

TehniuM

nr. 10/98

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- Amplificator de microfon
- Radiogoniometrie de amator
- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (XI)
- Aplicații cu regulatorul de tensiune și de curent reglabil L200
- Amplificatoarele operaționale și aplicațiile lor (II)
- Miniradar superreacție anticolidziune auto (III)
- Regenerator pentru tubul cinescop
- Generator multifuncțional



RADIOCOMUNICAȚII ÎN BANDA PUBLICĂ

Radiocomunicațiile în **CITIZEN BAND (CB)**, **banda publică** (sau **banda cetățeanului**), reprezintă - alături de radioamatorism, evident - ceea ce am putea denumi **radiocomunicații de plăcere**.

În țările dezvoltate acest fenomen a căpătat, în ultimii ani, o extindere nebănuită, tinzând să devină un fenomen de masă.

CITIZEN BAND reprezintă comunicațiile radio într-o bandă neprotejată (utilizată în comun), centrată în jurul frecvenței de 27MHz (corespunzătoare unei lungimi de undă de circa 11m). În ciuda unor păreri (eronate) care susțin că posibilitățile de comunicație în banda de 27MHz se rezumă la distanțe reduse, adevărul este că propagarea undelor decimetrice ale acestei benzi permite atingerea unor legături la distanțe intercontinentale. Există și **sibiști** români (ca să românizăm termenul **CB**) care se pot lăuda cu astfel de performanțe. Nu-i întrebați însă cu ce puteri la emisie au lucrat, că s-ar putea să "tragă cu urechea" IGC-ul (Inspectoratul General al Comunicațiilor) și n-ar fi "sănătos" să se afle.

Banda publică, având o lățime de circa 400kHz, conține 40 de canale, repartizate de la 26,965MHz la 27,405MHz, cu un ecart între ele de circa 10kHz. Marele avantaj al său, ceea ce a determinat atragerea unui număr mult mai mare de adepți față de radioamatorism, constă în lipsa restricțiilor (a examenelor de autorizare) pentru utilizatori.

CB-ul a început să pătrundă și în România odată cu anul 1990, când aerul de libertate a început să se simtă și în domeniul comunicațiilor de amator.

Dacă în lume există un număr imens de **sibiști** (de exemplu, în Franța există peste trei milioane de posturi instalate!), în România totuși numărul lor nu a crescut foarte mult. Condițiile materiale precare sunt, probabil, principalul impediment. Cu toate acestea, un număr mic de inimoși **sibiști** s-au reunit și au creat Radioclubul CB "Țecoul Carpaților", condus de ing. Vasile Grososiu (despre care revista TEHNIUM a mai scris în nr. 9/1996).

Membrii radioclubului **CB** sunt nemulțumiți și acuză Inspectoratul General al Comunicațiilor că cere prea multe acte pentru legalizarea unui post, că taxele sunt prea mari, că se acordă frecvențe din **CB** unor firme comerciale (de taximetrie și de pază) etc., atențând prin toate aceste măsuri la însușirea spiritului de bandă liberă. Și de cealaltă parte se pot auzi niște acuzații, cum că **sibiștii** noștri nu prea respectă regulile

Nu ne situăm pe nici una dintre aceste poziții, dar este limpede că niște reguli trebuie respectate de toți. Important este ca aceste reguli să fie corecte și imparțiale. Astfel, pentru o simplă comparație, în Franța (campiona europeană în materie de **CB**) reglementarea frecvențelor o asigură Consiliul Superior al Audiovizualului (pentru emisiunile de radio și TV) și Direcția Generală a Poștelor și Telecomunicațiilor (pentru utilizările comerciale și de plăcere).

Soluția este clară: trebuie colaborat! Și nu numai cu IGC, ci și cu Crucea Roșie, Salvamont, Apărarea Civilă, deoarece comunicația în **CB** reprezintă cea mai sigură și eficientă legătură radio cu populația, în cazul unor accidente sau dezastre naturale. Ar fi bine ca și la noi în țară factorii de resort (Ministerul Comunicațiilor) să aloce canalul 9 situațiilor de ajutor de urgență, în care să nu se facă un altfel de trafic radio.

Revista TEHNIUM a publicat, și va continua să publice, o serie de montaje și de informații destinate **sibiștilor** români, al căror număr a depășit câteva mii.

Sprijinirea **CB**-ului românesc este o datorie de onoare pentru revista TEHNIUM, atât pentru că din rândul **sibiștilor** vor proveni radioamatorii de mâine, sau chiar viitorii profesioniști din domeniul comunicațiilor radio, dar și pentru că **CB**-ul reprezintă un adevărat liant cetățenesc izvorât din dorința umană de a comunica liber, de a discuta în colectiv, de a dezvolta spiritul de solidaritate.

Șerban Naicu

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

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

Periodicitate : apariție lunară.

Preț abonament : 6000 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.

AMPLIFICATOR DE MICROFON

ing. Dinu Costin Zamfirescu/Y03EM



Montajul este conceput pentru a fi utilizat împreună cu oscilatorul MF descris în revista TEHNIUM nr.2/1998, dar poate fi ușor adaptat în orice emițător MF, MA sau SSB destinat comunicației vocale. Banda de trecere (la o atenuare de 10dB) cuprinde frecvențele între 300 și 3000Hz.

Amplificarea maximă este de cel puțin 60dB, iar tensiunea de ieșire este de circa $1+1,5V_{ef}$ pentru semnale mai mari de $1mV_{ef}$ aplicate la intrare, datorită intrării în limitare a amplificatorului. În acest caz montajul lucrează ca un clipper AF (a se vedea TEHNIUM nr.9/96) mărind eficacitatea comunicației vocale, prin reducerea raportului între puterea de vârf și puterea medie a semnalului modulator. În același timp se evită intrarea în limitare a altor etaje din schema emițătorului (modulatorul MF sau DSB).

zgomot mai bune, care se obțin datorită reducerii raportului între puterea de vârf și puterea medie.

Bineînțeles, gama dinamică este redusă masiv și, în plus, apar și distorsiuni neliniare datorită limitării. Prima problemă nu are relevanță (nu suntem în sala de concerte), iar distorsiunile neliniare pot fi ținute la un nivel acceptabil, fără a se afecta inteligibilitatea.

În orice caz, regula de a ține microfonul la o distanță constantă de gură și a vorbi cu aceeași intensitate rămâne valabilă, dar "abaterile" de la această regulă nu se mai traduc prin efecte nedorite supărătoare (distorsiuni mari etc.) datorită efectului de "clipper" (termenul de "limitator AF" poate naște confuzii, chiar cu precizarea "limitator AF de vârf").

Schema de principiu este dată în figura 1 și conține două etaje:

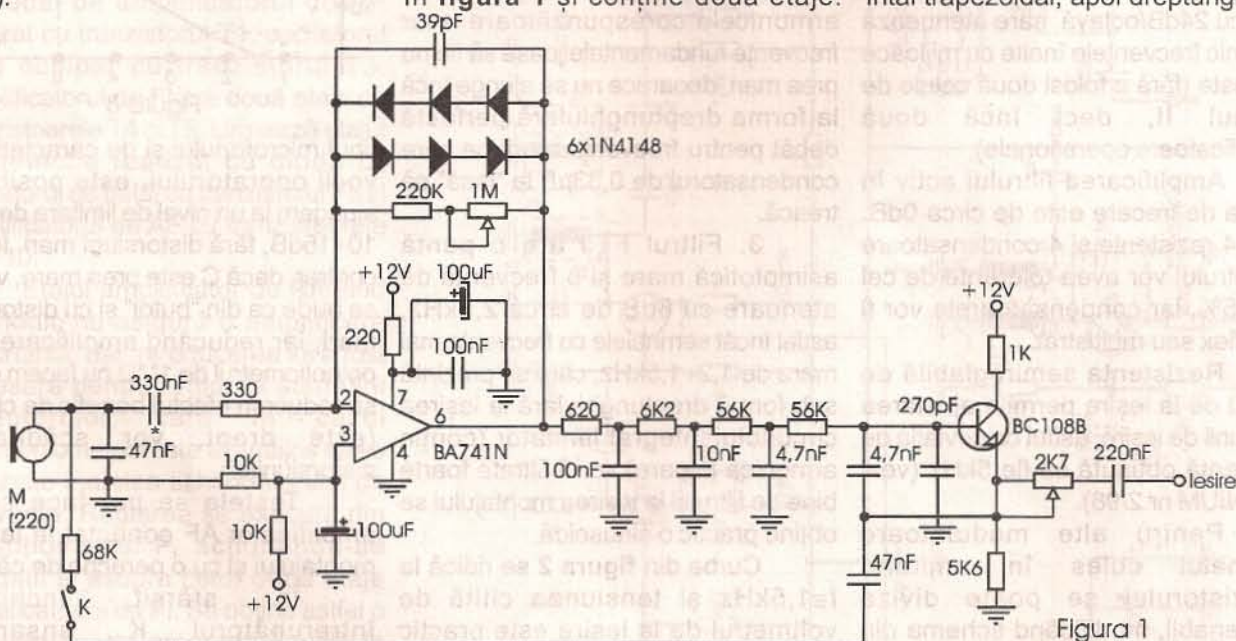


Figura 1

În cazul emițătoarelor SSB utilizarea unui clipper evită și intrarea în limitare a schimbătoarelor de frecvență și a amplificatoarelor RF care urmează.

Față de utilizarea unei scheme de compresor AF obișnuit, bazată pe controlul amplificării (întrucâtva asemănătoare sistemului AGC din receptoare) s-a preferat schema de clipper datorită simplității, răspunsului dinamic bun (la rostirea unei silabe) și a unor performanțe de raport semnal/

amplificatorului propriu-zis, echipat cu circuite integrate de tip BA741N (sau similare) și un filtru activ trece-jos de ordinul IV, realizat cu tranzistorul BC108B (sau altele, dar cu $\beta \geq 250$).

Filtrul activ se putea realiza în condiții ideale tot cu două circuite integrate de tip amplificator operațional, dar a fost posibilă utilizarea unui singur tranzistor, mai mic și mai ieftin, în montaj de repetor pe emitor.

Amplificarea poate fi reglată cu

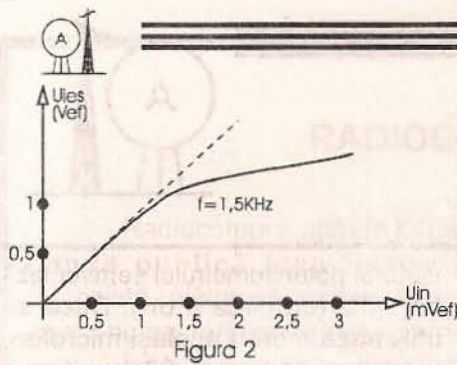
ajutorul potențiometrului semireglabil de $1M\Omega$ (de circa 6 ori). Dacă se utilizează mereu același microfon, potențiometrul poate fi înlocuit cu o rezistență fixă convenabilă.

Condensatorul de 47nF montat în paralel pe microfonul dinamic M împiedică pătrunderea RF în montaj. El trebuie să fie ceramic, ca și celelalte condensatoare de cuplaj. Dacă tensiunea RF de la emițător pătrunde totuși, se va monta un șoc RF, realizat pe un mic tor, amplasat înainte de condensatorul de 47nF, serie cu conexiunea microfonului.

Cele 6 diode limitează semnalul la ieșirea C1. Dacă se urmărește cu ajutorul unui osciloscop conectat la pinul 6 care este forma semnalului la ieșire, când se aplică de un generator semnal AF, se poate observa ușor intrarea în limitare, semnalul devenind întâi trapezoidal, apoi dreptunghiular,

dacă se depășește pragul de limitare de cel puțin 3 ori.

Filtrul trece-jos realizează o caracteristică de frecvență asemănătoare unui filtru Butterworth de ordinul 4, având o cădere de 24dB/octavă la frecvențe mai mari de 3kHz. Filtrul utilizează o singură celulă de ordinul 2 (rezistențele de 56 k Ω , condensatoarele de 4,7nF și 270pF, plus tranzistorul în montaj de repetor pe emitor) împreună cu două celule simple RC de ordinul întâi (rezistențele



de 620Ω și 6,2kΩ și condensatoarele de 0,1μF și 10nF).

Deoarece s-a ales $620\Omega \ll 6,2k\Omega \ll 56k\Omega$, cele trei celule lucrează practic independent, adică fiecare este alimentată de un generator cu impedanța mică (aproape un generator de tensiune) și lucrează pe o impedanță mare (practic "în gol").

Factorul de transfer rezultat va fi cu o bună aproximație egal cu produsul celor trei factori de transfer ai celulelor. Se poate arăta că abaterea față de curba unui filtru Butterworth de ordinul IV este de câțiva dB și apare doar în regiunea 1,5+3,5kHz. La frecvențe mai mari, cele două curbe practic coincid.

În acest mod s-a realizat un filtru cu 24dB/octavă, care atenuază puternic frecvențele înalte cu mijloace modeste (fără a folosi două celule de ordinul II, deci încă două amplificatoare operaționale).

Amplificarea filtrului activ în banda de trecere este de circa 0dB. Cele 4 rezistențe și 4 condensatoare ale filtrului vor avea toleranțe de cel mult 5%, iar condensatoarele vor fi styroflex sau multistrat.

Rezistența semireglabilă de 2,7kΩ de la ieșire permite ajustarea tensiunii de ieșire, astfel ca deviația de frecvență obținută să fie 5kHz (vezi TEHNIUM nr.2/98).

Pentru alte modulatorae semnalul cules în emitorul tranzistorului se poate diviza convenabil, modificând schema din figura 1.

În figura 2 este dată caracteristica de limitare a montajului, iar în figura 3 este dată curba atenuării totale față de atenuarea de la 1,2kHz, considerată ca referință (0 dB). Această curbă se măsoară aplicând la intrare un semnal mai mic de 0,5mVef, astfel încât să nu apară fenomene de limitare, care "lărgesc" curba.

Se observă atenuarea puternică a frecvențelor înalte (la 5kHz deja se obține circa 25dB sau mai mult, ținând

cont și de efectul condensatorului de 39pF din primul etaj). Peste 5kHz, atenuarea crește cu 30dB/octavă.

Datorită condensatorului de 0,33μF (notat cu *), atenuarea la frecvențe joase scade cu 6dB/octavă, relativ lent. În mod intenționat s-a ales ca atenuarea cu 3dB să se obțină nu la 300Hz, ci la circa 700-800Hz. În acest fel se favorizează frecvențele înalte (ce mai lasă FTJ să treacă!) și se evită o limitare puternică a frecvențelor joase (sub 600Hz), deci apariția unor distorsiuni care nu mai pot fi reduse de FTJ.

Să subliniem, în încheiere, care sunt "trucurile" prin care calitatea semnalului vocal este menținută în limite rezonabile, chiar în cazul aplicării unor semnale de vârf de 10 ori (20dB) mai mari decât limita funcționării liniare (fără limitare).

1. Limitatorul are o caracteristică de limitare bilaterală simetrică. Astfel armonicele pare și combinațiile lor nu mai apar.

2. Dezaccentuarea voită cu 6dB/octavă sub 0,8+1kHz permite ca armonicele corespunzătoare unor frecvențe fundamentale joase să fie nu prea mari, deoarece nu se ajunge încă la forma dreptunghiulară perfectă decât pentru frecvențe mari, pe care condensatorul de 0,33μF le "lasă" să treacă.

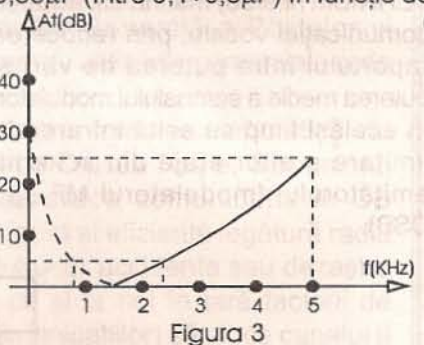
3. Filtrul FTJ are o pantă asimptotică mare și o frecvență de atenuare cu 6dB de circa 2,5kHz, astfel încât semnalele cu frecvența mai mare de 1,2+1,5kHz, care se prezintă sub formă dreptunghiulară la ieșirea circuitului integrat limitator (conțin armonice impare) vor fi filtrate foarte bine de filtru și la ieșirea montajului se obține practic o sinusoidă.

Curba din figura 2 se ridică la $f \approx 1,5\text{kHz}$ și tensiunea citită de voltmetrul de la ieșire este practic sinusoidală (rămâne doar fundamentală). Armonica a 3-a (4,5kHz) și a 5-a (7,5kHz), existente cu nivelurile -9,6dB și -14dB față de fundamentală în compoziția spectrală a semnalului sinusoidal, vor fi atenuate suplimentar de filtru (de pildă, armonica a 3-a cu 20dB) și vor fi neglijabile. Mai concret, nivelul armonicii a 3-a va fi -30dB, adică circa 3% distorsiuni. Pentru celelalte armonice, nivelul va fi și mai mic.

Dacă se aplică un semnal cu

frecvența de 500Hz, armonicele a 3-a și a 5-a vor fi "lăsate" de filtrul trece-jos să treacă, iar armonica a 7-a va fi atenuată, dar nu suficient. Prin urmare, distorsiunile vor fi mari, chiar după filtrare, iar forma de undă nesinusoidală. În realitate situația nu va fi așa dramatică, deoarece limitarea va fi mai puțin drastică și armonicele mai mici, deoarece condensatorul de cuplaj de 0,33μF de la intrarea circuitului integrat va reduce nivelul semnalului de la intrarea acestuia. Cu cât frecvența este mai joasă, cu atât reducerea este mai mare (dar crește "pericolul" ca filtrul să "treacă" mai multe armonice).

Am insistat asupra acestor aspecte, deoarece acționând la nevoie doar asupra condensatorului de 0,33μF (între 0,1-0,5μF) în funcție de



tipul microfonului și de caracteristica vocii operatorului, este posibil să ajungem la un nivel de limitare de circa 10+15dB, fără distorsiuni mari. În caz contrar, dacă C este prea mare, vocea se aude ca din "butoi" și cu distorsiuni mari, iar reducând amplificarea din potențiometrul de 1MΩ nu facem decât să reducem efectul benefic de clipper (este drept, vor scădea și distorsiunile!).

Testele se pot face cu un amplificator AF conectat la ieșirea montajului și cu o pereche de căști.

În sfârșit, închizând întrerupătorul K, ansamblul amplificator + filtru se transformă într-un oscilator AF. Pe bucla de reacție este montată rezistența de 68kΩ care, împreună cu celelalte rezistențe, divide tensiunea de ieșire.

Frecvența de oscilație este în jur de 2,3+2,5kHz, la care faza totală este 0°C. Semnalul de ieșire este sinusoidal, filtrul eliminând perfect armonicele. În poziția de oscilator, montajul poate servi ca generator de test (pentru reglajul lanțului emisie-recepție).



măsurat, DM.

Bobina L1 are 30 spire CuE $\phi 0,25\text{mm}$, pe o carcasă de unde scurte de la receptoarele "Modern", "Enescu" etc., cu priza la spira 6 de la masă. Peste aceasta se bobinează L2 cu 18 spire CuE $\phi 0,1\text{mm}$, cu priza la spira 5 de la masă. Bobina de șoc L3 are 200 spire CuE $\phi 0,15\text{mm}$ pe carcasă de FI de la aceleași receptoare. Bobina L4 are 33 spire, pe același fel de carcasă ca și L3, și din același fel de conductor, cu priza la spira 6 de la masă.

Bobinele L5, L6, L7 se execută fără miez, pe carcase cu diametrul de 16mm, din tub de material plastic de instalații electrice. Bobina de șoc L5 are 105 spire CuE $\phi 0,2\text{mm}$; L6 are 30 spire CuE $\phi 0,5\text{mm}$; L7 are 70 spire CuE $\phi 0,2\text{mm}$. Toate condensatoarele variabile sunt de tipul "Mamaia" sau "Nordic". De la CV1 se folosesc secțiunile mici, iar de la celelalte secțiunile mari legate în paralel. Tranzistoarele T1, T2, T3 sunt BC109, T3 având prevăzut un mic radiator. Tranzistorul T4 va fi de tipul BD135, 139, 237 etc., cu radiator având suprafața de $10\div 15\text{cm}^2$. Montajul se realizează pe circuitul imprimat din figura 5. DM poate fi un indicator de la orice tip de magnetofon, ajustându-se rezistența de $220\text{k}\Omega$ pentru a obține o indicație convenabilă.

★ StarNets ★

Your Internet Business Solution



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

InterComp

Tel: 01-323 8255 Fax: 01-3239191

Email: office@starnets.ro

http://www.starnets.ro

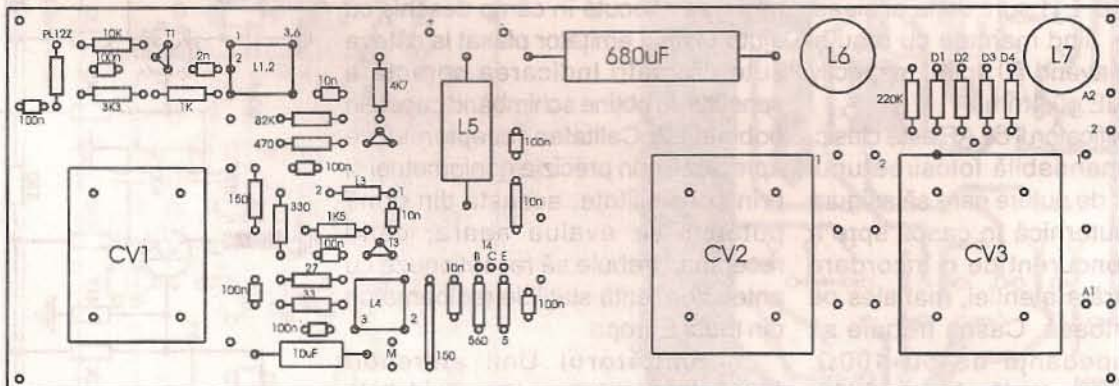


Figura 5a

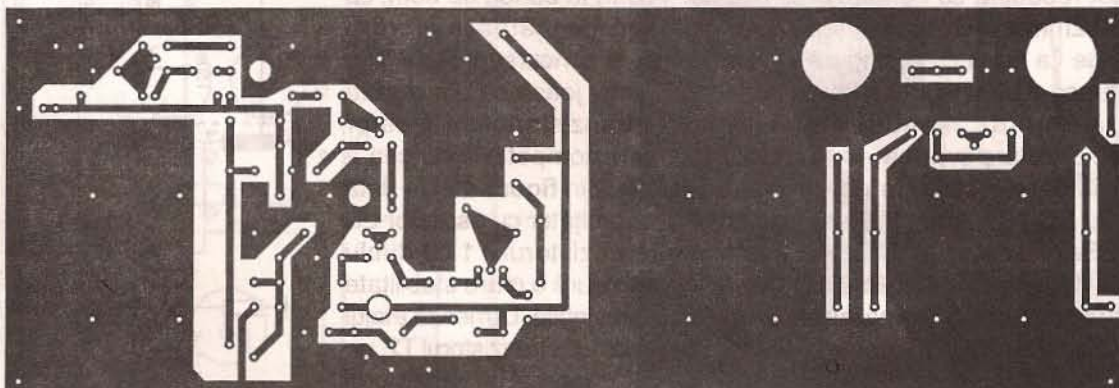


Figura 5b



FUNȚIONAREA ȘI DEPANAREA VIDEOCASETOFOANELOR (XI)

ing. Șerban Naicu

ing. Florin Gruia

- urmare din numărul trecut -

AUDIOSONIC VCR - 12R

Această schemă de alimentare, prezentată în figura 12, este larg răspândită fiind utilizată la o gamă largă de modele de playere video.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ având tensiunea de 220V/50Hz, prin intermediul siguranței fuzibile F801 (315mA), a filtrului antiparazit L801/C801 și a transformatorului T801. În secundar există o unică înfășurare, având priză mediană. Ea alimentează puntea redresoare D801, de tip D3SBA20. Pe priza mediană există rezistența de protecție cu rol de fuzibil R804 (2,7Ω). La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C804 (3300μF) se obține o tensiune continuă utilizată de 3 stabilizatoare drept tensiune de intrare. Siguranța fuzibilă F802 (1,25A) are rol de protecție generală. Primul stabilizator este realizat cu tranzistorul regulator serie Q802, de tip KTD1406Y, în emitorul său obținându-se tensiunea stabilizată comutabilă de 12V (ON/OFF +12V). Baza sa este controlată de ieșirea amplificatorului operațional aflat în circuitul integrat IC801, de tip KIA75902P, pinul 7. Acesta este format din 4 amplificatoare operaționale identice. La pinul 6 se aduce tensiunea de eroare luată din circuitul de ieșire cu ajutorul divizorului R805 și R806. Pe intrarea neînversoare, pinul 5, se aplică o tensiune de referință luată cu ajutorul rezistenței R806 de pe catodul diodei Zener de referință D804, de tip MA1051L (Uz=5,1V). Această diodă este polarizată din tensiunea de intrare în stabilizator cu ajutorul rezistențelor R802 în serie cu R803. Condensatorul C806 are rolul de a filtra tensiunea de polarizare. Totodată la pinul 5 mai este conectată dioda de blocare D803.

Tensiunea de ON/OFF 12V se poate măsura în punctul de test TP802.

Comanda de pornire/oprire a sursei se face cu ajutorul tensiunii notate "POWER ON". Ea se aplică tranzistorului de blocare Q805, de tip KSR1008, al cărui colector este conectat simultan la următorii pini ai lui IC801: 12 (intrarea neînversoare a amplificatorului operațional al sursei de +5V), pinul 10 (intrarea neînversoare a amplificatorului operațional al sursei MOTOR +12V) și la pinul 5 (intrarea neînversoare a sursei de ON/OFF +12V). Prin saturarea tranzistorului Q805, toate aceste părți sunt conectate la masă, sursele respective blocându-se.

Al doilea beneficiar al tensiunii de intrare este stabilizatorul de +12V, tensiune permanentă (EVER+12V), realizat cu tranzistorul regulator serie Q806, de tip KTD1406Y. El are în bază montată dioda de referință D805, de tip MA11300L (Uz=13V). Tensiunea se poate măsura în punctul de test TP801.

Al treilea beneficiar este sursa de MOTOR +12V, realizată cu tranzistorul regulator serie Q801, de tip 2SD1273Q.

Tranzistorul este controlat în bază de ieșirea de la pinul 8 a amplificatorului operațional nr.2. Pe intrarea inversoare se aduce tensiunea de eroare, divizată cu rezistențele R807 și R808. Drept tensiune de referință este utilizată cea furnizată

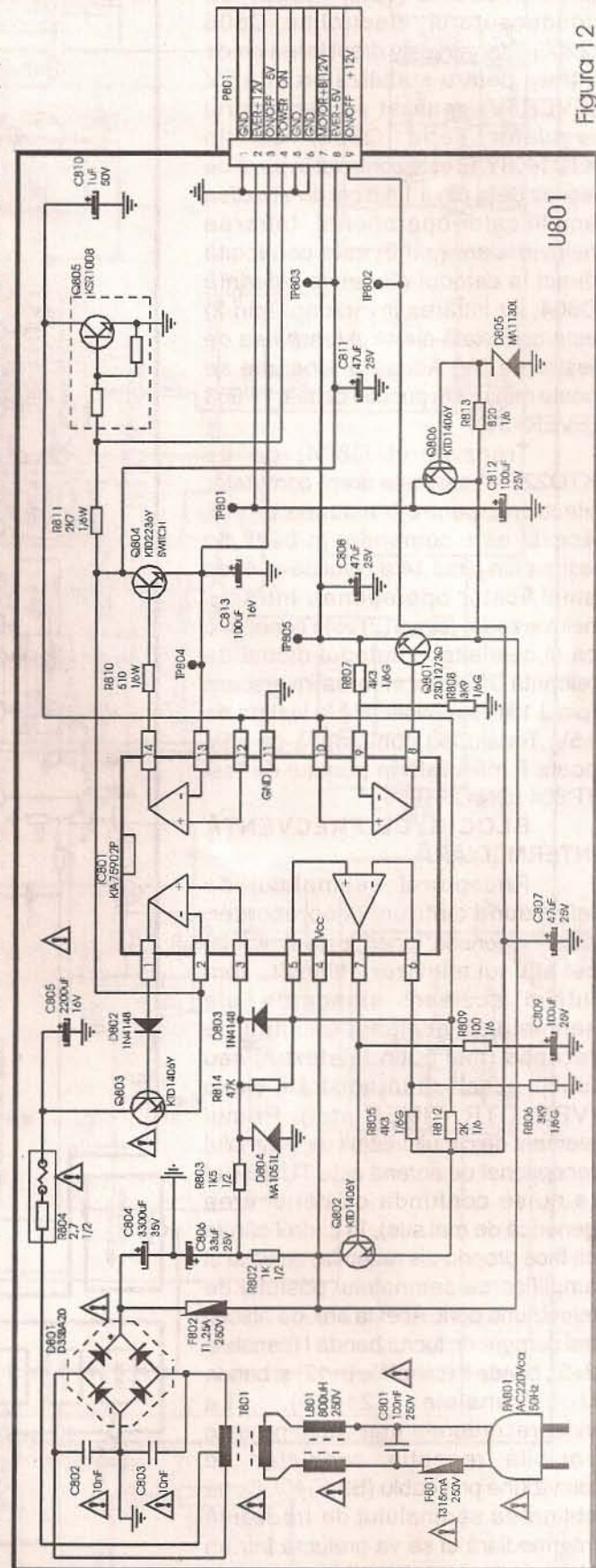


Figura 12

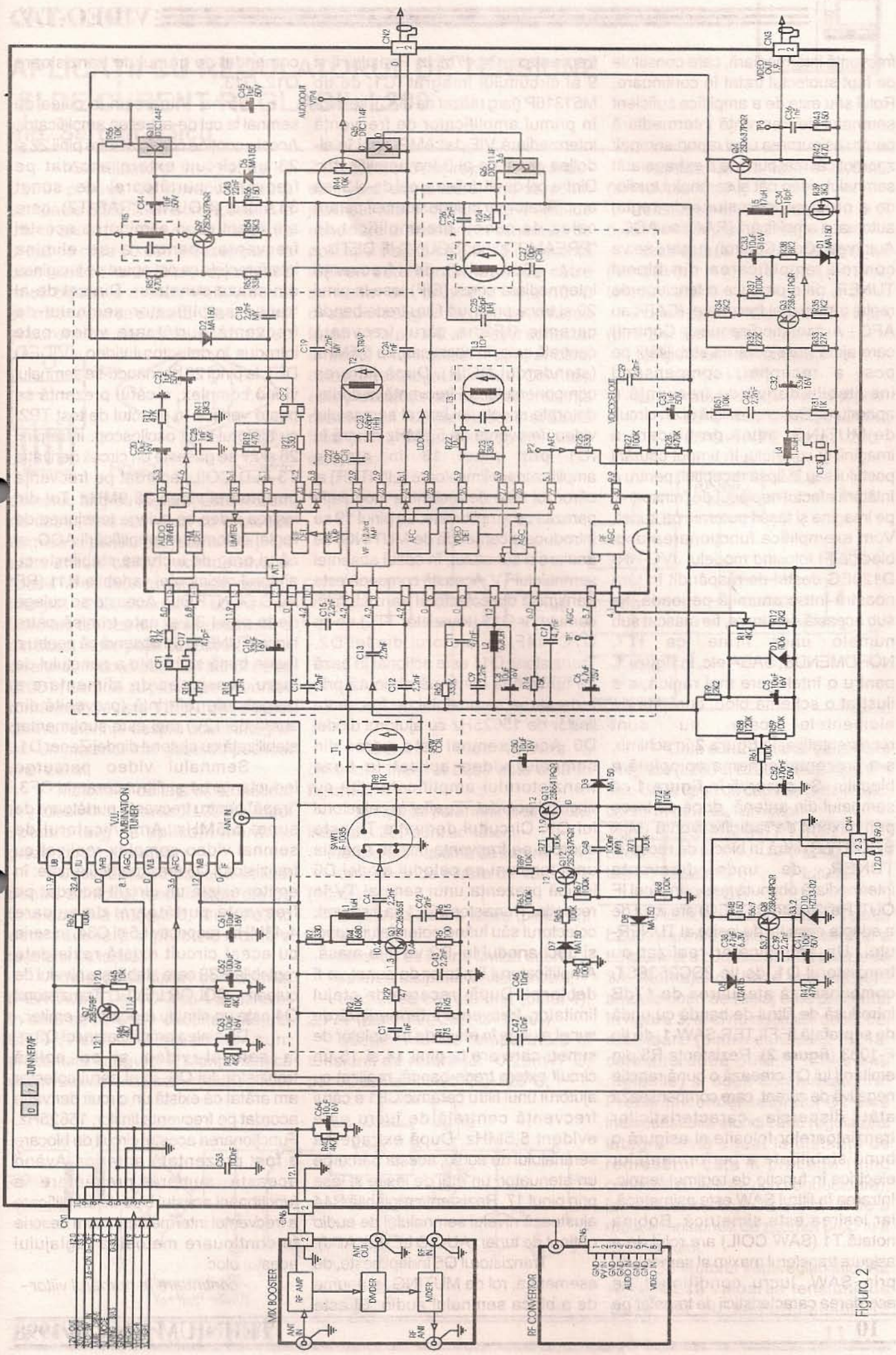


Figura 2



frecvență intermediară, care constituie de fapt subiectul tratat în continuare. Rolul său este de a amplifica suficient semnalul de frecvență intermediară pentru asigurarea unui raport semnal/zgomot cât mai bun, de a extrage atât semnalul video cât și semnalul audio, de a produce o tensiune de reglaj automat a amplificării (RAA sau AGC - Automatic Gain Control) cu care se va controla amplificarea din blocul TUNER, de a produce o tensiune de reglaj automat al frecvenței (CAF sau AFC - Automatic Frequency Control) care ajută la asigurarea stabilității pe post a recepției, compensând inevitabila derivă de frecvență a aparatului. Opțional există și un circuit de MUTING, adică de blocare a imaginii și sunetului în timpul căutării postului sau în lipsa recepției, pentru a înlătura efectul neplăcut de "ninsoare" pe imagine și fâșâit puternic pe sunet. Vom exemplifica funcționarea unui bloc de FI folosind modelul JVC-HR-D120EG destul de răspândit în țara noastră într-o anumită perioadă, fie sub această denumire, fie mascat sub numele unor firme ca ITT, NORDMENDE, SABA etc. În figura 1, pentru o înțelegere mai rapidă, s-a ilustrat o schemă bloc, curățată de elementele care nu sunt reprezentative. În figura 2 în schimb, s-a prezentat schema completă a blocului. Se observă în figura 1 că semnalul din antenă, după ce trece prin mixerul de radiofrecvență (MIX BOOSTER) intră în blocul de recepție TUNER, de unde frecvența intermediară obținută iese prin pinul IF OUT. Rezistența R1 (75Ω) are rolul de a adapta circuitul de ieșire al TUNER-ului. Un amplificator realizat cu tranzistorul Q1, de tip 2SC2636ST, compensează atenuarea de 17dB introdusă de filtrul de bandă cu undă de suprafață IF.FILTER SAW-1, de tip F-1033 (figura 2). Rezistența R5 din emitorul lui Q1 creează o bună reacție negativă de curent, care compensează atât dispersia caracteristicilor tranzistoarelor folosite și asigură o bună stabilitate a performanțelor electrice în funcție de regimul termic. Intrarea în filtrul SAW este asimetrică, iar ieșirea este simetrică. Bobina notată T1 (SAW COIL) are rolul de a asigura transferul maxim al semnalului prin SAW, lucru condiționat de acordarea caracteristicii de transfer pe

frecvența de 34,47MHz. Prin pinii 8 și 9 ai circuitului integrat IC1, de tip M51316P (larg utilizat de JVC), se intră în primul amplificator de frecvență intermediară VIF-1st AMP, apoi în al doilea și cel de-al 3-lea amplificator. Dintre cel de-al doilea și cel de-al 3-lea amplificator se culege semnal pentru calea de sunet, preamplificat de "PREAMP" și de "SOUND IF DET".

Semnalul de frecvență intermediară sunet (SIF) iese la pinul 20 și trece printr-un filtru trece-bandă ceramic CF2, a cărui frecvență centrală este, în acest caz, de 5,5MHz (standardul CCIR). După filtrarea componentelor de frecvență nedorite, datorate spectrului larg al semnalului video, frecvența de 5,5MHz reîntră în IC1 prin pinul 18 în etajele amplificatoare/limitatoare (LIMITER) al căror rol este de a elimina modulația parazită de amplitudine. La pinul 19 se introduce o comandă de MUTING, de anulare a sunetului, în cazul absenței semnalului TV. Această comandă este transmisă din colectorul tranzistorului comutator Q11 (tranzistor TTL) de tip DTC144F, cu ajutorul diodei D2. Tranzistorul Q11 este acționat în bază de tensiunea continuă obținută prin redresarea semnalului de frecvență liniilor de 15625Hz cu ajutorul diodei D6. Acest semnal este extras din semnalul video aplicat în baza tranzistorului amplificator Q9 cu circuitul acordat T5, aflat în colectorul lui Q9. Circuitul derivație T5 este acordat pe frecvența liniilor. Apariția unei tensiuni pe catodul diodei D6 indică prezența unui semnal TV în recepție. Tranzistorul Q11 va fi saturat, colectorul său luând potențialul masei și deci anodul lui D2 va fi la masă. Amplificatorul limitator de sunet va fi deblocat. După trecerea de etajul limitator, frecvența intermediară de sunet ajunge în etajul de modulator de sunet, care are la pinii 14 și 15 un circuit extern trece-bandă, realizat cu ajutorul unui filtru ceramic CF1 a cărui frecvență centrală de lucru este evident 5,5MHz. După extragerea semnalului de audio, acesta parcurge un atenuator, un etaj de ieșire și iese prin pinul 17. Rezistența reglabilă R44 ajustează nivelul semnalului de audio obținut de tuner (AUDIO LEVEL ADJ).

Tranzistorul Q5 îndeplinește, de asemenea, rol de MUTING, și anume de a bloca semnalul audio. El este

comandat de grupul de tranzistoare Q12, Q13.

Să ne întoarcem la calea de semnal la cel de-al treilea amplificator. Acesta conține conectat între pinii 22 și 23 un circuit extern acordat pe frecvența purtătoare de sunet 33,4MHz (SOUND TRAP-T2), care are drept scop eliminarea acestei frecvențe, pentru a se elimina interferențele ce pot apare pe imaginea din cauza sunetului. Din cel de-al treilea amplificator semnalul de frecvență purtătoare video este introdus în detectorul video - VIDEO DET, la pinul 29 obținându-se semnalul video complex, a cărui prezență se poate verifica în punctul de test TP2, cu ajutorul unui osciloscop. Între pinii 26 și 27 se găsește un circuit derivație T3-LLD COIL, acordat pe frecvența purtătoare video 38,9MHz. Tot din ieșirea video se culege tensiunea de reglaj automat al amplificării AGC, al cărui prag de lucru se stabilește cu ajutorul rezistenței variabile R11 (RF AGC CONTROL). Aceasta se culege de la pinul 30 și este trimisă către blocul TUNER. Se observă că pentru o foarte bună stabilitate a punctului de lucru, tensiunea de alimentare a pragului de referință (provenită din sursa de 12V) mai este suplimentar stabilizată cu ajutorul diodei Zener D1.

Semnalul video parcurge inductanța L4 și filtrul ceramic CF3, "trapă" pentru frecvența purtătoare de sunet 5,5MHz. Amplificatorul de semnal video complex realizat cu tranzistorul Q3 are o particularitate: în emitor există un circuit acordat pe frecvența purtătoare de culoare 4,43MHz, respectiv L5 și C34. În serie cu acest circuit există rezistența reglabilă R39 care stabilește nivelul de culoare - COLOR LEVEL. Tranzistorul Q4 este un simplu repetor pe emitor.

Dinaintea amplificatorului Q3 se ia semnal video și se aplică tranzistorului Q9, în al cărui colector am arătat că există un circuit derivație acordat pe frecvența liniilor, 15625Hz. Funcționarea acestui circuit de blocare a fost prezentată anterior. Având această sumară prezentare a funcționării acestui bloc de amplificare a frecvenței intermediare, vom descrie în continuare metodică reglajului acestui bloc.

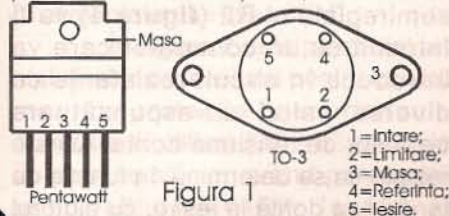
- continuare în numărul viitor -



APLICAȚII CU REGULADORUL DE TENSIUNE ȘI DE CURENT REGLABIL L200

ing. Șerban Naicu

Stabilizatorul integrat de tip L200, produs de binecunoscuta companie SGS-Thomson, accesibil în ultimii ani și pe piața românească (la prețul de circa 50.000 lei/exemplar, la data realizării articolului) reprezintă o mică bijuterie electronică. Acesta permite reglarea simultană a tensiunii și curentului de ieșire, prezintă un



domeniu larg de reglare, este extrem de fiabil (fiind prevăzut cu protecție termică și pentru supratensiune). Cu toate aceste calități, acest adevărat "clasic" al electronicii care este circuitul integrat L200, este puțin abordat în literatura tehnică din țara noastră, fiind din acest motiv puțin cunoscut. Alături de alte doar două abordări ale CI de tip L200 în lucrările cu profil de electronică românești, revista TEHNIUM a făcut câteva referințe despre acest integrat într-un material mai general, publicat anul trecut.

Materialul de față este destinat în exclusivitate circuitului L200, al cărui spectru larg de aplicații merită o prezentare mai amplă.

Circuitul L200 poate fi utilizat pentru a înlocui stabilizatoarele de tensiune fixă integrate, atunci când este necesară o precizie înaltă a tensiunii de ieșire.

Cele două tipuri de capsule (PENTAWATT și TO-3 cu 4 terminale) în care se livrează circuitul integrat L200 și semnificația pinilor sunt prezentate în figura 1. Menționăm că uneori se confundă semnificația pinilor

2 (limitare) și 5 (ieșire), considerându-se invers, acest lucru fiind oarecum justificat (dar incorect!) de modul de conectare al acestora în schemele de aplicație. Faptul că pinul 5 reprezintă ieșirea este confirmat și de către schema de principiu internă a circuitului integrat, în care se remarcă faptul că la pinul 5 al CI este conectat emitorul unui tranzistor npn, al cărui colector este legat la intrare. Confuzia este probabil determinată de prezența rezistorului R3 (de valoare scăzută între pinii 2 și 5), cu rol de limitare a curentului.

- impedanța de ieșire: $1,5m\Omega$ ($V_i=10V$; $I_o=0,5A$);
- tensiunea limită între pinii 2 și 5: $0,45V$ ($V_i=10V$; $I_s=100mA$);
- stabilizare curent de sarcină ($V_i=10V$): $I_o=0,5A \rightarrow 1,4\%$; $I_o=1,5A \rightarrow 0,9\%$;
- curent de scurtcircuit de vârf: $3,6A$ (pinii 2 și 5 conectați între ei);
- temperatura de stocare: $-55^\circ C + +150^\circ C$;
- temperatura de lucru a joncțiunii: $-25^\circ C + +150^\circ C$ pentru L200C; $-55^\circ C + +150^\circ C$ pentru L200.

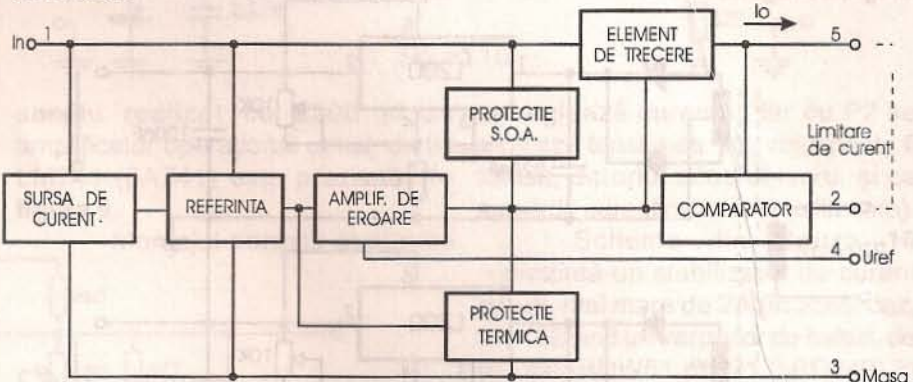


Figura 2

Schema bloc internă a circuitului integrat L200 este dată în figura 2.

Principalii parametri ai circuitului integrat L200 sunt următorii:

- tensiunea maximă de intrare: $40V$;
- tensiunea de intrare de vârf: $60V$ ($10ms$);
- tensiunea intrare-ieșire (pinii 1-5): $32V$ ($1,5A$);
- curentul de ieșire: limitat intern;
- puterea disipată: limitată intern;
- tensiunea de referință (pinul 4): $2,77V$ (pentru $V_i=20V$; $I_o=10mA$)
- coeficientul de temperatură al tensiunii de referință: $-0,25mV/^\circ C$, pentru domeniul $-25^\circ C + +125^\circ C$;

Cele două variante de circuite integrate (L200 și L200C) se livrează în cele două tipuri de capsule prezentate, conform tabelului următor:

Tip	PENTAWATT	TO-3
L200	-	L200T
L200C	L200CH, L200CW	L200CT

Acest stabilizator integrat, de tip L200, permite reglarea simultană a tensiunii și a curentului de ieșire peste $2A$. Montajul de bază care asigură ambele tipuri de reglaj este prezentat în figura 3, și el nu necesită decât trei rezistoare (dintre care unul fix, iar celelalte două putând fi fixe sau reglabile) și două condensatoare. Prezența condensatorului C1 este indispensabilă atunci când regulatorul integrat este situat la distanță de redresorul care îl precede (fiind conectat cu acesta prin conductoare), iar condensatorul C2 are rolul de a reduce tensiunea de zgomot propriu a regulatorului.

Cu ajutorul semireglabilului R2 se reglează valoarea tensiunii de ieșire, iar cu semireglabilul R3

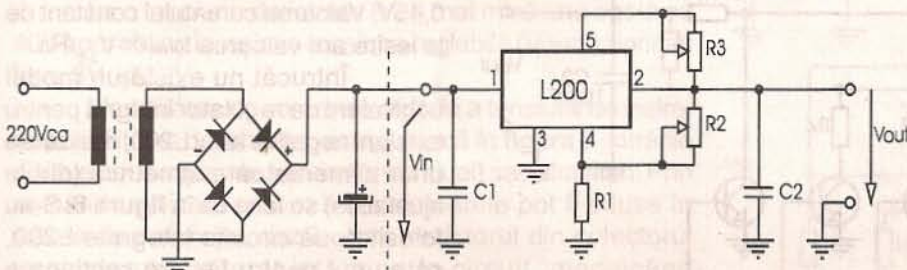


Figura 3

$$I_o(max) = V_5 - 2/R_3$$

$$V_o = V_{ref}(1 + R_2/R_1)$$

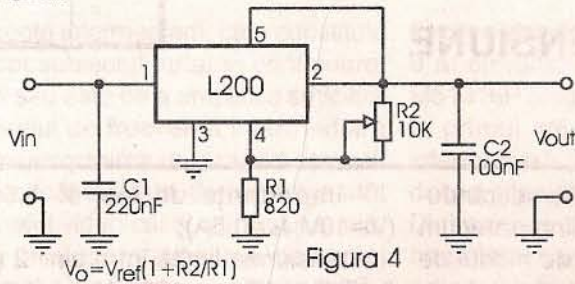


Figura 4

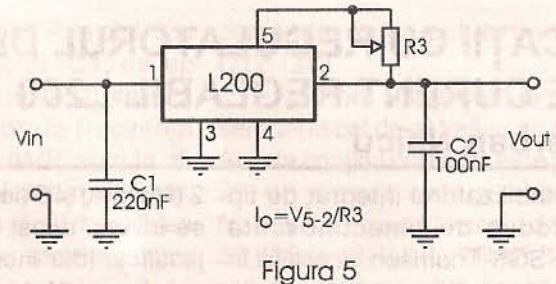


Figura 5

valoarea curentului constant de ieșire. Reglarea curentului de ieșire nu semnifică limitarea curentului de ieșire al unui regulator de tensiune la o valoare prescrisă (operație pe care aproape orice regulator modern o realizează) ci asigurarea la ieșire în permanență a aceluiași curent, indiferent de valoarea sarcinii aplicate.

Valoarea rezistorului fix R1 se alege, de regulă, 820Ω.

ajutorul semireglabilului R3). Este evident în aceste două situații că, în prima figură (figura 4) nu se poate regla valoarea curentului de ieșire (pinii 2 și 5 ai circuitului integrat fiind scurtcircuitați între ei), iar în cea de-a doua (figura 5) valoarea tensiunii de ieșire nu se poate regla.

Menționăm că în relațiile de calcul prezentate anterior V_{ref} reprezintă tensiunea de referință (care

menționea că valoarea tensiunii de intrare nu trebuie să depășească 40V.

Dacă se dorește realizarea unui stabilizator de tensiune cu valoarea tensiunii de ieșire reglabilă în trepte, semireglabilul R2 (figura 4) va fi înlocuit cu un comutator care va introduce în circuit rezistențe cu diverse valori corespunzătoare treptelor de tensiune dorite. Aceste rezistențe se determină, în funcție de tensiunea dorită la ieșire, cu ajutorul relației prezentate care exprimă valoarea maximă a tensiunii de ieșire: $V_{OUT} = 2,77V(1 + R2/R1)$.

Atenționăm, în acest caz, asupra faptului că este necesară folosirea unui comutator al cărui cursor nu rămâne în gol la comutarea de pe o poziție pe alta, situație care ar putea deveni foarte riscantă pentru montajul care se alimentează din acest stabilizator: la ieșirea acestuia s-ar aplica (un timp scurt) valoarea maximă a tensiunii de intrare aplicată stabilizatorului.

În figura 5, care reprezintă un stabilizator de curent reglabil (cu ajutorul semireglabilului R3), valoarea V_{2-5} (tensiunea între pinii 2 și 5 ai CI)

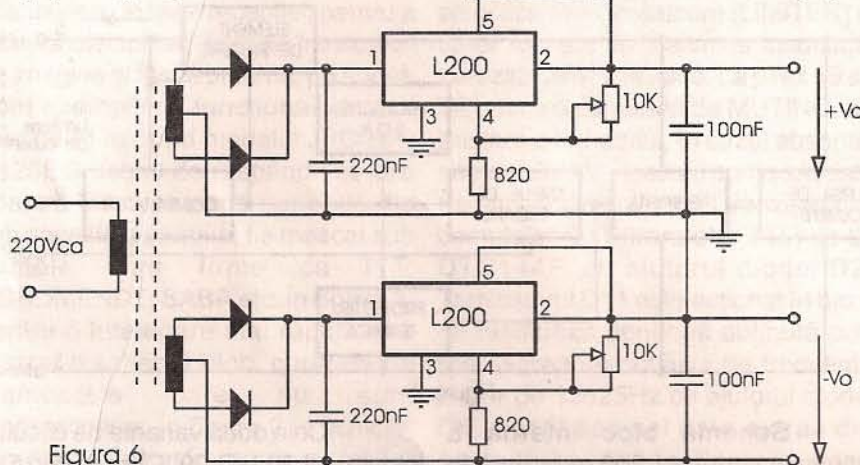


Figura 6

Valorile tensiunii și curentului de ieșire se pot exprima cu relațiile:

$$V_{OUT} = V_{ref}(1 + R2/R1) = 2,77V(1 + R2/R1);$$

$$I_{OUT} = V_{2-5} / R3 = 0,45V / R3$$

Acest montaj din figura 3, care permite reglarea simultană a tensiunii și a curentului de ieșire, este defalcat în două montaje distincte, cel din figura 4, care reprezintă un stabilizator la care se poate regla doar tensiunea de ieșire (cu ajutorul semireglabilului R2) și cel din figura 5 la care se poate regla valoarea curentului de ieșire (cu

se găsește pe pinul 4 al CI) având valoarea tipică de 2,77V (min. 2,65V - max. 2,85V). Tensiunea de ieșire se poate regla în plaja: 2,85V + 36V, cu

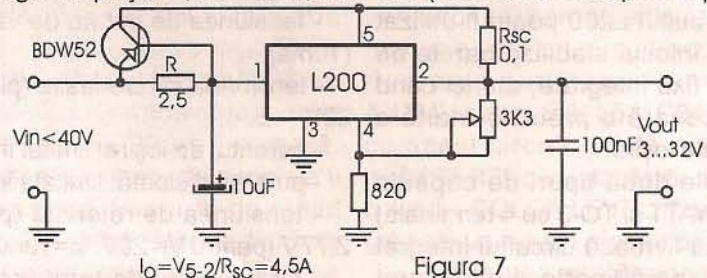


Figura 7

reprezintă tensiunea de sesizare a limitării de curent și are valoarea de 0,45V. Valoarea curentului constant de la ieșire are valoarea $I_{max} = V_{2-5} / R3$.

Întrucât nu există un model echivalent de regulator integrat pentru tensiuni negative al lui L200, realizarea unor alimentatoare simetrice (dublu ajustabile) se face ca în figura 6. S-au folosit două circuite integrate L200, câte unul pentru fiecare secțiune a alimentatorului. Ieșirea de tensiune pozitivă a celui de-al doilea regulator

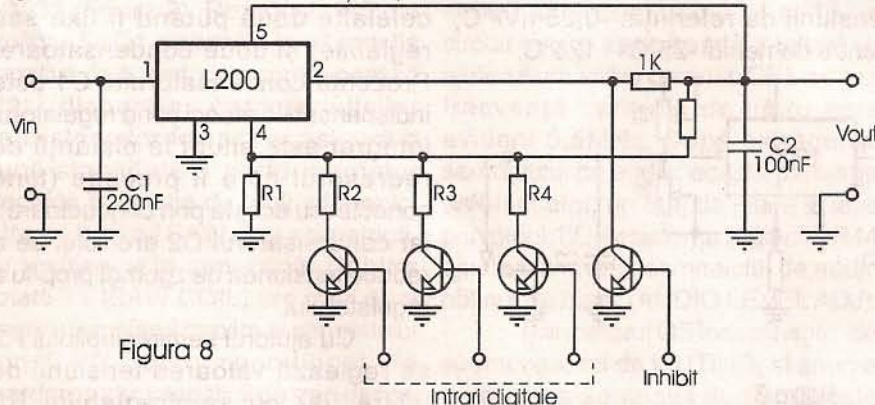


Figura 8

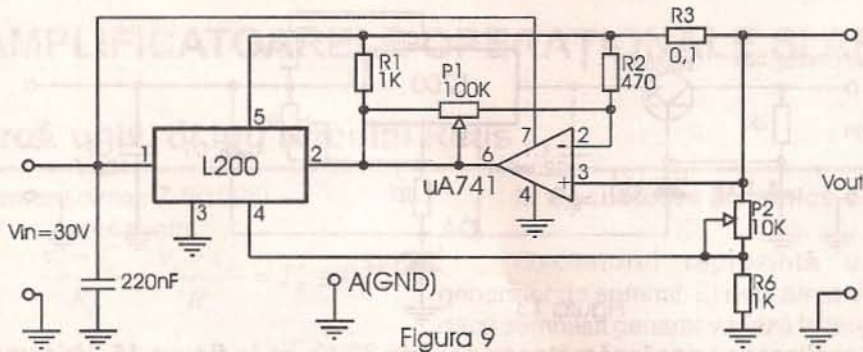
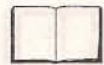


Figura 9

unei tensiuni stabilizate de ieșire (V_{out}) cuprinsă între V_{ref} (circa 2,77V) și 25V, la un curent (I_o) cuprins între 35mA și 1,5A, când tensiunea de intrare (V_{in}) este de 30V. Dacă se dorește lărgirea domeniului tensiunii de ieșire în jos, până la zero volți (în loc de 2,77V) se conectează punctul A al schemei (masa) la o tensiune negativă (de circa -3V/10mA).

Cu ajutorul potențiometrului P1

s-a conectat împreună cu ieșirea negativă a primului regulator, constituind masa comună a montajului (a alimentatorului diferențial).

În figura 7 este prezentat un stabilizator de tensiune pentru cureni mari, cu protecție la scurtcircuit. Tranzistorul utilizat (BDW52) este de tip pnp, cu siliciu, având parametrii principali: $U_{CB0}=45V$; $I_c=15A$ și $P_{tot}=125W$. Acesta poate fi înlocuit cu tranzistoare echivalente de tipul BD214, BD250, BDV92 etc.

Se remarcă faptul că, în urma trecerii curentului prin rezistorul R (2,5 Ω) apare o cădere de tensiune pe acesta care constituie tensiunea de

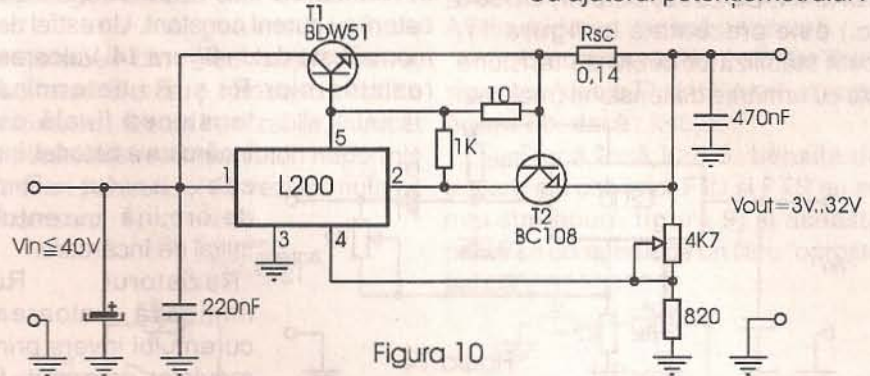


Figura 10

simplu realizat cu L200 și un amplificator operațional uzual, de tip LM741 ($\beta A741$) este prezentat în figura 9.

Montajul permite obținerea

se reglează curentul, iar cu P2 se reglează tensiunea. Montajul poate fi folosit, datorită acestui lucru, și ca sursă de curent constant (cu limitare).

Schema din figura 10 reprezintă un stabilizator de curent ridicat, mai mare de 2A (în acest caz, 5A) utilizând un tranzistor de balast, de tip npn (BDW51, BD213, BD249) în paralel cu regulatorul L200. În afara tipurilor menționate se poate folosi orice tranzistor având $U_{CB}=45V$, $I_c=15A$ și $P_{tot} = 125W$.

Pentru limitarea curentului de ieșire se utilizează tranzistorul T2, de tip BC108. Rezistorul Rsc se dimensionează astfel încât, la curentul maxim de ieșire (5A) să avem pe el o cădere de tensiune de 0,7V. Această tensiune, care se aplică joncțiunii de comandă a tranzistorului T2 (B-E) duce

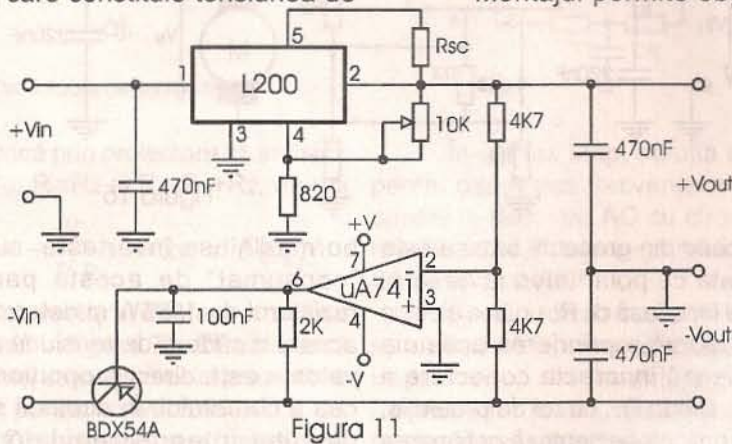


Figura 11

comandă (bază-emitor) a tranzistorului extern, de putere. Acesta se deschide mai mult și permite trecerea unei importante părți a curentului prin el.

Căderea de tensiune la bornele rezistenței de limitare la scurtcircuit (Rsc) atinge valoarea de 450mV (datorită dispersiei parametrilor putând fi cuprinsă de fapt, între 380mV și 520mV), rezultând astfel un curent maxim de 4,5A.

La o tensiune de intrare (V_{in}) mai mică sau egală cu 40V vom obține la ieșire o tensiune reglabilă (V_{out}) cuprinsă între 3V și 32V.

Modalitatea de comandă digitală a tensiunii de ieșire, cu posibilitatea de inhibare, este ilustrată în figura 8. Intrările digitale pot fi acționate separat (individual) sau simultan. Prin comanda aplicată pe bază tranzistoarele pot fi aduse în starea de saturație, caz în care rezistorul din colectorul tranzistorului saturat intervine în circuit, modificând configurația acestuia, și deci valoarea tensiunii de ieșire.

Un regulator (stabilizator) de tensiune și de curent

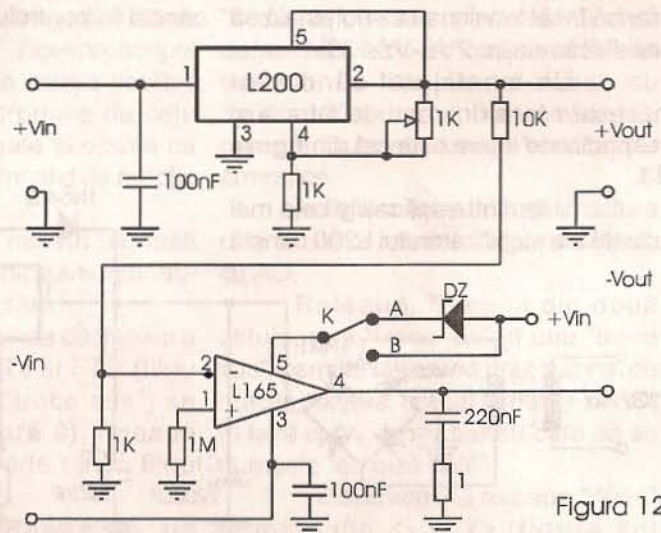


Figura 12



tranzistorul din circuitul de limitare a curentului în saturatie. Valoarea lui R_{sc} rezultă, în acest caz, de $0,14\Omega$.

O altă sursă simetrică de tensiune, dar care nu mai utilizează două regulatoare de tip L200 (ca cea din figura 6), ci unul singur, celălalt fiind înlocuit cu un amplificator operațional de tip $\beta A741$ și un tranzistor pnp de tip Darlington (BDX54A, BD266L, BD644, BD896 etc.) este prezentată în figura 11. Acest stabilizator dublu de tensiune este cu urmărire de tensiune (realizată

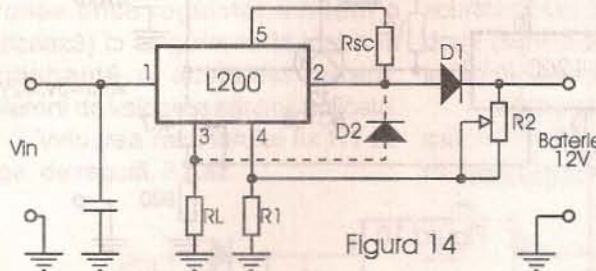


Figura 14

cu amplificatorul operațional și tranzistorul Darlington), adică tensiunea negativă urmărește întocmai valoarea tensiunii pozitive. Acest lucru oferă posibilitatea ca reglarea tensiunii de ieșire pentru ambele secțiuni ale stabilizatorului să se facă cu ajutorul unui singur potențiomtru (de $10k\Omega$), conectat în rețeaua externă a circuitului regulator L200, care realizează secțiunea de tensiune pozitivă.

Un alt stabilizator dublu cu urmărire, de mare curent, realizat cu L200 și amplificatorul operațional de tip L165 de putere mare ($\pm 18V$; 3,5A; 18W) este prezentat în figura 12. Comutatorul K este trecut pe poziția A atunci când $18V \leq V_{IN} \leq 32V$.

Dioda Zener Dz va fi astfel aleasă încât tensiunea sa nominală să satisfacă relația: $2V_{IN} - V_z \leq 36V$.

Un montaj util când sunt necesare tensiuni mari de intrare și respectiv de ieșire este cel din figura 13.

Una dintre aplicațiile cele mai uzuale ale stabilizatorului L200 constă

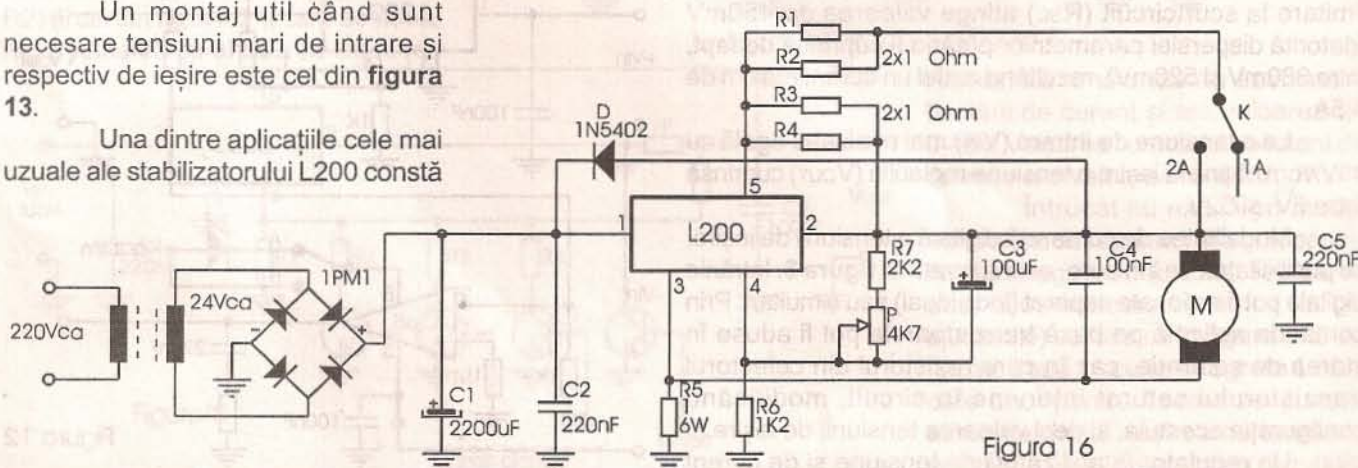


Figura 16

în realizarea unor încărcătoare de baterii cu curent constant. Un astfel de montaj este dat în figura 14. Valoarea rezistoarelor R_1 și R_2 determină tensiunea finală de încărcare a bateriei, iar cea a lui R_{sc} determină curentul inițial de încărcare.

Rezistorul R_L limitează valoarea curentului invers prin regulator, care poate fi de maxim 100mA,

(de 30W), ca în figura 15. Valoarea rezistorului R_3 se determină cu relația: $R_3 = (R_1/R_2)R_M$.

Tensiunea care se aplică la bornele motorului are expresia: $V_M = V_{ref}(1 + R_2/R_1)$.

Plecând de la același principiu, în figura 16 este prezentată shema electronică a unui regulator de cuplu pentru mini-mașini de găurit (bormașini) realizat în principal cu L200. Tensiunea de ieșire în repaus este fixată cu ajutorul potențiometrului P și al rezistenței R_6 . Când motorul

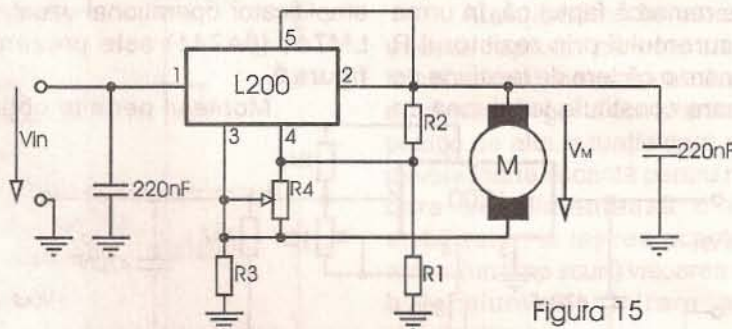


Figura 15

atunci când din greșeală bateria este conectată cu polaritatea inversată. Dacă se înseriază cu R_L un bec electric de 12V/50mA, aprinderea acestuia semnaleză incorectă conectare a bateriei. Dioda D_2 , cu rol de protecție, nu este obligatorie pentru funcționarea montajului.

O altă aplicație interesantă constă în controlul vitezei unui motor

bormașinii se învârtește, curentul "consumat" de acesta parcurge rezistorul de $1\Omega/6W$ și determină pe acesta o cădere de tensiune a cărei valoare este direct proporțională cu cea a curentului. În această situație circuitul integrat regulator L200 reacționează, determinând creșterea tensiunii de ieșire pentru mărirea cuplului disponibil al bormașinii.

- continuare în pagina 20 -



AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE ȘI APLICAȚIILE LOR(II)

prof. univ. dr.ing Neculai Reus

(urmare din nr. 7-8/1998)

Astfel avem:

$$\frac{v_i - v_o^-}{R_i} + \frac{v_e - v_o^-}{R_r} = I_B^- \cong 0;$$

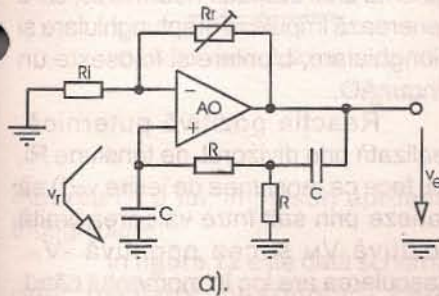
$$v_e' - v_e = R \left(I_o + \frac{v_e}{R_1 + R_2} \right)$$

De asemenea, avem:

$$v_o^+ = v_o^- = R_2 \frac{v_e}{R_1 + R_2}$$

Explicitând I_o din acest sistem de ecuații, obținem:

$$I_o = -\frac{R_r}{R_i \cdot R_r} v_i + \frac{R_r R_2 - R_i (R_1 + R)}{R_i R (R_1 + R_2)} v_e$$



Oscilatoare armonice tip RC.

Dacă prin proiectare se satisfac condițiile: $R_i=R_2$ și $R_r=R_1+R_2$, atunci avem:

$$I_o = -\frac{R_r}{R_i R} v_i = k v_i \neq F(v_e)$$

Convertorul I/U, are structura prezentată în figura 7b. El realizează transformarea inversă celei prezentate mai sus, pentru convertorul U/I.

Din observarea schemei date în figura 7b rezultă: $v_e/R+I_B=0$, deci $v_e=-RI$. Potrivit acestei relații, v_i este proporțional cu I , generatorul echivalent ieșirii AO având rezistența internă foarte mică, specifică AO.

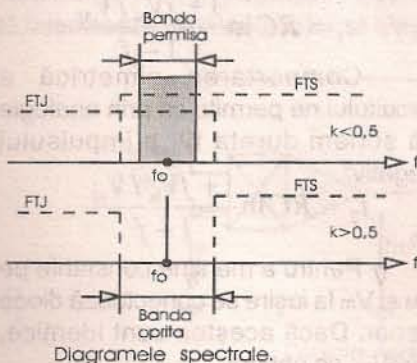


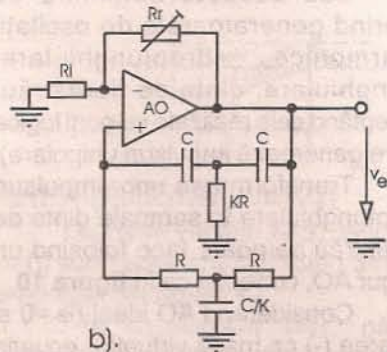
Figura 9

5. Oscilatoare armonice cu AO

Oscilatorul reprezintă un generator de semnal. El este armonic dacă semnalul generat variază în timp după legea sin sau cos.

Pentru a genera semnale armonice de frecvențe joase, oscilatoarele care folosesc circuite rezonante LC sunt irealizabile, întrucât implică folosirea unor valori nepermis de mari pentru L și C, vezi formula lui Thomson:

$$f = \frac{1}{\sqrt{2\pi LC}}$$



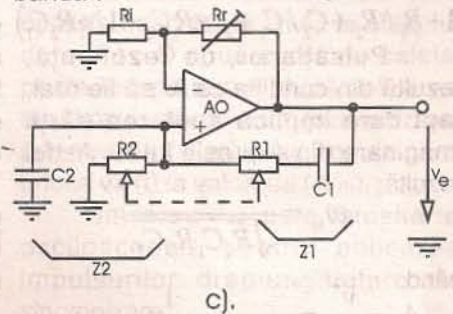
b).

domeniu îngust de frecvențe, vecine unei frecvențe centrale: $f_0=1/2\pi RC$.

Reacția negativă, reglabilă prin R_r sau R_i , este folosită pentru realizarea: "armonicității" oscilațiilor generate, prin reducerea amplificării AO la valoarea minimă necesară.

Un comportament similar îl are și puntea "dublu T", dată în schema din figura 8b, dacă: $k<0,5$.

Dacă însă $k>0,5$, benzile de trecere ale celulelor FTJ și FTS nu se mai suprapun (figura 9) și această punte se comportă ca un filtru "oprește bandă".



c).

Figura 8

În ultimul timp, soluția uzuală pentru generarea frecvențelor joase, constă în folosirea AO cu circuite de reacție pozitivă sau negativă formate din cuadripoli RC.

Banda de trecere limitată, specifică AO, nu constituie un impediment în cazul generării frecvențelor joase, cum este cazul pentru frecvențele înalte.

În figura 8a este schema unui oscilator armonic Rc, cu rețea defazoare, formată dintr-o celulă "trece jos" și una "trece sus". Acest cuadripol RC este inclus în bucla reacției pozitive a AO. Defazajele introduse de cele două celule sunt egale și opuse ca semn, astfel încât semnalul de reacție v_r va fi în fază cu v_e .

Rețeaua este numită "cu fază nulă", oscilațiile armonice amorsându-se la cuplarea alimentării.

În plus, dacă banda de trecere a celor două celule FTJ și FTS (filtru "trece jos" și filtru "trece sus") se suprapun (vezi figura 9), rețeaua defazoare se comportă ca un filtru "trece bandă".

Banda se referă la un

Pentru a structura un oscilator cu o astfel de punte ea trebuie introdusă în bucla reacției negative a AO. În acest caz, reacția negativă va fi minimă numai pentru semnalele având frecvența în domeniul "oprit" când amplificarea AO va fi maximă.

Oscilatorul armonic poate fi realizat și prin introducerea în bucla reacției negative a unui AO, a unei rețele defazoare, formate din trei celule, toate de tipul "trece jos" sau "trece sus", fiecare celulă realizând un defazaj de 60°. Se obține astfel un semnal de reacție, defazat cu $3 \times 60^\circ = 180^\circ$, care aplicat intrării AO, permite "autoîntreținerea" oscilațiilor armonice.

În figura 8c este dată structura unui oscilator armonic "în punte Wien", cu AO.

Rețeaua, formată din două celule, una "trece jos" și una "trece sus", permite obținerea unui semnal de reacție pozitivă, aplicat bornei (+) a AO, în fază cu v_e , motiv pentru care ea se numește "cu fază nulă".

Observăm că rețeaua "Wien" formată din Z_1 și Z_2 (figura 8c)

formează împreună cu rețeaua negativă, formată din R_r și R_i , o punte (punte "Wien"), având pe una dintre diagonale aplicată tensiunea diferențială a AO, iar pe cealaltă diagonală, culegându-se tensiunea de ieșire v_e .

Pentru autoîntreținerea oscilațiilor este necesară satisfacerea condițiilor Barkhausen date prin :

$$A_u A_r = 1 e^{j\omega\tau}$$

Din inspecția schemei oscilatorului, rezultă:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, Z_2^{-1} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2$$

astfel încât avem:

$$A_u = \frac{v_r}{v_e} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + Z_1 Z_2^{-1}}$$

$$1 + R_1/R_2 + C_2/C_1 + j(\omega R_1 C_2 - 1/\omega R_2 C_1)$$

Pulsatia ω_0 , de rezonanță, rezultă din condiția ca A_r să fie real, fapt care implică anularea părții imaginare din expresia lui A_r . Astfel rezultă:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

când:

$$A_r = \frac{v^+}{v_e} = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1}$$

Întrucât A_u , în funcția neînversoare a AO, are forma:

$$A_u = \left(1 + \frac{R_r}{R_i}\right) = \frac{v_e}{v^+}$$

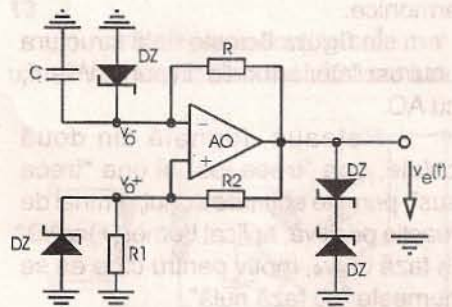
condiția de autooscilație devine:

$$1 + \frac{R_r}{R_i} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

sau

$$\frac{R_r}{R_i} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

În particular, pentru $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$ avem: $\omega_0=1/RC$, $A_r=1/3$; $A_u \geq 3$ și $R_r=2R_i$.



Oscilator nearmononic cu un AO, Figura 11

Dacă A_u depășește valoarea 3, condiția de autooscilație va fi satisfăcută pentru mai multe frecvențe (armonici) ale oscilației și, în consecință, oscilația generată nu va mai fi armonică (seria Fourier conține armonici).

Reglajul brut al amplificării A_u la o valoare apropiată lui 3, dar puțin superioară, se face folosind una din rezistențele R_r sau R_i , ajustabile sau variabile automat.

Reglajul fin al frecvenței oscilațiilor generate se face folosind pentru R_1 și R_2 un potențiomtru dublu, iar cel brut, prin comutarea condensatoarelor C_1 și C_2 .

6. Oscilatoare nearmonice cu AO

Sub această denumire se cuprind generatoarele de oscilații nearmonice, dreptunghiulare, triunghiulare, dinte de fierăstrău, exceptând cele realizate cu porți logice (care generează impulsuri unipolare).

Transformarea unor impulsuri dreptunghiulare în semnale dinte de fierăstrău se poate face folosind un singur AO, conectat ca în figura 10.

Considerând AO ideal ($I_b=0$ și intrarea (-) ca masă virtuală), ecuația diferențială pentru bucla reacției negative a AO se va scrie:

$$C \frac{d}{dt} [v_e(t) - v_o^-] + \frac{U_o - v_o^-}{R} = 0$$

unde:

$$A_u = -\frac{v_e(t)}{v_o^-}$$

Ea poate fi scrisă sub forma:

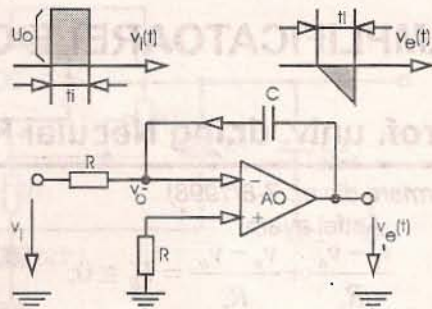
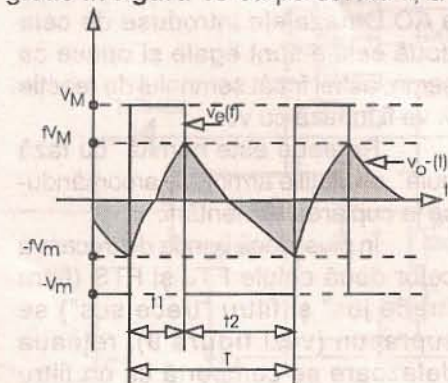
$$RC(1 - A_u) \frac{dv_e(t)}{dt} + v_e(t) = -A_u U_o$$

Acestă ecuație are soluția:

$$v_e(t) = -A_u U_o (1 - e^{-t/\tau})$$

unde $\tau = (1 + A_u)RC$.

Rezultă, așa cum se arată grafic în figura 10 că pe durata t_1 , a



Generator Miller, Figura 10

impulsului dreptunghiular aplicat la intrare, la ieșire se generează un dinte de fierăstrău, cu atât mai linear cu cât constanta de timp τ și tensiunea de alimentare a AO sunt mai mari și t_1 mai mic.

În figura 11 este prezentată schema unui oscilator nearmonic, care generează impulsuri dreptunghiulare și triunghiulare, bipolare și folosește un singur AO.

Reacția pozitivă puternică, realizată prin divizorul de tensiune R_1, R_2 , face ca tensiunea de ieșire $v_e(t)$ să varieze prin salt între valoarea limită pozitivă V_M și cea negativă $-V_M$. Bascularea are loc în momentul când:

$$v_0^- = v_0^+ = f \cdot V_M = -f V_M,$$

unde: $f = R_1 / (R_1 + R_2) < 1$

Pentru a calcula durata t_1 a impulsului pozitiv vom folosi ecuația diferențială care descrie încărcarea condensatorului C prin rezistența R, admitând că inițial $v_e(0^+) = V_M$ și considerând AO ideal ($I_b = I_b^+ = 0$). Astfel avem:

$$C \frac{dv_o^-(t)}{dt} = \frac{V_M - v_o^-(t)}{R}$$

Soluția acestei ecuații diferențiale cu variabile separabile este:

$$v_o^-(t) = V_M - (V_M + V_M) e^{-t/RC}$$

În momentul basculării, la timpul t_1 , avem: $v_0^-(t_1) = f \cdot V_M$, astfel încât rezultă:

$$t_1 = RC \ln \frac{1 + f V_M / V_M}{1 - f}$$

Comportarea simetrică a circuitului ne permite ca prin analogie să scriem durata t_2 , a impulsului negativ:

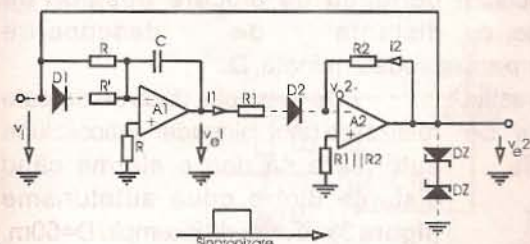
$$t_2 = RC \ln \frac{1 + f V_M / V_M}{1 - f}$$

Pentru a menține constante pe V_M și V_m la ieșire se conectează diode Zener. Dacă acestea sunt identice, $V_M = V_m$, se obține:

$$t_1 = t_2 = T/2 = RC \ln \frac{1+f}{1-f} = RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Întrucât adesea tensiunea diferențială de la intrarea AO poate depăși valoarea permisă, pentru protecție, între bornele de intrare se conectează de asemenea diode Zener.

În concluzie, constatăm că la ieșirea AO se obțin impulsuri dreptunghiulare, bipolare, iar la



Oscilator nearmonic cu doua AO. Figura 12

intrarea (-) a lui, impulsuri aproape triunghiulare.

În figura 12 este dată schema unui oscilator nearmonic, care folosește două AO. El poate genera impulsuri dreptunghiulare și triunghiulare bipolare (în particular dinte de fierăstrău), oferind în plus posibilitatea de comandă declanșată a generării acestora.

Amplificatorul A1 are funcția de integrator.

Admițând că $v_{e2}(0+) = V_M$, la ieșirea lui A1 se obține:

$$v_{e1}(t) = (V_M/RC)t + K,$$

unde K se determină din condiția inițială: $v_{e2}(0-) = -V_M$ și

$$K = v_{e1}(0-) = R_1 i_1 = -R_2 i_2 =$$

$$-R_1(-V_M/R_2) = (R_1/R_2)V_M.$$

Se obține deci: $v_{e1}(t) = -(V_M/RC)t + (R_1/R_2)V_M$.

Amplificatorul A2 are funcția de "detector de prag cu histererezis". Ieșirea sa basculează între valorile limită V_M și

$(-V_M)$, în momentul când intrarea sa $v_{e1}(t)$ atinge valoarea de prag:

$$(R_1/R_2)V_M \text{ sau } (-R_1/R_2)V_M.$$

Legea $v_{o2}(t)$ se obține ca soluție a ecuației: $i_1 + i_2 = I_B = 0$

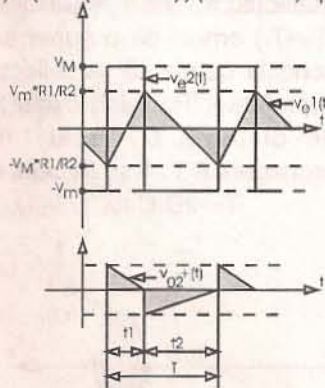
$$\text{sau } (V_M - v_{o2}(t))/R_2 + (v_{e1}(t) - v_{o2}(t))/R_1 = 0.$$

Această ecuație are soluția:

$$v_{o2}(t) = (R_2 v_{e1}(t) + R_1 V_M) / (R_1 + R_2) = (R_1 / (R_1 + R_2)) (V_M + V_M) - (R_2 / (R_1 + R_2)) (V_M / RC) t$$

În momentul $t=0$ al basculării avem:

$$v_{o2}(0) = (R_1 / (R_1 + R_2)) (V_M + V_M) \text{ și}$$



$$v_{o2}(t_1) = -(R_1 / (R_1 + R_2)) (V_M + V_M)$$

Legile de variație $v_{e1}(t)$, $v_{e2}(t)$ și $v_{o2}(t)$ sunt reprezentate în diagramele temporale din figura 12.

În momentul $t=t_1$, când potențialele intrărilor lui A2 devin egale $v_{o2} = v_{e2} = 0$, ieșirea $v_{e2}(t)$ basculează de la V_M la $-V_M$, fapt care implică modificarea pantelor de variație a diagramelor: $v_{e1}(t)$ și $v_{o2}(t)$, în legile de variație a acestora locul lui V_M fiind luat de $(-V_M)$.

Din condiția $v_{o2}(t_1) = 0$ rezultă:

$$t_1 = (R_1/R_2)RC(1 + V_M/V_M)$$

și prin analogie:

$$t_2 = (R_1/R_2)RC(1 + V_M/V_M)$$

Dacă la ieșirea AO se folosesc diode Zener (DZ) de limitare, astfel încât să avem $V_M = V_m$, atunci:

$$t_1 = t_2 = T/2 = 2(R_1/R_2)RC$$

La ieșirea lui A1 sunt generate impulsuri bipolare triunghiulare, iar la ieșirea lui A2, dreptunghiulare având o formă aproape ideală.

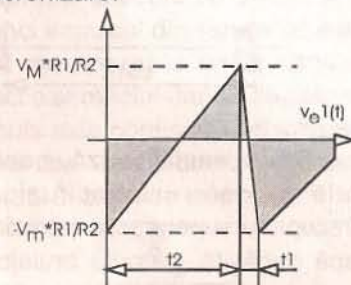
Dacă rezistența R de la intrarea lui A1 este șuntată de grupul D_1 și $R' \ll R$ (figura 12) completată cu linii întrerupte, atunci la ieșirea lui A1 este generată tensiunea de baleiaj, dinte de fierăstrău, numită și bază de timp, care este folosită la osciloscopia. În acest caz, întrucât $R' \ll R$ și în loc de V_M avem $V_M - U_D$ (U_D fiind pragul diodei D_1) se obține:

$$t_1 = R'C(R_1/R_2)(1 + V_m/(V_M - U_D)) \ll t_1$$

Durata t_2 nu se modifică întrucât pe parcursul ei dioda D_1 este polarizată invers și deci R rămâne nemodificat.

Pentru a comanda din exterior formarea dinților de fierăstrău care reprezintă baza de timp a osciloscopia se adaugă dioda D_2 . În acest caz generarea "dintelui de fierăstrău" este blocată de D_2 , care oprește bascularea lui A2 la sfârșitul duratei t_1 . O nouă cursă de baleiaj poate începe numai după aplicarea unui impuls de comandă (sincronizare) pe intrarea (-) a lui A2, impuls care aduce $v_{e2}(t)$ la valoarea $(-V_M)$.

Intrarea v_{o2} este folosită la osciloscopia pentru aplicarea impulsurilor dreptunghiulare de sincronizare.

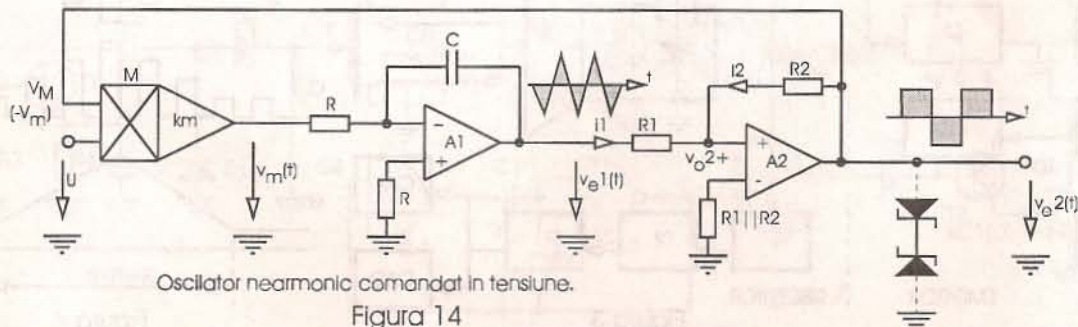


Generator baleiaj. Figura 13

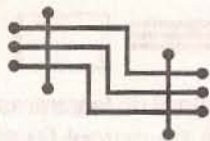
În figura 14 este prezentată schema unui oscilator nearmonic comandat în tensiune (OCT) numit și convertor de tensiune-frecvență (U/f).

Observăm că alături de circuitul integrator Miller, realizat cu A1

- continuare în pagina 20 -



Oscilator nearmonic comandat în tensiune. Figura 14



dr.ing. Andrei Ciontu

- urmare din numărul trecut -

Radioreceptorul (detectorul) superreacție a fost inventat de inginerul american Edwin Howard Armstrong (în anul 1921), același inginer care, în anul 1918, patentase radioreceptorul superheterodină.

Se știe că marele neajuns al unui radioreceptor superreacție este acela că acesta radiază în antenă impulsuri de RF (pe frecvența postului recepționat!) având frecvența de repetare egală cu frecvența de blocare ($f_b = 1/T_b$).

perioada de repetare $T_r \neq T_b$ nu este posibilă (figura 1b). Este posibilă numai recepția impulsurilor cu $T_r = kT_b$ ($k=1/2, 1/3, 1/4$ etc., sau $k=1, 2, 3 \dots$) cu condiția să existe și simultaneitatea (coincidența) impulsurilor la recepție. Rezultă că este posibilă recepționarea (detecția) numai a propriilor impulsuri ($T_b = T_r$) emise de o superreacție, cu condiția ca ele să fie reflectate pe o suprafață R (figura 2) situată la o astfel de distanță D, încât timpul de propagare A-R-A să fie egal cu T_b .

$$T_b = 2D/C = T_p \quad (1)$$

OB - oscilator de blocare (manipulație) în impuls;
 DSR - detector de superreacție;
 A - antenă;
 I - indicator (al existenței recepției);
 R - suprafața reflectantă (reflector).

S-a arătat, mai înainte, că perioada de blocare depinde de distanța de descoperire predeterminată, D.

De exemplu, dacă se dorește realizarea unui miniradar anticoliziune auto, care să dea o alarmă când distanța dintre două autoturisme (figura 3) devine, de exemplu $D=50m$, atunci este necesar ca $T_b = 0,33\mu s$; $f_b = 3MHz$.

Oscilatorul de blocare (OB) trebuie să aibă frecvența de repetare de 3MHz. Dacă se dorește predeterminarea și a altor distanțe diferite de 50cm, miniradarul trebuie prevăzut cu reglajul lui f_b , de regulă în

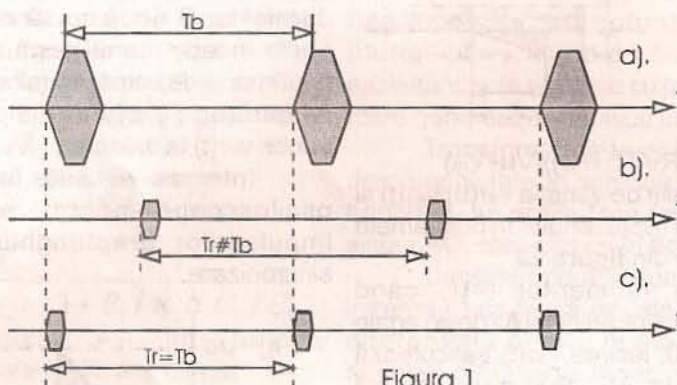


Figura 1

Din această cauză, pentru gamele de radiodifuziune radioreceptorul superreacție reprezintă o etapă depășită, datorită bruijului reciproc al radioreceptoarelor.

În literatura tehnică a problemei superreacției se tratează, mai ales, problema recepției și detecției undelor radio (emisiunile) neîntrerupte cu MA sau MF și mult mai puțin a recepției unor impulsuri de RF. Recepția unor impulsuri de RF cu

Schema bloc din figura 2 reprezintă, la modul general, un radar simplu superreacție, care poate descoperi un obiect reflectant situat la o distanță (mică) predeterminată D. Ideea radarului superreacție nu este nouă, autorul articolului auzind de ea încă din 1948 (!), dar nu prea a fost aplicată practic, deși în anii '70 s-a dezvoltat a bogată literatură a problemei [1, 2, 3, 4]. La schema din figura 2 s-au notat:

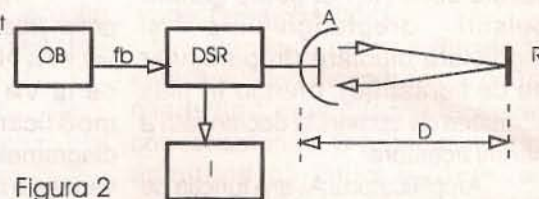


Figura 2

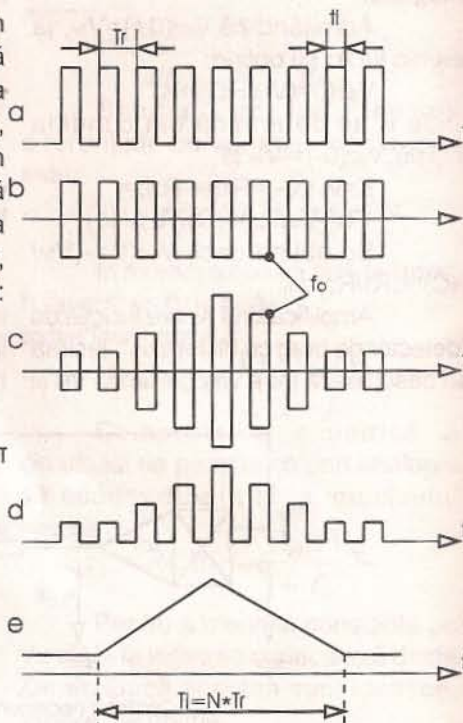


Figura 4

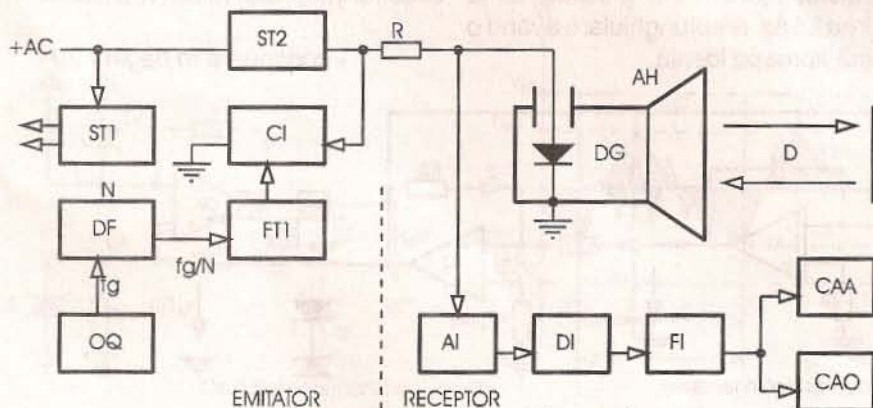
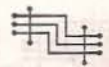


Figura 3



trepte. Referitor la schema bloc din figura 3, dacă se dispune de un rezonator cu cuarț cu $f=3\text{MHz}$, atunci se realizează cu acesta un multivibrator simetric și nu mai este nevoie de divizorul de frecvență (DF) cu N și de formatorul de impulsuri FI1 care, de regulă, este un trigger divizor cu doi. În cazul de față, folosind un rezonator cu $f=6\text{MHz}$, este nevoie și de un trigger (figura 6).

În schema din figura 3 s-au mai notat :

reflectantă sau dacă există este plasată la o distanță "asincronă" $D \neq cT_b/2$). În acest caz, în cavitatea oscilatorului de microunde, pe durata impulsului de comandă de VF (figura 3a), oscilațiile se amorsează, la modul cunoscut, datorită zgomotelor și fluctuațiilor existente în cavitate (circuitul oscilant). Dacă există o recepție a impulsurilor emise după o reflexie convenabilă $D=cT_b/2$, în momentul aplicării impulsului de manipulare, în cavitatea oscilatorului

impulsuri de RF modulat în amplitudine, ca în figura 4d. Durata acestui pachet este $T_i=NT_r$.

Problema care se pune este dacă acest pachet de impulsuri este prelucrabil sau nu într-o schemă de procesare și alarmare. În teoria și practica radarelor în impuls, în general, se consideră că o "țintă" este descoperită cu certitudine dacă ea reflectă un număr de impulsuri de sondaj $N \geq 20$. În cazul nostru, luând un coeficient de siguranță, vom considera $N=100$. Așadar rezultă:

$$T_i = 100T_r = 33\mu\text{s}.$$

Pe durata acestui interval de timp (de descoperire) autoturismele (purător și nepurător de radar) parcurg o distanță infimă. Dacă vom nota cu v_a viteza de apropiere a autovehiculelor (diferența de viteză dintre ele) această distanță parcursă (în timpul detectării țintei) este $\Delta D = v_a T_i$ și ea reprezintă, în fond, precizia cu care este măsurată distanța de 50m.

Pentru $v_a = 36\text{km/h} = 10\text{m/s}$ rezultă $\Delta D = 0,33\text{mm}(!)$.

Dacă vehiculele sunt distanțate exact la 50m și au v_a mic, atunci impulsul din figura 4c este cu atât mai mare; la limita când $v_a=0$ practic semnalul dat de detectorul de impuls este continuu și alarmarea se întrerupe, ceea ce este corect (la mersul în orăș, de exemplu).

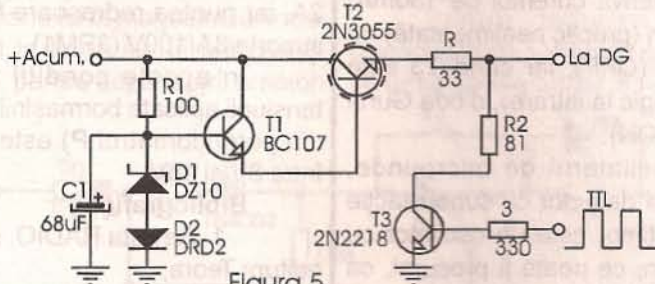


Figura 5

- ST - stabilizatoare de tensiune;
- CI - comutator în impuls;
- AI - amplificator de impulsuri;
- DI - detector de impulsuri;
- FI - formator de impulsuri;
- CA - circuite de alarmă (acustică A și optică O);
- DG - diodă Gunn;
- AH - antenă horn;
- R - rezistor de sarcină.

La un radar superreacție generatorul de microunde (cu diodă semiconductoare) manipulat în impuls joacă atât rolul de emițător, cât și pe cel de detector al existenței recepției. Impulsurile de RF, generate de oscilatorul de microunde, se prezintă ca în figura 4b, în cazul că nu există recepție (nu există suprafață

există un câmp electromagnetic reflectat, care domină progresiv câmpul de zgomot, și acesta va stimula impulsul generat (ca la orice detector superreacție) ce va fi astfel mai mare (figura 4c). "Intrarea" și "ieșirea" din acest sincronism se fac treptat pe măsura variației (relativ lente) a distanței D dintre cele două autoturisme. În acest mod se obține, după detecție, un "pachet" de N

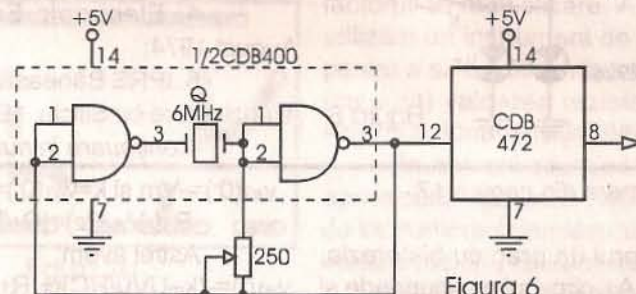


Figura 6

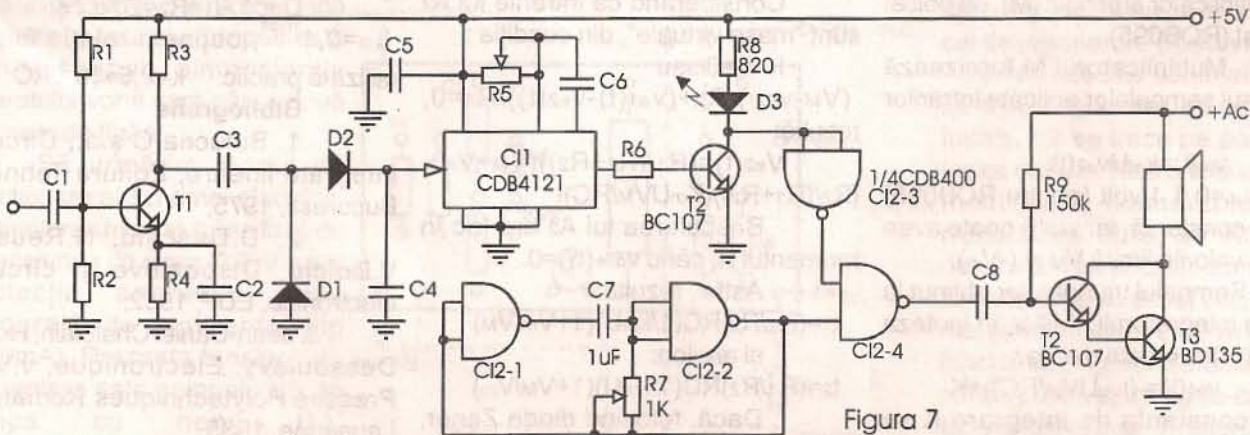
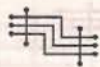


Figura 7



În figura 7 este prezentată schema procesorului la recepție. Tranzistorul T1 amplifică pachetul de impulsuri culese de la bornele rezistorului R (figura 3). Cu diodele D1, D2 se face o detecție de vârf a impulsurilor din pachet, rezultând forma din figura 4e. Acest nou impuls cu durata T_i este "standardizat" în monostabilul CI1 (CDB4121) într-un impuls cu o durată prestabilită de noi, necesară pentru alarmare (de exemplu, 10 s). Pe durata acestui impuls, LED-ul D3 se va aprinde (alarmare optică), iar poarta lui CI2-4 (1/4CDB400) va fi validată și tonul de 800Hz (generat cu CI2-1, CI2-2) va ajunge în difuzor (alarmare acustică).

Schema din figura 8, opțională, constituie o dublare a contactului k pentru lămpile de frânare din spatele autoturismului (contact mecanic). Când pe baza lui T1 se aplică impulsul pozitiv de 10s, acesta, împreună cu T2 (2N3702), complementarul lui 2N3055) intră în conducție și aprind lămpile de stop (LS), fără ca șoferul să fi apăsat pe pedala de frână. Din schema de principiu, mai trebuie puțin explicată figura 5. Aceasta reprezintă un

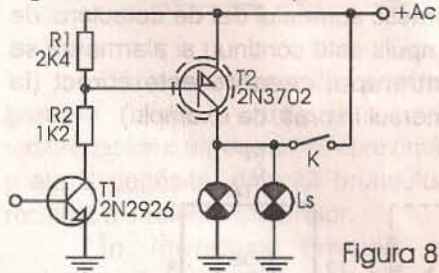


Figura 8

stabilizator obișnuit de tensiune pentru dioda Gunn, care necesită 10V. Pentru obținerea unei modulații în impuls (ON-OFF) a diodei Gunn, s-a adoptat soluția din figura 5, a unui comutator de curent (în impuls), care constituie un fel de modulator Heising pentru oscilatoarele cu MA. Aplicând la intrarea lui T3 (tranzistor de comutație de tipul 2N2218, 2N2219) impulsuri TTL, curentul de bază în impuls va fi de circa 15mA, ceea ce va determina un curent de colector de circa 150mA. Când T3 derivă curentul de 150mA, dioda Gunn (practic nealimentată) nu va genera (OFF), iar când T3 este blocat (0 logic la intrare), dioda Gunn va genera (ON).

Oscilatorul de microunde, care este și detector cu superreacție în același timp, este un oscilator cu diodă Gunn, ce poate fi procurat, ca atare (este socotit componentă) sau se poate realiza practic în regim de amator (așa cum se va arăta în revistă, într-un articol viitor).

Bibliografie

1. Supliment nr.6/15 iunie 1948 "Chimie Fizică, Radio" al Ziarului Științelor;
2. Microwave Journal, November, 1976;
3. IEEE Transactions On Microwave Theory And Tehniques, October, 1979;
4. Electronic Engineering, August 1974;
5. IPRS Băneasa, Catalog de Tranzistoare cu Siliciu, 1989.

-continuare în numărul viitor -

- urmare din pagina 14 -

Această operațiune nu prezintă nici un pericol pentru motorul bormașinii, întrucât, pe de o parte, valoarea tensiunii furnizate este limitată, iar pe de altă parte este limitată și valoarea curentului absorbit. Acesta poate fi fixat la două valori: 1A (cu comutatorul K deschis) și 2A (cu comutatorul K închis), ceea ce acoperă cu prisosință necesarul unei mini-bormașini.

Transformatorul de alimentare de rețea furnizează în secundar 24V/2A, iar puntea redresoare trebuie să suporte 3A/100V (3PM1).

În aceste condiții valoarea tensiunii aplicate bormașinii (reglabilă din potențiometrul P) este cuprinsă între 8V și 18V.

Bibliografie

1. Revista RADIO, nr.1/1994, editura Teora;
2. Revista TEHNIIUM nr.3/1997;
3. Stabilizatoare de tensiune cu circuite integrate - Șerban Naicu, Dragoș Marinescu, editura General Elco-Press, București, 1997;
4. 270 Schémas Alimentations - Herrmann Schreiber - editura DUNOD, Paris, 1995;
5. 1500 Schémas et circuits électronique - René Bourgeron, editura DUNOD, Paris, 1995;
6. Le Haut-Parleur, nr.1860/mai 1997, nr. 1868/februarie 1998;
7. Electronique Pratique, nr. 181, mai 1994;
8. CD-ROM "DATA ON DISC" - S.G.S. - Thomson Microelectronics, martie 1995.

- urmare din pagina 17 -

și detectorul de prag cu histerezis, realizat cu A2, circuitul mai cuprinde și un multiplicator analogic (M), de obicei integrat (ROB095).

Multiplicatorul M furnizează produsul semnalelor aplicate intrărilor sale:

$$v_m(t) = k_m U v_{e2}(t),$$

unde $k_m = 0,1$ 1/volt (pentru ROB095) este o constantă, iar $v_{e2}(t)$ poate avea numai valorile limită V_M și $(-V_M)$.

Semnalul triunghiular obținut la ieșirea integratorului Miller, în ipoteza că $v_{e1}(0^+) = V_M$ este dat de:

$$v_{e1}(t) = -(k_m U V_M / RC)t + K$$

unde constanta de integrare K se determină din condițiile inițiale:

$$v_{e2}(0^-) = -V_M \text{ și } k = v_{e1}(0^-) = R_1 i_1 = -R_1 i_2 = -R_1 (-V_M / R_2) = (R_1 / R_2) V_M.$$

Astfel avem:

$$v_{e1}(t) = -(k_m U V_M / RC)t + (R_1 / R_2) V_M$$

Considerând că intrările lui A2 sunt "mase virtuale", din condiția:

$$i_1 + i_2 = 0 \text{ sau}$$

$$(V_M - v_{o2}) / R_2 + (v_{e1}(t) - v_{e2}(t)) / R_1 = 0, \text{ rezultă:}$$

$$v_{e2}(t) = (R_1 / (R_1 + R_2)) (V_M + V_M) - (R_2 / (R_1 + R_2)) (k_m U V_M / RC)t$$

Bascularea lui A2 are loc în momentul t_1 , când $v_{o2}(t_1) = 0$.

Astfel, rezultă:

$$t_1 = (R_1 / R_2) RC (1 / k_m U) (1 + V_M / V_M)$$

și analog:

$$t_2 = (R_1 / R_2) RC (1 / k_m U) (1 + V_M / V_M)$$

Dacă, folosind diode Zener, asigurăm $V_M = V_m$, atunci avem:

$$t_1 = t_2 = T / 2 = 1 / 2f = 2(R_1 / R_2) RC (1 / k_m U) \text{ sau}$$

$$f = k U$$

$$\text{unde } k = k_m R_2 / 4 R_1 RC$$

Dacă $R_1 = R_2 = 20k\Omega$ și $k_m = 0,1$ ^{1/volt}, obținem relația finală,

utilizată practic: $k = 2,5 \cdot 10^{-2} / RC$

Bibliografie

1. Bulucea C ș.a., Circuite integrate lineare, Editura Tehnică, București, 1975;
2. D.Dascălu, N.Reus și V.Boiciu, Dispozitive și circuite electronice, EDP, 1982;
3. Jean-Daniel Chatelain, Roger Dessoulavy, Electronique, v.VIII, Presses Polytechniques Romande, Lausanne, 1985.



ing. Șerban Naicu

Debanatorul TV întâlnește deseori în activitatea practică desfășurată "pe teren" receptoare de televiziune având tubul cinescop uzat. În astfel de situații ar fi deosebit de util un aparat destinat testării și regenerării tuburilor cinescop cu un grad avansat de uzură. Regeneratoarele de tip industrial au prețuri foarte ridicate (între 4 și 8 milioane lei la magazinele firmei VITACOM, la data realizării articolului). De aceea, pentru debanatorii amatori

alimentării filamentului tubului cinescop și este prevăzut cu două prize: una furnizând tensiunea de 6,3V c.a. (A), iar cealaltă o tensiune sporită cu 20%, respectiv 7,5V c.a. (B).

Aparatul prezintă două moduri de utilizare: unul pentru testarea și celălalt pentru regenerarea tuburilor cinescop (T.K.).

Pentru testarea tuburilor cinescop comutatoarele se plasează pe următoarele poziții: K1-închis, K2 -

pe poziția A, iar K3-închis.

Testerele de măsură ale aparatului se plasează unul pe catod (K), iar celălalt pe grila 1 (G1).

Deci, în această poziție a comutatoarelor, destinată testării T.K., tensiunea de încălzire a filamentului este de 6,3 V (tensiunea sa nominală).

Instrumentul (miliampermetrul) din schemă are rolul de a arăta condiția (gradul de uzură) în care se află tubul. Pentru un tub cinescop bun, curentul indicat trebuie să fie de cel puțin 30mA, deci instrumentul de măsură ales trebuie să poată măsura curent mai mare, de exemplu 50mA la cap de scală (cu șunt). Se poate utiliza, de exemplu, un miliampermetru de magnetofon (VU-metru), având 250μA la cap de scală (fără șunt) și o rezistență internă de 1,5kΩ. Calibrarea instrumentului se face în mod practic, prin compararea cu curentul furnizat de un tub cinescop bun.

Determinarea rezistenței de șunt (R4) se face cu relația $R4 = \text{rezistența instrumentului} / \text{factorul de multiplicare}$. Astfel, dacă utilizăm un instrument de 1mA/75Ω, pentru a se citi 50mA la cap de scală (cu șunt) valoarea rezistenței va fi: $R4 = 75\Omega / (50\text{mA} / 1\text{mA}) = 75 / 50 \Omega = 1,5\Omega$.

În această situație LED-ul este aprins continuu. Dacă curentul indicat de instrumentul de măsurat este de o valoare redusă, ceea ce semnifică un tub uzat, se trece în cel de-al doilea mod de lucru al aparatului, cel de regenerare (reactivare).

Pentru aceasta comutatoarele se trec în starea: K1-rămâne închis, K2-se trece pe poziția B (ceea ce semnifică o tensiune de încălzire a filamentului mai ridicată cu 20%, iar K3 - se deschide. Acest ultim comutator fiind deschis, în acest caz, nu va mai șunta tiristorul, care va intra în funcțiune, asigurând impulsuri de curent pentru spațiul grilă-catod al tubului cinescop. Tiristorul este amorsat periodic de către

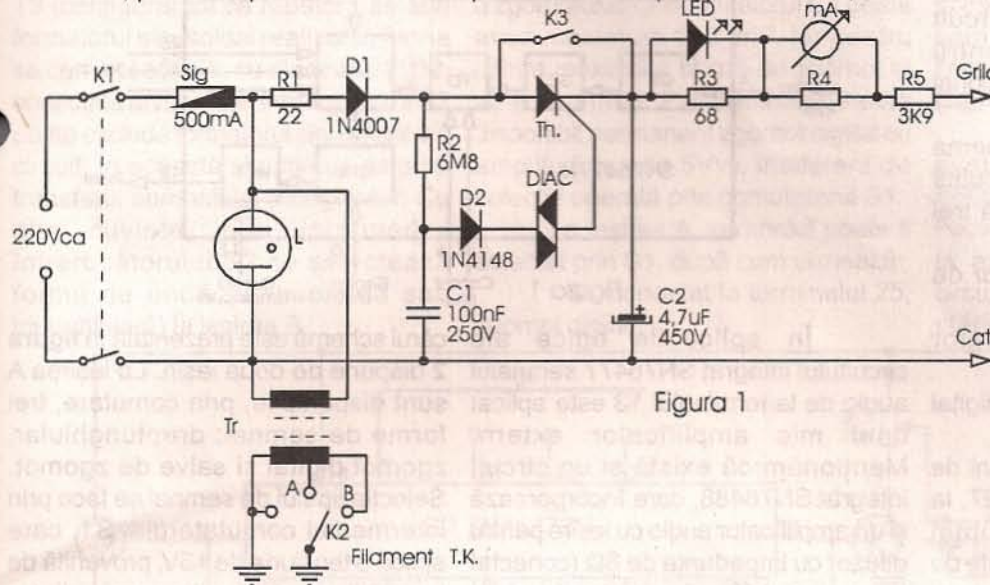


Figura 1

este util un regenerator, pe care și-l pot realiza singuri. Un astfel de aparat propune autorul articolului în cele ce urmează.

Este vorba despre montajul din figura 1, realizat cu un număr redus de componente, toate de producție autohtonă.

Întrucât aparatul este destinat utilizării "pe teren" este necesar să aibă un gabarit foarte redus. Dacă execuția montajului propus este făcută îngrijit, dimensiunile aparatului vor fi cam cât ... două pachete de țigări.

Să urmărim modul de funcționare al schemei electrice. Alimentarea montajului se face de la tensiunea de rețea (220V c.a.). Protecția aparatului este asigurată de siguranța Sig (500mA). Prezența tensiunii de alimentare este semnalizată de lampa cu neon (L). Transformatorul Tr este destinat

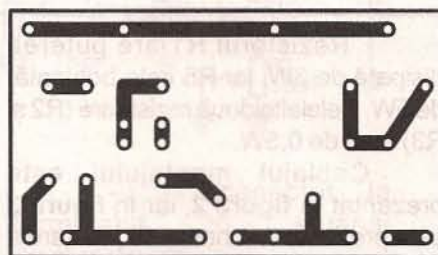


Figura 2a

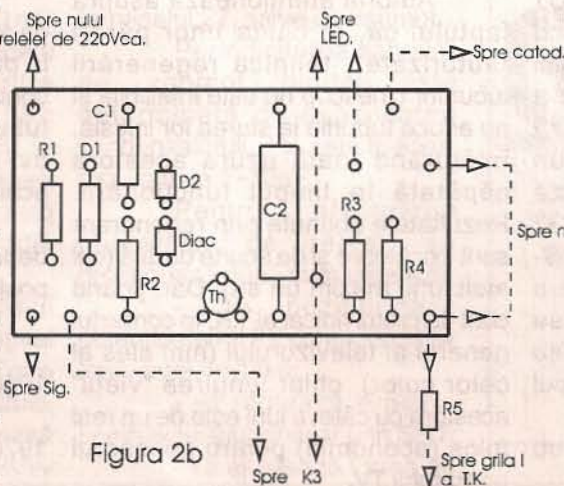


Figura 2b



GENERATOR MULTIFUNCȚIONAL

Aurelian Lăzăroiu

În cele ce urmează este prezentat un generator multifuncțional care livrează, la cele două ieșiri, următoarele tipuri de semnal: sinusoidal, triunghiular, dreptunghiular, zgomot digital și salve de zgomot digital.

Generatorul se bazează pe folosirea circuitului integrat SN76477, specializat pentru simularea unor sunete sau zgomote din natură. Dacă dintr-un motiv sau altul se renunță la destinația inițială a acestui circuit integrat, el poate fi folosit pentru realizarea generatorului multifuncțional propus și experimentat de noi.

După cum reiese din schema bloc prezentată în figura 1, circuitul integrat SN76477 încorporează trei generatoare distincte:

- GFFJ este un generator de frecvență foarte joasă;
- OCT este un generator controlat în tensiune;
- GDZ este un generator digital de zgomot.

Prin aplicarea unei tensiuni de +5V pe terminalele 25, 26 sau 27, la ieșirea mixerului MIX se obțin combinații ale semnalelor provenite de la cele trei generatoare încorporate.

impulsurile de curent permise pe poarta sa, furnizate de către diac. Diacul este practic o diodă simetrică (DIAC=Diode Alternative Current switch) care prezintă în ambele sensuri, începând de la o anumită tensiune de prag, o rezistență negativă. Tensiunea redresată monoalternanță de către dioda D1 încarcă condensatorul C1 prin intermediul rezistorului R2. Când tensiunea la bornele condensatorului atinge tensiunea de basculare a diacului, acesta se deblochează furnizând circuitului de poartă un impuls de curent care amorosează tiristorul. Diacul se alege de tipul DC32 (DC38, DC44) produs de IPRS-Băneasa. Dioda D2 are rolul de a "întârzia" (cu 0,6V) impulsul, și se alege în așa fel încât LED-ul să se aprindă ferm. Tiristorul este de tipul T1N4 (T1N6).

Condensatorul C1 este cu poliester, iar C2 de tip electrolitic.

Semnalul simplu sau complex de la ieșirea mixerului MIX este aplicat unui circuit de formare a anvelopei CFA și apoi amplificatorului controlat în tensiune ACT.

rest, configurația terminalelor este identică pentru cele două circuite integrate (realizate în tehnologie PL), ele fiind interșanjabile.

Generatorul multifuncțional a

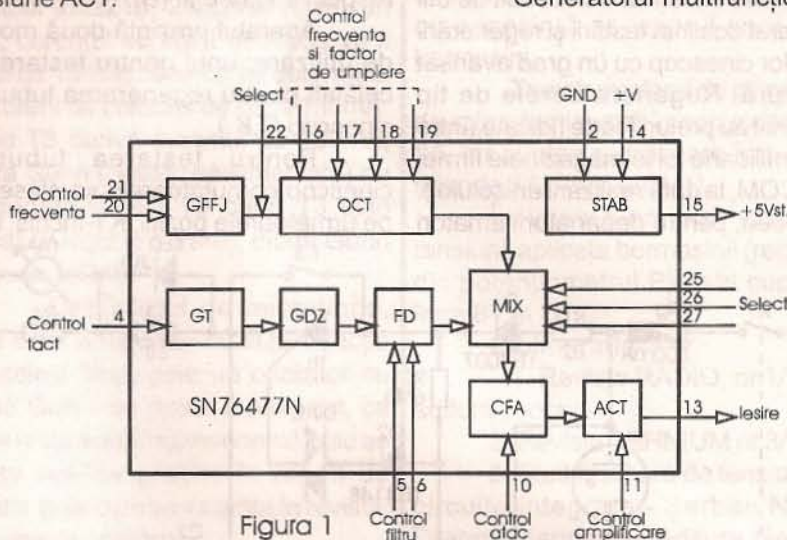


Figura 1

În aplicațiile tipice ale circuitului integrat SN76477 semnalul audio de la terminalul 13 este aplicat unui mic amplificator extern. Menționăm că există și un circuit integrat SN76488, care încorporează și un amplificator audio cu ieșire pentru difuzor cu impedența de 8Ω (conectat la terminalul 13, prin condensator). În

cărei schemă este prezentată în figura 2 dispune de două ieșiri. La ieșirea A sunt disponibile, prin comutare, trei forme de semnal: dreptunghiular, zgomot digital și salve de zgomot. Selecția tipului de semnal se face prin intermediul comutatorului S1, care aplică o tensiune de +5V, provenită de la stabilizatorul intern, unuia dintre

Rezistorul R1 are puterea disipată de 3W, iar R5 este bobinată, de 5W. Celelalte două rezistoare (R2 și R3) sunt de 0,5W.

Cablajul montajului este prezentat în figura 2, iar în figura 3 este prezentată schema de plantare a componentelor.

Autorul atenționează asupra faptului că, în ciuda unor păreri "autorizate", tehnica regenerării tuburilor cinescop nu este infailibilă și nu aduce tuburile la starea lor inițială, înlăturând toată uzura acestora căpătată în timpul funcționării. Rezultatele obținute prin regenerare sunt trecătoare și de scurtă durată (cel mult luni, maxim un an). Dar, ținând cont de prețul ridicat al T.K. în contextul general al televizorului (mai ales al celor color), chiar lungirea "vieții" acestora cu câteva luni este de un real folos (economie) pentru posesorul aparatului TV.

Nici chiar înlocuirea "tunului" tubului cinescop, prin tăierea tubului, înlocuirea "tunului" uzat cu unul nou și apoi revidarea, nu aduce tubul cinescop la parametrii unuia nou, ci asigură doar o îmbunătățire consistentă (garantată, de regulă, doi ani).

Așadar, singura modalitate reală de a aduce imaginea unui receptor TV la parametrii nominali (de strălucire, contrast, saturație) constă în înlocuirea tubului cinescop uzat cu unul nou având aceiași parametri (sau unii echivalenți).

"Vrăjitoriile" (promise de unii depanatori) în acest domeniu nu sunt posibile!

Bibliografie

1. Revista "Television" - august, 1980;
2. Colecția revistei TEHNIUM, 1970-1998.



terminalele 25, 26, 27, prin care se controlează mixerul. Semnalul selectat, prezentat pe terminalul 13, este aplicat repetorului realizat cu tranzistorul T1.

Circuitele integrate de tip SN76477/SN76488 nu au disponibile semnale cu formă sinusoidală sau triunghiulară. Totuși, semnalul triunghiular poate fi preluat de la bornele condensatorului de temporizare Cx. Pentru a nu afecta funcționarea generatorului intern și pentru a păstra forma semnalului triunghiular, acesta este preluat printr-un repetor pe emitor, realizat cu tranzistorul T2. Între acest tranzistor și T3 (configurat tot ca repetor), se află formatorul sinusoidal realizat în forma sa cea mai simplă, cu diodele D1, D2, conectate antiparalel. Întrerupătorul S2 poate exclude formatorul sinusoidal din circuit. În această situație se asigură transferul semnalului triunghiular. Cu alte cuvinte, prin intermediul întrerupătorului S2 se selectează forma de undă (sinusoidală sau triunghiulară) la ieșirea B.

pentru semnal triunghiular sau între 0 și 300 mVrms pentru semnal sinusoidal).

Referitor la generatorul de zgomot digital încorporat în circuitele integrate SN76477 și SN76488, precizăm că acesta este realizat conform configurației tipice, cu registrul de deplasare cu lungimea de 17 biți. Controlul generatorului de tact GT se face prin intermediul rezistorului conectat la terminalul 4. Spectrul zgomotului poate fi modificat prin componentele R, C, conectate la terminalele 5 și 6, corespunzătoare intrărilor de control ale filtrului trecebandă, care modifică lățimea de bandă a zgomotului. Condensatorul C1 poate avea maximum 1÷2,2nF, iar pentru lățime maximă a benzii de zgomot el va fi suprimat. Pe terminalul 6 este disponibil permanent zgomot digital cu amplitudinea de 5Vv, indiferent de selecția operată prin comutatorul S1.

La ieșirea A, semnalul poate fi selectat prin S1, după cum urmează:
- S1 conectat la terminalul 25, zgomot digital;

undă a semnalului sinusoidal prin SR3 (cu contactele S2 scurtcircuitate);

- SR2 stabilește domeniul de variație a frecvenței la un interval de o decadă (raport 10:1).

Dacă reglajele sunt corect efectuate, semnalul sinusoidal își va păstra amplitudinea constantă în domeniul 2Hz÷20kHz, cu abatere de maximum ±0,2dB. Factorul de distorsiune armonică va fi de minimum 1,75% și maximum 3%, în funcție de frecvență.

Forma de undă a semnalelor triunghiulare și dreptunghiulare este foarte bună până la frecvența de 1kHz, după care se degradează odată cu creșterea frecvenței. Forma semnalului sinusoidal se menține corectă în tot domeniul de frecvență cuprins între 2Hz și 20kHz.

Dacă se dorește obținerea semnalelor de tip "tone-burst", se aplică impulsuri dreptunghiulare (cu frecvența și tactul de umplere adaptate la aplicație) pe terminalul 26 al circuitului integrat SN76477. Pe durata stării H a impulsurilor de control, la

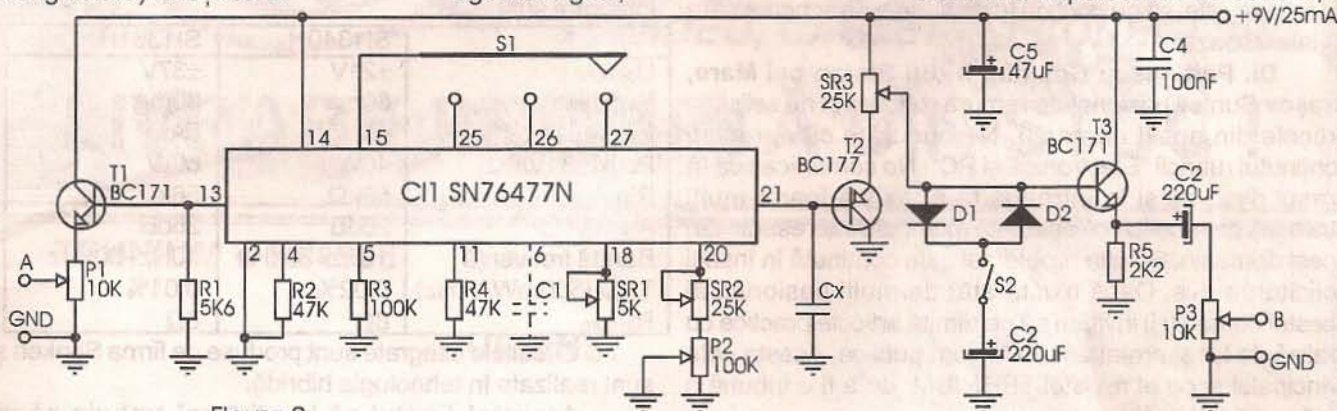


Figura 2

Condensatorul Cx determină domeniul de frecvență al generatorului, după cum urmează: Cx=1μF, F=2÷20Hz; Cx=100nF, F=20÷200Hz; Cx=10nF, F=0,2÷2kHz; Cx=1nF, F=2÷20kHz. Cele patru condensatoare pot fi introduse succesiv între terminalul 21 și masă, printr-un comutator simplu, cu patru poziții. În interiorul domeniului selectat cu acest comutator frecvența poate fi reglată continuu pe un interval de o decadă, prin potențiometrul P2.

Amplitudinea semnalului dreptunghiular și a zgomotului digital se reglează cu potențiometrul P1 (între 0 și 3Vv), iar amplitudinea semnalului triunghiular și sinusoidal se reglează cu potențiometrul P3 (între 0 și 1,2Vv

- S1 conectat la terminalul 26, semnal dreptunghiular;

- S1 conectat la terminalul 27, salve de zgomot.

Periodicitatea salvelor de zgomot digital este determinată de capacitatea condensatorului Cx, care în acest caz va fi de 1÷10μF.

Pentru efectuarea operațiilor de reglaj, se procedează după cum urmează:

- se poziționează potențiometrul P2 corespunzător frecvenței de 1kHz;
- se reglează simetria semnalului triunghiular prin SR1;
- se ajustează forma de

ieșirea A apar pachete de semnal ("tone-burst").

Proser

TEHNICON

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

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

DI. Opriș Antonie V., str. Faianței, Sibiu Vă mulțumim pentru recomandările făcute. Vom ține cont de ele. Ne recomandăm introducerea în revistă a unor articole "care pot fi înțelese de majoritatea electroniștilor amatori, sau chiar de neinițiați". În curând, în revista noastră va apărea rubrica "INIȚIERE ÎN ELECTRONICĂ" cuprinzând articole adresate cu predilecție începătorilor.

În ceea ce privește celălalt sfat pe care ni-l dați, privind publicarea în revistă a "schemelor de radio, televizoare, magnetofone, picupuri construite în țară și străinătate" vă comunicăm că din momentul intrării în vigoare și în țara noastră a legii protecției drepturilor de autor, astfel de scheme se pot publica doar cu acordul scris al fabricantului. Iar acest acord ... nu se prea dă.

DI. Petrescu Constantin, B-dul George Enescu, Suceava Solicitați ca atunci când schemele publicate conțin circuite integrate noi, de ultimă oră, să fie prezentate și datele tehnice ale acestora.

Acest lucru îl facem de mai mult timp, în cadrul rubricii CATALOG, în care prezentăm pe larg (cu aplicații) cele mai noi și mai puțin cunoscute tipuri de circuite integrate.

În ceea ce privește a doua solicitare a dvs., mă văd nevoit să repet faptul că redacția nu livrează cititorilor scheme, documentație, piese etc. la domiciliul acestora. Soluția constă în abonarea dvs. la revista TEHNIUM pe termen lung și este exclus ca, într-un interval mare de timp, colecția revistei să nu conțină toate tipurile de scheme care vă interesează.

DI. Păltinescu Cosmin, b-dul Ștefan cel Mare, Brașov Sunteți pasionat de ramura roboticii și ne solicitați articole din acest domeniu. Ne bucurăm că apreciați conținutul rubricii "Electronică și PC". Ne comunicați că în orașul dvs., ca și în întreaga țară, există foarte mulți pasionați de robotică ce așteaptă materiale interesante din acest domeniu. Soluția problemei este conținută în însăși solicitarea dvs. Dacă există atât de mulți pasionați ai acestui domeniu îi invităm să ne trimită articole practice cu realizările lor și promitem că le vom publica. Acesta este principalul scop al revistei TEHNIUM: de a fi o tribună a ideilor cititorilor săi.

Vă mulțumim pentru deosebitele urări de bine pe care le faceți redacției noastre și următorul nostru răspuns pentru dvs. va consta, sperăm, în publicarea articolelor din ramura roboticii pe care cititorii revistei TEHNIUM ni le vor trimite.

DI. Madin Marius, str. Isacsei, Tulcea Ne trimiteți o listă extrem de lungă de circuite integrate la care solicitați date tehnice de catalog, întrucât doriți să folosiți aceste

circuite integrate care "v-au parvenit".

Vă mărturisesc că nu cred că mi-ar ajunge spațiul unei reviste întregi ca să vă răspund. Deocamdată doar despre câteva dintre acestea.

Circuitul 80C32 (produs de INTEL, în cazul dvs.) reprezintă un microcontroler pe 8 biți. Acesta se pretează la aplicații mai complexe, care nu sunt recomandabile unui începător. Nu poate fi prezentat în două vorbe, despre acest controler în literatura tehnică existând volume întregi.

Circuitul integrat LM2931 (produs de National Semiconductor) este un stabilizator de tensiune pozitivă integrat, furnizând o tensiune de ieșire $V_{OUT}=5V$ (ajustabilă) la un curent de ieșire de 150mA. Tensiunea sa de intrare maximă este de 26V. Poate fi livrat în 3 tipuri de capsule.

DI. Bordea Lucian, str. Zizin, Brașov Căutați schema de aplicație a circuitului integrat SI1340H (SI1361H) și "ați aflat cu stupeoare că nici nu există în catalog".

Afirmația dvs. este corectă doar pe jumătate, în sensul că probabil circuitul integrat nu există în cataloagele în care l-ați căutat dvs. (cele de care ați dispus). Evident că el există într-un catalog, ca și oricare alt circuit integrat, aceasta fiind singura modalitate prin care respectivele componente pot fi făcute cunoscute de către fabricanți și deci, utilizate. Schema lui de aplicație este dată mai jos:

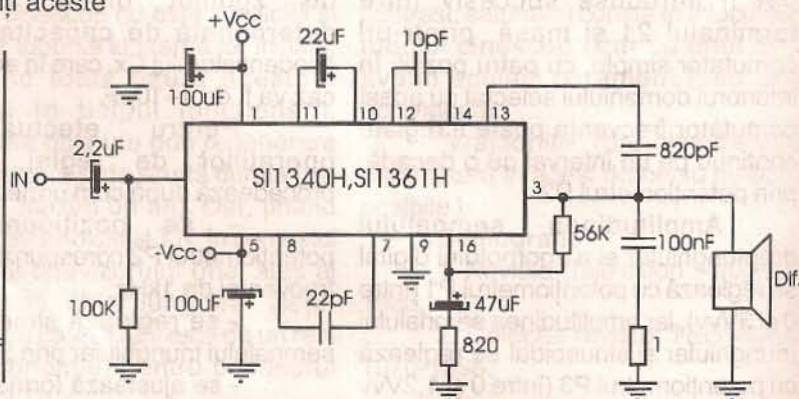
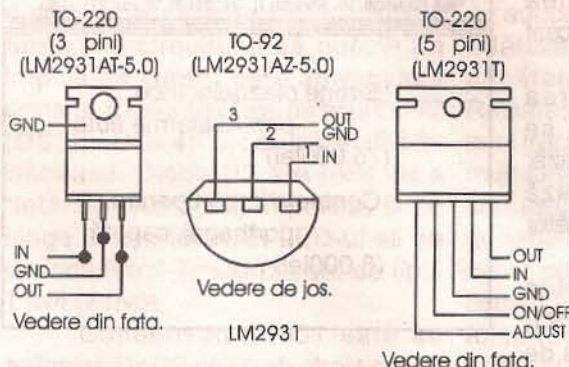
Circuitele sunt amplificatoare de AF cu alimentare bipolară. Parametrii electrici principali ai celor două circuite integrate sunt:

	SI1340H	SI1361H
$U_{CC\ nom}$	$\pm 21V$	$\pm 37V$
$I_{CC0}(U_{IN}=0)$	60ma	80mA
I_{OUTmax}	4A	5A
$P_{OUT}(\pm 31V/8\Omega)$	40W	60W
R_{in}	56k Ω	56k Ω
A_u	26dB	26dB
Bandă frecvență	10Hz+30kHz	10Hz+30kHz
THD (500mW/1kHz)	0,02%	0,01%
$R_{in\ nom}$	8 Ω	8 Ω

Circuitele integrate sunt produse de firma Sanken și sunt realizate în tehnologie hibridă.

Atenție! Faptul că le-ați "ars" trebuie să vă avertizeze: circuitele integrate nu au inclusă în structura lor internă protecție la scurtcircuit a ieșirii la sursa de alimentare sau la masă. Pentru a obține puterea maximă de ieșire este necesară atașarea unui radiator de răcire adecvat. În ceea ce privește procurarea pieselor, vă recomand firma VITACOM ELECTRONICS.

(Șerban Naicu)





VITACOM Electronics

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

e-mail: vitacom@vitacom.dntej.ro

BBS: 064-438402 (după ora 16:30), fax: 064-438403

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

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

e-mail: vitacom@dnt.ro

DISTRIBUITOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN
- TELECOMENZI TIP HQ

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

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

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 10/1998

CUPRINS:

CQ-YO

- Amplificator de microfon - ing. Dinu Costin Zamfirescu..... Pag. 1
- Radiogoniometrie de amator - ing. Eugen Bolborici..... Pag. 3

VIDEO-T.V.

- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (XI)
- ing. Șerban Naicu, ing. Florin Gruia..... Pag. 7

CATALOG

- Aplicații cu regulatorul de tensiune și de curent reglabil L200
- ing. Șerban Naicu..... Pag. 11
- Amplificatoarele operaționale și aplicațiile lor (II)
- prof.univ.dr.ing. Neculai Reus..... Pag. 15

AUTOMATIZĂRI

- Miniradar superreacție anticolidiune auto (III) - dr.ing. Andrei Ciontu..... Pag. 18

LABORATOR

- Regenerator pentru tubul cinescop - ing. Șerban Naicu..... Pag. 21
- Generator multifuncțional - Aurelian Lăzăroiu..... Pag. 22

• Poșta redacției..... Pag. 24

the

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Presostat digital
- Circuite integrate RFT preamplificatoare de audiofrecvență
- Radioreceptor MA-MF realizat cu circuite integrate Philips
- Dispozitiv de protecție la supratensiune
- Aplicații ale circuitului integrat DE565
- Amplificator liniar cu grilă la masă
- Priză multiplă telecomandată

6000 lei

ISSN 1223-7000

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