

Tehniium

nr. 9/99

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- Filtru activ taie-jos/taie-sus
- Amplificator tranzistorizat de putere de 25W
- Automat pentru telegrafie cu memorie
- Termometru electronic
- Vobuloscop cu dublu baleiaj (II)
- Convertor defazaj-tensiune (fazmetru)
- Proiectarea stabilizatoarelor de tensiune negativă cu reglatoare integrate
- Test rapid pentru calculatorul de buzunar



KARL FERDINAND BRAUN

Deși a primit în anul 1909 premiul Nobel împreună cu Guglielmo Marconi, ca o recunoaștere a contribuției lor la dezvoltarea telegrafiei fără fir, totuși savantul german **Karl Ferdinand Braun** este cvasinecunoscut la noi în țară.

Fizicianul german **Karl Ferdinand Braun** s-a născut la 6 iunie 1850 la Fulda, Hesse-Kassel, unde și-a făcut primele studii la gimnaziul local. A studiat apoi la Universitățile din Marburg și Berlin, unde a absolvit în anul 1872. A fost asistentul profesorului Quinke la Universitatea Würzburg, iar în 1874 a acceptat un post de profesor la gimnaziul St. Thomas din Leipzig. După doi ani, a fost numit Profesor Extraordinar în Fizică Teoretică la Universitatea din Marburg, iar în anul 1880 a fost invitat să ocupe un post similar la Universitatea din Strasbourg. **Braun** a devenit Profesor în Fizică la Technische Hochschule în Karlsruhe, în anul 1883 și, în cele din urmă, a fost invitat de către Universitatea din Tübingen, în 1885. Una dintre sarcinile sale era aceea de a construi un nou Institut de Fizică.

După zece ani, în anul 1895, **Karl F. Braun** s-a întors la Strasbourg ca Director al Institutului de Fizică, unde a și rămas, în ciuda unei invitații de la Universitatea Leipzig pentru a fi succesorul lui G. Weidemann.

Primele cercetări ale lui **Braun** au fost făcute asupra oscilațiilor, au urmat studii bazate pe principiile termodinamicii, ca cele privind influența presiunii asupra solubilității solidelor.

Dar, cele mai importante realizări ale lui **Braun** sunt în domeniul electricității, publicând lucrări despre deviații de la legea lui Ohm și calcule asupra forței electromotoare a elementelor galvanice reversibile din sursele termice.

Experimentele sale practice l-au condus pe **Braun** spre inventarea a ceea ce numim astăzi electrometrul **Braun**, ca și a osciloscopului catodic, realizat în 1897.

În anul 1898, **Karl F. Braun** a început să studieze telegrafia fără fir, încercând transmiterea semnalelor Morse prin apă, prin intermediul

curenților de înaltă frecvență. Ulterior, el a introdus circuitele rezonante în telegrafia fără fir, fiind printre cei dintâi care au transmis unde electromagnetice în direcții definite.

În anul 1902, **Braun** a reușit să recepționeze mesaje transmise în direcție definită, prin intermediul unei antene înclinate.

Lucrările lui **Karl F. Braun** asupra telegrafiei fără fir au fost publicate în anul 1901 într-o broșură având titlul "Drahtlose Telegraphie durch Wasser und Luft" (Telegrafia fără fir prin apă și aer).

După izbucnirea primului război mondial, în anul 1915, **Braun** a fost citat la New York pentru a asista ca martor într-un proces privind o cerere de brevet. A fost reținut aici din cauza cetățeniei sale germane, când SUA au intrat în război, petrecându-și în SUA ultimii ani din viață, și decedând pe 20 aprilie 1918. Dar, în această ultimă perioadă a vieții sale, din cauza lipsei condițiilor de laborator și a bolii sale, **Braun** a fost incapabil să-și continue munca științifică.

Deși a avut numeroase realizări notabile în domeniul științei, fizicianul german **Karl F. Braun** rămâne cunoscut în special pentru realizarea primului osciloscop catodic (tubul **Braun**), precursor al tuburilor cinescop de televiziune și al celor de radar de astăzi.

De asemenea, **Braun** a inventat detectorul cu cristal, dispozitiv care permitea redresarea curentului și a contribuit decisiv la îmbunătățirea transmisiilor radio, ameliorând sistemul de transmisie al lui Marconi, permițând dezvoltarea radioreceptoarelor cu detecție. **Braun** a reușit să depășească limitările tehnice din epocă (care nu permiteau decât emisiile până la circa 15km), producând un circuit fără scântei, cu antenă, brevetat în 1899, care îmbina puterea de transmisie cu circuitul inductiv de antenă. Această invenție a mărit raza de acțiune a transmițătoarelor radio, având ulterior aplicații în radar, radio și televiziune.

Șerban Naicu

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

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

Periodicitate : apariție lunară.

Preț abonament : 9000 lei/număr de revistă.

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

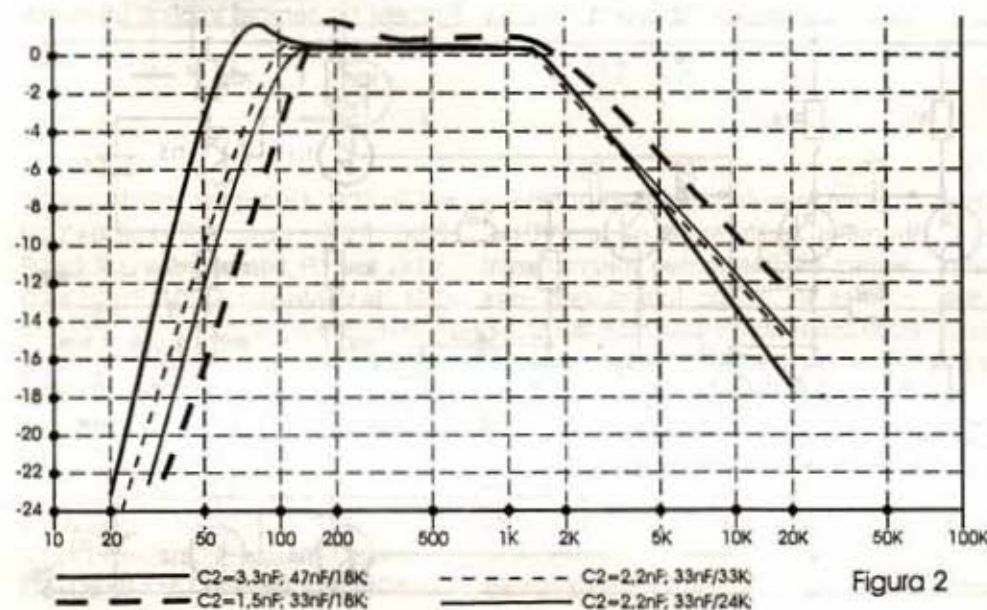
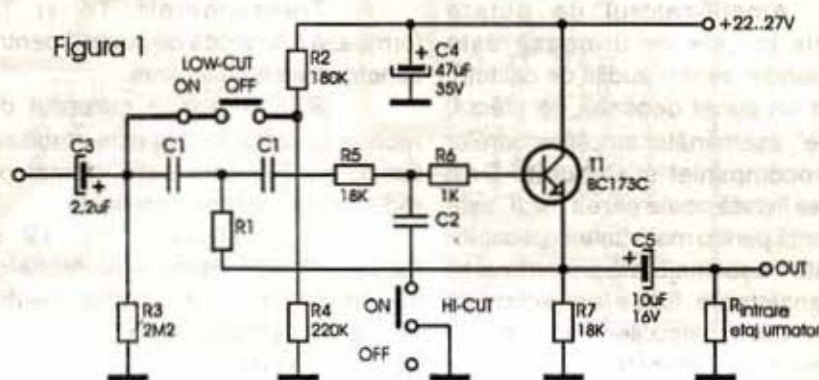


FILTRU ACTIV TAIE-JOS/TAIE-SUS

ing. Florin Gruia

Adesea este util să se intercaleze între diversele surse de semnal și amplificatorul de putere diverse filtre, care elimină fie zgomotul de joasă frecvență (de tip brum, rumble) din zona frecvenței de 100Hz, fie zgomotul de frecvență ridicată (de tip fâșâit, hiss) de la frecvența de 2.000 Hz în sus.

Acest etaj de eliminare a zgomotelor poate fi înglobat chiar în structura amplificatorului de putere, înainte de potențimetrul de volum. Se



dau mai multe variante, în funcție de atenuarea dorită și de domeniul de frecvență perturbator. Schema electrică a acestui filtru taie-jos/taie-sus este prezentată în figura 1.

În tabelul 1 și 2 se dau curbele de răspuns ridicate în laborator, în cele 7 variante, iar în figura 2 sunt trasate curbele de răspuns în cele 7 cazuri.

Tabelul 1 - Filtrul taie jos (LOW-CUT)

Câștigul etajului este unitar la 1000Hz, fiind vorba despre un repetor pe emitor.

Se recomandă utilizarea rezistențelor cu peliculă metalică, cu toleranța restrânsă ($\pm 5\%$), iar condensatoarele se recomandă să fie din poliester metalizat tot cu toleranță mică ($1+2,5\%$).

Tabelul 1 Filtrul taie-jos (LOW-CUT)

Frecvența [Hz]		20	30	63	100	120	200	500	1K
Atenuare [dB]	varianta 1 C1=33nF, R1=18k	-31	-23,3	-9,5	-1,5	0,6	1,5	0,5	0
	varianta 2 C1=33nF, R1=24k	-28	-21	-7,7	-0,8	0,4	1	0,2	0
	varianta 3 C1=33nF, R1=33k	-25,5	-18	-5,5	-0,8	-0,2	0,3	0	0
	varianta 4 C1=47nF, R1=18k	-23,5	-15,3	-2,8	1,8	1,0	0,8	0,4	0

Tabelul 2 Filtrul taie-sus (HIGH-CUT)

Frecvența [kHz]		1	2	4	8	10	12	15	20
Atenuare [dB]	varianta 1 C2=1,5nF	0	-0,5	-2	-5	-6,5	-7,5	-9,5	-12
	varianta 2 C2=2,2nF	0	-0,5	-3	-7	-8,5	-10	-12	-14,5
	varianta 3 C3=3,3nF	0	-1	-4,5	-9,5	-11,5	-13	-15	-17,5



AMPLIFICATOR TRANZISTORIZAT DE PUTERE DE 25W

ing. Aurelian Mateescu

Amplificatorul de putere descris în cele ce urmează este recomandat pentru audiții de calitate, având un sunet deosebit de plăcut, "moale", asemănător amplificatoarelor Electrocompaniet și Copland. Deși puterea livrată poate părea mică, este suficientă pentru majoritatea aplicațiilor și poate fi ușor majorată prin utilizarea de tranzistoare finale conectate în paralel. Caracteristicile tehnice sunt:

- banda de frecvență cuprinsă între 16Hz-100kHz;
- neliniaritatea curbei amplitudine-frecvență în banda de frecvență reproducă: 0,5dB;

Tranzistoarele T4 și T6 formează o "oglină de curent" pentru simetrizarea etajului final.

R15 reglează curentul de repaus în etajul final și este stabilizat termic cu T7, care este montat pe radiatorul tranzistoarelor finale.

Tranzistoarele T8, T9 și diodele D1-D6 asigură protecția la scurtcircuit și suprasarcină pentru frecvențele infrasonore.

Construcția

Se poate utiliza circuitul imprimat prezentat în figura 2 (în dublu exemplar pentru stereo) având în vedere ca traseele de curent mare să

reglează R7 pentru tensiune reziduală minimă la ieșire;

-din R15 se reglează curentul de repaus. Se recomandă ca valoarea acestuia să fie cuprinsă între 50-100mA. Dacă perechile T10-T11 și T12-T13 sunt alese corect, curentul de repaus se poate fixa aproape de 50mA. În cazul în care sunt montate tranzistoare cu dispersie largă a parametrilor, curentul se va regla spre limita superioară de 100mA, având ca o consecință funcționarea "caldă" a montajului.

Reglajele se repetă de 2-3 ori. Probele cu semnal implică utilizarea

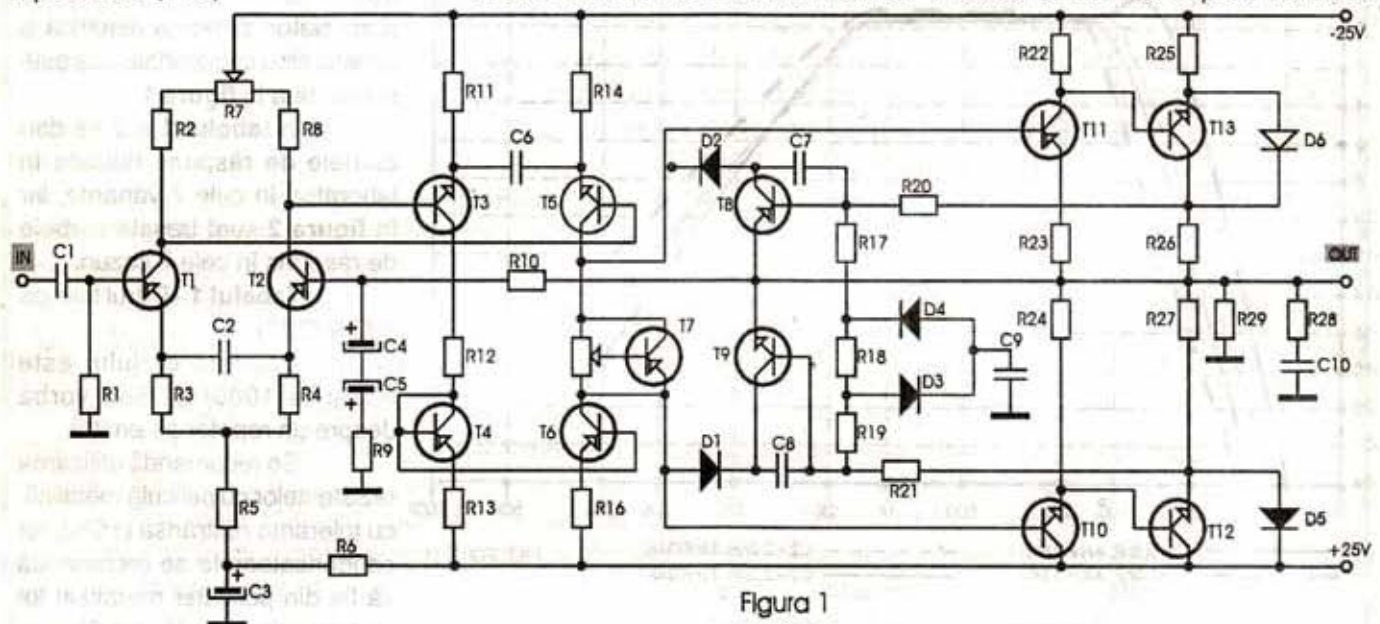


Figura 1

- tensiunea nominală la intrare: 1V;
- tensiunea de alimentare: $\pm 25V$;
- puterea nominală la ieșire, pentru o sarcină cu impedanța de 8Ω este de 25W;
- coeficientul de distorsiuni armonice la frecvențele de 63, 1000 și 10kHz este sub 0,05% pentru puterea nominală;
- impedanța de intrare: $10k\Omega$.

Descriere

Schema montajului este dată în figura 1. Primele etaje (T1, T2, T3, T5) sunt etaje diferențiale. Rezistoarele R3 și R4 asigură creșterea linearității și a impedanței de intrare și, în final, se obține o creștere a simetriei. C2 și C6 corectează curba de răspuns, iar R7 asigură reglajul tensiunii de offset (tensiunea reziduală la ieșirea amplificatorului).

fie îngroșate la execuție. T10 și T11 se montează pe un radiator din tablă de aluminiu, de 2mm grosime, în formă de "U" și minim 60×25 mm. T7 se montează pe radiatorul tranzistoarelor finale care va avea minim $500cm^2$.

Toleranța componentelor va fi cât mai mică:

- pentru rezistențe va fi preferabil sub 5% și se recomandă sortarea și împerecherea lor, ca și în cazul tranzistoarelor, care se vor sorta pentru diferențe sub 10% pentru coeficientul de amplificare beta. Condensatoarele folosite vor fi de bună calitate, de preferință cu poliester metalizat.

Reglaje

- se conectează la ieșire o sarcină echivalentă de 8Ω și minimum 25W;
- se alimentează montajul și se

unui generator de semnal audio și a unui osciloscop cu dublu spot.

Chiar dacă nu se dispune decât de un instrument de măsură obișnuit, se pot obține rezultate foarte bune cu condiția verificării atente a componentelor, a sortării lor și a montajului fără greșală. Trebuie să subliniem că la amplificatoarele finale care au cuplaj galvanic între etaje, o componentă defectă, montarea greșită sau altă greșală în aparență minoră are, de cele mai multe ori, un efect devastator de distrugere a unui lanț de componente active.

Lista de piese

R1=R10=22k Ω ; R2=R8=R12=6,8k Ω ; R3=R4=2,7k Ω ; R5=R6=39k Ω ; R9=1,5k Ω ; R11=R14=130k Ω ; R17=R19=16k Ω ; R18=47k Ω ; R20=R21=1k Ω ;

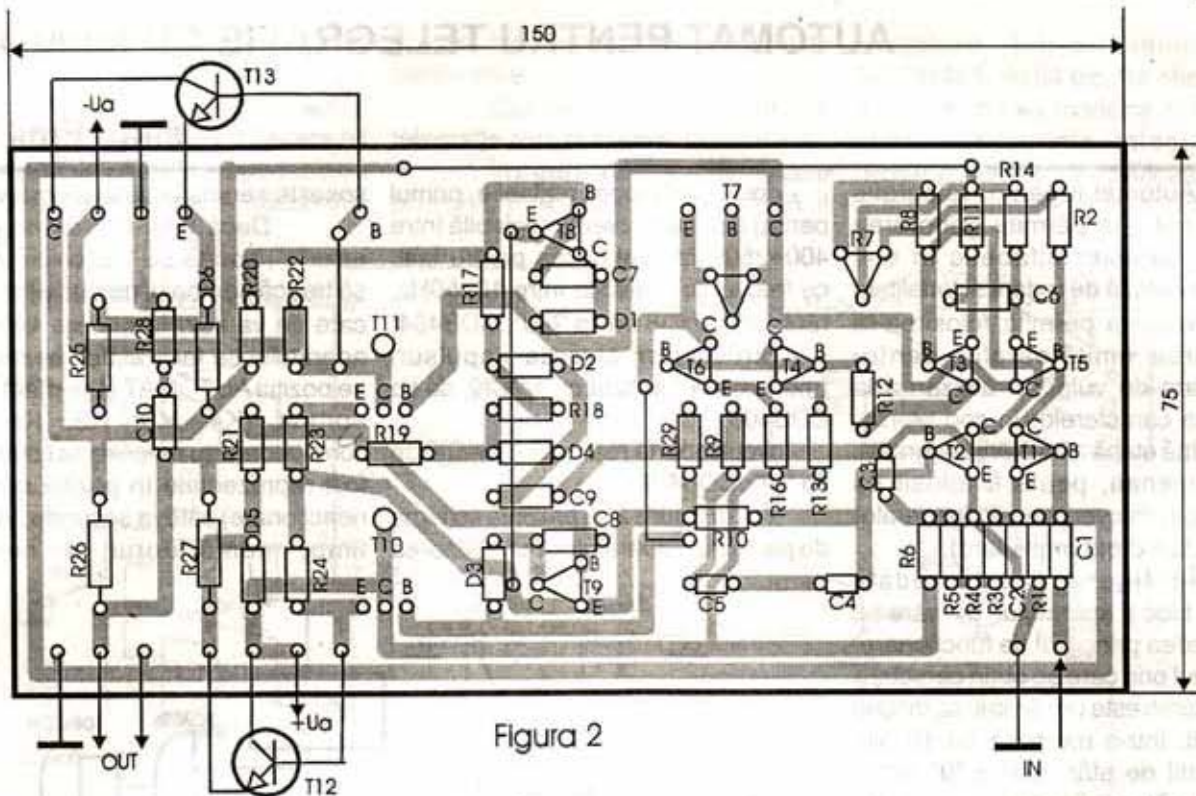


Figura 2

R22=R24=51; R23=10Ω; R25=R26=R27=0,39Ω/3W bob; R28 30Ω; R7=3,3kΩ semireglabil; R15=2,2kΩ; C1=2,2μF/100V nepolarizat; C2=4,7nF; C3=33μF/25V; C4=C5=100μF/25V; C6=1nF; C7=C8=330pF; C9=1μF/100V nepolarizat; C10=0,022μF/100V; T1=T2=T4=T6=T7=T8=BC177A sau echivalent; T3=T5=T9=BC171A sau echivalent; T10=BD139; T11=BD140; T12=T13=2N3055 sau echivalent; D1+D6=BA157, BA158, DRR404.

Alimentatorul

Pentru alimentarea cu energie a amplificatorului se recomandă următoarele:

- se preferă construcția dublă, fiecare secțiune să fie alimentată de la o sursă proprie: transformator, redresor, condensatoare de filtraj de minimum 4700μF/63V;
- în cazul în care acest lucru nu este posibil, se recomandă utilizarea unui transformator cu înfășurări separate pentru cele două amplificatoare;
- soluția cea mai ieftină este utilizarea unui transformator cu puterea de circa 125VA, care să poată debita în secundar 2x18V c.a., o punte redresoare de minim 5A/100V și două condensatoare de filtraj de minim 4700μF/63V. De la magazinele de profil se pot procura transformatoare toroidale cu puterea de 150VA și având

o înfășurare secundară care livrează 2x18V c.a. Se poate utiliza un singur transformator pentru ambele canale, sau, deși costul crește, el este pe deplin justificat dacă se utilizează două transformatoare, câte unul pe fiecare canal. Această soluție oferă:

- o separare mai bună între canale;
- o rezervă de curent mare, care permite mărirea puterii de ieșire și creșterea capacității de curent, prin adăugarea unei perechi suplimentare de tranzistoare finale pe fiecare canal.

Pentru aceasta, tranzistoarele prefinale T10, T11 se vor înlocui cu tranzistoare din seria 200 (BD239, BD240) și se pot monta direct pe radiatoarele tranzistoarelor finale (atenție la corecta izolare electrică față de radiator !!!). Tranzistoarele finale suplimentare au baza și colectorul comun cu perechile corespondente, iar emitoarele au rezistențe de emitor separate, egale cu R25, R27. Se va prefera utilizarea unor tranzistoare cu frecvența de tăiere ridicată, în locul "bătrânilor" 2N3055, de preferat în capsula TO200, pentru un montaj ușor. Rezultate foarte bune au dat tranzistoarele KT819G (Rusia), care au și parametrii electrici mult mai constanți, împerecherea lor fiind mai ușoară. Folosirea componentelor de calitate, sortarea și montarea atentă conduce la un rezultat ce va satisface

toate pretențiile.

Pentru audiții de înaltă calitate, utilizând ca sursă de semnal CD-playerul, nu este necesară utilizarea unui preamplificator, având în vedere că semnalul la ieșirea acestei surse de semnal are valoarea de 2V și majoritatea aparatelor actuale dispun de reglaj de volum.

Dacă acest reglaj nu este prevăzut, ca și pentru utilizarea altor surse de semnal, este nevoie de un preamplificator de bună calitate.

Clema PAPAGAL

TESTOR
cu AGATARE pentru
MULTIMETRU

Singurul testor care asigură
Conectare performanta si comoda
alif pentru pozitionare
MANUALA cit si prin AGATARE

Tensiune lucru 1000V
Vrf a) 3,5mm mediu
b) 2,5mm electronist
c) 4,5mm electrician

Modalia de AUR,
BUREKA 1991
USA PATENT
nr. 5457.392

Cablu siliconic,
Banana dubla
Vrf METAL
Cirlig otel

Comandati prin posta:
pret 90.000 lei
piata la primirea coletului

PARROT INVENT SRL
piata Cantacuzino nr.3
Bucuresti, sect.2 cod 70203
tel: 659.3282, fax:2110739

AGATARE. Mîinile
rămîn libere

AUTOMAT PENTRU TELEGRAFIE CU MEMORIE

sing. Emil Gâz

Automatul pentru telegrafie descris mai jos permite generarea oricărui caracter alfabetic în cod Morse, cu viteză de redare și tonalitate dorită. Aceasta permite folosirea la modularea emițătoarelor pentru "vânătoare de vulpi" și utilizarea la învățarea caracterelor în cod Morse, într-o primă etapă a învățării telegrafiei. De asemenea, poate fi folosit ca sintetizor de frecvențe audio (generator de impulsuri dreptunghiulare).

În figura 1 este redată schema bloc a aparatului, din care se poate vedea principiul de funcționare. Procedul prin care se obțin caractere în cod Morse este următorul: se înscriu bit cu bit, într-o memorie de 16 biți, combinații de stări logice "0" și "1" corespunzătoare fiecărui caracter. Se citește, secvențial din memorie, aceste stări. La citirea stării "1" din memorie, se deschide o poartă, care lasă să treacă prin ea un semnal de audiofrecvență, care se aude în difuzor. La citirea stării "0", poarta se blochează și semnalul de audiofrecvență nu poate trece. Pentru semnale Morse, trebuie păstrate constante rapoartele de 3/1 între durata unei linii și durata unui punct și 1/1 între durata unui punct și a unei pauze. Dacă se citește consecutiv trei stări "1" din memorie, rezultă o linie, iar dacă se citește o stare "0", rezultă o pauză.

Memoria folosită (CDB481) are o capacitate de 16 biți, în care se poate înscrie orice literă din codul Morse, sau, pentru caractere scurte, una sau mai multe litere. Cel mai lung caracter alfabetic conține o combinație de maxim 3 linii și un punct, adică $3 \times 3 = 9$ biți pentru linii, $1 \times 1 = 1$ biți pentru punct, $3 \times 1 = 3$ biți pentru spații între linii sau linii și punct, în total 13 biți. Diferența de 3 biți va constitui timpul după care se va repeta caracterul.

Pe lângă memorie, schema bloc mai conține:

- un numărător binar, sincron până la 16, pentru adresarea fiecărui bit din memorie, realizat cu C14 și C15, de tip CDB473;

- două decodificatoare, pentru liniile Y și coloanele X ale memoriei realizate cu C12 și 1/2 din C13, de tip CDB408;

- două oscilatoare reglabile, primul pentru ton, cu frecvența reglabilă între 400-2500Hz și al doilea pentru tact, cu frecvența reglabilă între 10-50Hz, realizate cu C18 de tip "NU", CDB404;

- circuit formator de impulsuri (monostabil) realizat cu 1/2C19, de tip CDB400;

- circuit poartă realizat cu 1/4C16 de tip "ȘI", CDB408.

În figura 2 se prezintă schema de principiu a aparatului. Funcționarea

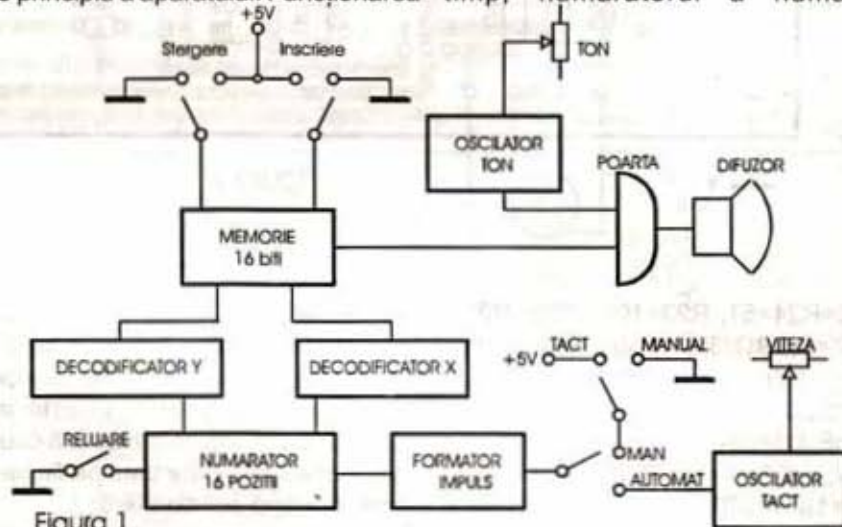


Figura 1

după schema de principiu este următoarea: numărătorul primește impulsuri de la comutatorul de tact K2 sau oscilatorul de tact, prin circuitul de formare a impulsurilor. Fiecare impuls este numărat, iar stările bistabililor numărătorului sunt decodificate. Fiecare poartă "ȘI" a decodicatorului, conectată la una din coloanele 1X-4X ale memoriei rămâne în starea "1", până când toate porțile conectate la liniile 1Y-4Y ale memoriei trec succesiv prin starea "1". Astfel, adresarea memoriei se face pe coloane, începând cu coloana 1, iar fiecare bit este selectat în momentul în care linia Y și coloana X corespunzătoare, au fiecare nivel logic 1. În această situație acest bit poate fi înscris ("1"), citit, sau șters ("0").

Înscrisura se face cu ajutorul comutatorului cu revenire K3, prin circuitul de filtrare 1/2 C17, la pinul 13 al CDB481. Ștergerea se face analog, cu ajutorul K4. Citirea se face la pinul 11 al C11 și se transmite la pinul 13 al C16. La pinul 12 al aceleași porți

sosește semnalul de audiofrecvență.

Dacă bitul citit din memorie este "1", poarta se "deschide" și lasă să treacă semnalul de audiofrecvență care se va auzi în difuzor. Utilizarea aparatului se face astfel: se trece K1 pe poziția AUTOMAT și se menține K4 apăsat (K4, K3, K2, K5 sunt comutatoare cu revenire, în schemă au fost reprezentate în poziție normală, neacționate) câteva secunde. În acest timp, numărătorul a numărat

impulsurile de la oscilatorul de tact, decodicatorul a selectat pe rând fiecare adresă a memoriei și s-a înscris de la K4 "0" în fiecare bit al memoriei (s-a făcut inițializarea aparatului). După inițializare, în difuzor nu se va mai auzi nimic.

Se apasă K5 și numărătorul va selecta prima adresă.

Se trece K1 în poziția MANUAL și se începe introducerea caracterului Morse. Dacă dorim să introducem o linie, se apasă de trei ori alternativ comutatoarele K2, respectiv K3; dacă dorim să introducem un punct apăsăm aceleași comutatoare o singură dată.

K2 face ca numărătorul să avanseze cu o poziție și să selecteze prin decodicator un nou bit, iar K3 produce înscrisura unui "1" în poziția selectată. Dacă se dorește înscrisura unui spațiu, se acționează K2 o singură dată. Astfel, se introduce configurația linii-puncte cunoscută a caracterului, după care K1 se trece pe poziția AUTOMAT și în difuzor se va auzi



semnalul, în cod Morse, introdus. P1 reglează tonul semnalului, iar P2 reglează viteza de transmitere, adică viteza cu care este selectat fiecare bit al memoriei. În acest fel, raportul între linii și puncte se respectă matematic

și nu se modifică la mărirea vitezei de transmitere.

Cablajul automatului de telegrafie este prezentat în figura 3.

În figura 4 se dă schema care permite înscriserea a cel puțin 4

caractere într-o memorie cu 4xCDB481, de 64 biți. Se observă că, principial, nu se modifică nimic, s-au înlocuit circuitele integrate ale numărătorului și decodificatorului cu altele specializate pentru aceste funcții.

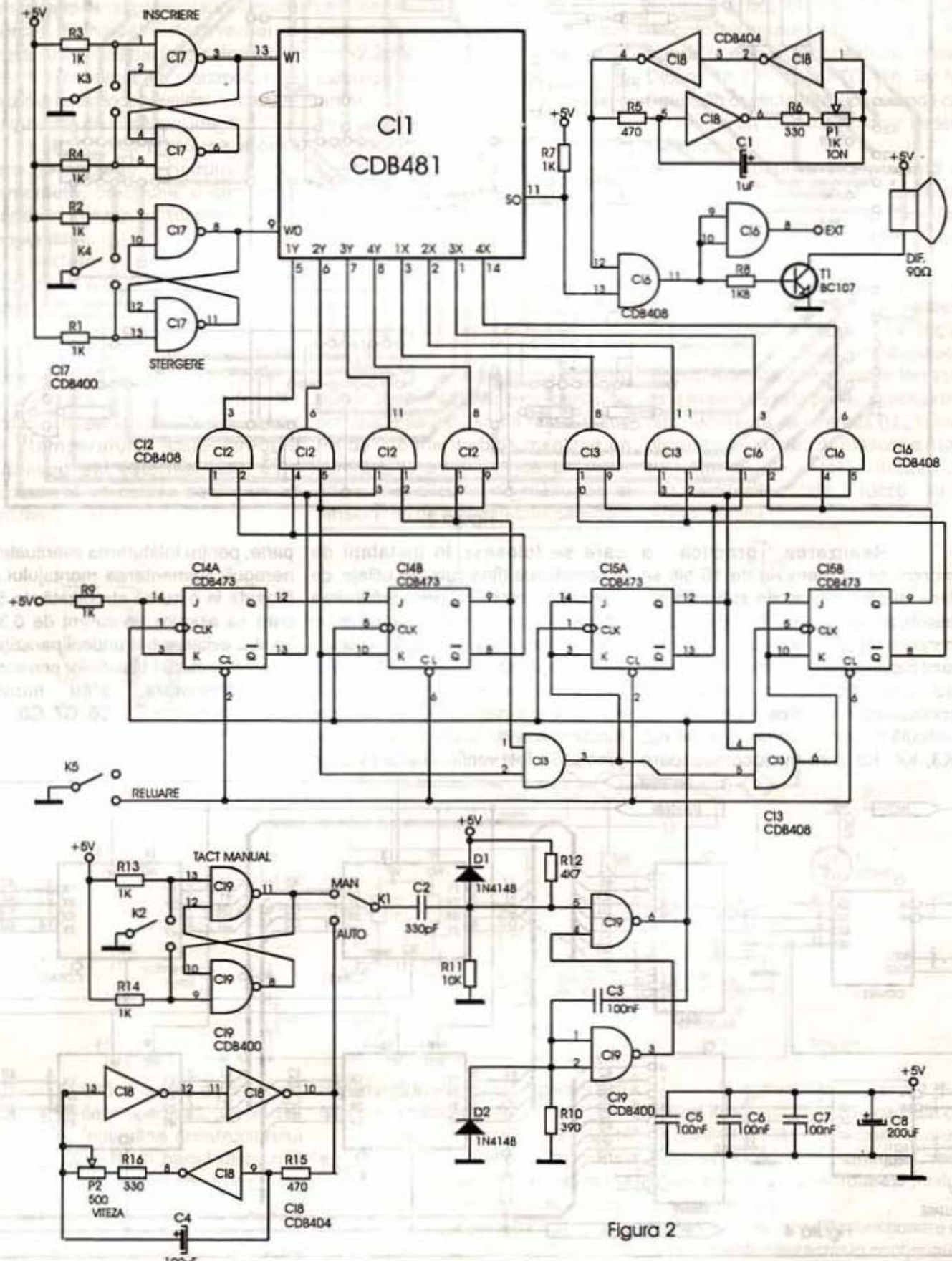


Figura 2

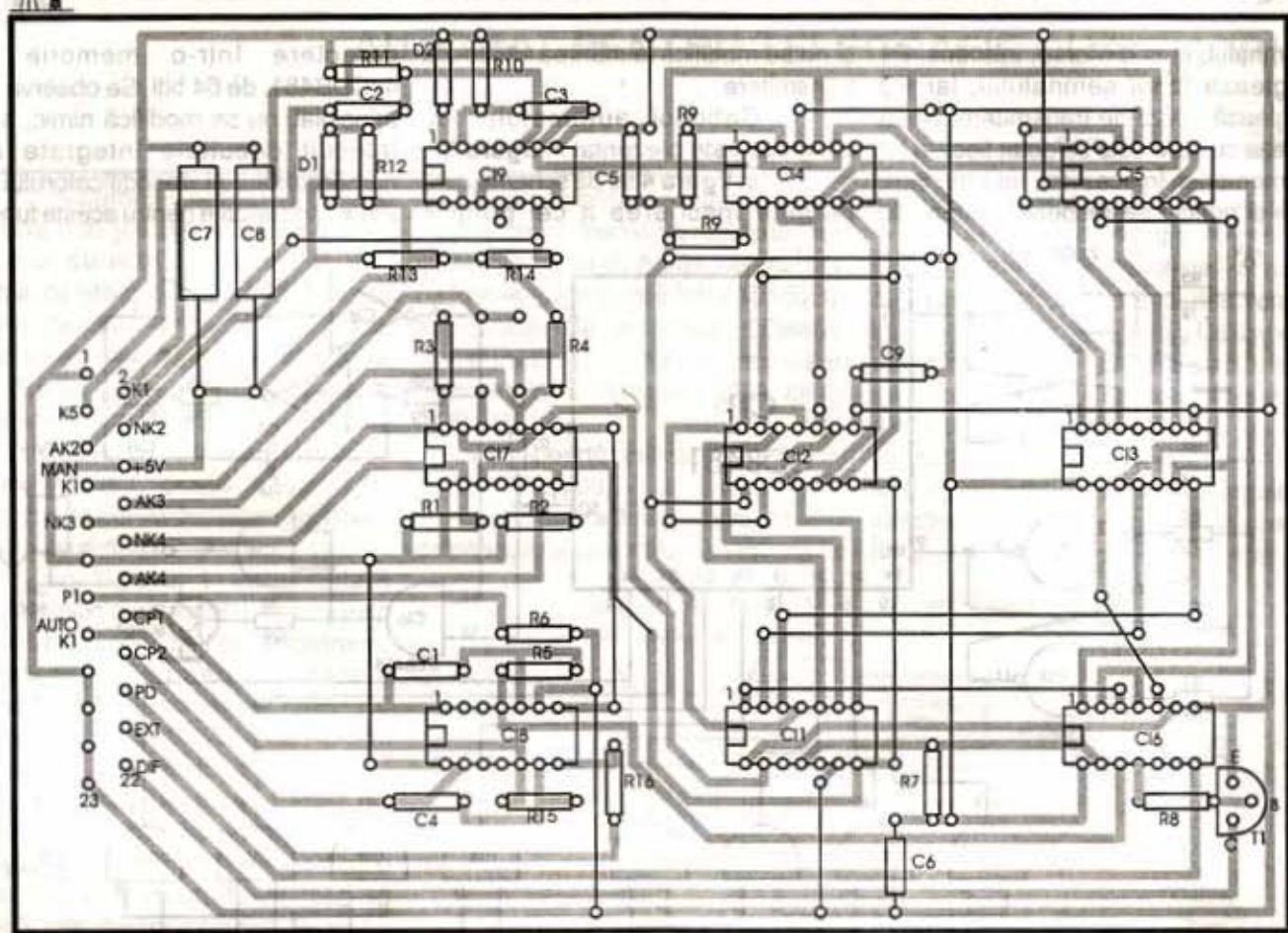


Figura 3

Realizarea practică a montajului cu memorie de 16 biți se face după schema de cablaj dată. leșirile au fost aduse la bornele unui conector cu 25 de conexiuni. Ștrapurile sunt făcute pe cealaltă față a plăchetei, cu conductoare izolate. Pentru miniaturizare am folosit rezistențe cu peliculă metalică. Comutatoarele K2, K3, K4, K5 sunt microcomutatoare

care se folosesc în instalații de automatizare (fine cursă la utilaje, de exemplu). Borna EXT permite folosirea semnalului pentru modulare printr-un releu. Difuzorul este o cască telefonică cu impedanța 50+100Ω. Aparatul realizat după schema și indicațiile date nu necesită nici un fel de reglaje, funcționează de prima dată, dacă în prealabil a fost verificat fiecare bloc în

parte, pentru înlăturarea eventualelor nereguli. Alimentarea montajului se face de la o sursă stabilizată de 5V, care să asigure un curent de 0,3A. Pentru evitarea pătrunderii parazitilor datorati comutării bistabililor prin sursa de alimentare, s-au montat condensatoarele C5, C6, C7, C8.

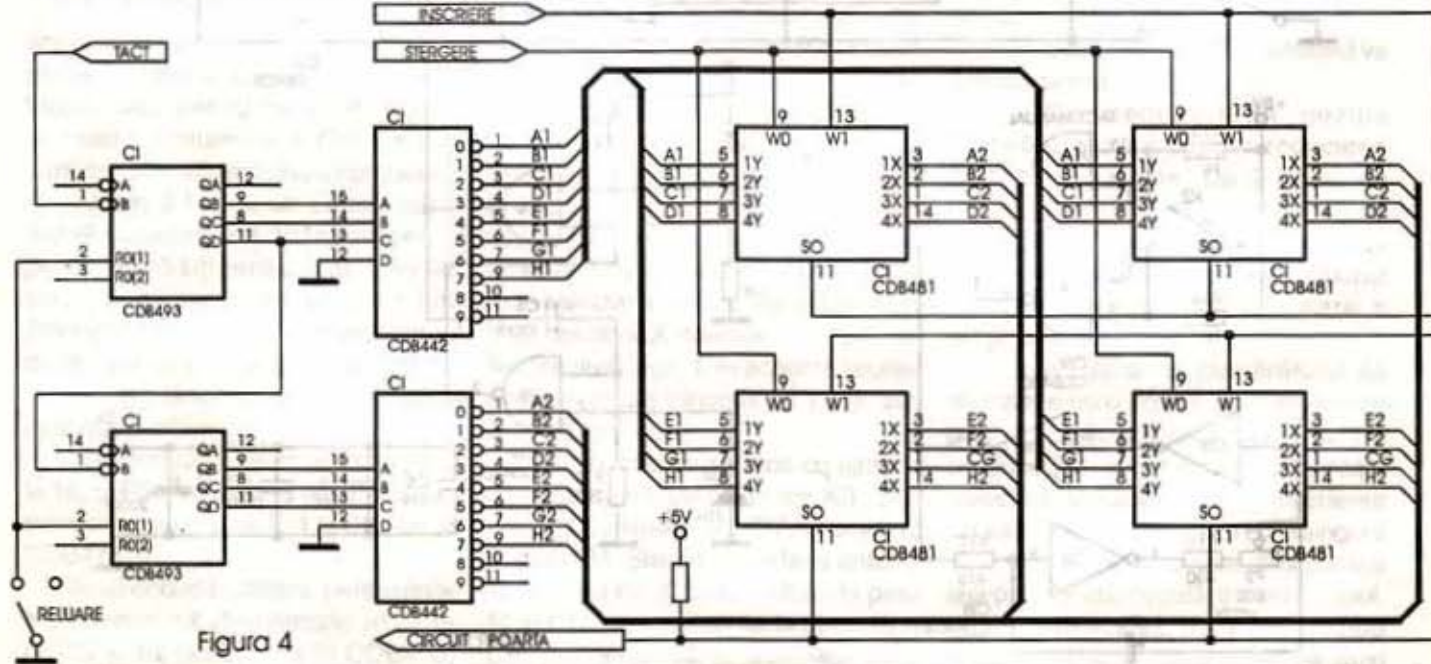


Figura 4



TERMOMETRU ELECTRONIC

ing. Șerban Naicu

În prezent cele mai răspândite termometre de uz general sunt cele cu mercur. Principalul dezavantaj al acestora îl constituie fragilitatea lor.

Termometrele electronice nu prezintă acest inconvenient și, în plus, au o durată de viață mai lungă.

Principala problemă a celui care își propune construirea unui termometru electronic o constituie alegerea senzorului (captorului) de temperatură.

Cele mai cunoscute traductoare (senzori) de temperatură sunt termistoarele. Marele dezavantaj îl constituie variația neliniară a rezistenței lor cu temperatura. Caracteristica acestora nu poate fi considerată liniară decât într-un domeniu foarte îngust. Când domeniul de temperatură care trebuie supravegheat este mai larg, este necesar să se opteze pentru un alt senzor.

semiconductor (jonțiunea semiconductoră) variază invers proporțional cu creșterea temperaturii (cu $-2,2\text{mV}/^\circ\text{C}$), dacă curentul care parcurge jonțiunea respectivă este constant. Caracteristica de variație este, în această situație, extrem de rectilinie.

Schema electronică a termometrului electronic propus este prezentată în figura 1.

Schema utilizează, în principal, două circuite integrate extrem de uzuale, de producție I.P.R.S.-Băneasa (βA723 și βA741), iar ca senzor de temperatură banala diodă 1N4148.

În proiectarea montajului s-au ridicat două mari probleme, pentru ca precizia măsurării să fie foarte bună. Pe de o parte, trebuie menținut un curent constant prin diodă, iar pe de altă parte, circuitul de măsurare al tensiunii de pe diodă trebuie să aibă o

este un stabilizator de tensiune extrem de uzual. El poate fi livrat în două tipuri de capsulă prezentate în figura 2. În figura 2a este dată capsula de plastic DIL cu 14 pini de tip TO-116, iar în figura 2b capsula metalică rotundă cu 10 pini de tip TO-100. Ambele vederi sunt de sus.

Circuitul βA723 prezintă o caracteristică deosebită, care este speculată în montajul de față. Aceasta constă în faptul că circuitul integrat furnizează la pinul 6 (capsula TO116), respectiv pinul 4 (capsula TO100), o tensiune de referință (U_{ref}), cu valoarea cuprinsă între 6,8V și 7,5V (tipic 7,15V), stabilizată și compensată termic. Această compensare termică este extrem de utilă pentru aplicația de față, tensiunea de referință (U_{ref}) care alimentează puntea de măsurare este constantă în tot domeniul temperaturilor de lucru ale termometrului.

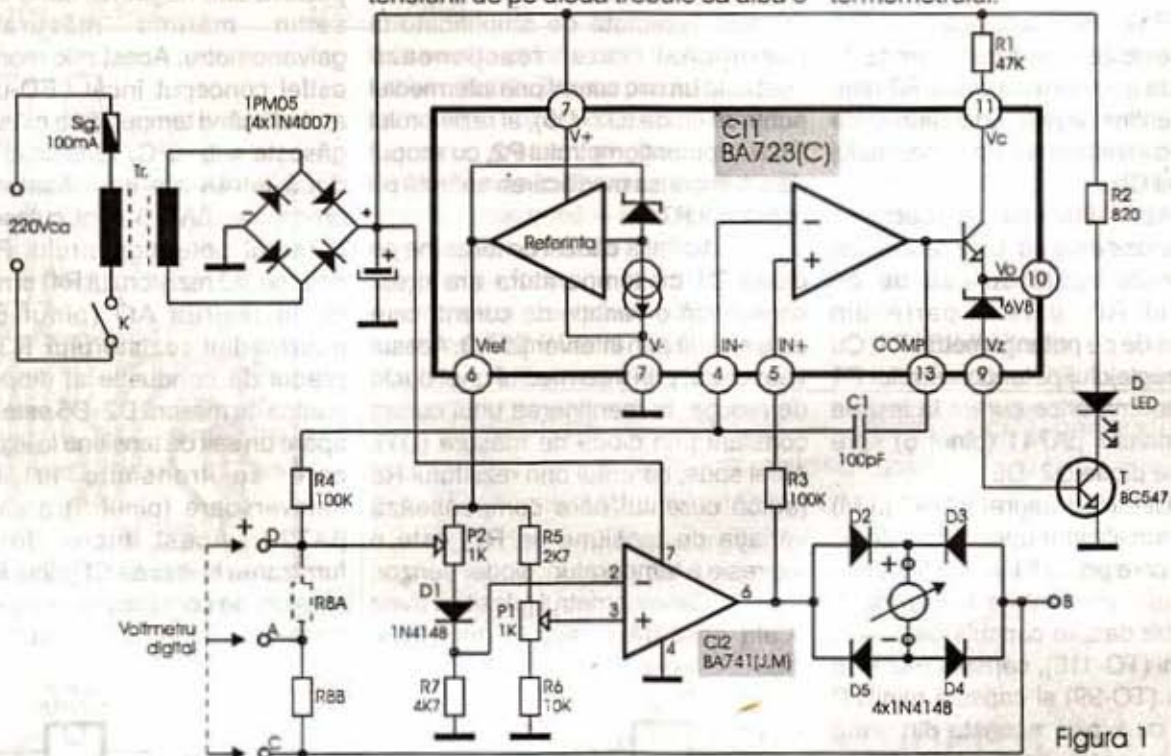


Figura 1

Există o serie de senzori specializați de temperatură, dar cel mai ieftin și la îndemâna constructorului electronist este un banal dispozitiv semiconductor (diodă sau tranzistor). În acest caz, principiul de măsurare constă în faptul că tensiunea directă pe un astfel de dispozitiv

impedanță foarte ridicată, pentru a nu falsifica rezultatele măsurării.

Dioda care reprezintă senzorul de temperatură este inclusă într-o punte alimentată cu tensiune stabilizată furnizată de către circuitul integrat βA723 la pinul 6 (V_{ref}).

Circuitul integrat βA723 (C)

În schema din figura 1 s-a utilizat integratul βA723 în capsula cu 14 pini (TO116) și, în continuare descrierii funcționării montajului, vom face referire la numerotarea pinilor acestei capsule.

Mecanismul de funcționare al schemei este prezentat în continuare.

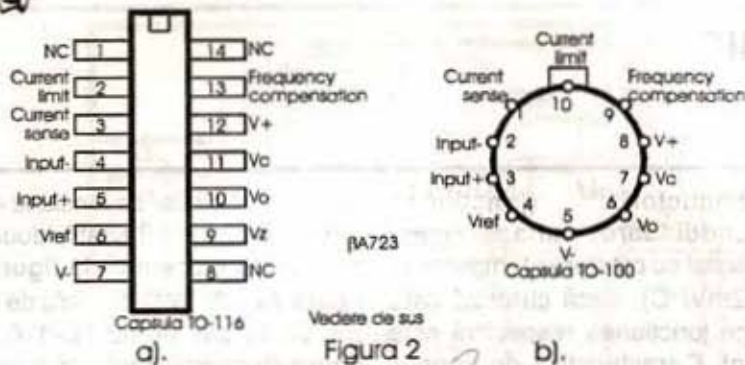


Figura 2

La temperatura de 0°C puntea trebuie să fie perfect echilibrată, adică nu trebuie să existe nici o diferență de tensiuni la capetele celeilalte diagonale a punții, respectiv între cele două intrări (inversoare și neinversoare) ale amplificatorului operațional $\beta A741$. De altfel, însuși amplificatorul operațional veghează la evitarea apariției unei diferențe de potențial la intrările sale. Se poate observa că ieșirea acestuia este conectată, prin intermediul unei punți de diode redresoare (D2+D5), la ramura punții de măsură în care se află dioda senzor (D1). Este vorba despre o reacție negativă, rezistorul R7 fiind conectat la intrarea inversoare a lui C12.

Rolul circuitului integrat C12 ($\beta A741$) este de a asigura diferența de potențial la bornele rezistorului R7 (sau de a o menține) egală cu tensiunea de la intrarea inversoare a operaționalului (pinul 2 al C1).

Atâta timp cât temperatura diodei-senzor este de 0°C, tensiunea pe R7 este egală cu cea de pe rezistorul R6, plus o parte din tensiunea de pe potențiometrul P1. Cu ajutorul reglajului potențiometrului P1 se va suprima orice curent la ieșirea operaționalului $\beta A741$ (pinul 6) spre puntea de diode D2+D5.

Circuitul integrat $\beta A741$ (J,M) este un amplificator operațional de uz general, care poate fi livrat în trei tipuri de capsule, prezentate în figura 3. Este vorba despre capsula de plastic cu 14 pini (TO-116), capsula metalică cu 8 pini (TO-99) și capsula miniDIP (MP-48) cu 8 pini, aceasta din urmă fiind cea pentru care am optat în montajul de față.

La ieșirea amplificatorului operațional se află puntea de diode redresoare (D2+D5). În cealaltă diagonală a punții se află plasat instrumentul de măsură (galvanometru) care servește ca afișor pentru temperatura măsurată.

Când dioda-senzor (D1) se află la temperatura de 0°C, indicația galvanometrului trebuie să fie nulă. Acest lucru, așa cum am arătat anterior, se reglează cu ajutorul potențiometrului P1.

Se observă pe schemă că tensiunea la bornele grupului P2, D1 și R7 rămâne întotdeauna constantă (aceasta este de fapt tensiunea stabilizată și compensată termic U_{ref}). Atunci când temperatura variază (și nu mai este de 0°C) tensiunea pe D1 se schimbă, ceea ce determină și modificarea tensiunii la bornele rezistorului R7. Variația tensiunii pe R7 (care este de fapt tensiunea de la intrarea inversoare a AO $\beta A741$) este imediat detectată de amplificatorul operațional care reacționează injectând un mic curent prin intermediul punții de diode (D2+D5), al rezistorului R8 și al potențiometrului P2, cu scopul de a compensa modificarea apărută pe rezistorul R7.

Variația căderii de tensiune pe dioda D1 cu temperatura are drept consecință o variație de curent, care este evitată prin intervenția AO. Acesta veghează, prin intermediul unei bucle de reacție, la menținerea unui curent constant prin dioda de măsură (D1). Altfel spus, curentul prin rezistorul R8 (adică curentul care compensează variația de tensiune pe R7) este o expresie a temperaturii diodei-senzor.

Galvanometrul folosit va avea scala gradată direct în unități de

temperatură (°C). Acest instrument de măsurare a temperaturii va furniza tot timpul o indicație pozitivă, indiferent dacă variația temperaturii se situează deasupra sau dedesubtul valorii de 0°C. Altfel spus, nu se va putea distinge din afișare dacă temperatura este, de exemplu, de -3°C sau +3°C.

Este necesar să prevedem în schema noastră o indicație suplimentară care să semnalizeze dacă temperatura măsurată este pozitivă sau negativă.

Întorcându-ne la circuitul integrat $\beta A723$, se poate observa din schema lui internă (figura 1) că acesta mai conține un amplificator de eroare de tip diferențial, având intrările inversoare și neinversoare la pinii 4 și 5, un tranzistor de putere (care de fapt sunt două, în conexiune Darlington), precum și o diodă Zener de 6,8V (la pinul 9, V_z).

Această parte din $\beta A723$ încă neutilizată, completată cu două rezistoare, un condensator, un LED și un tranzistor va rezolva problema afișării unei indicații de temperatură pozitivă sau negativă, dând astfel un semn mărării măsurate de galvanometru. Acest mic montaj este astfel conceput încât LED-ul să se aprindă când temperatura măsurată se găsește sub 0°C. Tensiunile pe cele două intrări ale amplificatorului de eroare din $\beta A723$ sunt culese de pe cursorul potențiometrului P2 (prin intermediul rezistorului R4) și respectiv de la ieșirea AO (pinul 6), prin intermediul rezistorului R3. Când pragul de conducție al diodelor din puntea de măsură D2+D5 este depășit, apare un salt de tensiune la ieșirea AO, care se transmite la intrarea neinversoare (pinul 5) a circuitului $\beta A723$. Acest lucru determină furnizarea la ieșirea C1 (pinul 9) a unei tensiuni de comandă care se aplică în baza tranzistorului T, deschizându-l.

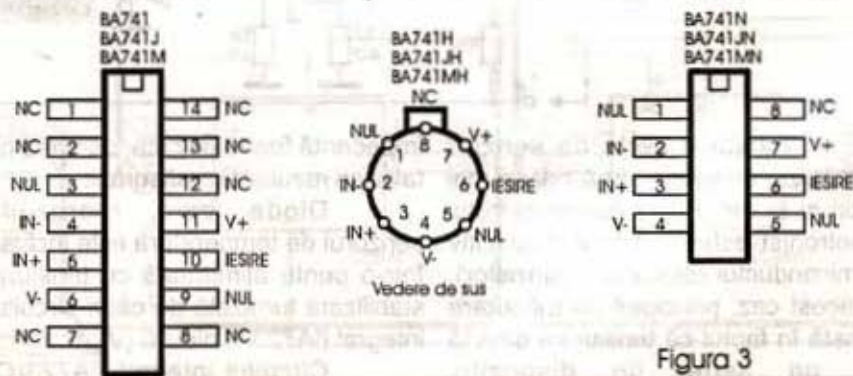


Figura 3



Dioda electroluminiscentă (LED) se aprinde cu o intensitate luminoasă determinată de valoarea curentului prin rezistorul R2.

Menționăm că mai este necesară și rezistența de la pinul 11 al CI1 (R1), de polarizare a tranzistorului intern, care este cu colectorul în gol.

Între pinii 4 și 13 ai lui β A723 se montează un condensator (C1) de 100pF, cu rol antioscilație.

Dacă se dorește afișarea temperaturilor pe un voltmetru digital, renunțându-se la "bătrânul" galvanometru, sunt necesare câteva mici modificări ale schemei. Va trebui, în acest caz, să se măsoare cu voltmetrul digital căderea de tensiune pe rezistorul R8 (A+B), situat în bucla de reacție. Tensiunea la bornele acestor rezistențe este direct proporțională cu curentul care le parcurge, deci cu temperatura.

Tabel

Scala	Galvanometru	Temperatura	R8A	R8B	Strap	Voltmetru	Voltmetru
0-30	0-300 μ A	-30...+30°C	1k	∞	A-B	-0,3...+0,3V	A-D
0-30	0-100 μ A	-30...+30°C	1k5	1k5	B-C	-0,3...+0,3V	C-D
0-50	0-300 μ A	-50...+50°C	3k3	3k3	A-B;D-C	-0,5...+0,5V	A-D
0-50	0-500 μ A	-50...+50°C	1k	∞	A-B	-0,5...+0,5V	A-D
0-100	0-1mA	-100...+100°C	1k	∞	A-B	-1...+1V	A-D

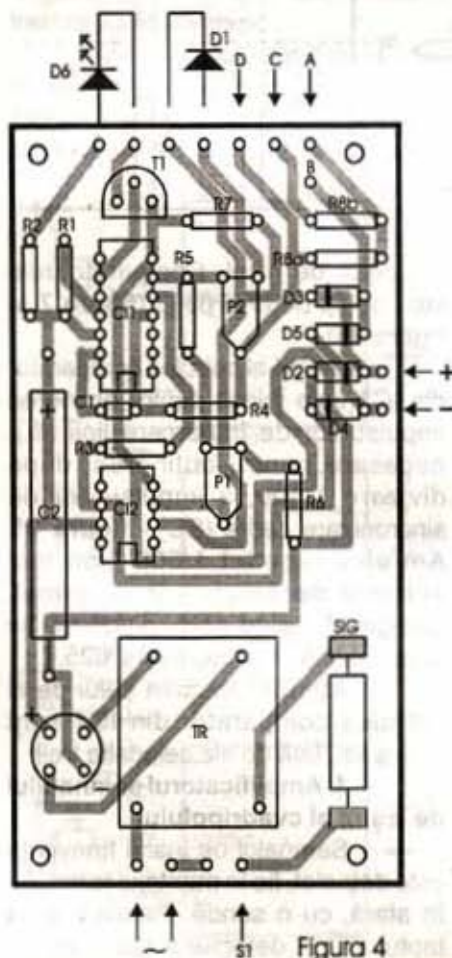


Figura 4

În concluzie, dacă se va utiliza un voltmetru digital este suficient să se conecteze ieșirea AO (pinul 6) la rezistorul R8(A+B), eliminând din schemă următoarele componente (devenite inutile): galvanometrul, puntea de diode D2+D5, rezistoarele R1, R2, R3 și R4, LED-ul și tranzistorul T (BC547).

Voltmetrul digital trebuie să fie cu "intrare flotantă", adică nici una dintre bornele sale să nu fie conectate la masă. Voltmetrul digital (numeric) va indica, în acest caz, valoarea temperaturii măsurate de termometrul nostru, precedată de semnul "plus" sau "minus" (+/-), după caz.

În tabel prezentăm valoarea rezistorului R8 care trebuie adaptată tipului de galvanometru utilizat. Alegerea instrumentului de măsură determină gama de măsură. Dacă se utilizează un voltmetru numeric (digital)

discrete (1N4007) și a unui condensator de filtraj C2 (220 μ F/25V). În nici un caz tensiunea de alimentare nu va depăși valoarea maximă a tensiunii suportată de circuitele integrate, care este de 40V pentru β A723 (respectiv 30V pentru β A723C) și de \pm 22V pentru β A741.

Cablajul montajului (circuitul imprimat și amplasarea componentelor) este prezentat în figura 4, el fiind de dimensiuni destul de reduse, deși a fost prevăzut spațiu și pentru transformatorul de rețea.

Am precizat că s-au folosit în schemă capsulele de tip TO-116 pentru β A723 și respectiv MP-48 pentru β A741. Dacă dintr-un oarecare motiv se renunță la folosirea acestor capsule pentru integratele respective, cablajul dat va suferi modificările necesare. Atragem atenția asupra situației în care, pentru circuitul integrat β A723,

valoarea rezistorului R8 va fi adaptată scalei utilizate. Tabelul precizează între care borne trebuie conectat voltmetrul numeric, precum și ștrapurile care trebuie făcute în diverse situații. Notă: simbolul înseamnă ∞ R8B nemontată.

Alimentarea cu tensiune a schemei se face prin intermediul unui transformator de rețea coborâtor de tensiune (220V/12V la 100mA), a unei punți de 4 diode integrate (1PM05) sau

s-ar folosi capsula metalică rotundă cu 10 pini (TO-100). Aceasta nu conține dioda Zener de 6,8V, de altfel pinul V_Z (9) din cazul precedent lipsind. Situația se remediază extrem de simplu, prin adăugarea la pinul IEȘIRE (10) a unei diode Zener de tip DZ6V8, conectată cu catodul la pinul 10 și anodul spre ieșire.

Bibliografie

Revista Elektor nr.29, noiembrie 1980;

- Vânzări de componente electronice, accesorii audio-video, electrotehnice, automatizări;
- Documentație, cataloage, cărți, reviste, CD-ROM-uri din domeniul electronicii;
- Oferim spațiu în consignație pentru produse electronice, electrotehnice, calculatoare;
- Accesorii pentru telefoane mobile GSM.

= PREȚURI MICI ("STUDENTEȘTI") =



S.C. STAR 5 s.r.l
B-dul Iuliu Maniu, nr.2, București
(Vis - a - vis de Facultatea de Electronică)
Stația de metrou "Politehnica"
Tel. 018.60.26.25



VOBULOSCOPIU CU DUBLU BALEIAJ (II)

ing. Emil Chioveanu

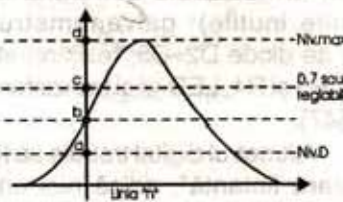
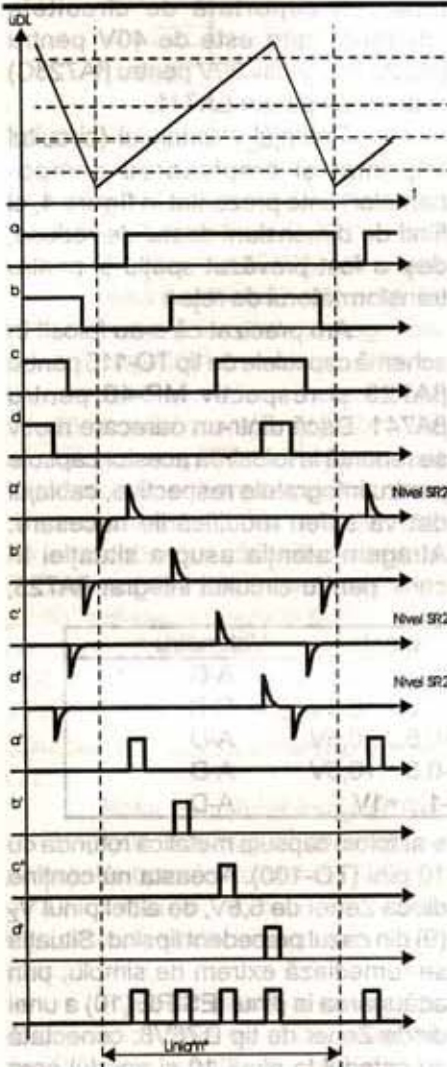


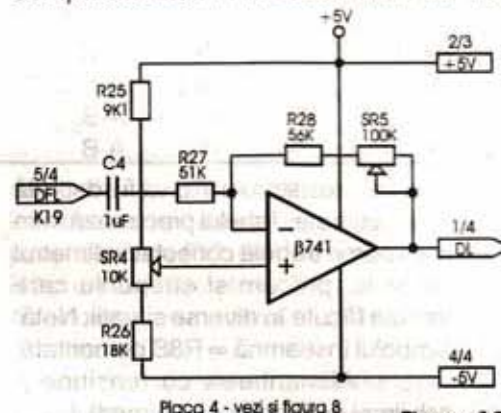
Figura 9

introdusivă, pentru trasarea curbei de răspuns și a dreptelor de nivel, trebuie comparate tensiunile respective cu tensiunea dinte de fierăstrău a deflexiei de linii (DL). În figura 9 se arată intersecțiile unei linii de baleiaj vertical (care provine din deflexia de linii) cu curbele de nivel și cu curba de răspuns, precum și formele tensiunii în diferitele puncte ale schemei comparatorului. E necesar însă ca

R3 se pune un condensator de 5nF, care preia oscilațiile la rotirea cursorului.

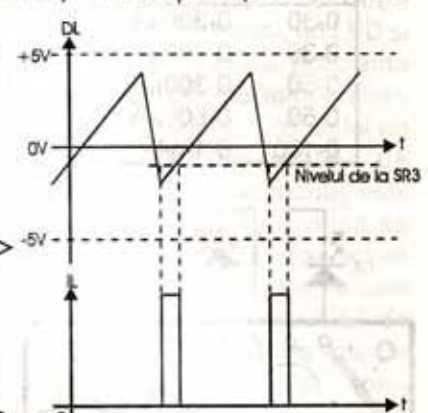
Pentru a obține impulsurile scurte de comandă a grilei cinescopului, s-au introdus circuitele de diferențiere și un nou rând de comparatoare, care să le îngusteze suficient, înainte de a fi însumate cu cel de-al patrulea comparator, folosit ca operator SAU. Altfel, când linia de nivel reglabil se apropie de cele de nivel maxim sau minim, impulsurile corespunzătoare se contopesc și una din drepte dispăre.

Pentru a preveni influențarea reciprocă, prin intermediul alimentării, a curbei de răspuns și a dreptelor de nivel, comparatorul primeia e bine să nu fie pe același chip cu cele ale



Ploca 4 - vezi și figura 8

Figura 10



- urmare din numărul trecut -

De aceea, s-au introdus în serie cu P2 potențiometrii P2' și P2'', sincronizați cu P1. Astfel, când P1 e sus, dintelul are amplitudine mare, dar P2' și P2'' sunt mari și plaja de variație a tensiunii pe cursorul lui P2 este mică - și invers - când P1 e jos, amplitudinea dintelui e mică, iar P2' și P2'' fiind zero, variația tensiunii pe cursorul lui P2 este mare.

Ansamblul P1, P2', P2'' se poate realiza cu potențiometrii glisanți cu cursoarele cuplate mecanic, sau cu un comutator triplu și rezistențe corespunzătoare numărului de poziții ($r=P/n$).

3. Comparatoarele

Schemele comparatoarelor sunt prezentate în figurile 2, 7 și 8.

Așa cum am arătat și în partea

tensiunea DFL să fie amplificată și axată în așa fel, încât linia de nivel zero (masa montajului) să apară la baza ecranului, dintelul de fierăstrău să înceapă de la un nivel negativ față de masa montajului, lucru care se realizează cu schema din figura 10.

Se obține un salt al tensiunii de ieșire din momentul egalării tensiunilor pe intrări, până la întoarcerea tensiunii de linie.

În figura 8, trei componente din IC1 sunt folosite pentru trei drepte de nivel: unul pentru nivelul 0 (masa montajului), unul pentru nivelul maxim și unul pentru nivelul corespunzător unei atenuări stabilite (de exemplu 6dB) sau reglabilă. În primul caz avem divizorul R2-R3, iar în al doilea caz un potențiomtru etalonat - scos pe panou ($P_c=10k\Omega$). În acest caz, se scot rezistențele R2 și R3, iar în locul lui

dreptelor de nivel. Comparatoarele sunt de tip $\beta 339$ și $\beta 393$ (figura 7 și figura 8).

Cel de-al patrulea comparator din IC1 este folosit pentru obținerea impulsurilor de întoarcere linii (IL), necesare pentru obținerea, după divizare 1/500, a impulsurilor de sincronizare cadru (SC) - figura 14. Am ales raportul 1/500 fiind mai apropiat de 1/625, cât e normal. Desigur, folosind patru divizoare se putea obține chiar raportul 1/625.

Atenție! Intrările celui de-al patrulea comparator din IC1 sunt inversate, față de ale celorlalte trei!

4. Amplificatorul semnalului de ieșire al cvadripolului

Semnalul de înaltă frecvență este detectat, fie în montajul testat, fie în afară, cu o sondă. Pornind de la faptul că, în detectorul din etajul FI

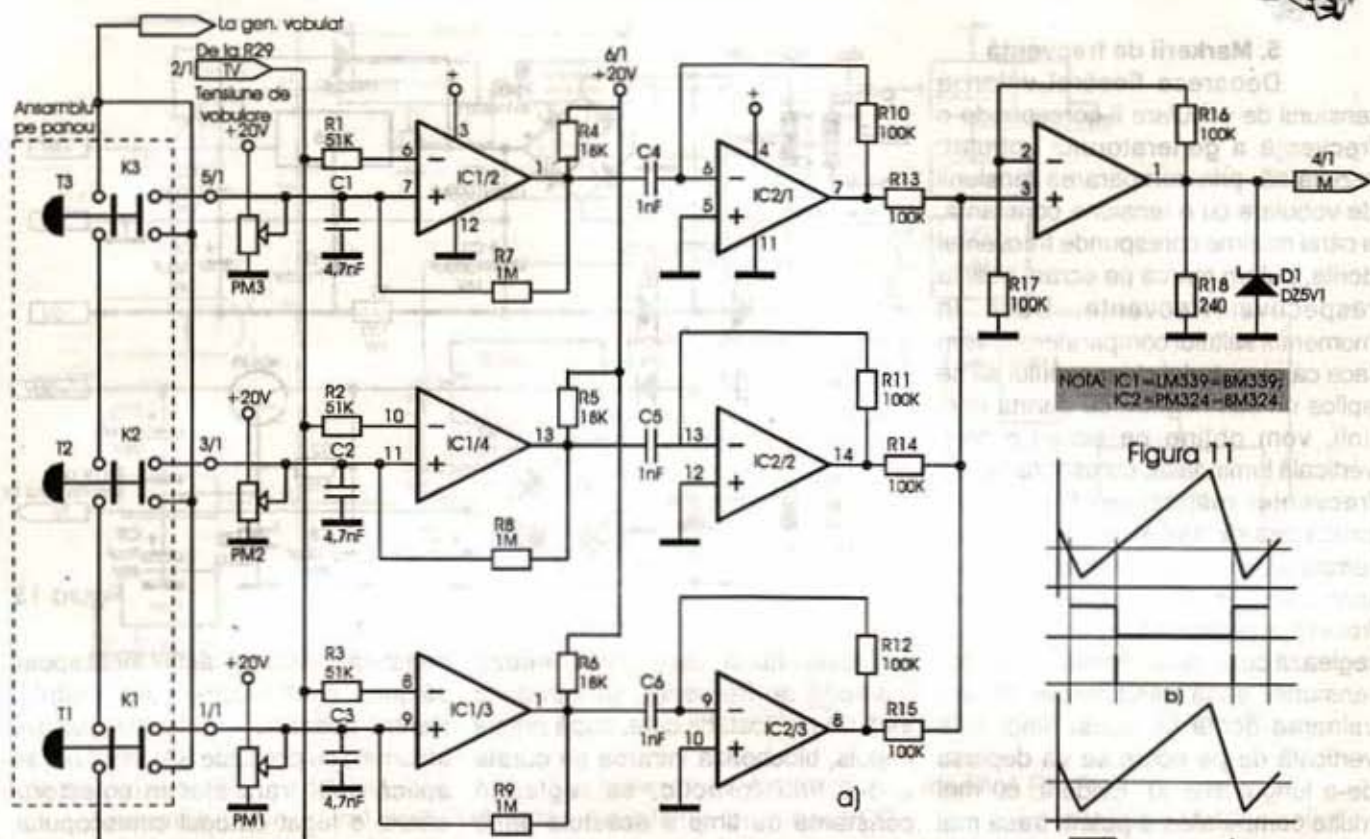
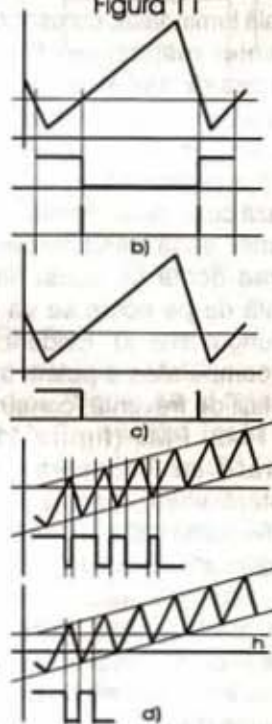


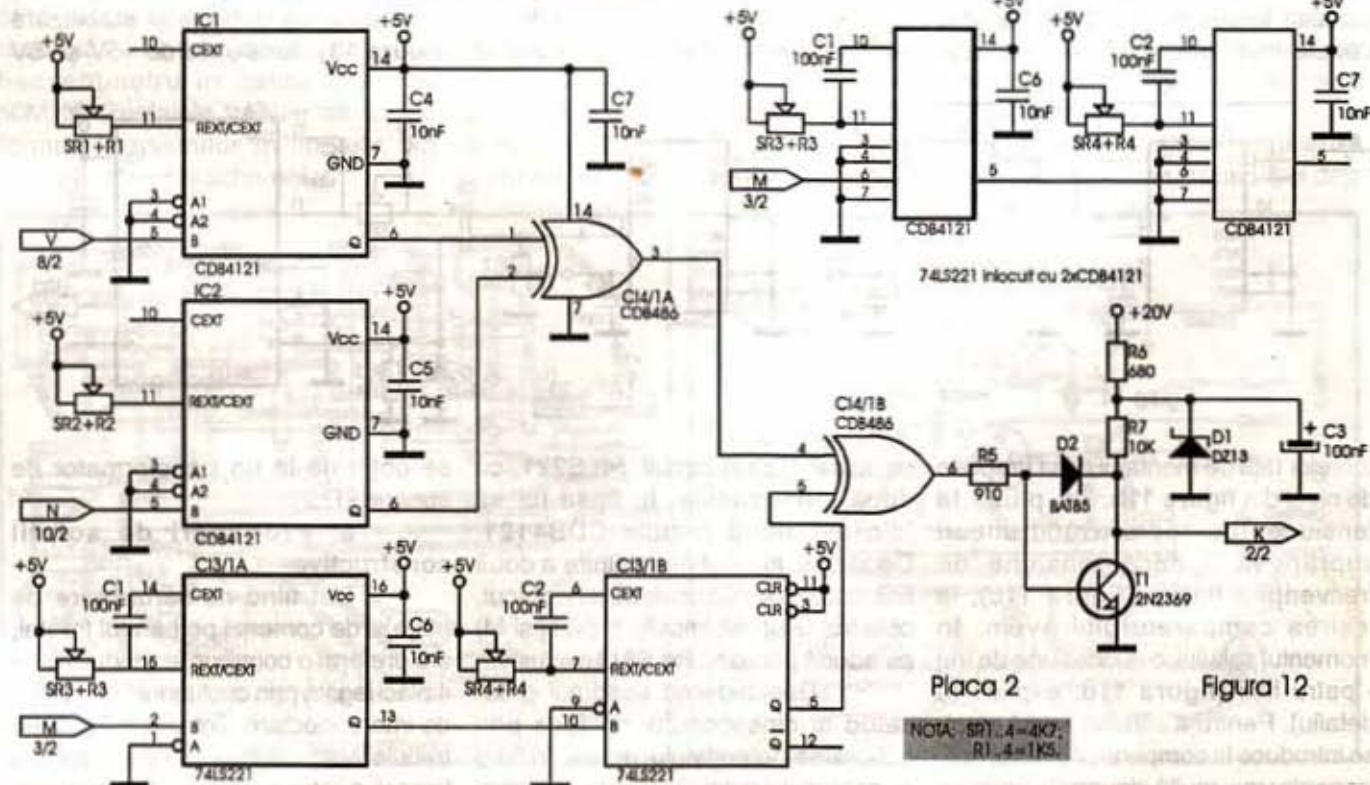
Figura 11



cale-comună, semnalul este luat cu polaritate negativă, s-a mers pe această variantă, urmând ca și sonda detectoare să redreseze alternanța negativă și, ca urmare, amplificatorul trebuie să fie inversor.

Amplificatorul din figura 7 are în vedere ca, la ieșire, semnalul să apară cu polaritate (+). Axarea semnalului de ieșire este necesară

pentru a aduce partea de jos a curbei de răspuns tangentă la dreapta de nivel zero (potențialul masei) și se realizează cu SR1. Cu Pa se variază înălțimea curbei, astfel ca vârful ei să fie tangent la dreapta de nivel maxim (atenuare 0dB). Cea de-a treia dreaptă de nivel se reglează la o atenuare dorită. În rest, montajul este similar celui precedent.



Placa 2

Figura 12



5. Markerii de frecvență

Deoarece fiecărei valori a tensiunii de vobulare îi corespunde o frecvență a generatorului vobulat, rezultă că, prin compararea tensiunii de vobulare cu o tensiune constantă, a cărei mărime corespunde frecvenței dorite, putem marca pe ecran poziția respectivei frecvențe. Dacă în momentul saltului comparatorului vom face ca pe catodul cinescopului să se aplice un salt negativ, cu durata unei linii, vom obține pe ecran o linie verticală luminoasă, corespunzătoare frecvenței respective. Practic, se procedează astfel: se substituie temporar tensiunea de vobulare cu o tensiune constantă și se măsoară frecvența generatorului de înaltă. Se reglează cu un potențiomtru această tensiune, până când frecvența are valoarea dorită (în acest timp, linia verticală de pe ecran se va deplasa de-a lungul axei x). Evident, cu mai multe comparatoare putem trasa mai multe linii de frecvență, comandate de PM1, PM2, PM3 (figura 11). E de preferat ca acestea să fie helipotențiometri, pentru a avea un reglaj fin și stabil. Ei pot fi de tipul folosit în programatoarele TV.

Având în vedere frecvența și forma dintelui de fierăstrău al baleiajului de cadre, se impune folosirea altei scheme de diferențiere, mai eficientă la variații lente. Cum aceasta lucrează pe frontul negativ, trebuie inversate intrările compara-

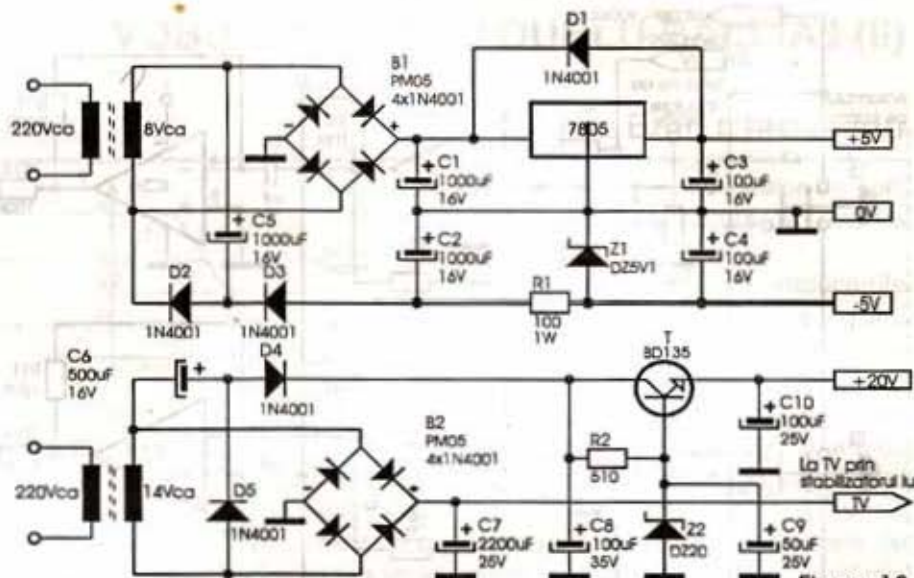


Figura 13

monostabilului care declanșează markerul de frecvență, se introduce încă un monostabil care, după primul impuls, blochează intrarea pe durata a 3-4 linii (practic, se reglează constanta de timp a acestuia până când marker-ul e reprezentat printr-o singură linie - figura 12).

6. Comanda tubului cinescop (figura 12).

Impulsurile corespunzătoare curbei de răspuns (V) și dreptelor de nivel (N) se aplică unor monostabile, de tip CDB4121, a căror constantă de timp se reglează astfel încât să avem linii de grosimea dorită. Timpii necesari fiind foarte scurți, nu sunt necesare condensatoare externe. (Se reglează cu SR1 și SR2). Pentru impulsurile M

negativă constantă, astfel încât spotul să aibă o strălucire convenabilă. Pentru aceasta, impulsurile însumate cu circuitele SAU exclusiv se aplică unui tranzistor în colectorul căruia e legat catodul cinescopului. Inversând impulsurile aplicate tranzistorului și modificând polarizarea grilei, se poate obține un desen întunecat pe fond luminos.

7. Sursa de alimentare

Prin dispariția din televizor a părții de FI, AF-RAA apare un disponibil de putere. În aceste condiții, partea de baleiaj se alimentează normal din sursa existentă, iar tensiunea de 20V se obține din același transformator cu o schemă de dublare și stabilizare (figura 13). Tensiunile de +5V și -5V

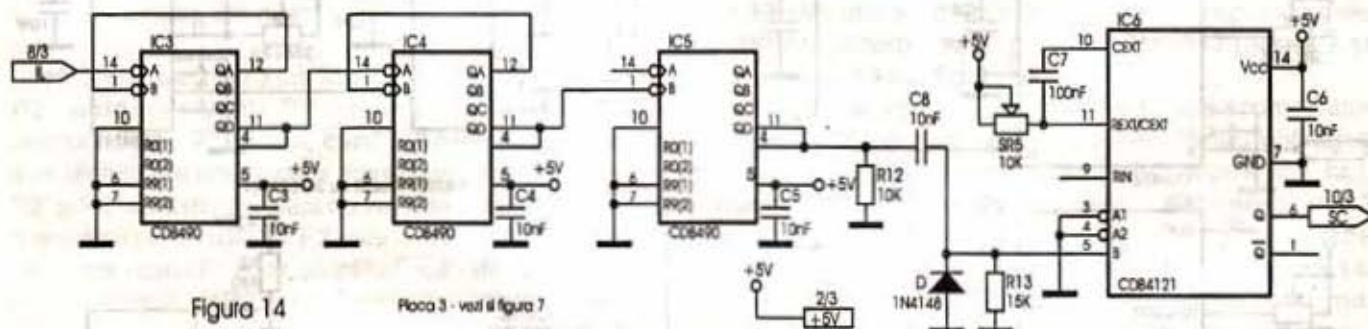


Figura 14

Poca 3 - vezi il figura 7

toarelor față de montajul de la dreptele de nivel din figura 11b. În plus, la tensiunea de cadre având uneori suprapusă o mică tensiune de frecvență a liniilor (figura 11c), la ieșirea comparatorului avem, în momentul saltului, o succesiune de trei - patru linii (figura 11d, explică în detaliu). Pentru a elimina acest efect, se introduce la comparator o histereză, iar pentru mai multă siguranță, înaintea

se folosește un circuit 74LS221, cu două monostabile. În lipsa lui se folosesc două circuite CDB4121. Deoarece, la locul de întâlnire a două linii, curba capătă un aspect neplăcut, cele trei feluri de impulsuri (V, N și M) se adună prin circuite SAU exclusiv.

Deschiderea spațiului grilă-cathod al cinescopului se face prin coborârea potențialului masei, în timp ce potențialul grilei rămâne la o valoare

se obțin de la un transformator de sonerie (Tr 2).

8. Propuneri de soluții constructive

Dat fiind numărul mare de etaje și de comenzi pe panoul frontal, s-a preferat o construcție modulară pe 4 plăci legate prin cupluri, la o placă de interconectare. Tot prin cupluri trebuie legate elementele de pe panoul frontal, pentru a permite depanarea și

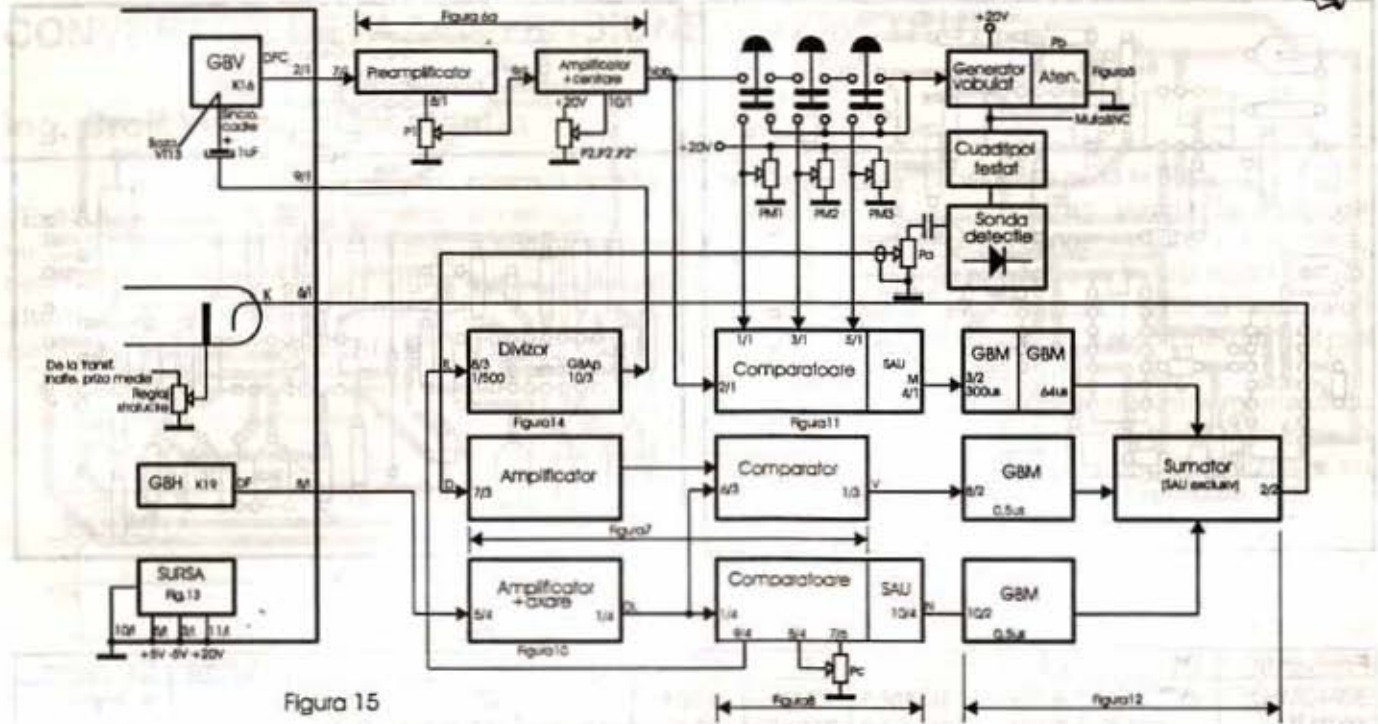


Figura 15

reglarea mai ușoară a aparatului.

Ansamblul e realizat sub forma unui sertar, care se leagă prin cuplung la sursă și la display, permițând ca acestea din urmă să fie folosite și în alte aplicații, prin înlocuirea sertarului (figura 16).

În figura 15 se dă schema de interconectare a blocurilor descrise, împreună cu sursele și display-ul.

9. Instrucțiuni de reglare

Sunt necesare: un aparat universal de 20kΩ/Volt, un osciloscop care lucrează și cu componenta continuă, un generator de JF și un frecvențmetru în gama 500kHz-50MHz. Reglajele trebuie să aducă formele tensiunilor în limitele din graficele aferente schemelor.

La generatorul de tensiune vobulată: se substituie tensiunea VOB cu o tensiune continuă de la cursorul unui potențiomtru legat la +20V și se observă variația de frecvență la deplasarea cursorului între cele două capete. Se reglează L1, astfel încât să ne încadrăm în plaja dorită.

La generatorul tensiunii de vobulare: se reglează SR1, astfel încât pe osciloscop dinte de fierăstrău să nu intre în limitare, nici sus nici jos.

Cu P1 la maxim și P2 la mijloc, se reglează SR2 la fel ca mai sus. Cu P1 jos, se verifică dacă, la deplasarea lui P2 către extreme, dinte se deplasează pe verticală, fără să intre în limitare, nici sus, nici jos. În caz contrar, se mărește Ra, sau se

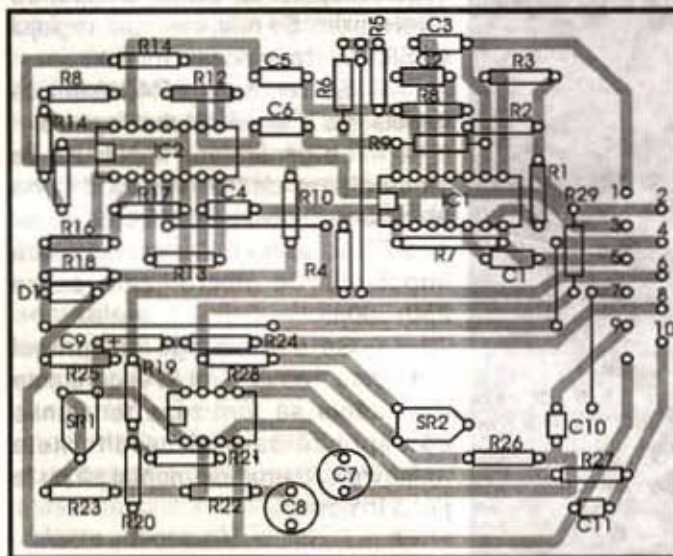
modifică Rb, Rc.

La generatorul tensiunii de baleiaj vertical (figura 10 și figura 8) se reglează SR4, astfel încât linia corespunzătoare nivelului 0V (masa montajului) să fie la circa 1 cm de marginea de jos a ecranului. Cu SR1 pe mijloc, se reglează SR5, astfel ca linia de nivel maxim să fie la circa 1 cm de marginea de sus a ecranului.

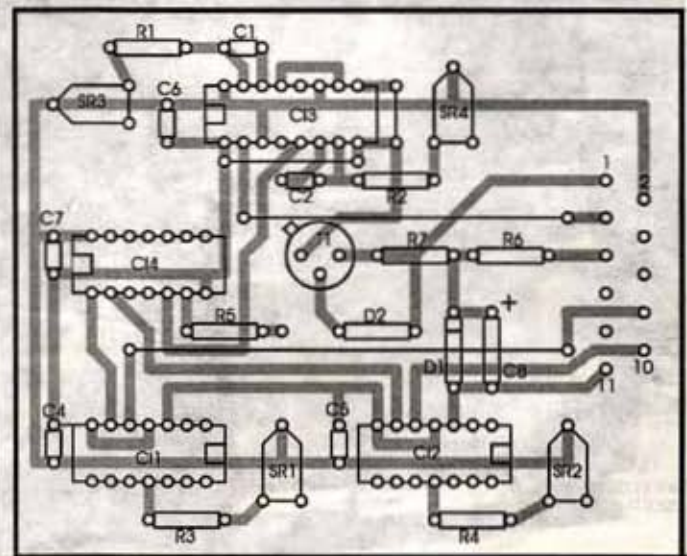
La comparator (figura 8) se reglează SR2, astfel ca pe osciloscop impulsurile V (punctul 10/4) să fie cât mai înguste.

Cu SR3 se asigură impulsuri pozitive înguste, corespunzătoare întoarcerii liniilor.

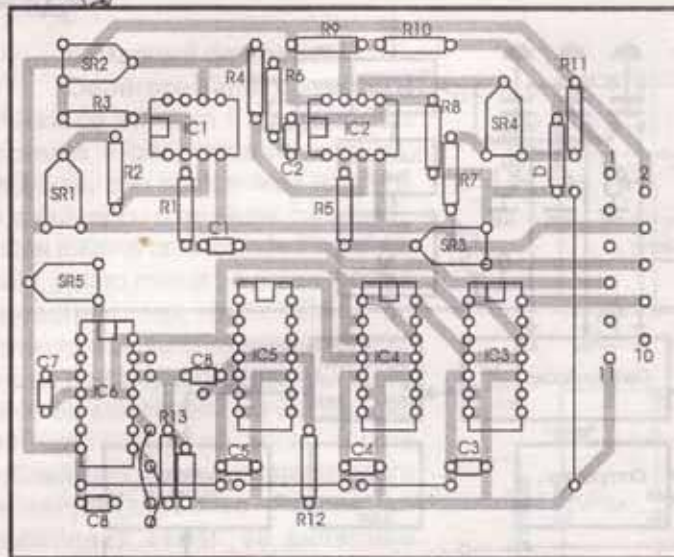
La amplificatorul semnalului detectat se folosește un cuadripol deja



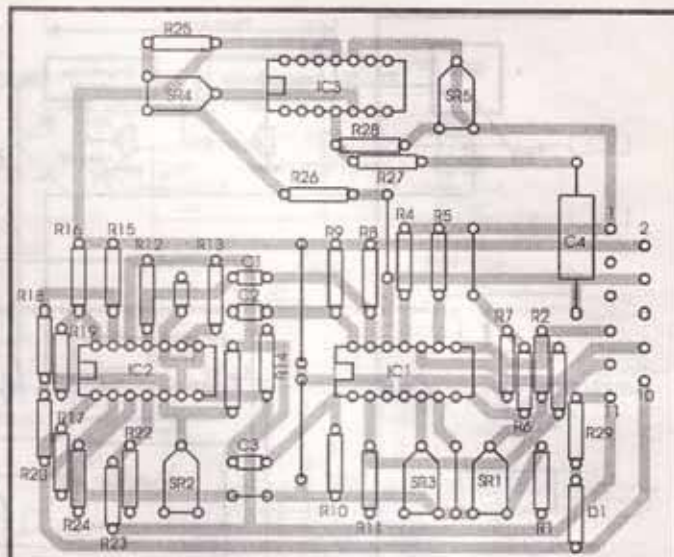
PLACA 1



PLACA 2



PLACA 3



PLACA 4

Tablelul 1

Frecventa	D1	L1	L2	C3	C5	C6	C7	C9	CuEmo	Carcasa
30-40MHz	2xBB139	0,55mH	1/3spL1	120pF	6,8pF	3,3pF	22pF	22pF	0,6	8-9mm
10,7MHz	2xBB139	6mH	1/3spL1	330pF	22pF	12pF	47pF	47pF	0,5	8-9mm
5,5-6,5MHz	2xBB139	20mH	1/3spL1	500pF	33pF	20pF	100pF	100pF	0,5	8-9mm
455kHz	2xBB113	300mH	1/3spL1	2nF	330pF	180pF	500pF	500pF		8-9mm

L1 și L2 au miez de ferită adecvat gamei de frecvență.

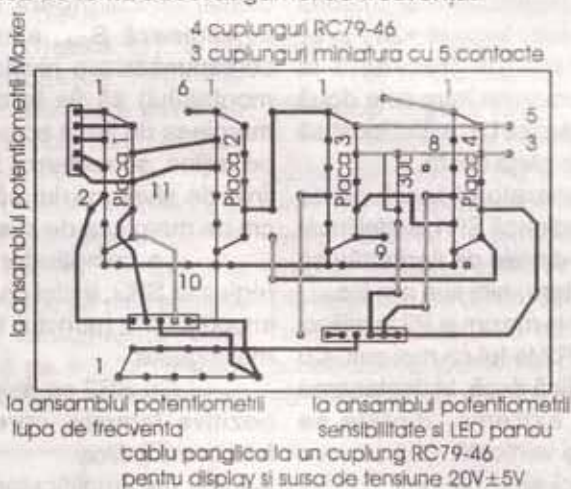
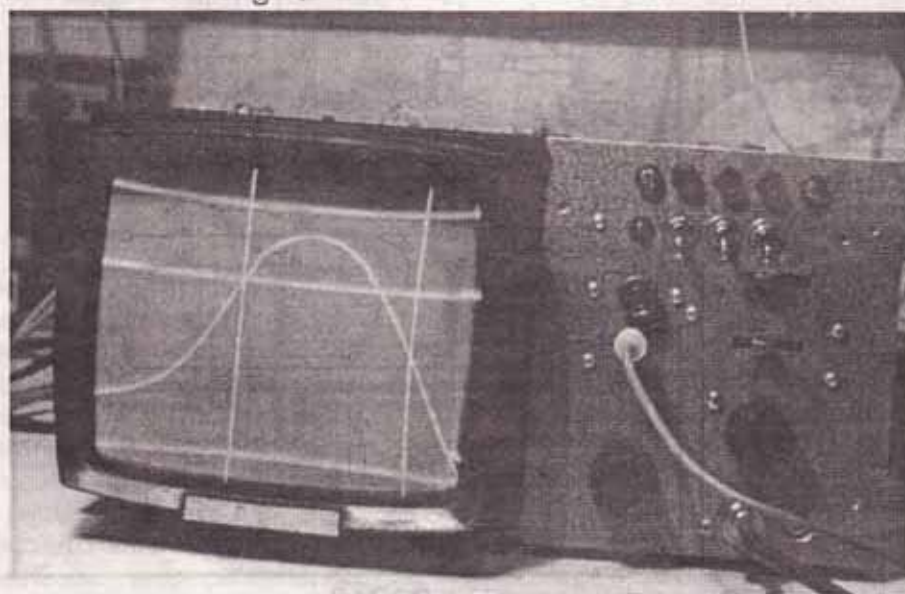


Figura 15

Placa de interconectare



testat (de exemplu, etajul FI al televizorului pe care l-am modificat). Se asigură tensiunea de alimentare și RAA. Se reglează Pb astfel ca, pe osciloscop, semnalul la ieșirea detectorului să nu intre în limitare. Cu Pa la minim, se reglează SR1, astfel ca linia corespunzătoare curbei de răspuns să se suprapună peste curba de nivel zero.

Se crește Pa aproximativ 1/3 și se reglează SR2 astfel încât - pe osciloscop - curba de răspuns la ieșirea lui IC1 să nu intre în limitare. Se reglează SR3, astfel încât vârful curbei de răspuns pe ecranul vobuloscopului să atingă dreapta de nivel maxim. Se reia, eventual, reglajul lui SR1 cu Pa în poziția minim.

Se reglează SR4, astfel ca impulsurile V să fie cât mai înguste.

La generatorul impulsului de sincronizare cadre (figura 14) ne asigurăm că divizoarele lucrează, iar cu SR5 se asigură lățimea necesară impulsului de sincronizare cadre 250÷300μs.

Se subînțelege că, primul lucru care trebuie avut în vedere este ca sursele să furnizeze tensiunile corespunzătoare și ca diferitele manevre sau erori de montaj să nu le pună în pericol.



CONVERTOR DEFAZAJ-TENSIUNE (FAZMETRU)

ing. Croif Valentin Constantin

În numărul 2/1998 al revistei TEHNIUM a fost prezentat un fazmetru cu $\beta A741$, destinat să măsoare defazajul unui receptor de energie alternativă sinusoidală. Schema conținea 5 circuite integrate $\beta A741$.

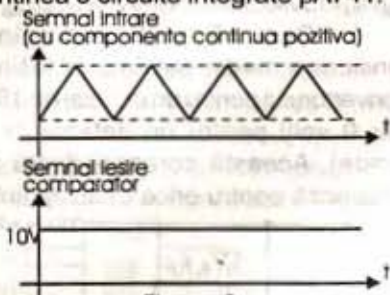


Figura 1a

Vă propun realizarea unui fazmetru care folosește două circuite integrate: un amplificator operațional $\beta A741$ și un comparator dublu $\beta M393N$. Cu această schemă se poate măsura defazajul a două semnale periodice (sinusoidale, dreptunghiulare, triunghiulare) indiferent de valoarea lor medie (componenta continuă atașată semnalului măsurat).

Acest fazmetru este de fapt un convertor defazaj-tensiune, rezultatul măsurării putând fi vizualizat numeric (cu ajutorul unui voltmetru digital) sau analogic (cu un voltmetru analogic), însă precizia măsurării este mai mică. Convertorul este foarte util în testarea amplificatoarelor, filtrelor audio sau în testarea receptoarelor de putere reactivă. În acest ultim caz, ținând cont că se lucrează cu tensiuni și curenți mari, trebuie folosit la cele două intrări un divizor de tensiune (rezistiv) pentru a micșora valoarea semnalelor sub 10V (intervalul de tensiune aplicat la intrarea circuitului $\beta M393N$ este în plaja $-0,3V \div +V_+$), ținând cont că prin construcție s-a atașat semnalului de test o componentă continuă pozitivă de aproximativ 5V.

Din schemă, se observă că semnalele al căror defazaj este măsurat se aplică, fiecare, printr-un circuit de derivare realizat cu R1-C1, respectiv R3-C2. Cu ajutorul condensatoarelor C1 și C2 se elimină componentele continue ale semnalelor măsurate (uneori destul de mari și fără valoare cunoscută), iar cu R1 și R3 se atașează semnalelor o componentă

continuă de +5V. Tot aceeași valoare am ales-o și pentru tensiunea de prag a comparatoarelor C11 și C12, prag stabilit cu R2, respectiv R4.

Nu am ales tensiunea de prag 0 (zero) volți pentru a elimina situații

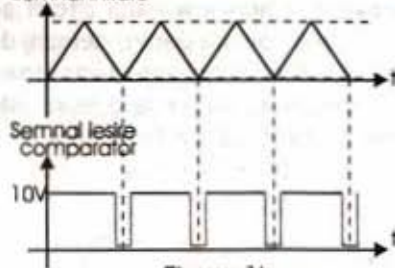


Figura 1b

ca cea din figura 1, când se aplică un semnal triunghiular la intrare iar comparatorul rămâne practic tot timpul în starea "high" (sus).

Tensiunea de +5V se obține din tensiunea de alimentare cu ajutorul unui stabilizator parametric: DZ-R8-C4.

Circuitele de derivare de la

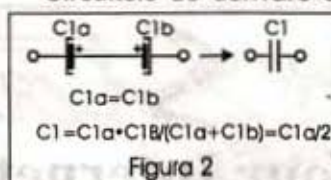


Figura 2

intrare introduc, fiecare, un defazaj suplimentar. Pentru ca defazajele să fie egale, trebuie selecționate cu grijă componentele R1 și R2, de valori egale, cu toleranță $\pm 1\%$ sau $\pm 2,5\%$, tip RPM. Prin măsurare cu un ohmmetru digital, se vor selecționa R1 și R2 de valori cât mai apropiate. Aceeași atenție trebuie acordată și la selecționarea condensatoarelor C1 și C2. Dacă știm că nu vom lucra niciodată cu semnale de valori mari, putem folosi condensatoare identice, cu tantal, ca în figura 2. (Condensatoarele cu tantal lucrează la

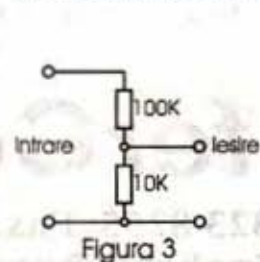


Figura 3

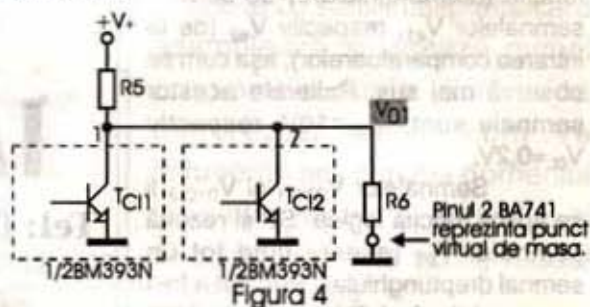


Figura 4

tensiuni de până la 50V).

Atrag atenția că valoarea acestor condensatoare nu este critică, ea alegându-se în jurul valorii de $1\mu F$, cu condiția ca C1 și C2 să fie de valori egale (pentru a obține măsurări cât mai precise).

Dacă realizăm montajul cu condensatoare cu tantal, vom folosi în măsurători o sondă divizoare cu raportul 1:10 ca în figura 3.

Pentru a înțelege funcționarea schemei, se vor urmări formele de undă din figura 5, în care s-a ales ca exemplu un semnal sinusoidal. Mai trebuie însă precizat că cele două comparatoare "open collector" (cu colectorul în gol) din CI $\beta M393N$ sunt conectate astfel încât să îndeplinească la ieșire funcția logică AND (ȘI). Se observă pe schemă cum cele două ieșiri (pinii 1 și 7) sunt legate împreună, iar nivelul tensiunii la ieșire în starea "SUS" este stabilit cu ajutorul lui R5, la valoarea de 10V

În figura 4 se poate observa cum se realizează funcția AND.

Pentru dimensionare:
 $V_{OL} = V_{CEsat} = 0,2V$; $V_{OH} = V_+ \cdot R6 / (R6 + R5)$.
 Dacă se alege: $R5 = 1k\Omega$ și $V_{OH} = 10V$, rezultă $R6 = 2k\Omega$.

Realizarea funcției AND:

- $T_{C11} \text{ OFF}, T_{C12} \text{ OFF} \Rightarrow V_{01} = V_{OH} \rightarrow "1"$
- $T_{C11} \text{ OFF}, T_{C12} \text{ ON} \Rightarrow V_{01} = V_{OL} \rightarrow "0"$
- $T_{C11} \text{ ON}, T_{C12} \text{ OFF} \Rightarrow V_{01} = V_{OL} \rightarrow "0"$
- $T_{C11} \text{ ON}, T_{C12} \text{ ON} \Rightarrow V_{01} = V_{OL} \rightarrow "0"$

Starea comparatoarelor este dictată de:

- pentru comparatorul neinversor C11: $V_{01} = V_{I1} - V_{PRAG} = V_{I1} - 5V$
 $> 0 \rightarrow T_{C11} \text{ OFF} \rightarrow V_{OH}$
 $< 0 \rightarrow T_{C12} \text{ ON} \rightarrow V_{OL}$
- pentru comparatorul inversor C12: $V_{02} = V_{PRAG} - V_{I2} = 5V - V_{I2}$
 $> 0 \rightarrow T_{C12} \text{ OFF} \rightarrow V_{OH}$
 $< 0 \rightarrow T_{C11} \text{ ON} \rightarrow V_{OL}$

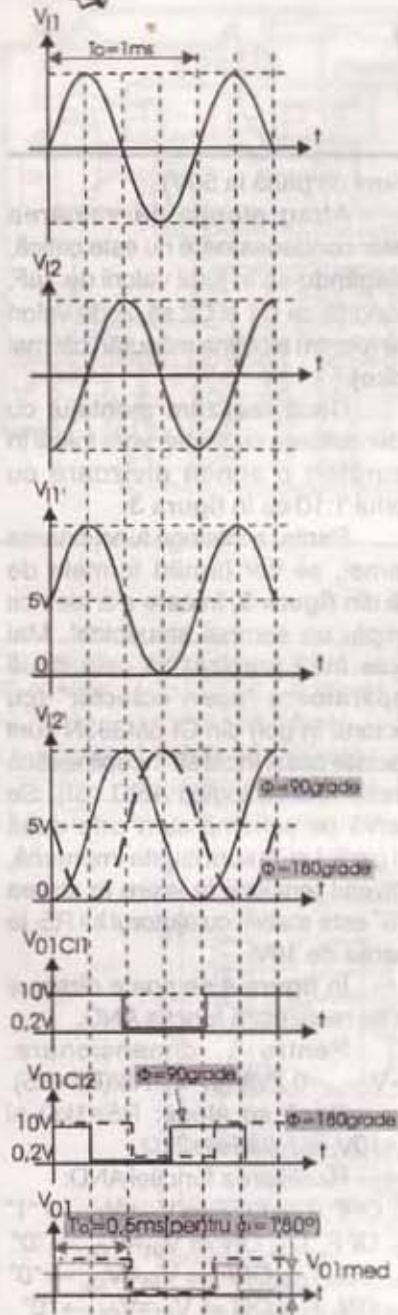


Figura 5

Cunoscând aceste lucruri se pot urmări formele de undă din figura 5 și se poate înțelege funcționarea montajului.

Pentru V_{11} și V_{12} s-a neglijat defazajul introdus de circuitul de intrare și se observă că sunt axate la +5V. Semnalele V_{01C1} și V_{01C2} sunt o funcție (dreptunghiulară) de semnal semnalelor V_{e1} , respectiv V_{e2} (de la intrarea comparatoarelor), așa cum se observă mai sus. Pallerile acestor semnale sunt: $V_{OH}=10V$, respectiv $V_{OL}=0,2V$.

Semnalelor V_{01C1} și V_{01C2} li se aplică funcția logică "ȘI" și rezultă semnalul V_{01} (acesta fiind tot un semnal dreptunghiular). Punctat a fost reprezentat cazul defazajului de 180°

(pe graficul din figura 5 - V_{01}).

Pentru a realiza în final conversia defazaj-tensiune, semnalul V_{01} trebuie transformat într-un semnal continuu. Transformarea se face cu circuitul de mediere realizat cu CI2 $\beta A741$, C3 și R7. În figura 5 se observă că, pentru defazaj între semnale de 180° , factorul de umplere al semnalului V_{01} este mai mare decât cel pentru un defazaj de 90° . În concluzie, calculul acestui circuit se face ținând cont că pentru defazaj de 180° grade electric tensiunea (aproximativ) continuă de la ieșire este maximă. Calculul s-a făcut pentru un semnal de 1kHz ($T_0=1ms$).

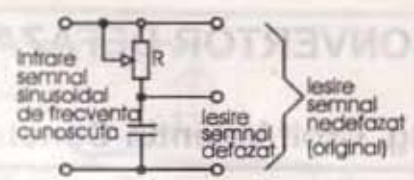


Figura 6

Din $V_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$ se obține:

$$V_{med} = (V_{OH} | v_{01} | t) \cdot T_0' (ms) / T_0 (ms) = 10V \cdot 0,5ms / 1ms = 5V = V_{01medmax}$$

Deci, 5 volți reprezintă tensiunea medie maximă la ieșirea convertorului pentru un defazaj de 180° (iar 0 volți pentru un defazaj de 0 grade). Această corespondență se păstrează pentru orice defazaj dintre

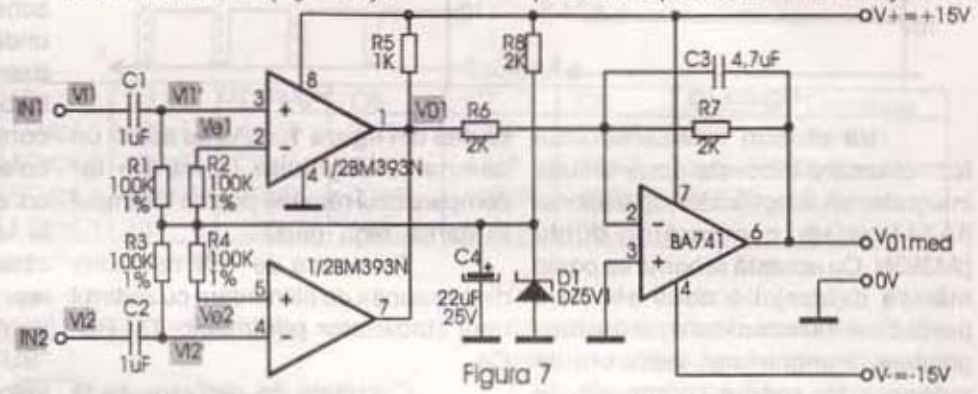


Figura 7

★ StarNets ★

Your Internet Business Solution

Internet

IE Explorer

E-mail

Netscape

WebTalk

RealAudio

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

Telnet/FTP

HOT JAVA



două semnale periodice, indiferent de frecvență.

Considerăm variația tensiunii, la ieșirea circuitului de mediere, luată în cazul cel mai defavorabil, $\Delta V=5\%$ din V_{01med} și rezultă valoarea lui C3:

$$C3 = I_{C3} \cdot T_0 / \Delta V = 2,5mA \cdot 0,5ms / 0,25V = 5\mu F$$

unde: $I_{C3} = (V_{01} - V_{01med}) / R6$ reprezintă curentul prin I_{C3} . Se va monta un condensator pentru C3 de 4,7 μF sau mai mare.

Calibrarea fazmetrului se va face în cel mai fericit caz cu ajutorul unui osciloscop cu două spoturi și montând la ieșire un voltmetru digital. În cazul în care constructorul amator

nu dispune de un astfel de osciloscop, calibrarea se va face cu semnale al căror defazaj se cunoaște. Pentru aceasta se va folosi un circuit defazor RC, cu R variabil, la care se va calcula defazajul introdus de circuit pentru diferite valori ale lui R și se va urmări tensiunea la ieșirea fazmetrului, cu ajutorul unui voltmetru digital. În acest caz, trebuie să cunoaștem însă exact valorile componentelor R și C. Modul de realizare a unui astfel de circuit este prezentat în figura 6.

Defazajul introdus de circuit se calculează cu formula:

$$\varphi = \arctg(Xc/R) = \arctg(1/\omega CR),$$

unde: $\omega = 2\pi f$, f-frecvența semnalului.

Schema electrică de principiu

a convertorului este dată în figura 7.

În încheiere, vreau să subliniez faptul că, fiind un circuit de măsurare, în construcția fazmetrului se vor folosi componente de calitate, cu toleranță cât mai mică.

Alimentarea se face de la o sursă dublă de $\pm 15V$, foarte bine filtrată.

Capsulele circuitelor integrate folosite și semnificația terminalelor sunt prezentate în figura 8.

Cablajul, văzut dinspre partea placată, și modul de amplasare al pieselor sunt prezentate în figura 9. Dacă $\beta A741$ este o capsulă plastic 14, atunci ștrapul A3 se va monta înaintea circuitului integrat.

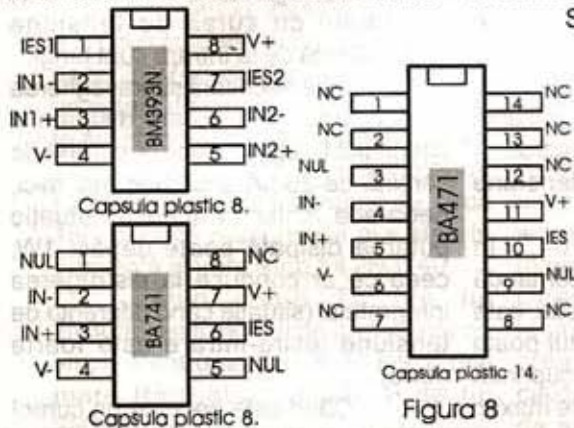


Figura 8

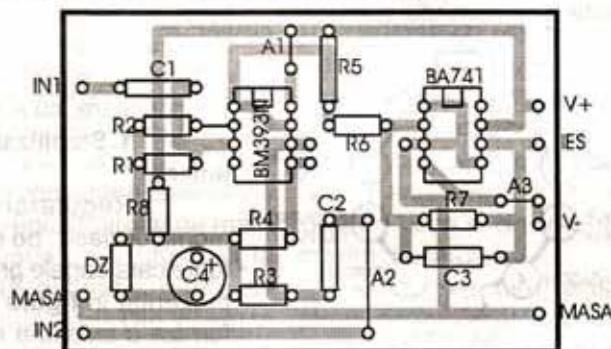


Figura 9

DICTIONAR INFORMATIC TRILINGV

Autori: Viorel Marinescu (coordonator)
Rodica Hrin
Mihaela Tomescu
Mircea Hrin
Laurian Anania

Colecția: SOFTWARE/HARDWARE

Lucrarea își propune să pună la dispoziția experților în domeniul tehnologiei informației și comunicațiilor, precum și utilizatorilor acestor tehnologii termenii de bază standardizați, luând ca bază în stabilirea termenului în limba română, termenul din limba engleză.

Dicționarul informatic trilingv reprezintă prima încercare de standardizare a terminologiei informatice din România și nu are menirea de a aplană controversele, ci dimpotrivă, de a genera discuții constructive, care să contribuie la permanenta sa îmbunătățire.

Rod al activității unor reputați specialiști din domeniul informaticii, dicționarul se dorește a fi nu numai un instrument de referință pentru potențialii săi utilizatori, dar și o entitate dinamică, care își propune să fie revizuită periodic.



NOUTĂȚI EDITORIALE

Editura ALL EDUCATIONAL oferă cititorilor săi lucrarea "Era digitală" de Nicholas Negroponte.

Cartea destramă vălul de mister care înconjoară lucruri cum ar fi multimedia, realitatea virtuală și Internetul. Ea descrie tehnologiile ale viitorului, datorită cărora telefoanele vor deveni din ce în ce mai sensibile, iar posturile TV clasice vor fi înlocuite cu stații inteligente care assemblează și livrează numai programele dorite. Autorul ne sugerează astfel cum va influența era digitală domeniul legislativ, politic, al educației și al distracțiilor, pe scurt, modul nostru de viață.

Grupul Editorial ALL-Serviciul "Cartea prin poștă"

Sunați și comandați!

tel:01/402.26.00; fax:01/402.26.10

fax Distribuție:01/402.26.30

sau scrieți la:

bd.Timișoara nr.58, sector 6, 76548 - București CP 12 - 107

NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ





PROIECTAREA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE NEGATIVĂ CU REGULATOARE INTEGRATE

ing. Șerban Naicu

Este cunoscut faptul că, dacă într-o aplicație este necesară stabilizarea unei tensiuni negative, aceasta se poate obține, folosind unele artificii tehnice, chiar utilizând regulatoare de tensiune pozitivă, care, evident, nu sunt destinate de către fabricant acestui scop. Deși problema este practic rezolvată, utilizarea acestor regulatoare pozitive într-un mod inadecvat nu rămâne "neplătită": aceasta înseamnă o complexitate sporită a schemei, performanțe și flexibilitate ale montajului diminuate.

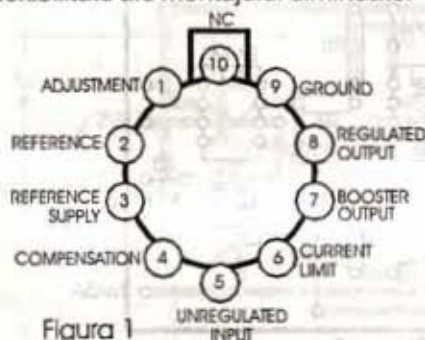


Figura 1

De aceea, este necesară cunoașterea modului de utilizare a componentelor specializate pentru acest scop și anume **regulatoarele de tensiune negativă**. Acestea sunt la fel de ușor de procurat ca și regulatoarele de tensiune pozitivă, au prețuri similare, iar modul de proiectare a unor stabilizatoare de tensiune cu ajutorul lor nu ridică probleme (cum se va vedea în continuare).

Ne vom referi, în cele ce urmează, la seria de regulatoare negative de tensiune LM104/LM204/LM304 (National Semiconductor). Capsula metalică cu 10 pini (TO-100), precum și semnificația terminalelor sunt prezentate în **figura 1**. Vederea este de sus. Pinul 5 este conectat la capsulă. Aceste regulatoare negative de precizie sunt, în fapt, complementarele regulatoarelor pozitive LM100/LM105, mult mai cunoscute.

Aceste circuite integrate de tip LM104 sunt extrem de ușor de utilizat în aplicațiile practice, putând fi "programate" cu un singur rezistor extern să furnizeze tensiuni de alimentare (la ieșire) cuprinse între zero volți și -40V, fiind alimentate de la

o singură tensiune nestabilizată (de intrare). Gradul de stabilizare a tensiunii de ieșire este de 1mV, la întreaga plajă de variație a curentului de ieșire (de la valoarea zero la valoarea maximă).

Regulatoarele integrate pot lucra în domenii foarte largi de temperatură: -55°C+125°C pentru LM104 (domeniu militar), -25°C+85°C pentru LM204 și 0+70°C pentru LM304.

Regulatorul integrat de tensiune negativă LM104 se pretează la realizarea a două tipuri de stabilizatoare, pe care le vom prezenta în continuare, cu exemple practice.

1. Stabilizatoare de tensiune liniare

Regulatorul LM104, în montajul clasic, pe care îl recomandăm toate cataloagele producătorului, este prezentat în **figura 2**. Circuitul poate furniza o tensiune de ieșire cuprinsă între 0V și -40V, la un curent de maxim 25mA. Tensiunea furnizată la ieșire are o dependență liniară de valoarea rezistorului R2 ($V_{OUT} = R2/500$), dând aproximativ 2V pentru fiecare 1kΩ al rezistenței. Factorul de scală poate fi

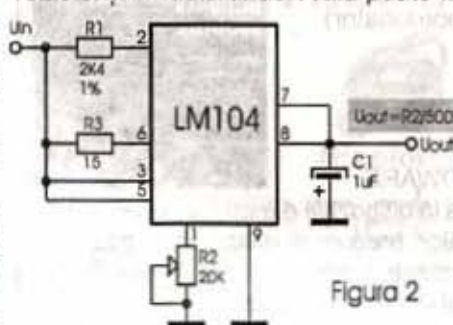


Figura 2

reglat prin alegerea valorii rezistorului R1. Rezistorul R3 asigură protecția montajului la scurtcircuit. Valoarea acestui rezistor se alege astfel încât "căderea" de tensiune pe R3 să fie de 300mV la curentul maxim de sarcină.

Pentru o tensiune de ieșire fixă, de 15V, stabilizarea este mai bună de 0,05% (pentru întreaga plajă de variație a curentului de sarcină). Iar în cazul unei variații cu ±20% a tensiunii de intrare, coeficientul de stabilizare este mai bun de 0,2%. Riplul tensiunii de ieșire (zgomotul) poate fi redus și mai mult prin bypasarea rezistorului R2

cu un condensator de circa 10μF. Condensatorul montat pe ieșire (de 1μF) are rol antioscilație. Este necesar ca acest condensator să aibă din construcție o inductanță cât mai redusă, de aceea este preferabil un condensator cu tantal, fiind montat cu terminale cât mai scurte. Deși nu este foarte uzual, este totuși recomandabil să se monteze pe intrare un condensator de cel puțin 10nF, mai ales dacă legăturile (conexiunile) circuitului cu sursa de tensiune nestabilizată de la intrare sunt lungi.

Este necesară supravegherea în permanență a puterii disipate a circuitului integrat, chiar la curenți de sarcină de 25mA sau chiar mai mici, deoarece, chiar în această situație puterea disipată poate depăși 1W, ceea ce ar conduce la distrugerea integratului (situația când diferența de tensiune ieșire-intrare este foarte mare).

Când este necesar un curent de sarcină mai mare de 25mA, se recurge la utilizarea unui tranzistor extern, ca în **figura 3**. Tranzistorul pnp este de tipul 2N3740 (sau BD244, BD540, BDX14 ș.a.).

Depășirea puterii disipate admise poate determina atât arderea tranzistorului extern cât și a CI. Se recomandă utilizarea radiatoarelor de răcire.

Rezistorul R3, cu rol de limitare a curentului, se alege astfel încât la curentul maxim "căderea" de tensiune pe aceasta să nu depășească 300mV.

Dacă se dorește un curent de ieșire și mai important, de ordinul amperilor, este necesară utilizarea unui al doilea tranzistor extern, de tip 2N3055 (npn). Acest lucru este ilustrat la montajul din **figura 4**. În acest caz,

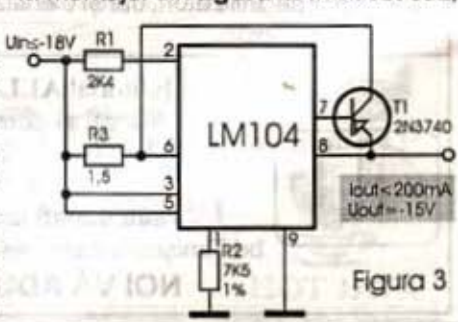


Figura 3

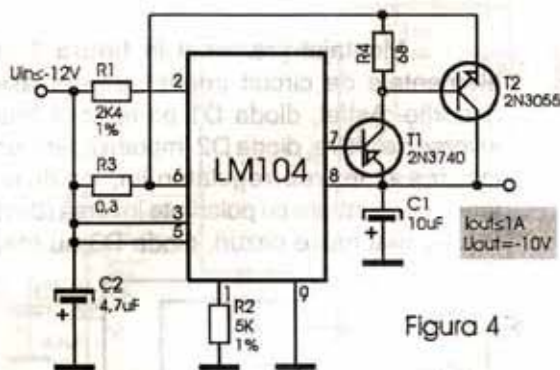


Figura 4

curentul de ieșire va fi egal cu produsul dintre curentul care poate fi furnizat de LM104 și câștigurile în curent (β) ale celor două tranzistoare.

Tranzistorul T1, de tip 2N2905 (BSW40, 2N4030, 2N4036 ș.a.), poate fi înlocuit cu unul de curent mai mare, de tip 2N3740, dacă se solicită la ieșire un curent de sarcină mai mare de 1A. În acest caz, este necesară montarea între pinii 4 și 5 ai circuitului integrat LM104 a unui condensator de circa 1nF, datorită răspunsului mai slab în frecvență al tranzistorului 2N3740.

Tranzistorul T2 (de tip 2N3055) va fi montat pe un radiator de ieșire. Pentru un curent de ieșire mai mare tranzistorul poate fi de tip 2N3772.

Condensatorul C2, montat pe intrare, este necesar în situația în care regulatorul este situat la distanță față de filtrul de ieșire al sursei de tensiune nestabilizate.

Condensatorul C1 are rolul, ca și la regulatoarele de curent scăzut, de a compensa în frecvență regulatorul și de a preveni oscilațiile.

Utilizarea a două tranzistoare externe nu determină o creștere sensibilă a diferenței de tensiune minime intrare-ieșire, față de cazul cu un singur tranzistor. Această diferență minimă va fi de 2-3V, dependentă de curentul de comandă necesar circuitului integrat.

Valoarea foarte redusă a rezistorului R3 poate fi mai greu de procurat, dar ea se poate obține prin bobinarea câtorva spire de conductor cu rezistivitate mare (nichelină, Konstantan etc.) pe corpul unei rezistențe.

Tensiunea de "current limit sense" poate fi redusă la circa 400mV, prin înserierea cu pinul 4 al CI LM104 a unei diode cu germaniu (sau al unui tranzistor cu germaniu, conectat ca diodă). Această diodă are și rolul de a

face curentul de scurtcircuit independent de temperatură.

La regulatoarele de mare curent este extrem de important să se folosească la ieșire condensatoare cu inductanță mică. Lungimea terminalelor acestor condensatoare trebuie să fie mică, altfel pot apărea oscilații.

Cantitatea de energie disipată pe tranzistorul extern serie, în cazul unor curenți mari de sarcină sau tensiuni mari de alimentare, este foarte mare în cazul regulatoarelor de mare curent. În situația de scurtcircuit la ieșire această disipație poate să crească de patru ori. Din această cauză, este necesar să se ia măsuri de supradimensionare în proiectare (radiatorul tranzistorului extern mult mai mare), iar acest lucru conduce la creșterea dimensiunilor de gabarit ale regulatorului. Această situație poate fi evitată prin utilizarea montajului din figura 5, care utilizează metoda limitării curentului prin întoarcerea caracteristicii.

Utilizând această metodă a limitării curentului prin "întoarcerea caracteristicii", disponibilul de curent la ieșire descrește de fapt când este depășită sarcina maximă a regulatorului și tensiunea de ieșire scade. Curentul de scurtcircuit se poate regla la valoarea unei fracțiuni din curentul maxim de sarcină,

determinând astfel o reducere semnificativă a energiei disipate de către tranzistorul serie extern. În funcționare normală, tranzistorul T1 se află în stare blocată, determinată de "căderea" de tensiune pe rezistorul R4. Atunci când "căderea" de tensiune de pe rezistorul R7 (care are rolul de limitare a curentului de ieșire) egalează și depășește tensiunea de pe R4 (circa 1V), tranzistorul T1 se deschide și începe "să fure" din curentul de bază al tranzistorului driver T3. Acest lucru determină o creștere a curentului de ieșire al circuitului integrat LM104, iar acesta va intra în limitare de curent la valoarea determinată de rezistorul R5. De când comanda în baza tranzistorului T3 este limitată, va coborî și tensiunea de ieșire pentru curenți mari de sarcină. Acest lucru va determina scăderea "căderii" de tensiune pe rezistorul R4 și, în același timp, disponibilul de curent la ieșire. În caz de scurtcircuit la ieșire, curentul va fi de circa o cincime din curentul maxim de sarcină.

În proiectare, rezistorul R7 se alege astfel încât tensiunea de pe acesta să fie cuprinsă între 1V și 2V, în condiții de funcționare normale (sub curentul maxim de sarcină). Valoarea rezistorului R3 va fi egală cu tensiunea de ieșire înmulțită cu o mie (sau altfel spus, valoarea tensiunii de ieșire exprimată în kΩ). Rezistorul R4 are valoarea determinată de expresia matematică:

$$R4 = (R7 \cdot R3 \cdot I_{FL}) / (U_{OUT} + 0,5)$$

unde I_{FL} reprezintă valoarea curentului de sarcină în momentul când se produce limitarea de curent.

Dacă se dorește reducerea ecartului între curentul maxim de sarcină și cel de scurtcircuit, se va conecta un rezistor cu valoarea cuprinsă între 2kΩ și 10kΩ în paralel cu joncțiunea B-E a tranzistorului T1.

În figura 6 este prezentată

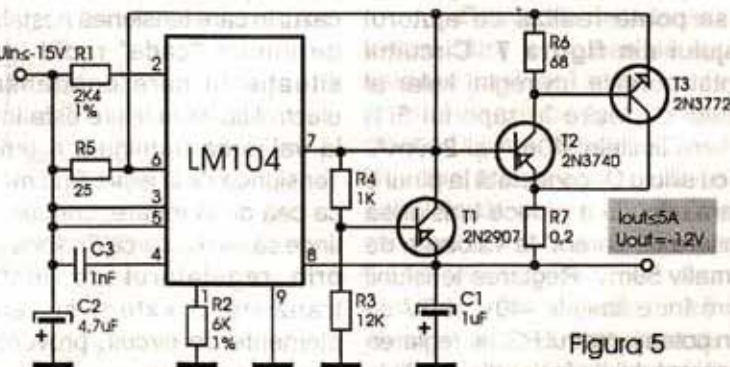


Figura 5

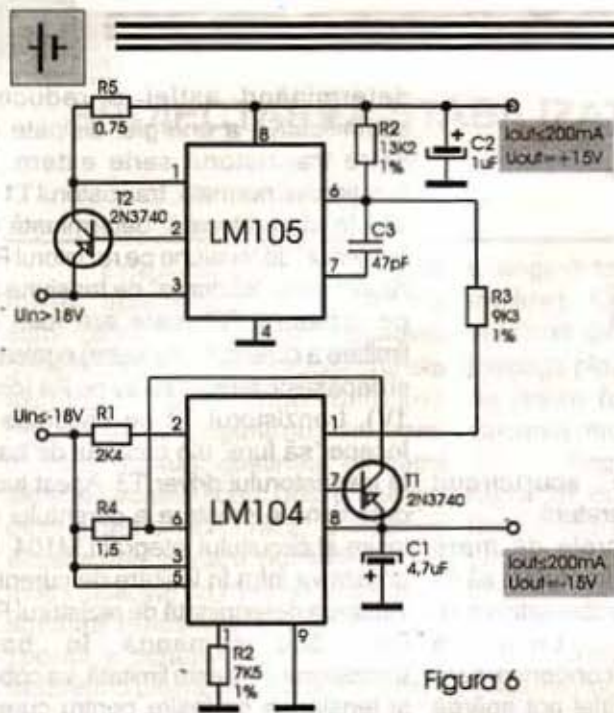


Figura 6

Montajul prezentat în figura 9 protejează toate elementele de circuit împotriva unor asemenea situații nedorite. Astfel, dioda D1 protejează împotriva tensiunii inverse de ieșire, dioda D2 împotriva tensiunii inverse dintre intrarea și ieșirea regulatorului, iar dioda D3 împotriva tensiunii de intrare cu polaritate inversă (decât cea normală). În cele mai multe cazuri, dioda D3 nu mai este necesară

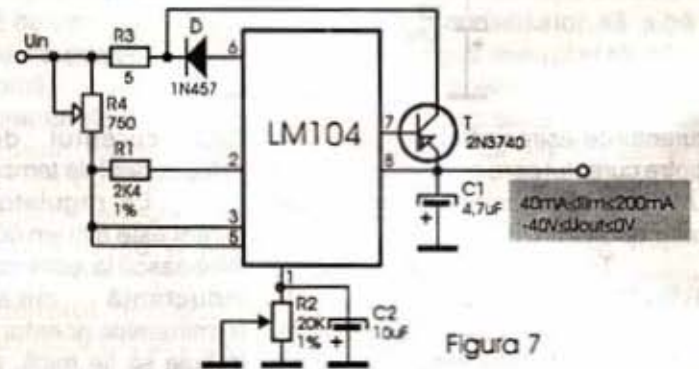


Figura 7

schema unei surse duble de tensiune simetrică (pozitivă și negativă), necesară în aplicațiile cu amplificatoare operaționale, de exemplu.

Montajul utilizează un minimum de componente electronice, dintre care regulatorul negativ de tensiune LM104 și regulatorul pozitiv de tensiune LM105. Tensiunile de ieșire simetrice pot fi reglate cu o precizie mai bună de $\pm 1,5\%$ cu ajutorul unui singur reglaj (rezistorul R1).

Cele două regulatoare sunt conectate între ele prin intermediul rezistorului R3.

Riplul tensiunii de ieșire poate fi redus substanțial prin decuplarea la masă a pinului 1 al CI LM104, cu ajutorul unui condensator de $10\mu\text{F}$.

Tensiunea de intrare nestabilizată de $\pm 18\text{V}$ poate fi furnizată de către un transformator de rețea cu priză mediană, urmat de o punte redresoare.

La sursele de tensiune de laborator este, de cele mai multe ori, necesar să poată fi limitat și curentul de ieșire (alături de tensiune). Acest lucru se poate realiza cu ajutorul montajului din figura 7. Circuitul prezentat permite un reglaj liniar al curentului de ieșire în raportul 5/1, adică între limitele: 40mA și 200mA. Dioda cu siliciu D, conectată la pinul 6 al CI, are rolul de a reduce tensiunea de "limitare de curent" la valoarea de aproximativ 50mV. Reglarea tensiunii de ieșire între limitele -40V și 0V se face din potențiometru R2, iar reglarea limitei curentului de ieșire din R4. Prin

acest potențiometru R4 trece un curent de circa 1,3mA furnizat de sursa de referință, curent complet insensibil la variațiile de tensiune exterioare.

Montajul din figura 8 contribuie la o creștere a gradului de stabilizare a tensiunii de ieșire. S-a ținut cont de faptul că variațiile de tensiune de la pinul 3 - reference supply - înrăutățesc de aproximativ cinci ori gradul de stabilizare al schemei, față de variațiile tensiunii nestabilizate. În scopul înlăturării acestui neajuns, s-a recurs la o prestabilizare a tensiunii de la pinul 3, cu ajutorul unei diode Zener D. Este necesar ca un curent de minim 2mA (la tensiunea de intrare cea mai mică) să parcurgă rezistorul R4, iar tensiunea diodei Zener să fie cu 5V mai mare decât jumătate din maximul tensiunii de ieșire (pentru a menține în saturație tranzistoarele interne CI, din sursa de curent de referință). În cazul nostru,

$$U_{\text{Zener}} = 5\text{V} + 15\text{V}/2 = 12,5\text{V} = 13\text{V}.$$

Este necesar ca regulatoarele de tensiune să fie protejate, atât la scurtcircuit, cât și la inversarea polarității surselor. Să ne imaginăm cazul în care tensiunea nestabilizată de intrare "cade" rapid la zero, situație în care condensatorul electrolitic de la ieșire este încărcat la valoarea nominală a tensiunii. Tensiunea de la ieșire fiind mai mare ca cea de la intrare, condensatorul tinde să se descarce (în sens invers) prin regulatorul de tensiune, tranzistorul extern și celelalte elemente de circuit, provocând în acest mod avarii.

dacă sunt folosite diodele D1 și D2. Diodele trebuie alese dintr-un tip de diode rapide și trebuie să suporte un curent relativ important, la tensiuni reduse și având puteri scăzute (întrucât curentul prin ele este de scurtă durată). Nu se recomandă diodele redresoare obișnuite.

Un regulator care furnizează o tensiune mai ridicată este prezentat în figura 10. Schema utilizează o sursă de tensiune (nestabilizată) flotantă pentru acționarea circuitului de control al regulatorului. În acest mod, se pot stabili tensiuni cu valori peste valorile limită ale CI LM104.

Tensiunea suplimentară, obținută de pe o înfășurare separată a transformatorului de alimentare, este prestabilizată cu ajutorul diodei Zener (10V).

Rezistorul R4 se alege astfel încât să furnizeze un curent de 3mA circuitului integrat.

Se constată o mică diferență față de conexiunile uzuale ale CI de tip LM104, prin faptul că pinii 8 și 9 au fost conectați împreună, ceea ce determină scurtcircuitarea divizorului

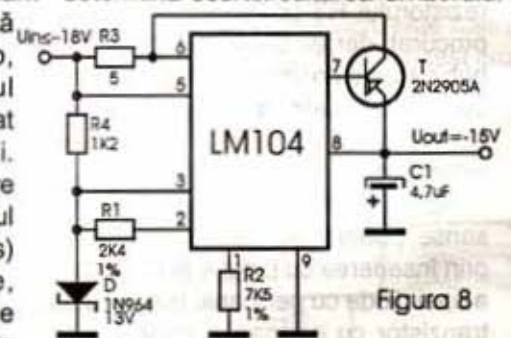


Figura 8

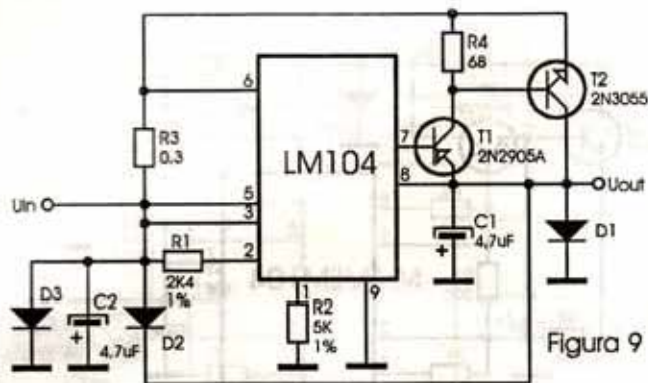


Figura 9

intern al amplificatorului de eroare. Va rezulta o tensiune de ieșire egală cu "căderea" de tensiune de pe semireglabilul R2, în loc de dublul acestei tensiuni, cum ar fi fost normal. În schemă apar suplimentar condensatoarele C2 și C3 cu rol în prevenirea oscilațiilor. În vederea reducerii zgomotului de ieșire, se recomandă ca valoarea condensatorului C3 să fie mărită la 4,7μF.

În vederea asigurării limitării curentului de ieșire, s-au introdus în schemă tranzistorul T2 și rezistorul R5. La o creștere suficient de mare a curentului de ieșire, va intra în conducție tranzistorul T2, va crește rapid curentul de ieșire al CI LM104, iar tranzistorul T2 va determina blocarea tranzistorului "booster" T1. O creștere suplimentară a curentului de sarcină va face ca LM104 să limiteze curentul la valoarea dată de rezistorul R3, iar tensiunea de ieșire va coborî brusc. Valoarea rezistenței R3 se va determina din condiția ca circuitul integrat să poată furniza curentul de bază al tranzistorului T1, la sarcina maximă, fără limitări.

2. Stabilizatoare de tensiune în comutație

Nu vom trece aici în revistă toate avantajele sau dezavantajele oferite de un tip sau celălalt de stabilizatoare (liniare sau în comutație).

Este cunoscut faptul că principalul avantaj al surselor în comutație îl reprezintă randamentul (eficiența) acestora. Sursele de tensiune liniare pot fi aduse în limite rezonabile de eficiență printr-o bună proiectare (acolo unde este posibil), în sensul de a dimensiona transformatorul de rețea pentru a furniza o tensiune doar cu puțin peste cea care este necesară în

disipație termică) ar fi inacceptabil de mare. Iar soluția este recurgerea la stabilizatoarele în comutație.

În figura 11 este prezentat un stabilizator de tensiune negativă, în comutație, realizat cu LM104. Curentul de referință (pentru pinul 2 al CI) este stabilit cu ajutorul rezistorului R1 la valoarea de 1mA, iar cu rezistența R2 se prescrie valoarea tensiunii de ieșire. Circuitul este făcut să oscileze cu ajutorul reacției pozitive introduse cu ajutorul rezistorului R5. Când tensiunea de la ieșire are o valoare scăzută, CI comandă intrarea tranzistorului T în saturație. Crescând curentul de reacție prin R5, vom obține și o "cădere" de tensiune mai mare pe rezistorul R2. Tranzistorul T rămâne deschis până când tensiunea de ieșire crește până la dublul valorii tensiunii de referință. În acest moment lucrează

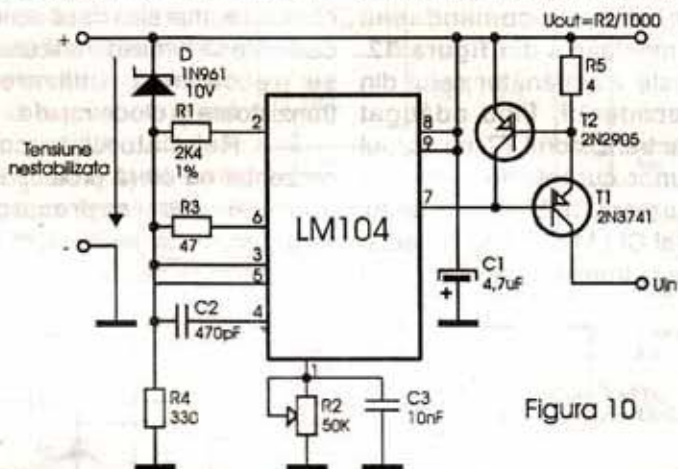


Figura 10

vederea obținerii tensiunii de ieșire. În acest fel, energia care se pierde prin disipație (pe elementul de control serie-tranzistor sau CI) este relativ mică și randamentul sursei este destul de bun.

Dar ce ne facem în situația când dintr-o tensiune de intrare de 28V sau 32V trebuie obținută una de 5V? În acest caz, cu un stabilizator linear cantitatea de energie pierdută (prin

în regim linear, iar reacția pozitivă întrerupe circuitul. Tensiunea de referință are, în acest caz, o valoare coborâtă, determinată de reacția prin rezistorul R5 și circuitul rămâne deschis până când tensiunea de ieșire coboară până când amplificatorul de eroare intră din nou într-un regim linear de lucru. Circuitul va stabili, având o oscilație a tensiunii de ieșire (față de valoarea nominală) cu un riplu de circa 40mVv.

Conversia de la tensiunea de intrare către tensiunea de ieșire, de valoare mai scăzută, se face cu ajutorul tranzistorului comutator T, al diodei D și al filtrului LC. Valoarea inductanței se alege destul de mare, astfel încât curentul prin ea să fie constant în timpul ciclului de comutație. Când tranzistorul T se deschide, tensiunea din colectorul său va fi aproape egală cu tensiunea de intrare nestabilizată. Când tranzistorul se

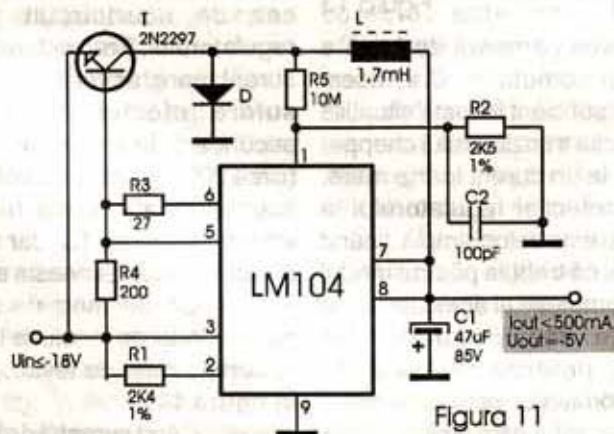


Figura 11

blochează, câmpul magnetic în bobina L începe să scadă, tensiunea din colectorul tranzistorului tinde spre masă, unde este fixată de dioda D.

De exemplu, dacă tensiunea de intrare are valoarea de 10V, iar tranzistorul comutator este comandat cu un semnal cu factorul de umplere de 50%, media tensiunii în colectorul tranzistorului va avea valoarea de 5V.

Semnalul de la ieșire, după filtrarea cu grupul L-C1, poate fi considerat o tensiune de 5V c.c. Valoarea medie a curentului de intrare va fi egală cu jumătate din curentul de ieșire, iar dacă considerăm neglijabile pierderile din procesul de comutație, vom avea la ieșire o putere egală cu cea de intrare.

Dacă se dorește obținerea unui curent de ieșire mare (circa 3A), utilizând un stabilizator de tensiune în comutație, este recomandabilă utilizarea montajului din figura 12. Circuitul este asemănător celui din figura precedentă, fiind adăugat suplimentar tranzistorul T2, cu scopul obținerii unor curenți de ieșire de valoare mai mare. Trebuie notat faptul că pinul 3 al CI LM104 este conectat direct în baza tranzistorului T2. Acest

fiu destul de mică pentru a nu determina deschiderea tranzistorului. Pentru a elimina componenta continuă din tensiunea de reacție, ceea ce conduce la o înrăutățire a factorului de stabilizare a tensiunii de ieșire, se înseriază cu rezistorul R6 o capacitate de 10nF.

La sursele de tensiune în comutație, mai ales dacă acestea sunt destinate să furnizeze un curent ridicat, se recomandă utilizarea unor tranzistoare și diode rapide.

Regulatorul în comutație prezentat nu oferă protecție în cazul apariției unor suprasarcini sau scurtcircuite la ieșire. Limitarea de curent oferită de LM104 este folosită

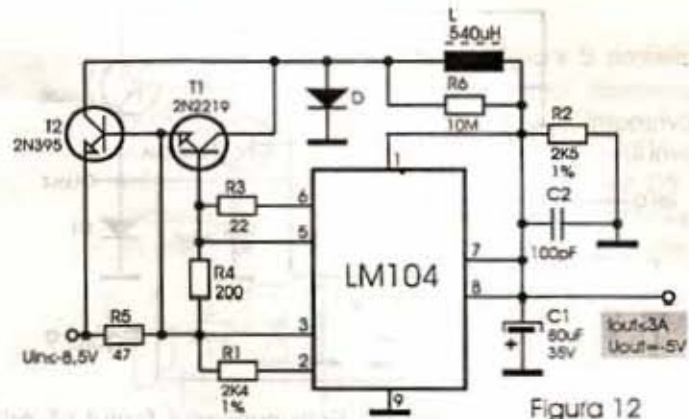


Figura 12

Montajul care permite limitarea curentului și protecția regulatorului la scurtcircuite este prezentat în figura 13. Curentul prin tranzistorul comutator determină apariția pe rezistorul R8 a unei "căderi" de tensiune. Când această tensiune (care este tensiunea B-E pentru T3) începe să deschidă tranzistorul T3, începe limitarea curentului (deoarece acesta este conectat la pinul 8 al CI - ieșirea tensiunii stabilizate). Rezistorul R7 este folosit pentru limitarea curentului de bază al tranzistorului T3. Condensatorul C4 are rolul de a prelua eventualele vârfuri ale tensiunii de comandă a tranzistorului T3 și a-l feri pe acesta de deschideri false. Condensatorul C4, alături de C2, determină o întârziere de fază în bucla de reacție, necesară oscilației circuitului în limitare de curent. Valoarea condensatorului C4 nu trebuie să fie prea mare, întrucât ar integra forma rectangulară a curentului prin tranzistorul regulator (chopper). Dacă tensiunea de ieșire scade sub jumătatea valorii proiectate, dioda D1 coboară tensiunea de referință care "cade" pe R2. Acest lucru permite circuitului de limitare a curentului să rămână în funcțiune, atunci când tensiunea de intrare nestabilizată coboară sub valoarea proiectată, în caz de scurtcircuit pe ieșirea regulatorului. Tranzistorul T3 este de curent mare, astfel încât acesta să nu sufere efectul de străpungere secundară, la un curent de vârf mare (circa 200mA) prin el. Dacă ieșirea este scurtcircuitată, toată tensiunea de intrare "cade" pe T3, dar totuși media puterii disipate de acesta este scăzută.

Un alt mod de protecție al regulatorului de tensiune în comutație, la curenți mari de ieșire, este ilustrat în figura 14.

Când curentul de ieșire crește,

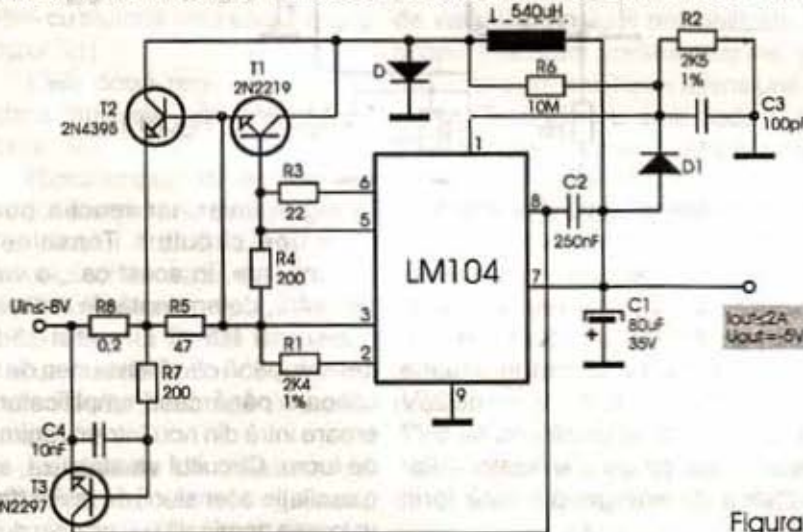


Figura 13

lucru este necesar deoarece LM104 nu poate funcționa corespunzător dacă tensiunea de pe pinul 5 depășește cu mai mult de 2V tensiunea de pe pinul 3. Curentul de referință (pinul 2) ca și curentul pentru pinii 3 și 5 este furnizat de sursa de tensiune nestabilizată (U_{inc}), prin intermediul rezistorului R5. Valoarea rezistenței R5 se va alege destul de mică, astfel încât, pentru un curent de circa 2mA prin ea, "căderea" de tensiune pe aceasta (care este tensiunea BE pentru tranzistorul T2) să

poate funcționa corespunzător dacă tensiunea de pe pinul 5 depășește cu mai mult de 2V tensiunea de pe pinul 3. Curentul de referință (pinul 2) ca și curentul pentru pinii 3 și 5 este furnizat de sursa de tensiune nestabilizată (U_{inc}), prin intermediul rezistorului R5. Valoarea rezistenței R5 se va alege destul de mică, astfel încât, pentru un curent de circa 2mA prin ea, "căderea" de tensiune pe aceasta (care este tensiunea BE pentru tranzistorul T2) să

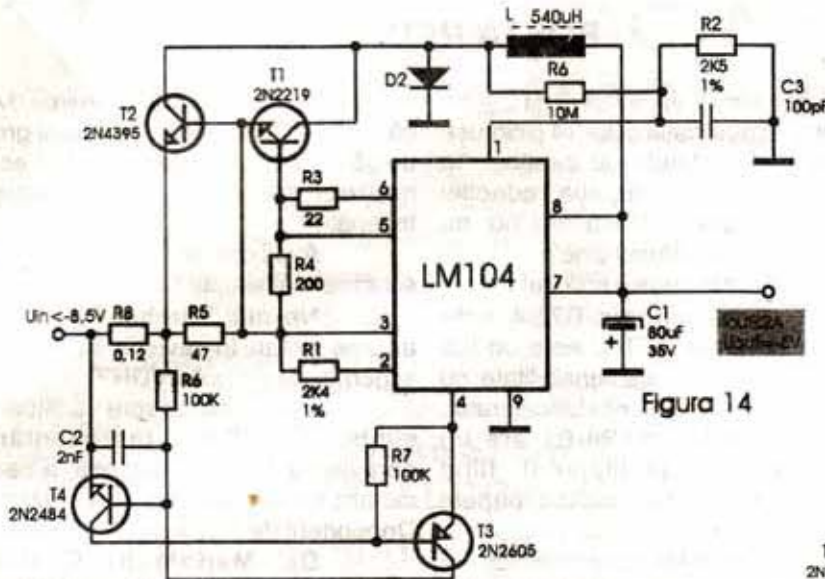


Figura 14

"căderea" de tensiune pe rezistorul R8 amorsează tiristorul, simulat în schema noastră de perechea de tranzistoare T3 și T4 (complementare), care blochează regulatorul. În această situație, disipația de putere a regulatorului este practic nulă. Când tensiunea de pe rezistorul R8 devine atât de mare încât să deschidă tranzistorul T4, acesta blochează tranzistorul de ieșire din regulatorul integrat LM104, pe la pinul 4. Regulatorul rămâne blocat până la dispariția tensiunii de intrare. După aceea, el poate fi repornit, când tensiunea de intrare este reaplicată, dacă suprasarcina de la ieșire a fost înlăturată. La acest montaj, supracurentul la care regulatorul acționează este egal cu o valoare de 1,5 ori mai mare decât curentul maxim de sarcină. În caz contrar, circuitul ar putea decupla la pornire pe sarcină maximă, deoarece peste aceasta s-ar adăuga curentul de încărcare a condensatorului de ieșire.

În situația în care un număr de stabilizatoare în comutație se alimentează de la aceeași sursă de putere, este recomandabil ca acestea să lucreze sincronizat, în vederea obținerii unor forme de undă ale curentului în comutație cât mai uniforme distribuite, în linia de alimentare. Același lucru este util și când regulatorul în comutație lucrează în asociere cu un convertor de putere. Circuitul prezentat în figura 15 sincronizează regulatorul în comutație cu un semnal de comandă format dintr-un tren de impulsuri dreptunghiulare (10V_v, 50Hz). În acest caz, reacția pozitivă de tensiune nu se folosește.

Prin integrarea semnalului dreptunghiular de comandă a sincronizării, se obține un semnal triunghiular cu amplitudinea de 25mV_v (care se aplică intrării neînversoare a amplificatorului de eroare din CI). Acest lucru determină intrarea în oscilație. Ciclul de oscilație (comutație) este determinat de tensiunea de ieșire. În absența semnalului

de comandă, circuitul va autooscila pe o frecvență determinată de grupul L-C1. Această frecvență trebuie să fie mai mică decât cea de sincronizare. La acest tip de regulator în comutație comandat, este necesară o filtrare mai bună decât la tipurile precedente (funcționând pe aceeași frecvență). Valoarea condensatorului C2 se alege astfel încât reactanța sa capacitivă (la frecvența de comandă) să fie mai mică decât o zecime din rezistența R2. Amplitudinea impulsurilor triunghiulare se reglează la valoarea de 25mV, din rezistorul R5.

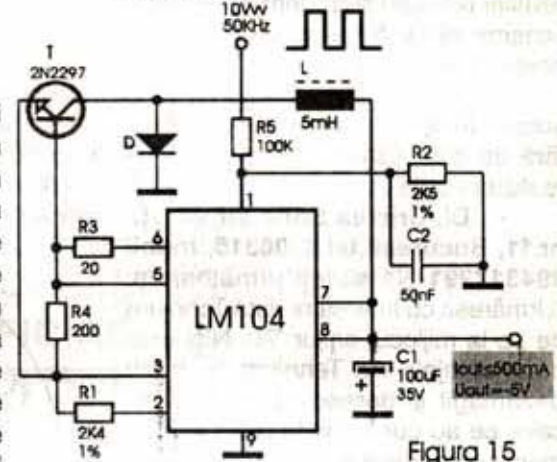


Figura 15

TEST RAPID PENTRU CALCULATORUL DE BUZUNAR fiz. Gheorghe Băluță

Uneori este necesară testarea rapidă a corectitudinii funcționării calculatorului de buzunar. Situația se întâlnește la cumpărarea acestuia, când se bănuiește epuizarea bateriei, după o demontare și remontare, la obținerea unui rezultat suspect etc.

Pe lângă tastarea celor 10 cifre și urmărirea afișării lor corecte, este necesară și efectuarea unor calcule ce implică cele patru operații, radicalul, procentul și registrul de memorie, toate acestea solicitând întreaga capacitate a calculatorului și afișajului.

În tabelul alăturat propunem un astfel de test rapid, care folosește numere ușor de memorat, utilizabil pentru microcalculatoarele cu opt cifre și operații elementare. El se poate efectua în 20 secunde.

Se tastează	Cifre afișate	Ce se verifică
11.111111	11.111111	
M+	11.111111	ȘTERGERE
C	0	
MR	11.111111	MEMORIE
+ =	22.222222	ADUNARE
=	33.333333	
=	44.444444	
...		
MR	11.111111	
- =	0	SCĂDERE
=	-11.111111	
=	-22.222222	
...		
MR	11.111111	
x =	123.45678	ÎNMULȚIRE
MR	11.111111	
+ 2 =	5.5555555	ÎMPĂRȚIRE
MR	11.111111	
√	3.3333333	RADICAL
MR	11.111111	
+ 100 %	22.222222	PROCENT
MR	11.111111	
M- MR	0	MEMORIA-

DI. Păltinescu Cosmin, B-dul Ștefan cel Mare, Brașov Ne bucurăm că ați avansat în pasiunea dvs., robotica, și că ați găsit în Tehnium scheme aplicabile la acest domeniu.

În ceea ce privește problema dvs., eu cred că trebuie să vă ajutați singur. Din păcate, nu prea există la noi în țară proiecte guvernamentale sau private care să sprijine talentele "hi-tech".

Ne sugerați să publicăm "scheme electronice ale etajelor componente ale unui computer". Nu ne propunem acest lucru, nefiind în profilul revistei Tehnium și credem că astfel de scheme nu ar fi pe gustul publicului nostru "tintă".

În rest vă dorim mult curaj și succes în desăvârșirea studiilor dvs., fără de care este foarte greu să vă realizați visele.

DI. Cristea Sorin, str. Virtuții nr.11, București, tel. 4300315, mobil 094317291 Ne scrieți următoarele: "Urmăresc cu interes revista Tehnium de pe la mijlocul anilor '70. Nici unul din montajele din Tehnium nu m-au dezamăgit și doresc să mulțumesc celor ce au contribuit la realizarea și menținerea acestei reviste".

Vă mulțumim pentru aprecieri și sperăm să nu vă dezamăgim nici de acum înainte.

Doriți să vă completați colecția și aveți nevoie de următoarele numere: Decembrie/1970; 2, 5, 7/1971; 7/1974; 6, 7, 8, 9, 10/1992; 4, 7, 9/1993; 3, 4, 5, 8, 9, 10, 11, 12/1994; 1, 5, 6, 8, 9, 12/1995; 1, 2, 3, 4, 10, 11, 12/1996; 1, 5, 7, 8/1997. Oferiți în schimb numerele: 10/1971; 1, 2, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12/1972; 1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 12/1973; 5, 9/1974; 2, 3, 8/1976; 4, 5, 7, 9/1977; 6, 8, 10, 11, 12/1978; 8, 9, 12/1979; 3, 5, 6, 11, 12/1980; 1, 8/1981; 1, 4, 5, 6, 12/1982; 4, 5, 7, 9/1983; 3, 4, 6, 8, 9, 10/1984; 1/1985; 8, 11/1986; 1, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11/1988; 3, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12/1989; 1, 2, 3, 5-6, 7-8, 9, 10, 12/1990; 5, 6, 8, 10/1991; 2/1994; 3, 4, 7, 10-11/1995; 1, 2/1998.

După cum vedeți, v-am satisfăcut cererea și rugăm cititorii interesați să vă contacteze direct.

DI. Matcaș Marian, str. Isaccea, Tulcea Mai întâi mulțumim pentru aprecierile făcute la adresa revistei și urările de viață lungă adresate acesteia.

În ceea ce privește problema dvs., aceea că "am intrat în posesia unui tub catodic pentru osciloscop cu

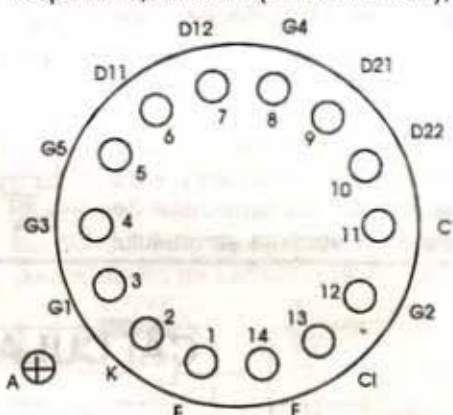
soclu și blindaj, tip B7S4-RFT" și ne solicitați semnificația celor 14 piciorușe ale tubului și datele de catalog, "în cazul că în documentația redacției există așa ceva". Dacă nici noi nu avem așa ceva, atunci cine?

Iată răspunsul solicitat.

Tubul catodic B7S4 este produs de firma RFT și este un tub catodic de foarte mare sensibilitate, cu ecran circular plat și postaccelerator. Varianta de tub B7S4-01 are un consum redus la filament, fiind recomandat pentru osciloscopia tranzistorizată.

Principalele caracteristici:

- ecranul: fluorescență verde;
- dimensiuni: diametru 77,5mm; lungime 288mm;
- filament: 6,3V/0,34A (tubul B7S4), respectiv 6,3V/90mA (tubul B7S4-01);



Parametrii de funcționare:

- tensiunea acceleratorului final (V_A) min. 1200V; tipic 1200V; max. 5000V;
- tensiunea acceleratorului suplimentar (V_{GS}) max. 2200V;
- tensiunea de accelerare (V_{G4}) min. 300V; max. 2100V;
- tensiunea de focalizare (V_{G3}) 20V ... 150V;
- tensiunea de preaccelerare (V_{G2}) min. 800V; tipic 1200V; max. 1600V;
- tensiunea de stingere (V_{G1}) tipic -72V ... -36V; max. -200V ... 0V;
- factorul de deflexie X: 10,7V/cm;
- factorul de deflexie Y: 3,7V/cm.

DI. Cheteanu Daniel, sat Casalt, com Roșia jud. Sibiu Ne scrieți că "optând pentru revista Tehnium am ales un instrument de lucru, foarte riguros sistematizat. Am ajuns să consider revista ca pe un adevărat prieten inteligent și bine informat care permite înțelegerea corectă a oricărei probleme".

Mulțumim pentru aceste aprecieri, dar și pentru sugestiile interesante pe care ni le faceți. Vom

ține cont de ele și de nemulțumirea dvs. că "schemele foarte ușoare sunt greu de găsit în revista dvs. și cred că este nedrept să-i ocoliți pe așa-ziii începători".

Aveți dreptate, vom publica și scheme mai simple.

Ne mai întrebați "ce plesă anume notați în revistă, în diverse scheme, cu simbolul VDR?".

Este vorba despre varistoare, simbolul VDR reprezentând abrevierea, în limba engleză, a ceea ce am putea traduce prin Rezistor Dependent de Tensiune.

DI. Manolachi Costică Florin, str. 1 Decembrie 1918, Micro 14, Galați. Aveți vârsta de 22 de ani și de la 14 ani sunteți pasionat de electronică, după cum ne scrieți. Ne mai aduceți la cunoștință că "ceea ce îmi dorec foarte mult, în momentul actual este să comunic în CB-banda cetățeanului". În consecință îmi cereți răspunsuri la o serie de întrebări.

Reglementările actuale, în țara noastră, referitoare la cetezen band (CB) sunt precizate în Tabelul Național al Atribuirii Benzilor de Frecvență (TNABF), elaborat de către Inspectoratul general al Comunicațiilor. Adresa IGC, pe care ne-o solicitați, este următoarea: București, B-dul Independenței, nr. 202A, sectorul 6.

Mă mai întrebați ce acte vă trebuie pentru a comunica în CB. La noi în țară este necesară obținerea unui permis (autorizație) la cumpărarea stației. În ceea ce privește plata taxelor pentru utilizarea stațiilor CB, se achită o taxă de 30.000 lei la obținerea autorizației (o singură dată) și apoi anual, o taxă de utilizare a spectrului radio de 90.000 lei pe an, pentru fiecare echipament (transceiver) deținut. Nu se dau examene (ca la radioamatori), de aceea banda cetățeanului (cuprinsă în limitele de frecvență 26.960+27.410 kHz) mai este denumită și bandă publică, sau bandă liberă.

Faptul că stația prietenului dvs. recepționa numai convorbiri între cetățeni străini (turci, spanioli, ruși etc. după cum scrieți dvs) nu este o caracteristică a echipamentului (canalele fiind standardizate pe plan european, fiind aceleași pentru români și pentru străini, ci a "deosebitei" activități de trafic desfășurată de sibiștii români.

(Șerban Naicu)



VITACOM Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Gh. Bilascu nr. 75, tel: 064-438401, 064-438402
bbs: 064-431731, fax: 064-438403
e-mail: office@vitacom.dntcj.ro http://www.vitacom.dntcj.ro
BUCURESTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel: 01-2523606, fax: 01-2525251
b-dul Nicolae Titulescu nr.62-64, sectorul I, tel: 01-2229911, fax: 01-2234679
e-mail: vitacom@dnt.ro

DISTRIBUTOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN
- TELECOMENZI TIP HQ

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

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

IMPORTATOR OFICIAL



SCULE PROFESIONALE DE MÂNĂ

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 9/1999

CUPRINS:

AUDIO

- Filtru activ taie-jos/taie-sus - ing. Florin Gruia..... Pag. 1
- Amplificator tranzistorizat de putere de 25W - ing. Aurelian Mateescu..... Pag. 2

CQ-YO

- Automat pentru telegrafie cu memorie - sing. Emil Gâz..... Pag. 4

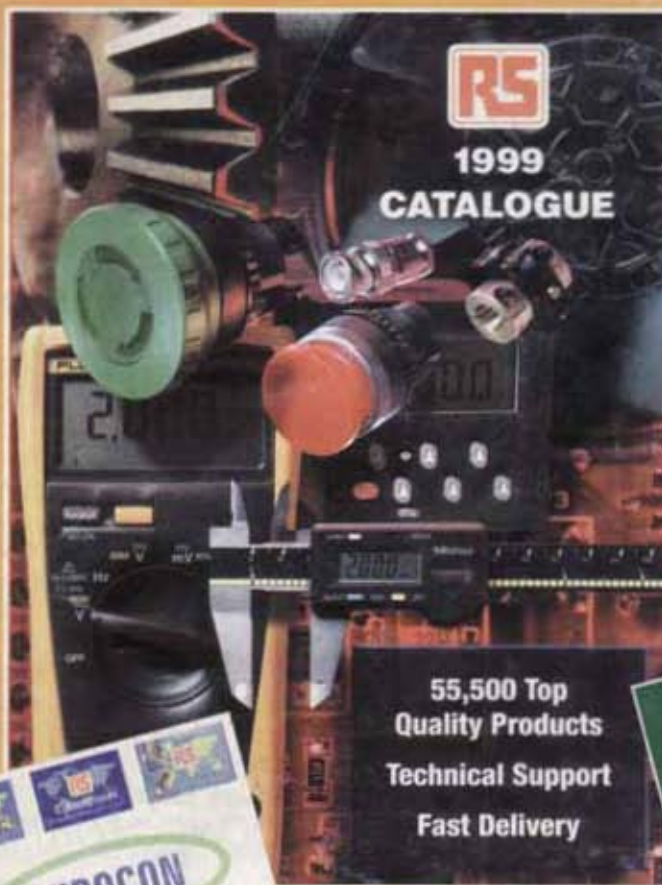
LABORATOR

- Termometru electronic - ing. Șerban Naicu..... Pag. 7
- Vobuloscop cu dublu baleiaj (II) - ing. Emil Chioveanu..... Pag. 10
- Convertor defazaj-tensiune (fazmetru) - ing. Croif Valentin Constantin..... Pag. 16

ELECTROALIMENTARE

- Proiectarea stabilizatoarelor de tensiune negativă cu regulatoare integrate
- ing. Șerban Naicu..... Pag. 19
- Test rapid pentru calculatorul de buzunar - fiz. Gh. Băluță..... Pag. 23

Poșta redacției..... Pag. 24



Firma AUROCON vă pune la dispoziție peste 100.000 de produse:

- electronice
- electrice
- automatizări
- aparatură de măsură
- pneumatice
- hidraulice
- mecanice
- peste 200 de montaje electronice:
 - tester de continuitate 10 DM
 - generator 40 DM
 - turometru 25 DM
 - alarmă 30 DM
 - senzor de gaze 25 DM
 - radioreceptor UUS 40 DM



Pentru comenzi și informații contactați-ne la:
 București, B-dul Chișinău 20, Bl. M9, sc.A
 ap.4

Tel: 628.29.77; 255.46.10
 Fax: 255.51.30
 CP 49-116 București
 e-mail: aurocon@hades.ro

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Miniantenă YAGI performantă
- Demodulator multimod cu TAA661
- Aplicații ale stabilizatorului 723
- Încărcător pentru acumulatori
- Generator de semnal în domeniul 0,5-110MHz (II)
- Circuitele integrate detectoare de temperatură LM135/235/335
- Comanda releelor cu ajutorul A.O. (I)
- Dispozitiv de alarmare

12 000 lei

ISSN 1223-7000

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