = R14 = 470 Ω; C1 = C4 = 47 μF/10V; C2 = C3 = C9 = C10 = C13 = C14 = 100 nF, ceramic, multistrat; C5 = 2μF; C6 = 10 μF/10V; C8 = C12 = 1000μF/25V; D1 = D2 = D3 = 1N914; D4 = D5 = D6 = D7 = MDE1101; T1 = T2 = T3 = BC107, BC108, BC172; C11 = μA741; C12 = CDB400; C13 = βM7805; C14 = LM7905; PR1 = 1PM05.

Semnificația pinilor din **figura 3** este următoarea :

- 1 - intrare, electrod de test, 2 - intrare, electrod de referință, 3 - -5 volți, 4 - masă, 0 volți; 5 - + 5 volți;
- 6 - ieșire, indicație "0" volți; 7 - ieșire, indicație "+"; 8 - ieșire, indicație "-"; 9 - ieșire, indicație "~".

**Bibliografie**

- Radio Fernsehen Electronic nr.22/1973
- Electronic Design nr.20/1972

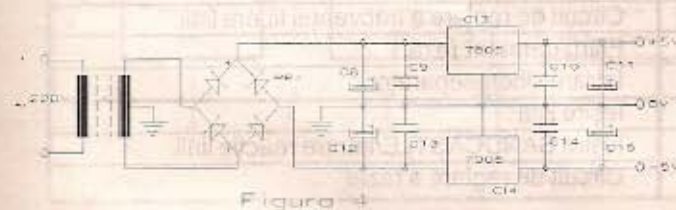


Figura 4





## Îmbunătățirea performanțelor TV color prin înlocuirea TDA4505 cu TDA8305A

ing. Horia Radu Ciobănescu

În acest articol ne propunem prezentarea circuitelor integrate TDA4505 și TDA8305A utilizate într-un număr mare de TV color, precum și posibilitatea înlocuirii unuia cu celălalt împreună cu modificările care trebuie realizate în schema electrică de principiu.

Circuitele integrate TDA4505 și TDA8305A îndeplinesc aceleași funcții de bază într-un TV color, cel de-al doilea fiind versiunea modernizată (îmbunătățită) a primului. Cu toate acestea, cele două circuite nu sunt compatibile pin la pin, fiind necesare o serie de modificări în schema electrică de principiu pentru a le putea înlocui unul cu celălalt. Trebuie precizat de la început că modificările care trebuie realizate fizic sunt minore, dar importante din punct de vedere funcțional. Cablajul nu trebuie modificat,

ambele circuite au 28 de pini, dar unii pini au semnificații diferite, fiind necesare unele înlocuiri de componente pasive.

Ambele circuite integrate îndeplinesc într-un TV color aceleași funcțiuni:

1. Amplificator FI-video cu demodulator sincron;
2. Circuit de RAA pentru etajele de FI interne și pentru controlul selectorului de canale;
3. Circuit de CAF, utilizând aceeași bobină ca și demodulatorul sincron. Aceasta permite un reglaj extrem de simplificat al întregului bloc de cale comună;
4. Preamplificator video;
5. Amplificator de FI - sunet cu demodulator;
6. Control de volum în tensiune, opțiune care nu este utilizată în unele scheme;

Nr. pin	TDA4505	TDA8305A
1	Reglaj RAA selector	Reglaj RAA selector/circuit de protecție la raze X
2	Generator de rampă cadre	Generator de rampă cadre
3	Ieșire cadre	Ieșire cadre
4	Reacție cadre	Reacție cadre
5	Ieșire comandă RAA selector	Ieșire comandă RAA selector
6	Masă	Masă
7	Tensiune de alimentare (+12V)	Tensiune de alimentare (+12V)
8	Intrare FI video	Intrare FI video
9	Intrare FI video	Intrare FI video
10	Decuplare FI	Detector RAA
11	Control de volum/circuit de start al oscilatorului linii	Control de volum/circuit de start al oscilatorului linii
12	Ieșire audio	Ieșire audio
13	Circuit acordat al demodulatorului audio	Circuit acordat al demodulatorului audio
14	Decuplare FI sunet	Decuplare FI sunet
15	Intrare FI sunet	Intrare FI sunet
16	Masă	Masă
17	Ieșire video	Ieșire video
18	Ieșire CAF	Ieșire CAF
19	Detector RAA	Circuit de eșantionare CAF/comutator CAF
20	Circuit acordat al demodulatorului video	Circuit acordat al demodulatorului video
21	Circuit acordat al demodulatorului video	Circuit acordat al demodulatorului video
22	Decuplarea detectorului de coincidență/comutator CAF	Decuplarea detectorului de coincidență
23	Circuit de reglare a frecvenței libere linii	Circuit de reglare a frecvenței libere linii
24	Filtru detector fază 1	Filtru detector fază 1
25	Intrare sincroseparator	Intrare sincroseparator
26	Ieșire linii	Ieșire linii
27	Ieșire SANDCASTLE/intrare reacție linii	Ieșire SANDCASTLE/intrare reacție linii
28	Circuit de reglare a fazei	Circuit de reglare a fazei



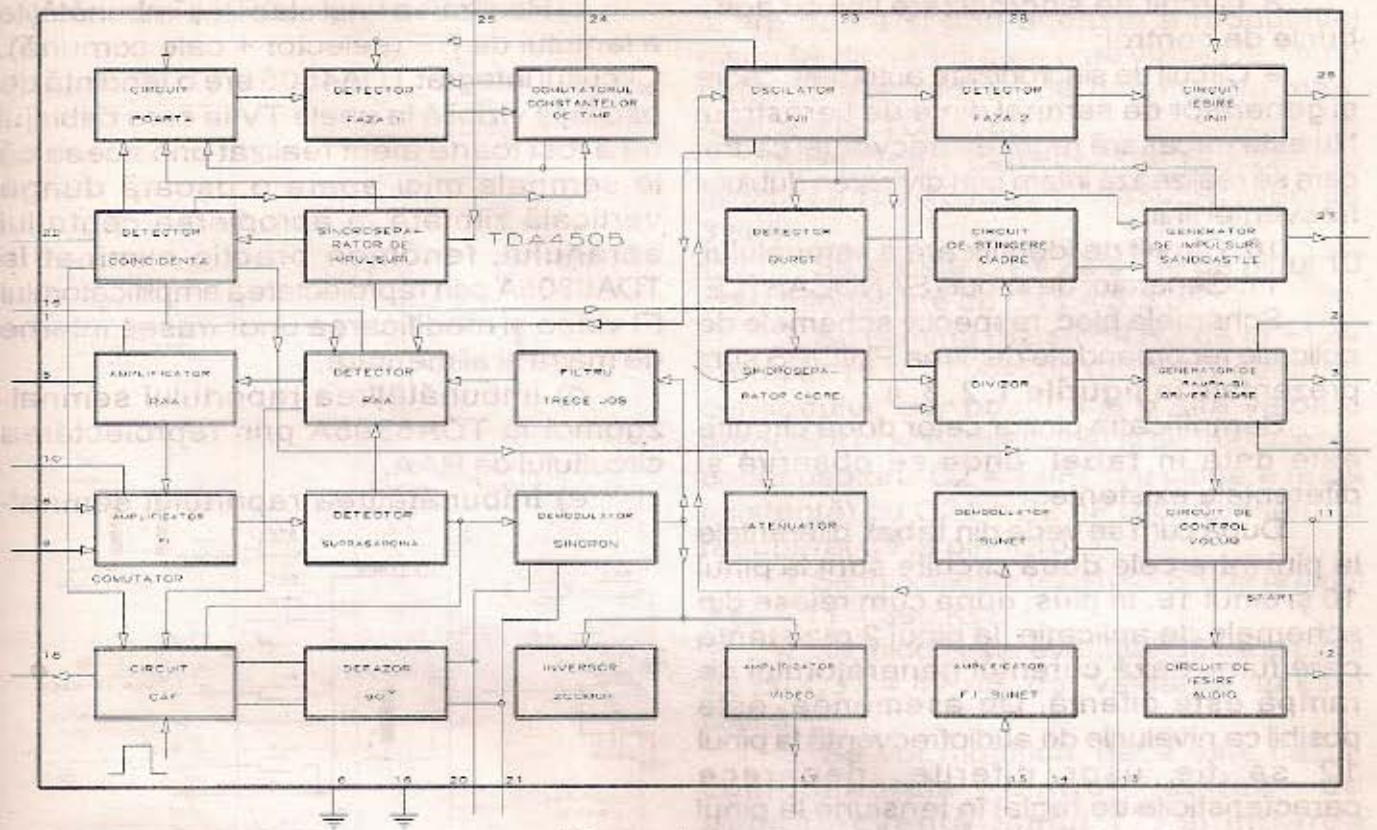


Figura 1

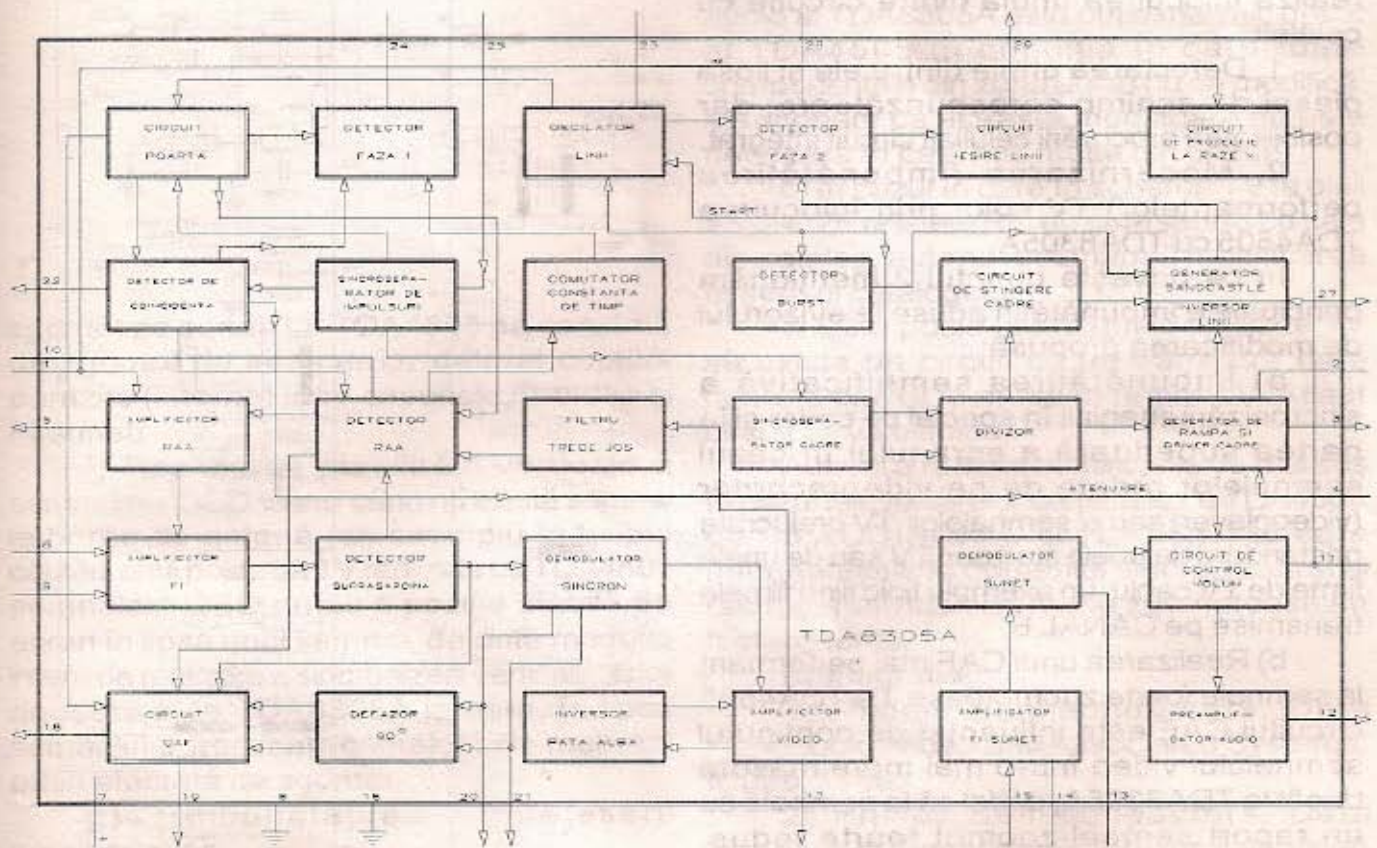


Figura 2







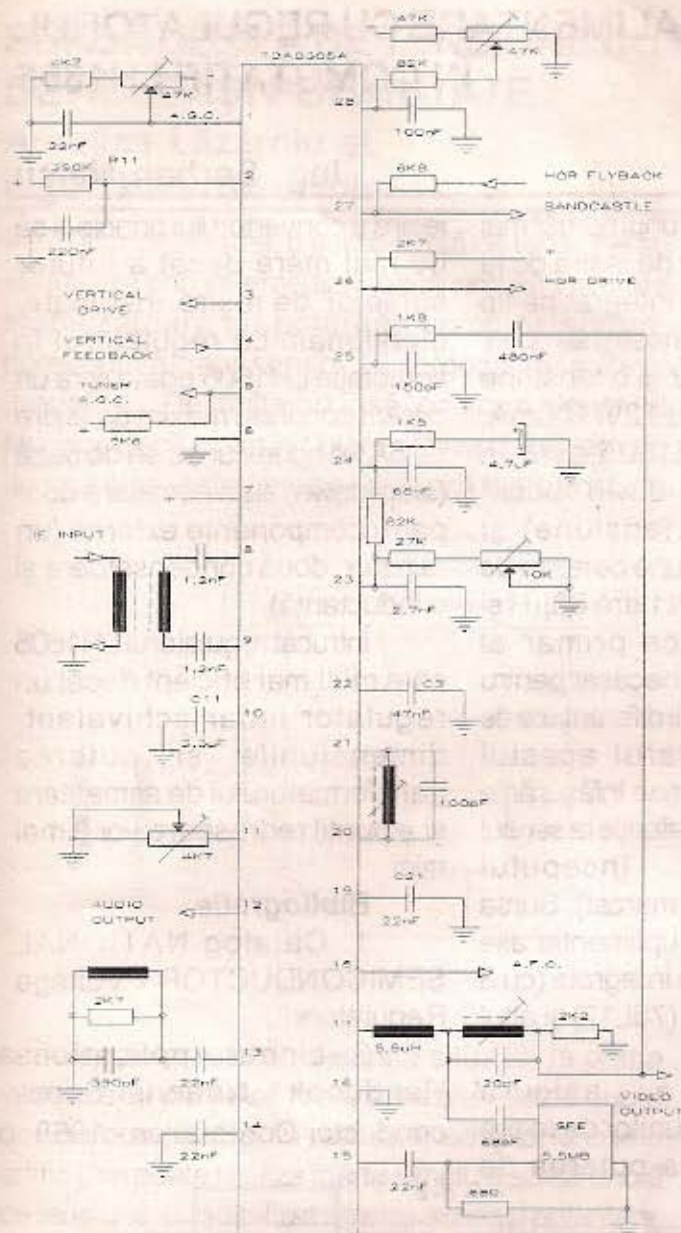


Figura 4

zgomot pe sunet. La TDA4505 se constată un zgomot de intercarier datorat cuplării parazite (interne) între circuitele FI-video și FI-sunet.

f) Realizarea stabilității verticale a semnalelor OSD atunci când nu există semnal la borna de antenă (de exemplu în timpul căutării unui post). La TV realizate cu TDA4505 semnalele OSD nu au o poziție stabilă pe ecran în lipsa unui semnal, datorită modului intern de realizare a sincronizării verticale, spre deosebire de TDA8305A la care, în lipsa semnalului, frecvența cadrelor este mult mai puțin afectată de zgomot.

g) Îmbunătățirea întrețeserii semicadrelor.

h) Reducerea modificării dimensiunii

verticale cu temperatura.

i) Reducerea zgomotului în semnalul de ieșire cadre și prin aceasta a modulației distanței dintre linii care este vizibilă la TV cu diagonala ecranului de dimensiuni mari, realizate cu TDA4505.

**Modificări care trebuie realizate la înlocuirea TDA4505 cu TDA8305A: (figurile 3 și 4).**

1. Se scoate C1 = 22nF de pe pinul 10 și se înlocuiește cu C11 = 3,3 μF.

2. Se elimină rezistorul R2 de la +12V spre pin 19 al TDA4505 (330 KΩ conform catalogului, dar poate fi și o altă valoare apropiată în schema fizică) și se înlocuiește condensatorul C2 = 1 μF (sau valoare reală existentă) cu C21 = 22 nF (condensatorul recuperat de la pinul 10).

3. Se înlocuiește rezistorul R1 de la pinul 2 cu R11 = 390 KΩ.

4. Se înlocuiește eventual C3 de la pinul 22 cu C31 = 47 nF, dar valoarea nu este critică.

5. Se vor modifica, dacă este cazul, componentele dintre ieșirea de audiofrecvență (pinul 12) și intrarea amplificatorului final audio sau circuitele de reglaj al volumului, deoarece nivelul de ieșire audio al TDA8305A este puțin mai mic decât al TDA4505 în condiția în care toate componentele din zona audio nu se modifică. Menționăm că această modificare nu este necesară în cele mai multe din cazuri.

6. În cazul în care în schema TV la pinii 23, 24, 25 rețelele RC nu corespund cu cele din catalog, autorul recomandă modificarea în sensul catalogului.

7. Este posibil ca la unele tipuri de TV să existe un circuit cu un tranzistor care comută pin 19 la masă în regim AV. Acest circuit se va elimina.

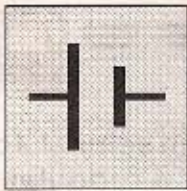
Autorul a realizat modificările de mai sus în cazul televizoarelor construite cu TDA4505 de tip AUDISONIC și NIPPON, la care îmbunătățirile în domeniul sincronizării și al recepției semnalelor foarte zgomotoase au fost evidente.

#### Bibliografie:

1. Philips Semiconductors, Data Handbook : Video and Associated Systems, IC02b, 1986;

2. Philips Semiconductors, Data Handbook : Semiconductors for Television and Video Systems, IC02b, 1992.



SURSĂ DE ALIMENTARE CU REGULATORUL  
ÎN COMUTAȚIE LH1605

ing. Șerban Naicu

Regulatorul de tensiune în comutație LH1605 este produs de National Semiconductor. Prezintă un randament ridicat (70%), poate livra la ieșire un curent continuu de 5A și operează într-o gamă largă a

permite obținerea unui număr mai mare de tensiuni de ieșire de la un singur circuit integrat de tip LH1605. În cazul nostru se obține o tensiune de 5V și o tensiune diferențială de  $\pm 12V/100mA$ . Regulatorul LH1605 este în conexiune step-down "buck" (coborâtor de tensiune) și furnizează o tensiune de ieșire de 5V. Inductanța N1 are  $83\mu H$  și este utilizată ca primar al transformatorului necesar pentru obținerea tensiunii diferențiale de  $\pm 12V$ . Secundarul acestui transformator conține înfășurările  $N2 = N3 = 2,6N1$  (atenție la sensul de bobinare, începutul înfășurărilor fiind marcat). Sursa dublă utilizează suplimentar alte două regulatoare integrate (cu 3 pini), unul pozitiv (78L12) și altul negativ (79L12).

ieșire a convertorului principal să fie mai mare decât a tuturor surselor de ieșire însumate. Menționăm că regulatorul în comutație LH1605 poate livra un curent continuu maxim de ieșire de 5A. În conexiunea sa de bază (step-down) sunt necesare doar patru componente externe (un rezistor, două condensatoare și o inductanță).

Întrucât regulatorul LH1605 este mult mai eficient decât un regulator liniar echivalent, dimensiunile și puterea transformatorului de alimentare și a punții redresoare vor fi mai mici.

## Bibliografie

1. Catalog NATIONAL SEMICONDUCTOR - Voltage Regulators;
2. Linear Applications Handbook - National Semiconductor Corporation - 1968.

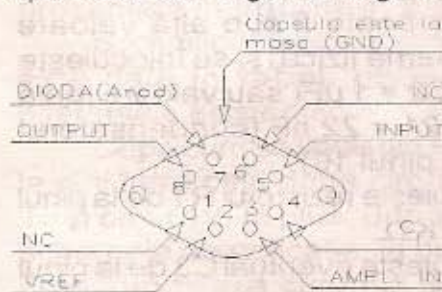


Figura 1

tensiunilor de intrare ( $10V + 35V$ ) și de ieșire ( $3V + 30V$ ).

Capsula CI de tip TO-3 cu 8 pini (LH1605K și LH1605CK) este prezentată în figura 1. Vederea este de sus. Capsula este legată la masă (GROUND).

Schema este prezentată în figura 2 și are particularitatea că

Pentru a asigura stabilitatea tensiunilor de ieșire este necesar ca puterea de

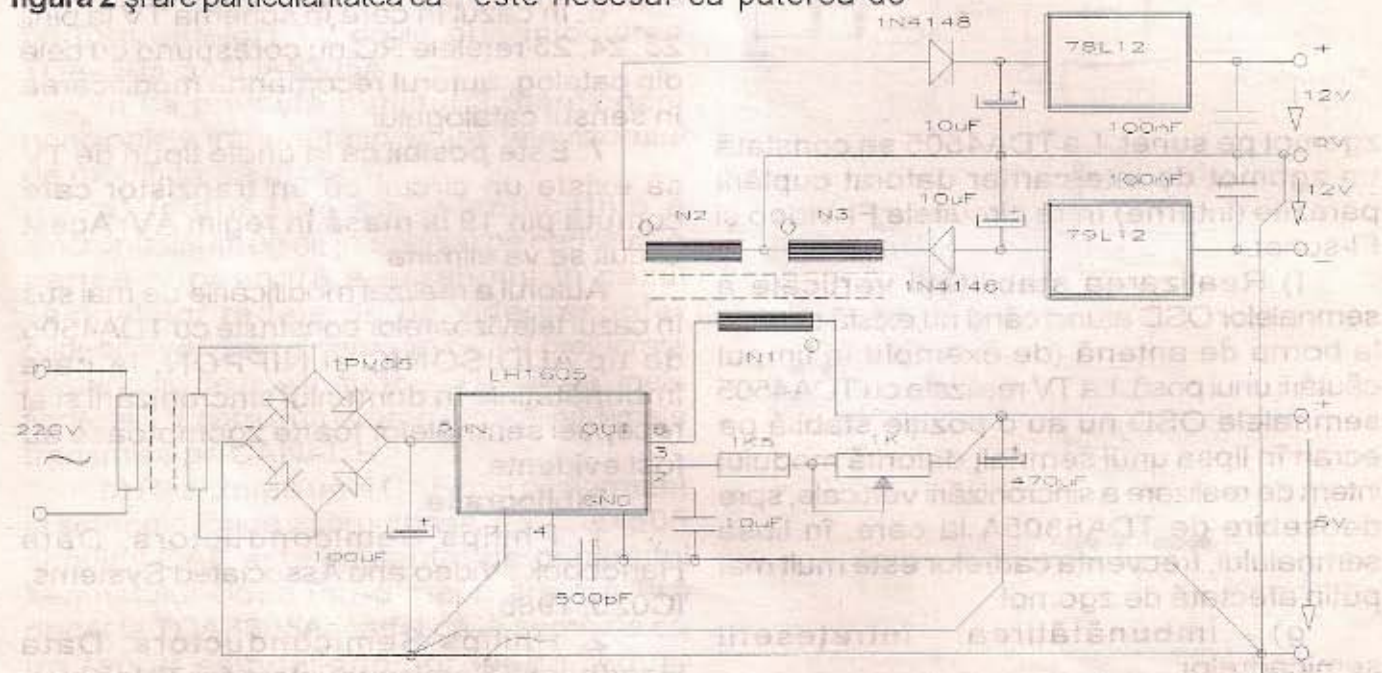


Figura 2





## SURSĂ DUBLĂ DE TENSIUNE CU STABILIZATOARE DE ACEEAȘI POLARITATE

Aurelian Lăzăroiu și  
ing. Cătălin Lăzăroiu

În mod normal, o sursă dublă de tensiune se realizează prin intermediul a două circuite integrate stabilizatoare cu polarități complementare, corespunzătoare seriilor 78xx (pozitive) și 79xx (negative). De multe ori însă, conform legilor lui Murphy, dacă avem în dotare câteva stabilizatoare de tensiune, este aproape sigur că toate vor fi de

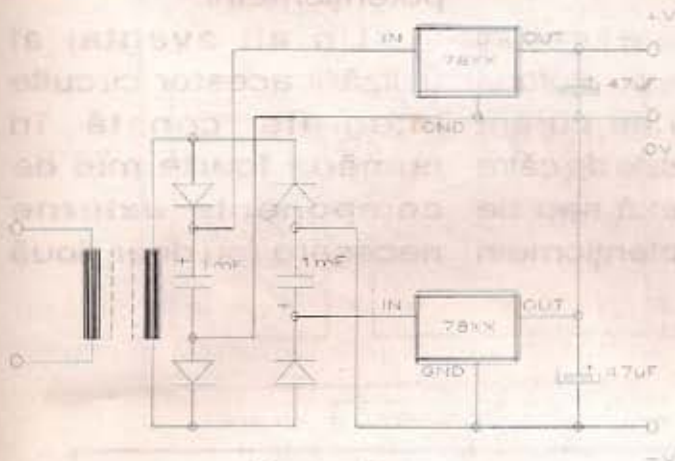


Figura 1

aceeași polaritate. În această situație, la prima vedere s-ar părea că realizarea unei surse duble devine complicată. În realitate, adoptând unele artificii, se poate realiza foarte simplu o sursă dublă de tensiune, cu stabilizatoare de aceeași polaritate.

În figura 1 se prezintă schema după care se poate realiza o sursă dublă cu stabilizatoare de polaritate pozitivă, iar în figura 2 cu stabilizatoare de polaritate negativă. După cum se poate observa, cele două montaje sunt simple; nu reclamă componente suplimentare și în plus prezintă avantajul deloc de neglijat că nu necesită două înfășurări secundare sau o înfășurare cu priză mediană.

Stabilizatoarele complementare din seria 78xx/79xx sunt disponibile pentru următoarele tensiuni: 5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 20 și 24 V. Cele mai uzuale perechi sunt 7805/7905, 7809/7909, 7812/7912 și 7815/7915. Pentru aceste tipuri de stabilizatoare, înfășurarea secundară din cele două scheme prezentate anterior trebuie să debiteze următoarele tensiuni aproximative: 7; 11,5; 15 și 18

V. În funcție de valoarea acestor tensiuni alternative, condensatoarele de filtraj din structura redresorului vor avea tensiunea de lucru egală cu 10, 16, 20 și 25V.

Diodele redresoare vor fi de tip 1N4001 pentru stabilizatoarele de 5 și 9V, sau 1N4002 pentru stabilizatoarele de 12 și 15V.

Ca în oricare altă aplicație a stabilizatoarelor de tensiune, se recomandă conectarea unor condensatoare ceramice de 100 nF între terminalele de intrare/ieșire ale circuitelor integrate și masă.

În cele două scheme nu s-au numerotat terminalele circuitelor integrate stabilizatoare, ele fiind diferite în funcție de tipul capsulei (TO-3 sau TO-220). Atragem atenția că numerotarea terminalelor la stabilizatoarele de tensiune pozitivă și respectiv negativă este diferită!

Circuitele integrate stabilizatoare se vor monta pe radiatoare separate sau pe același radiator, izolate. Dacă puterea disipată nu depășește 2W, circuitele integrate stabilizatoare de tensiune pot fi folosite fără radiator.

Precizăm că modalitatea de realizare a unei

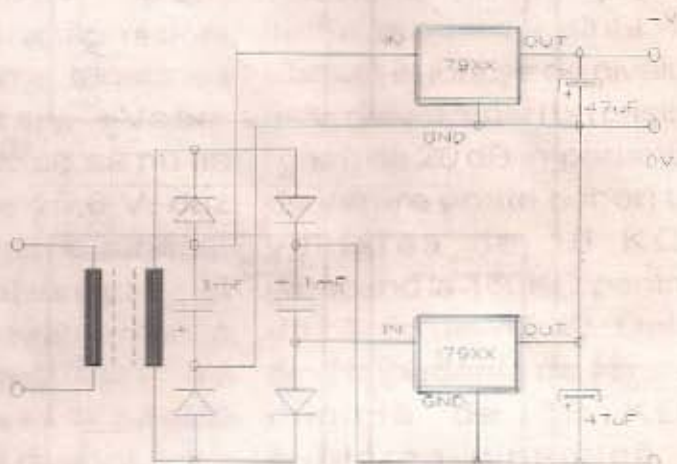


Figura 2

surse duble cu stabilizatoare de aceeași polaritate poate fi extinsă și la circuitele integrate stabilizatoare din seria 78Lxx și 79Lxx.

### Bibliografie

Sdelovaci Technica, nr.7/1987













cu un condensator de  $4,7\mu\text{F}$  (când capacitatea prezentată de sarcină depășește  $200\text{ pF}$ ). Sarcina pe fiecare dintre cele două ieșiri trebuie să depășească  $4,7\text{ K}\Omega$ .

Plaja tensiunilor de alimentare este destul de largă, între  $7,5\text{V}$  și  $16,5\text{V}$ , tensiunea de alimentare maximă fiind de  $20\text{V}$ .

Circuitul integrat TDA1524 alimentat

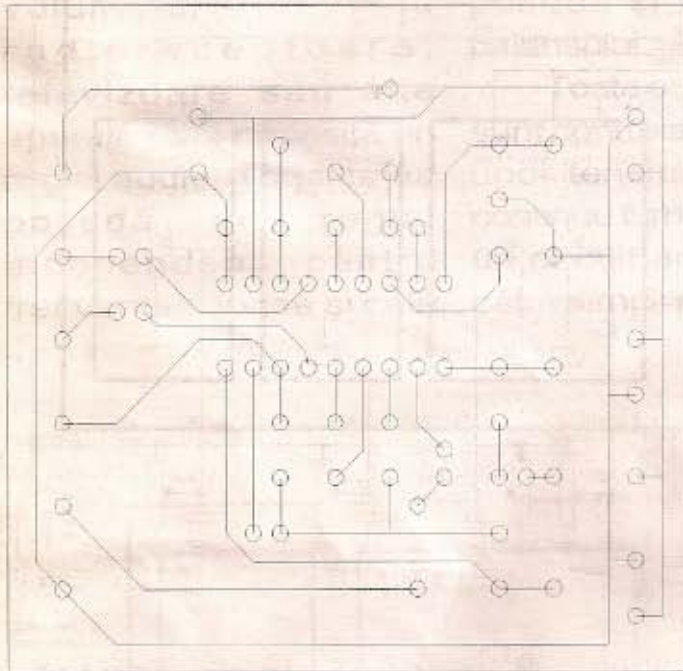


Figura 3

cu o tensiune de  $12\text{V}$  prezintă următoarele caracteristici principale:

- curentul de alimentare:  $35\text{ mA}$ ;
- tensiunea de intrare maximă:  $2,5\text{V}$ ;
- tensiunea de ieșire maximă:  $3\text{V}$ ;
- plaja de reglaj al volumului :  $-80$  la  $+21,5\text{dB}$ ;
- distorsiuni armonice totale:  $0,3\%$ ;
- separarea căilor (stânga și dreapta):  $60\text{dB}$ ;
- liniaritate între căi:  $2,5\text{dB max}$ .

Capsula de plastic DIL18 a circuitului integrat permite o disipație maximă de putere de  $1,2\text{W}$ . Se poate utiliza într-o plajă de temperatură cuprinsă între  $-30^\circ\text{C}$

și  $+80^\circ\text{C}$ .

În figura 1 este prezentată schema tipică de aplicație a circuitului integrat TDA1524A, iar în figura 2 schema de aplicație a circuitului integrat TDA1526.

În figura 3 este prezentat cablajul montajului din figura 1, circuitul integrat fiind alimentat la pinul 3 cu tensiunea de  $+12\text{V}$ . În figura 4 este dată schema de plantare a componentelor.

Menționăm că funcția de "pseudo-loudness" este comandată în funcție de valoarea curentului de ieșire de la pinul 17. Această funcție este inactivă la o valoare a curentului mai mică de  $0,5\text{mA}$  și devine activă la un curent cuprins între  $1,5\text{mA}$  și  $10\text{ mA}$ . Rezistența de sarcină (de  $2,2\text{ K}\Omega$ ) plasată la pinul 17 al circuitului determină trecerea circuitului în modul "loudness". Astfel, la un volum slab (câștig sub  $0\text{dB}$ ) frecvențele joase (gravele) vor fi puse în evidență.

La deconectarea rezistorului (cu ajutorul întrerupătorului prevăzut) modul de funcționare va fi liniar, iar câștigul constant în banda de trecere, la oricare nivel al volumului sonor.

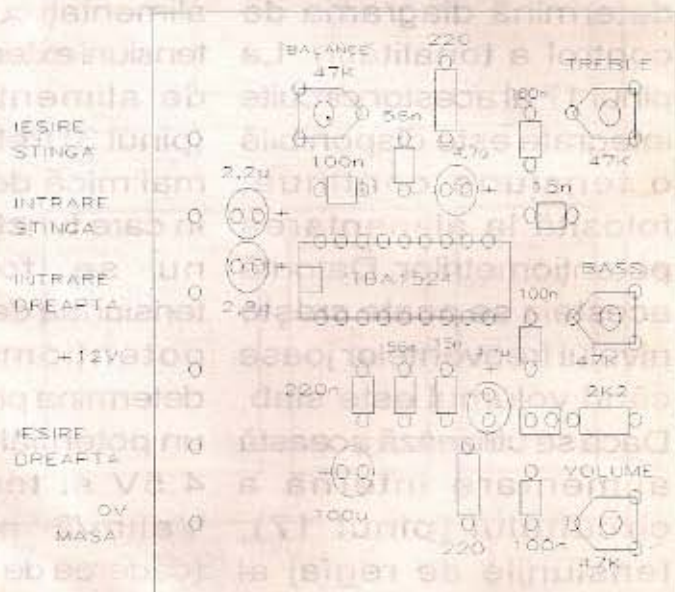


Figura 4



## CUPRINS

### AUDIO

- Simulator pentru frecvențe joase - ing. Aurelian Mateescu Pag. 1
- Amplificator HI - FI de 40 W - ing. Emil Marian Pag. 4

### CQ - YO

- Oscilatoare cu cuarț - ing. Gheorghe Costea Pag. 7
- Filtre LC simple pentru SSB - ing. Dinu Costin Pag.11

### LABORATOR

- Indicator de polaritate - Alexandru Zanca Pag.14

### VIDEO - T.V.

- Îmbunătățirea performanțelor TV color prin înlocuirea TDA 4505 cu TDA 8305A - ing. Horia Radu Ciobănescu Pag.16

### ELECTROALIMENTARE

- Sursa de alimentare cu regulatorul integrat în comutație LH 1605 - ing. Șerban Naicu Pag.20
- Sursă dublă de tensiune cu stabilizatoare de aceeași polaritate - Aurelian și Cătălin Lăzăroiu Pag.21

### CATALOG

- Circuite integrate pentru controlul volumului și al tonalității - TDA 1524A și TDA 1526 - ing. Șerban Naicu Pag.22



## **Din cuprinsul numărului următor:**

- Preamplificator - corector de înaltă calitate
- Amplificator audio de putere cu TDA 7294
- Turometru pentru aeromodele
- Sirenă electronică cu 555
- Noțiuni generale despre PC-uri (I)
- Circuite integrate echivalente
- MMC 5208
- Detector de prioritate

---

**ISSN 1223 - 7000**

---

Revistă editată și redactată de S.C. TRANSVAAL ELECTRONICS SRL  
Tiparul executat la TACHE EXPRES tel/fax 311 30 12