

Tehniium

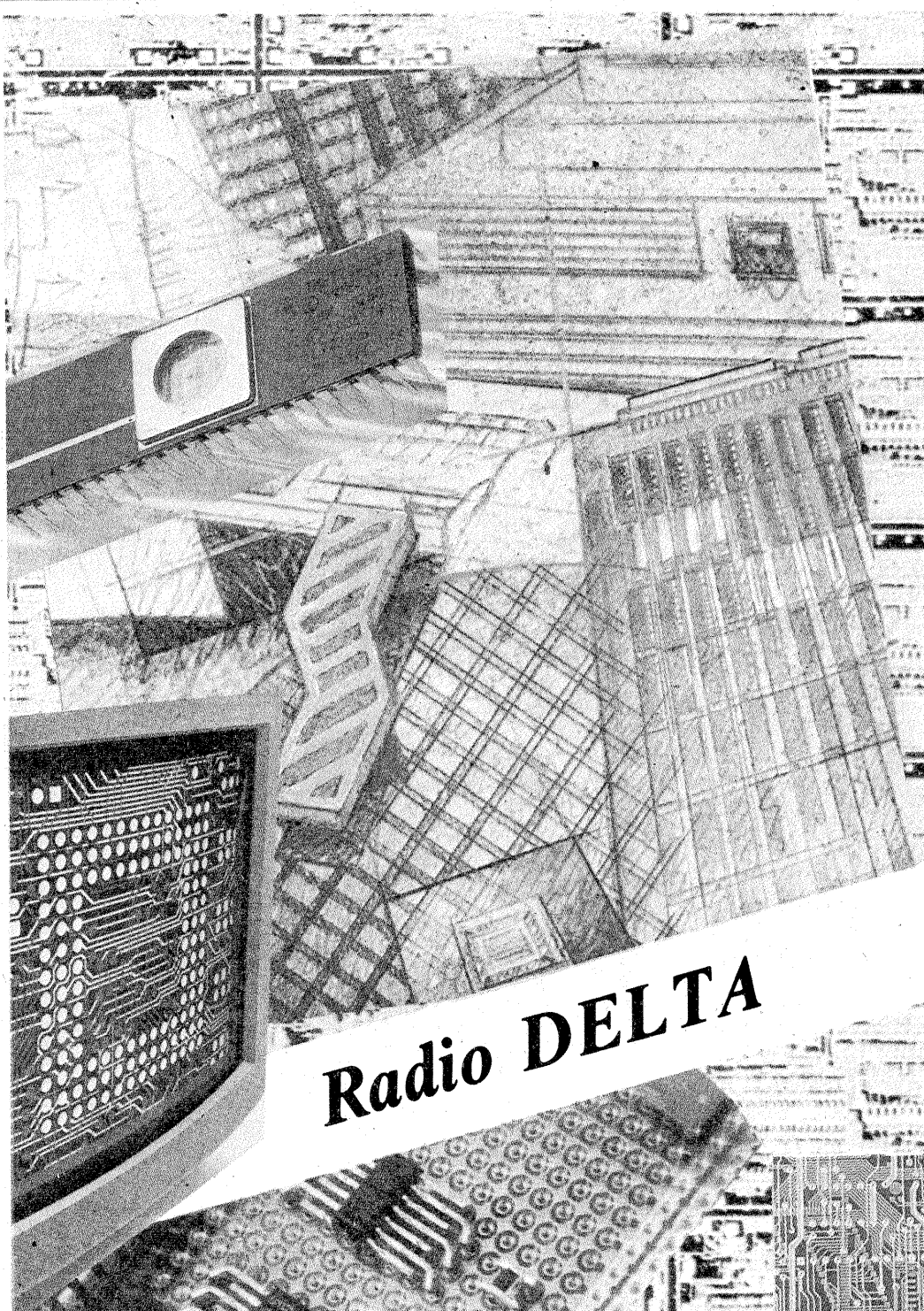
ANUL XXI — NR. 241 **12/1990**

**REVISTĂ LUNARĂ
PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI**

SUMAR

- PAGINILE ELEVULUI** pag. 2—3
Aplicații ale circuitului
BM3900
- INIȚIERE ÎN
RADIOELECTRONICĂ** pag. 4—5
Experiment
Adaptor
Identificarea și testarea
dispozitivelor optoelectronice
ABC
- CQ-YO** pag. 6—7
SIGNAL 1
Filtru activ universal
Receptor
- HI-FI** pag. 8—9
Stereo spațial
Preamplificator-corector
Preamplificator universal
- LABORATOR** pag. 10—11
Linii de înfîzire pentru
efecte sonore
- ATELIER** pag. 12—13
Turometre electronice
- INFORMATICĂ** pag. 14
Inițiere în programare
- LA CEREREA
CITITORILOR** pag. 16—17
Introducere în televiziune
Depanare TV
- CITITORII RECOMANDĂ** pag. 18—19
Adaptor
Amplificator TV
- CINE-FOTO** pag. 20—21
Măsurarea timpului de des-
chidere a obturatoarelor
Iluminatul în tehnica
filmării
- REVISTA REVISTELOR** pag. 22
Voltmetru
Gong
Regulator de temperatură
- PUBLICITATE** pag. 23
I.A.E.I. — Focșani
- SERVICE** pag. 24
Amplificatorul DUAL CV40

*Redacția revistei „Tehniium” urează
tuturor cititorilor și colaboratorilor
SĂRBĂTORI FERICITE ȘI
LA MULȚI ANI, 1991!*



ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM”, BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON: 18 36 66 - 17 60 10 / 2069

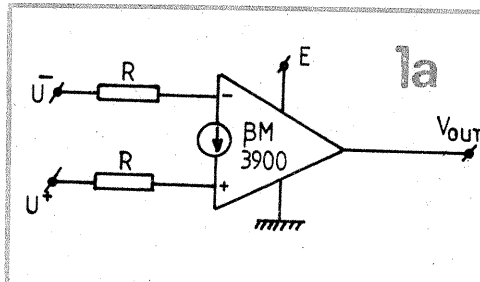
PREȚUL
8 LEI

CT

● PACTINILE ELEVULUI ●

Circuitul integrat $\beta M3900$ conține patru amplificatoare independente (amplificator operațional Norton cvadruplu), având câte două intrări fiecare, proiectate să lucreze cu o singură sursă de alimentare și să permită o variație mare a tensiunii de ieșire.

Folosind acest circuit integrat se pot realiza câteva aplicații deosebit de utile în activitatea constructorului amator. Una dintre acestea se referă la posibilitatea con-



Cazuri	V_{OUT}
$U^- > U^+$	0
$U^- < U^+$	V^+

unde $V^+ = E - 1V$

1b

APLICAȚII ALE CIRCUITULUI $\beta M3900$

Ing. CRISTIAN APOSTOL

structurii unui dispozitiv de măsurare a tensiunilor ce intervin în montajele TTL (valori între 0 și 5 V). Pentru aceasta am utilizat circuitul în regim de comparator, conform celor prezentate în figura 1.

Configurația pinilor este prezentată în figura 2.

Funcționarea circuitului din figura 3 poate fi ușor înțeleasă urmărind tabelul din figura 4. Astfel, pentru tensiuni de comandă sub 1 V, toate cele 5 LED-uri sînt stinse, iar pe măsură ce tensiunea crește și depășește valorile de prag prezentate în tabel, numărul de LED-uri aprinse simbolizează partea întreagă a acestei tensiuni.

În figura 3 sînt prezentate 5 comparatoare avînd prestabilite pragurile de basculare din semireglabilele P1, P2, P3, P4 și P5. Aceste semireglabile se ajustează succesiv astfel încît pragul de basculare pentru AO1 să fie 1 V, pentru AO2 de 2 V, iar pentru AO5 de 5 V. Există și posibilitatea stabilirii pragurilor de basculare folosind un potențiomtru și apoi, măsurînd cu precizie valoarea acestuia, se înlocuiește cu o rezistență (de preferat cu peliculă metalică) a cărei valoare să fie cît mai apropiată de valoarea măsurată (eventual prin sortare).

O modalitate de calcul al valorilor rezistențelor R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 poate fi efectuată folosind relația:

$$R_i = \frac{15 \cdot i}{15 - i} \text{ (k}\Omega\text{)} \quad (1)$$

unde $i = 1, 2, 3, 4, 5$.

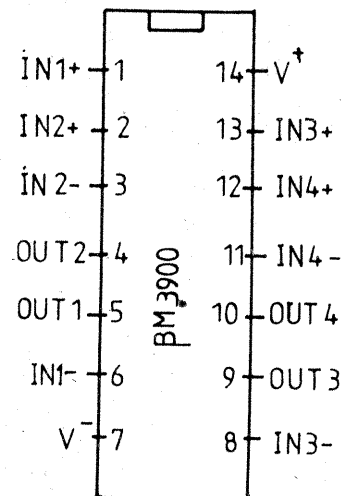
Astfel: pentru $i = 1, R_1' = 1,071 \text{ k}\Omega$;
 $i = 2, R_2' = 2,308 \text{ k}\Omega$;
 $i = 3, R_3' = 3,75 \text{ k}\Omega$;
 $i = 4, R_4' = 5,455 \text{ k}\Omega$;
 $i = 5, R_5' = 7,5 \text{ k}\Omega$.

Pentru a obține o precizie ridicată este necesar ca acest calcul să fie refăcut pentru adevărata valoare a rezistenței de $15 \text{ k}\Omega$ (R_1, R_2, R_3, R_4, R_5) și în relația (1) să se considere valoarea exactă:

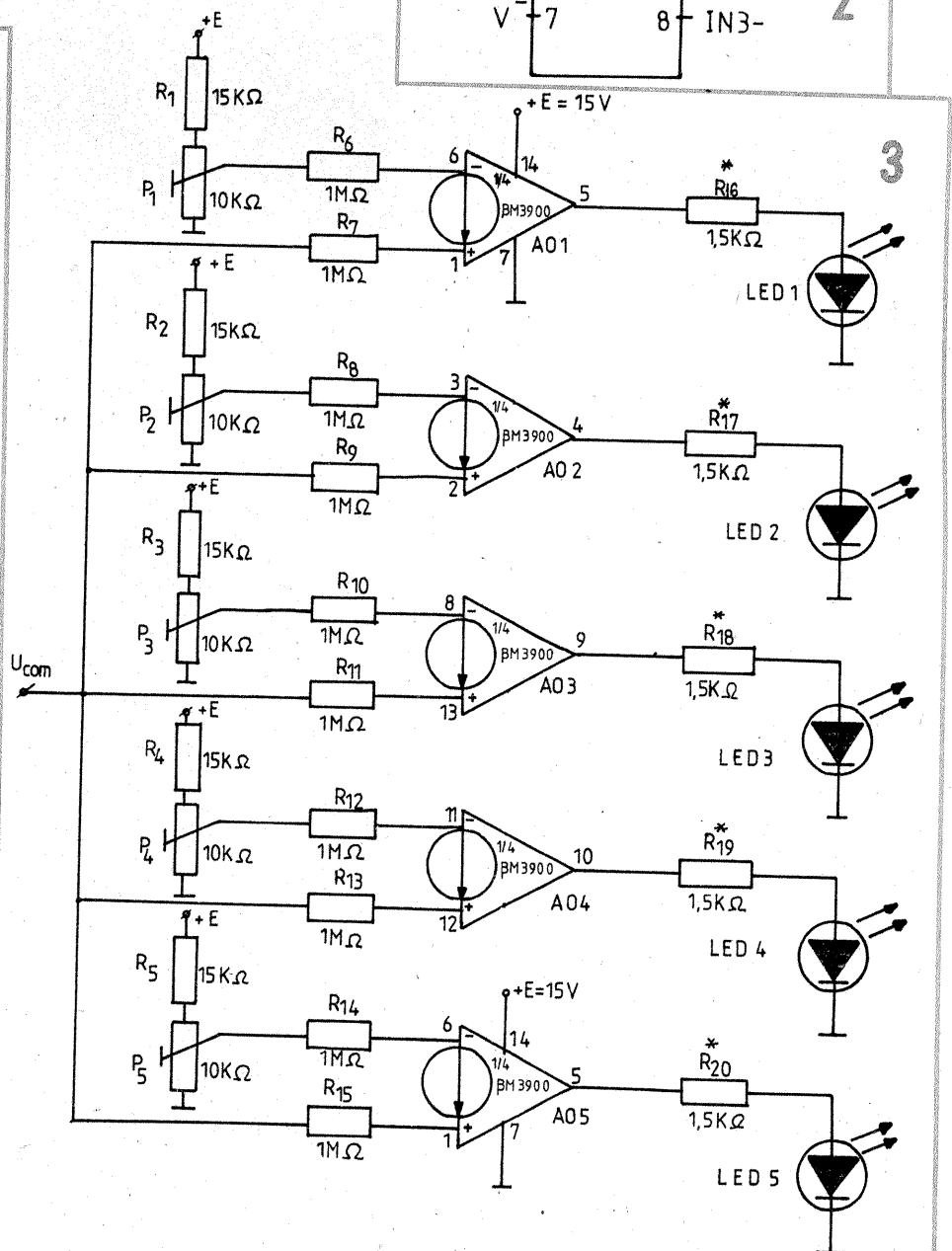
$$R_i = \frac{R_i \cdot i}{R_i - i} \quad (2)$$

Realizarea practică este deosebit de comodă deoarece se utilizează două circuite integrate (unul folosit integral, iar al doilea în procentaj de 25%). Pentru a se ușura procesul de măsurare, LED-urile pot fi montate într-un dispozitiv sub forma unui clasic creion de tensiune, conform celor prezentate în figura 5.

Schema din figura 3 se poate extinde imediat pentru o plajă de tensiune mai mare, folosind mai multe amplificatoare în regim de comparatoare. O aplicație imediată a acestei extensii este obținerea unui VU-metru, caz în care se pot folosi 8 amplificatoare (două circuite integrate) sau chiar 12 amplificatoare operaționale (trei circuite integrate).



2



Pentru a obține însă acest VU-metru plecând de la schema extinsă din figura 3 este necesar, în plus, un circuit de redresare de precizie, urmat de filtrare, precum cel prezentat în figura 6. Cu aceste considerente se poate obține schema prezentată în figura 7. În această schemă se folosesc trei circuite integrate, deci în total 12 amplificatoare operaționale, din care unul este utilizat pentru redresare, iar celelalte 11 sînt folosite în regim de comparatoare pentru comanda celor 11 LED-uri.

Realizarea este deosebit de simplă, iar reglajul se face absolut similar cu cel al testerului TTL, cu mențiunea că se măsoară inițial tensiunea în punctul A, după care valoarea ei se divizează prin 11, obținînd astfel cele 11 praguri de basculare ale comparatoarelor, reglabile succesiv din potențiometrele ajustabile de 10 kΩ. Pentru a nu încălca placa de montaj cu prea multe semireglabile, se poate determina succesiv valoarea rezistenței pentru bascularea comparatorului folosind eventual un potențiometru, după care printr-o sortare atentă se pot planta rezistoare cu valori cît mai apropiate de cele măsurate anterior.

Montajul necesită o alimentare asimetrică folosind o sursă de tensiune de 15 V, dar valoarea acesteia nu este critică.

Există două variante ale circuitului integrat BM3900, ce se diferențiază prin tensiunea de alimentare astfel:

BM3900 A: +4 V... +36 V;
BM3900 B: +4 V... +18 V.

În cazul în care se utilizează o altă tensiune din intervalele mai sus specificate se va avea o deosebită grijă pentru recalcularea rezistențelor de la ieșirea AO, ce limitează curentul prin LED-uri utilizînd relația:

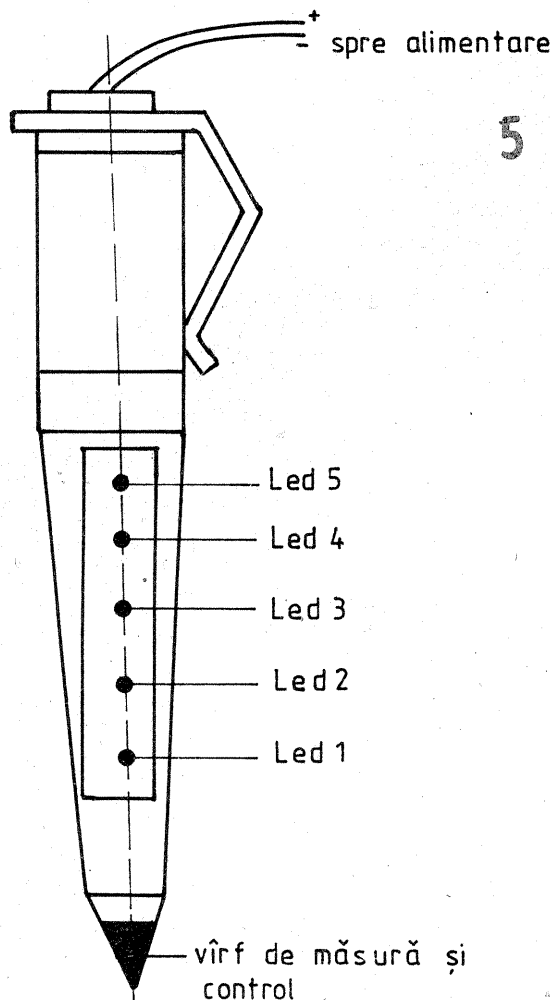
$$R^* = \frac{E-3}{8} \quad (3)$$

în care E reprezintă tensiunea de alimentare exprimată în volți și, de asemenea, se alege o valoare de 8 mA a curentului prin LED, suficient pentru ca acesta să se aprindă, dar nici să nu fie în pericol de ardere.

Spre exemplu, dacă E = 12 V, se obține R* = 1,125 kΩ.

BIBLIOGRAFIE

Răpeanu R. — Circuite integrate analogice, 1983.

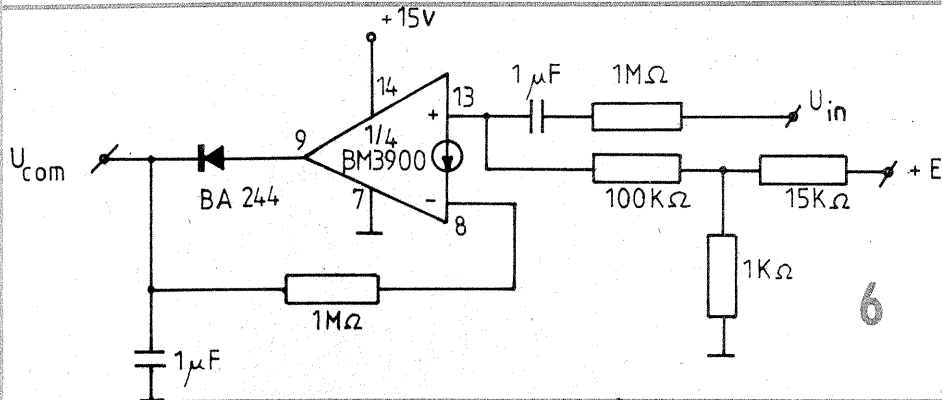


5

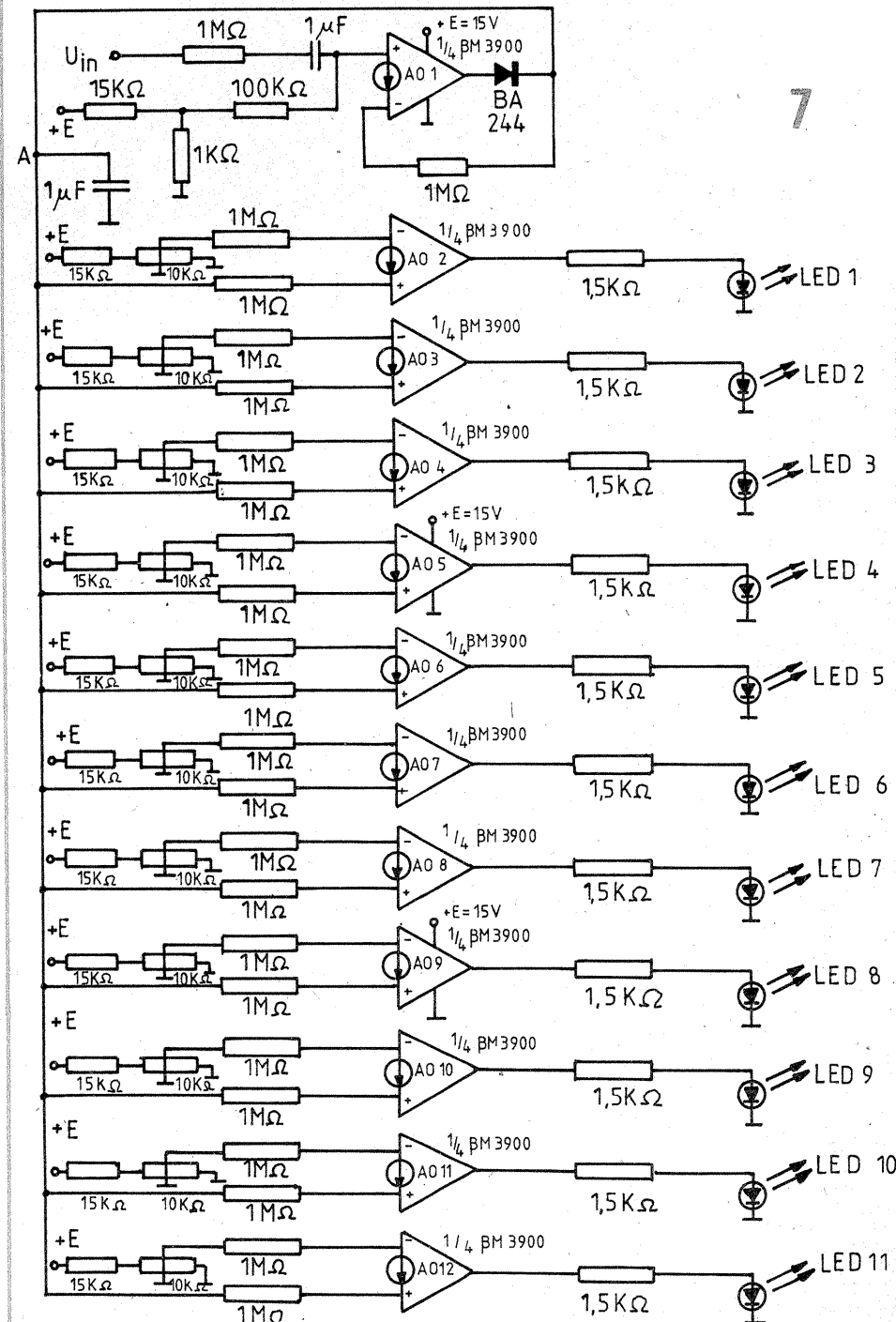
Cazuri	L1	L2	L3	L4	L5
$U_{com} < 1V$	0	0	0	0	0
$1V \leq U_{com} < 2V$	1	0	0	0	0
$2V \leq U_{com} < 3V$	1	1	0	0	0
$3V \leq U_{com} < 4V$	1	1	1	0	0
$4V \leq U_{com} \leq 5V$	1	1	1	1	0
$U_{com} \geq 5V$	1	1	1	1	1

1= LED APRINS
0= LED STINS

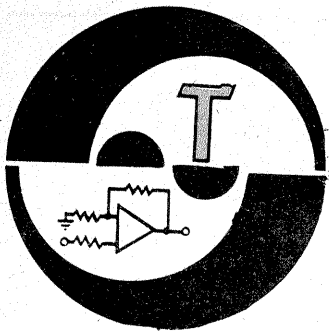
4



6



7

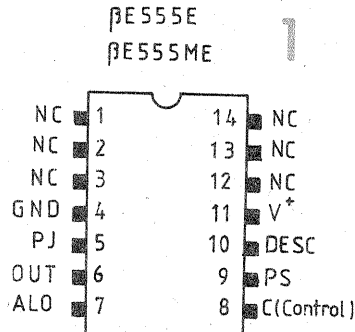


EXPERIMENT

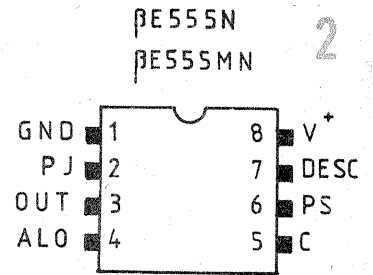
Vă propunem în cele ce urmează să analizăm împreună o altă aplicație tipică a circuitului integrat 555, anume aceea de **astabil** (multi-vibrator sau generator de semnale dreptunghiulare periodice), în scopul final de a realiza un **releu electronic**

parcurs cu unele inconveniente și „surprize”, astfel că am considerat utilă comentarea lor, bineînțeles pentru amatorii care vor dori să abordeze practic o astfel de construcție.

Am optat pentru utilizarea circuitului



Capsulă TO116

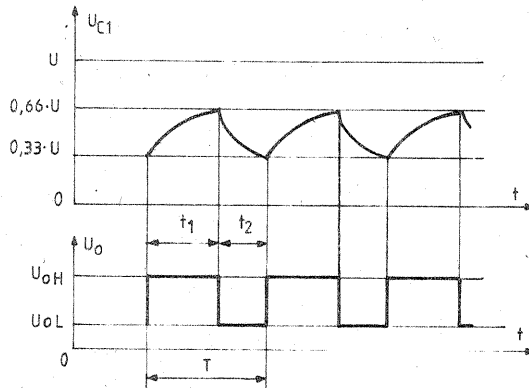
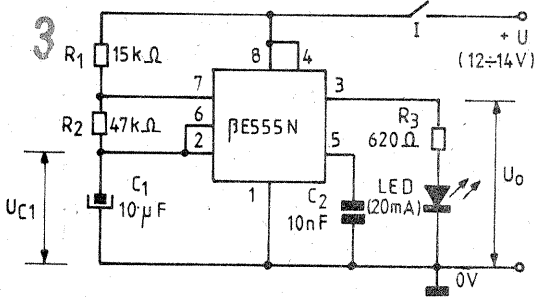


Capsulă MP48

utilizarea unui soclu pentru conectarea circuitului, cel puțin în faza experimentală, atât pentru protejarea acestuia la repetatele operații de cositorire, cât și în vederea înlocuirii comode a exemplarului de integrat, la nevoie sau în dorința expresă de testare. Un soclu DIL cu 2x7 pini convine ambelor variante, fără modificarea conexiunilor.

Primul pas îl constituie, într-adevăr, testarea funcțională a exemplarului disponibil de integrat și putem efectua foarte bine această operație chiar într-un montaj de **astabil**, economisind astfel timp și câștigând o oarecare experiență. Pentru noi este și un bun prilej de a aminti pe scurt principiul de funcționare.

Să urmărim, deci, figura 3, unde astabilul are drept sarcină — dar și pe post de indicator de funcționare — un LED inserat cu rezistența de limitare R3. Dacă montajul este corect executat și integratul bun, la conectarea tensiunii de alimentare +U (nu neapărat stabilizată, dar bine filtrată), LED-ul va începe să lumineze intermitent. Duratale de



de semnalizare luminoasă. Dacă ați făcut cumva vreo asociere cu (eventual) buclucașul releu de semnalizare ce echipează autoturismul dv., să știți că nu este o simplă coincidență. Efectiv de la această idee a pornit experimentul de față, dar el s-a confruntat pe

tului 555 a fost din considerente de simplitate, fiabilitate și cost, cât mai ales datorită reproductibilității foarte bune a duratelor prestabilite de conducție și blocare, implicat a frecvenței de oscilație, știut fiind că acestea depind într-o foarte mică măsură de valoarea tensiunii de ali-

mentare.

Ne vom referi concret la variantele BE555E și BE555N ale circuitului, produse de I.P.R.S.—Băneasa, pentru care reamintim în figurile 1 și, respectiv, 2, dispunerea terminalelor la capsulă.

Recomandăm de la bun început

ADAPTOR

Schema alăturată vă sugerează doar ideea unui experiment, pe cât de util, pe atât de simplu și neașteptat de eficient. Este vorba despre un adaptor care se intercalează între redresorul simplu utilizat (din ce în ce mai rar, e drept) la **încărcarea acumulatorilor auto** de 12 V și baterie. El permite limitarea automată a curentului maxim de încărcare la o valoare dorită, ce poate fi reglată fin din potențiometrul P1 și, de asemenea, decuplarea automată a redresorului la atingerea pragului final de încărcare (reglaj din P2). În plus, s-au mai prevăzut ca funcții auxiliare, utile și ele, indicarea optică a apropierii de faza finală, prin „aprinderea” LED-ului roșu D3, precum și un circuit de măsurare (echipat cu microampermetrul M), care poate fi ușor etalonat pe post de ampermetru.

Toate valorile pieselor sînt orientative, ele depinzînd a fost de valoarea concretă U_r a tensiunii furnizate de redresor (transformator de rețea plus punte redresoare, fără filtraj), cât și de sensibilitatea exemplarului de tiristor utilizat.

Principiul de funcționare are la bază comanda unghiului de deschidere al tiristorului pe întreg intervalul 0 ÷ 180° (aranjamentul R1, P1, C1, plus limitarea auxiliară cu R2 și protecția porții cu D1), ceea ce permite reglajul fin al curentului de încărcare în toată plaja dorită, 0 ÷ I_{max}. Cît privește decuplarea automată, s-a apelat la o soluție cunoscută deja cititorilor noștri din articolele precedente, și anume blocarea ele-

mentului activ (aici tiristorul Th) în momentul în care tensiunea la bornele bateriei atinge o anumită valoare prestabilită. În acest scop, tensiunea U_a este „supravegheată” de grupul R6, D2, D3, P2, iar la „momentul” dorit, selectabil din P2, se comandă deschiderea tranzistorului T1 și implicit blocarea tiristorului.

În fine, căderea de tensiune la bornele rezistenței de limitare R4 este folosită și pentru măsurarea indirectă a curentului de încărcare I, pe principiul voltmetrului, dar cu etalonarea instrumentului direct în amperi (reglaj R5, în funcție de valoarea lui R4 și de sensibilitatea microampermetrului M).

Etapă cea mai migăloasă a experimentării o constituie realizarea și ajustarea rezistenței R4 (spirală în aer, din nichelină, constantan etc. cu diametrul firului de cca 1 mm). Se va pleca inițial de la valoarea de cca 1—1,2 Ω, după care se va „scurta” pînă la obținerea curentului maxim dorit, cu tiristorul „deschis” complet.

Am utilizat un tiristor de 10 A din seria KY202K, montat pe radiator de cca 150 cm². Pentru exemplare mai puțin sensibile (curenți mai mari de poartă), valorile lui R1, R2, eventual și P1 vor fi reduse corespunzător prin tatonare. Circuitul de decuplare automată (T1 și divizorul din baza sa) nu se va monta în această primă etapă.

După ce am ajustat pe R4 și ne-am asigurat că prin manevrarea lui P1 putem varia curentul în întreaga plajă dorită, 0 ÷ I_{max}, selectăm din

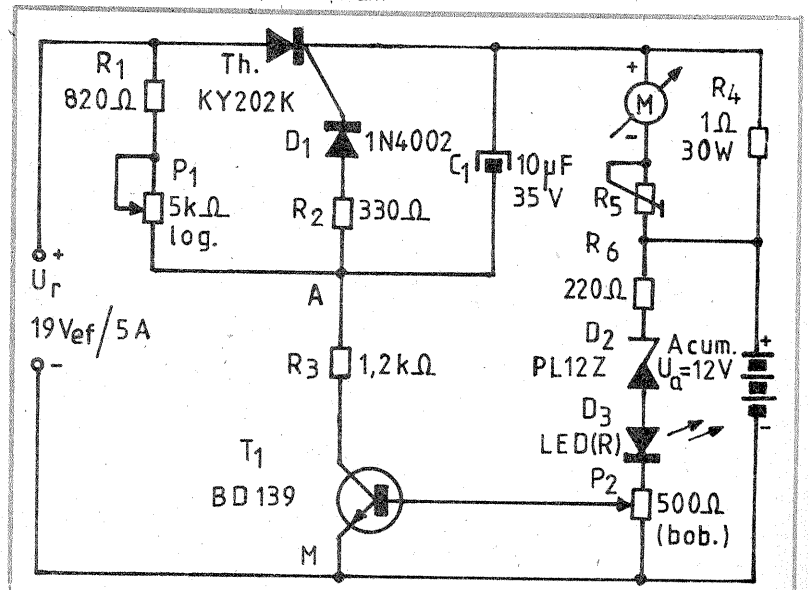
P1 valoarea I_{max} pentru curentul de încărcare (de exemplu, 4 A) și conectăm provizoriu între punctele A și M o rezistență R3, plecînd de pildă de la 5 kΩ în jos. Curentul de încărcare — indicat în permanență de un ampermetru inserat cu bateria — va scădea simțitor, pînă la anulare. Evident, vom alege o valoare R3 care să asigure anularea lui I (blocarea fermă a tiristorului), dar totuși nu foarte mică.

Următoarea etapă o constituie dimensionarea divizorului R6, D2, D3, P2, despre care am mai vorbit recent la această rubrică, montarea lui T1 și, evident, ajustarea lui P2 prin probe.

În fine, să zicem că ne-am oprit la o valoare R4 de cca 0,75 Ω și am

ales aproximativ I_{max} = 4 A. Rezultă la bornele lui R4 o cădere maximă de tensiune de cca 3 V, care ne va servi orientativ ca punct de plecare în etalonarea „ampermetrului” M—R5.

Dacă avem, de pildă, un microampermetru M de 60 μA și divizat 0 ÷ 60, îl putem transforma cu R5 într-un voltmetru cu 4,5 V la cap de scală. În acest fel, curentul maxim de 4 A va fi indicat tocmai la diviziunea 40. Liniaritatea „ampermetrului” nu va fi perfectă (între timp aici probleme mai delicate, legate de distincția valoare medie-valoare eficace), dar chiar așa, aproximativ, indicatorul este foarte util în supravegherea încărcării.



conducție („aprius”) și blocare („stins”), implicit perioada oscilației, T , vor fi practic independente de valoarea tensiunii U , în plaja orientativă $5\text{ V} \div 15\text{ V}$.

Funcționarea montajului este descrisă pe larg în manualul de utilizare al întreprinderii producătoare (Circuite integrate liniare, vol. 3). Pe scurt, caracteristica de transfer „intrare-ieșire” este condiționată de încărcarea condensatorului C_1 de la sursa de tensiune U , prin rezistențele inserate R_1 și R_2 , urmată ciclic de descărcarea lui via R_2 — pin 7 (DESC.). Prin structura internă a circuitului — pe care nu o vom aminti aici — comutarea jos-sus a ieșirii se produce atunci când tensiunea de la bornele condensatorului C_1 atinge pragul $0,33\text{ U}$ (vezi figura 4), iar comutarea sus-jos atunci când UC_1 atinge pragul $0,66\text{ U}$. S-au notat cu: t_1 — durata de „conducție” (nivel sus la ieșire), t_2 — durata de „blocare” (nivel jos la ieșire) și T — suma celor două durate, adică tocmai perioada oscilației,

$$T = t_1 + t_2 \quad (1)$$

Încărcarea lui C_1 prin $R_1 + R_2$, ca și descărcarea sa prin R_2 , respectă bine cunoscutele legi exponențiale, de unde, ținând cont de pragurile de basculare impuse, se pot deduce ușor expresiile duratelor t_1 , t_2 și T :

$$t_1 = (R_1 + R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2) \quad (2)$$

$$t_2 = R_2 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot C_1 \cdot R_2 \quad (3)$$

$$T = (R_1 + 2R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + 2R_2) \quad (4)$$

În aceste relații, R_1 și R_2 se exprimă în ohmi, C_1 în farazi iar t_1 , t_2 și T în secunde.

Pentru exemplul numeric din figură rezultă aproximativ $t_1 \approx 0,43\text{ s}$, $t_2 \approx 0,33\text{ s}$, $T \approx 0,76\text{ s}$. Asupra acestor durate putem acționa fie prin alegerea capacității lui C_1 , fie prin ajustarea valorilor lui R_1 și R_2 . Vă propunem chiar să vă convingeți de acest lucru, respectând însă recomandarea producătorului de a nu scădea pe R_1 sub valoarea limită de orien-

(CONTINUARE ÎN PAG. 15)

IDENTIFICAREA ȘI TESTAREA DISPOZITIVELOR OPTOELECTRONICE

Ne vom referi în continuare la dispozitivele optoelectronice de uz curent — fotorezistoare, fotodiode, fototranzistoare, diode electroluminescente (LED-uri) cu emisie în lumină vizibilă sau în infraroșu, celule fotovoltaice, optocuploare — componente ce au început să pătrundă semnificativ în casele noastre, îndeosebi prin intermediul aparaturii electronice moderne (televizoare color, videocasetoane, aparatură cine-foto etc.), dar și direct, achiziționate ca atare sau în diverse seturi de montaje gen fotocomandă, tir optic etc.

Constructorul amator nu este luat pe nepregătite de această invazie a optoelectronicii; dimpotrivă, el o așteaptă de mult, căci experiențele sale, mai mult sau mai puțin modeste, cu piesele disponibile de acest gen, i-au stîrnit interesul, dezvăluindu-i posibilități nebănuite de utilizare în cele mai diverse domenii.

Un prim pas spre utilizarea propriu-zisă a acestor dispozitive îl reprezintă **identificarea** lor, iar al doilea, firește, **testarea funcțională**. Tocmai despre aceste etape premergătoare ne-am propus să tratăm în articolul de față, cu toate că problema poate să pară banală, iar specialiștii vor zîmbi, probabil.

Problema propusă este totuși serioasă, din mai multe motive: în primul rînd, diversitatea mare a tipurilor de astfel de componente, în bună parte de proveniență străină; în al doilea rînd, utilizarea de către producători a unui număr relativ restrîns de capsule, mai mult sau mai puțin „consecrate”, în care putem înfîlși practic orice tip de dispozitiv. Cine știe cum arată un LED — și mă îndoiesc că ar mai exista amatori care să nu știe — va fi surprins să descopere într-o capsulă iden-

tică o fotodiodă sau un fototranzistor. Viceversa, o capsulă obișnuită de tranzistor BC, bineînțeles echipată cu „fereastră” transparentă, poate găzdui foarte bine un LED, chiar dacă producătorul nu a găsit necesar să-i taie cel de-al treilea terminal, ci l-a conectat intern la anod sau la catod. Pentru a ne induce și mai bine în eroare, LED-ul cu pricina se poate comporta foarte bine ca o fotodiodă, refuzînd în schimb să emită lumină vizibilă, după care l-am recunoaște ușor.

În al treilea rînd, ajutorul cel mai prețios în vederea identificării, anume codul inscripționat pe capsulă, se poate dovedi total inutil, din simplul motiv că nu posedăm catalogul firmei producătoare. În fine, se mai întîmplă uneori ca marcajul să fie parțial deteriorat sau șters complet. Și atunci?

Atunci nu ne mai rămîne decît să pornim la drumul propus. Imaginați-vă, de pildă, că vi s-a oferit cadou un dispozitiv optoelectronic (D.O.E.) necunoscut și, cum este firesc, vă grăbiți să aflați ce este și dacă este bun (între noi fie vorba, dacă piesa e compromisă, s-ar putea să nu mai aflăm niciodată ce a fost, dar nici nu ne mai interesează în acest caz).

Descurajați de cele arătate mai sus, nu veți pune prea mare bază pe tipul capsulei — și bine faceți — mai ales dacă inscripția existentă nu vă spune aproape nimic. Prezența unei „ferestre” transparente din sticlă sau plastic, cu lupă sau nu, ori realizarea integrală a capsulei din material plastic constituie, totuși, indicii care pledează pentru natura optoelectronică a dispozitivului. Într-adevăr, pentru orice D.O.E. o astfel de fereastră este strict necesară, ea avînd rolul de a permite accesul luminii (vizibile sau I.R.)

spre sau dinspre zona activă. Se cunosc însă și alte categorii de componente a căror capsulă este echipată cu fereastră transparentă (de exemplu unele tipuri de memorii cu ștergere prin radiații ultraviolete).

Primul pas îl constituie **numerarea terminalelor**, într-o ordine sau manieră absolut arbitrară, dar folosind anumite criterii, repere etc. care să facă operația ușor și sigur reproductibilă. De regulă, capsula prezintă anumite elemente de nesimetriie („cheiță”, țesitură în dreptul unui terminal etc.) special prevăzute în acest scop. Dacă, totuși, nu există sau nu le putem descoperi ușor, putem proceda la îndoirea discretă a unui terminal (eventual marcarea cu un punct de vopsea, coșitorire, chiar scurtare etc.). Important este să notăm convenția făcută, pentru a nu o uita.

Să începem cu cazul cel mai simplu, cînd piesa noastră are numai **două terminale**. Sincer să fiu, nu știu pînă la ce număr de terminale s-a ajuns în momentul de față în cadrul D.O.E., dar oricum noi ne vom opri aici la maximum patru, lăsînd pasionaților sarcina explorării în continuare.

Prima tentație este să conectăm cumva dispozitivul la instrumentul de măsură și să vedem dacă este sau nu sensibil la variațiile iluminării ambiante. Într-adevăr, orice tip de D.O.E., dacă este bun, trebuie să manifeste o astfel de sensibilitate. Problema este cum vom proceda practic, pe ce domenii ale AVO-metrului vom lucra și mai ales cum vom proceda la identificarea propriu-zisă a tipului, în funcție de informațiile obținute.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

● ABC ● ABC ● ABC ● ABC ● ABC ●

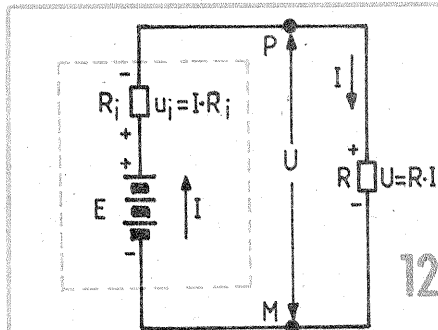
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Rezistența internă a sursei

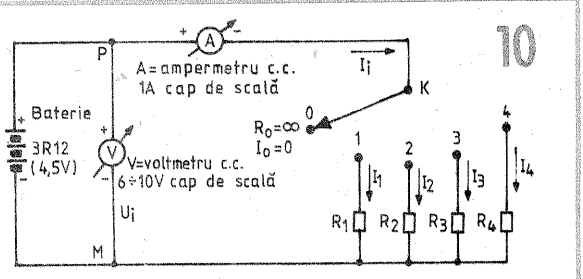
Să ne întorcem la circuitul electric cel mai simplu (figura 2), alcătuit dintr-o sursă de tensiune continuă, U și o rezistență de sarcină, R . În analiza anterioară noi am presupus că sursa are o rezistență internă foarte mică, neglijabilă în raport cu R . În practică, însă, lucrurile nu stau întotdeauna așa — și vom considera imediat un exemplu contrar —, motiv pentru care va trebui să ținem cont adeseori și de acest parametru intern, mai greu accesibil nouă la prima vedere, denumit **rezistența internă a sursei**.

Exemplul se referă la o sursă banală, cunoscută tuturor, anume o baterie de lanternă de tip 3R12, de $4,5\text{ V}$. Dacă măsurăm cu un voltmetru cc tensiunea la bornele bateriei „în gol”, adică fără a avea conectat vreun consumator extern, obținem, într-adevăr, o valoare în jur de $4,5\text{ V}$, pe care o vom nota cu U_0 sau E .

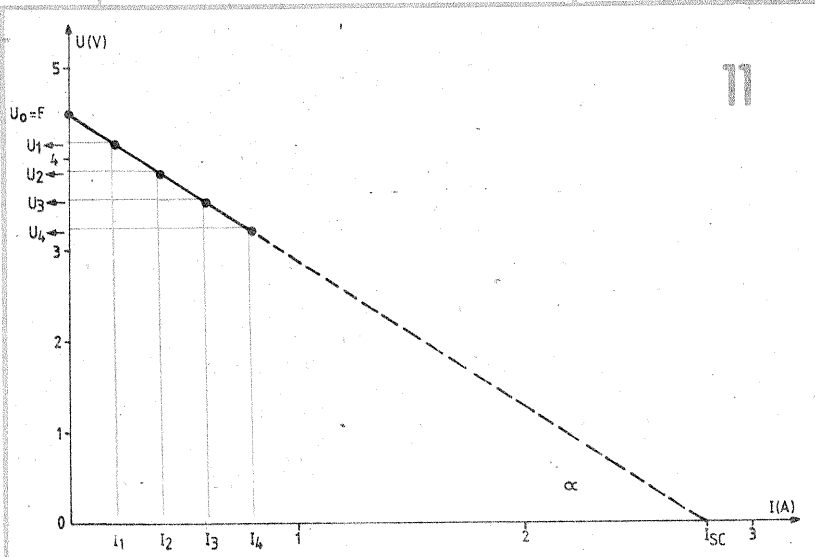
Să presupunem că am sortat mai mulți consumatori, $R_1 \div R_4$ (de pildă becuri sau combinații de becuri de lanternă de diverse tipuri), care să solicite din bateria noastră curenți din ce în ce mai mari, $I_1 \div I_4$, orientativ în plaja $0 \div 1\text{ A}$. Un aranjament experimental comod este sugerat în figura 10, unde tensiunea la bornele P—M ale bateriei este urmărită cu ajutorul voltmetrului V , intensitatea curentului debitat este indicată de ampermetrul A , iar consumatorul dorit, R_i ($i = 0, 1, \dots, 4$) se selectează din comutatorul K . Efectuînd măsurătorile pentru toate cele cinci poziții



12



10



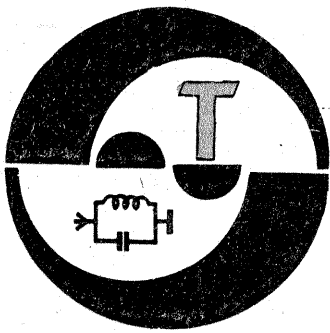
11

ale lui K , vom nota sub formă de tabel perechile U_i, I_i obținute. Bineînțeles, comutatorul nu se va ține mult timp pe pozițiile corespunzătoare unor curenți mari, de peste $0,3\text{—}0,4\text{ A}$.

O primă concluzie importantă se desprinde chiar pe parcursul măsurătorilor, și anume vom constata că **tensiunea U la bornele bateriei scade o dată cu creșterea intensității I a curentului consumat**.

Pentru aprofundare vom apela la reprezentarea grafică a perechilor de valori experimentale I_i, U_i ($i = 0, 1, \dots, 4$), evident, în planul I, U , așa cum se arată în figura 11. În pofida inevitabilelor erori de măsurare, graficul va avea un pronunțat caracter liniar, reprezentînd cu bună aproximație un segment de dreaptă cu panta negativă. Altfel spus, **scăderea tensiunii la bornele bateriei este direct proporțională cu creșterea intensității curentului debitat**.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



EQ-YO

SIGNAL 1

I. MIHAI

Mulți cititori ai revistei noastre posessori sau mari cunoscători ai stației de telecomandă „Signal 1” au solicitat schemele electrice aflate ale receptorului cit și ale emițătorului, cit și unele modificări ce se pot executa pentru a îndeplini și alte funcțiuni, de aceea nu vom face referiri ample la funcționarea sa inițială.

După cum se observă din schema emițătorului, acesta lucrează pe aproximativ 27,120 MHz, modulată cu 1 000 Hz, puterea la emisie ne-depășind 10 mW la o alimentare cu 9 V. Deci la fiecare apăsare a butonu-

lui se emite această undă modulată. Receptorul de tip superreactie asigură o sensibilitate de 50 μ V pentru frecvența de 27,120 MHz, când este alimentat cu 9 V.

În emițător semnalul de 1 000 Hz este produs de multivibratorul format cu tranzistoarele VT3 și VT4. Acest semnal modulează etajul oscilator, prin rezistoarele R3, R5 de la colectorul tranzistorului VT3. Etajul final echipat cu tranzistorul VT1 își trimite puterea în antenă prin filtrul Collins, format din C1—L1—C2.

Tranzistoarele din emițător, respectiv KT315, pot fi înlocuite cu

BC170—BC171, iar tranzistorul KT361 cu BC309 sau BC177 (deci un pnp cu siliciu).

Pentru ca acest mic emițător să lucreze modulată cu semnal vocal, în scopul unor mici comunicații (în special când se urmărește reglarea sau poziționarea unor antene), se procedează în felul următor: se deconectează condensatorul C8 de la colectorul tranzistorului VT3. La terminalul deconectat se cuplează un microfon sau, în lipsa acestuia, chiar o cască telefonică. Dacă semnalul audio este mic, se mărește valoarea rezistorului din colectorul VT3 de la 2,2 k Ω la 6,8 k Ω .

În receptor semnalul audio obținut de la etajul de superreactie, la bornele rezistorului R2, se aplică bazei tranzistorului VT2 prin filtrul

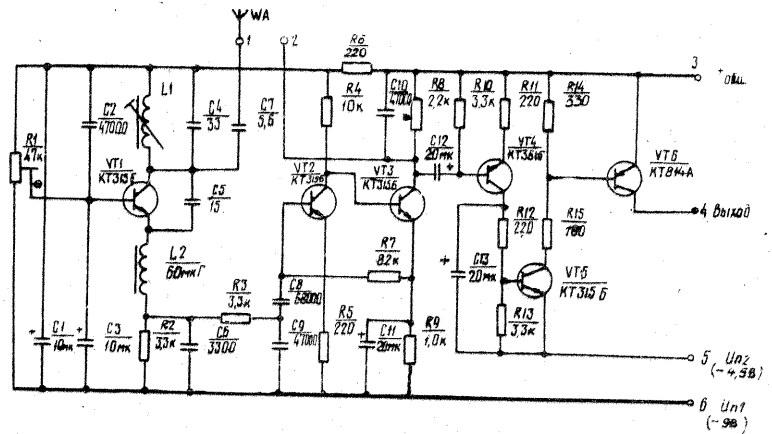
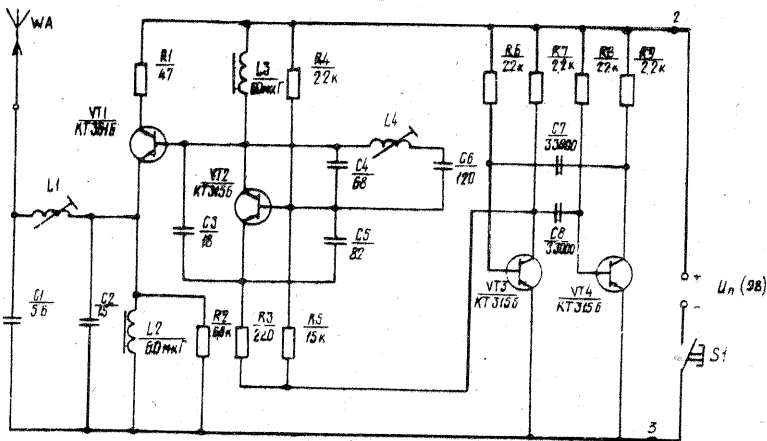
trece-jos C6—R3—C9.

Semnalul audio se poate asculta prin intermediul unor căști direct între terminalele 2 și 6, bineînțeles printr-un condensator cu valoarea de peste 0,1 μ F.

Semnalul de aici poate fi aplicat și unui amplificator și ascultat într-un difuzor.

Și aici tranzistoarele KT315 pot fi înlocuite cu BC170—BC171—BF241.

Cei care doresc să realizeze o stație de telecomandă după aceste scheme pot utiliza în receptor în locul tranzistorului KT361 un BC177, iar în locul lui KT814 se va monta un tranzistor care să asigure și să reziste la curentul de acționare a sarcinii, de exemplu a unui releu. Între punctele 5 și 6 se va monta un rezistor de 1—1,5 k Ω /0,5 W.



O ramură importantă a electronicii moderne este teoria și practica filtrelor active, căreia, în ultimii ani, i s-a acordat o atenție deosebită.

O dată cu dezvoltarea amplificatoarelor operaționale au apărut o serie de tipuri de filtre care au condus la apariția așa-numitelor montaje „leap frog”, care stau la baza filtrului activ cu capacități comutate.

În cadrul proiectării unui filtru activ cu amplificatoare operaționale este necesar să respectăm în primul rând trei condiții:

- universalitatea montajului;
- stabilirea, separată a frecvenței de rezonanță și a factorului de calitate;

- posibilitatea programării filtrului (de exemplu, cu frecvența de ceas, cum se întâmplă în cazul filtrelor cu capacități comutate).

Filtrul descris în prezentul articol îndeplinește primele două condiții și, în comparație cu alte filtre, are două avantaje: conține un număr mai mic de componente pasive exterioare, care prin toleranțele lor influențează caracteristica filtrului, iar având în vedere conexiunile de ieșire, este posibilă realizarea oricărui tip de filtru.

Funcțiile de transfer

Blocul de bază al filtrului este format din două amplificatoare operaționale, două condensatoare și două rezistoare cu toleranțe cit mai mici, după cum se vede în figura 1.

Cu rezistoarele exterioare R1 și R2 se poate realiza un filtru „trece-jos”, după cum se vede în figura 2. Pentru acest filtru vom deduce funcția de transfer. Un calcul identic este valabil pentru toate tipurile

FILTRU ACTIV UNIVERSAL

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

de filtre care pot fi realizate schimbând conexiunile exterioare ale circuitului de bază.

În cazul sintezei filtrelor electronice se obișnuiește să se calculeze funcția de transfer a filtrului pe baza transformatei integrale a lui Laplace.

În acest caz vom aminti importanța operatorului „p” introdus de O. Heaviside pentru simplificarea calculului egalităților diferențiale obișnuite. În această concepție, operatorul „p” înlocuia operatorul derivatei după timp, d/dt. Această înlocuire nemotivată din punct de vedere matematic a fost motivată mai târziu de transformata integrală a lui Laplace, după care este valabilă relația:

$$p = j\omega$$

În acest scop, simbolul „p” este folosit în următoarea deducție a funcției de transfer. Cu ajutorul metodei nodurilor vom scrie tensiunile pentru circuitul din figura 2, obținând sistemul:

$$\frac{U_{intr} - U_1}{R_1} + \frac{U_2 - U_1}{R_2} + pC(U_2 - U_1) = 0 \quad (1)$$

$$\frac{U_2 - U_1}{R_1} + pC(U_{ies} - U_1) = 0 \quad (2)$$

Înlocuind pe U_2 din egalitatea (2) în egalitatea (1) obținem, după o aranjare, funcția de transfer $F(p)$:

$$F(p) = \frac{U_{ies}}{U_{intr}} = \frac{2}{1 + pCR_1^2/R_2 + p^2C^2R_1^2} \quad (3)$$

Din relația (3) se obțin frecvența de rezonanță ω_0 și factorul de calitate Q:

$$\omega_0 = \frac{1}{CR_1} \quad (4)$$

$$Q = \frac{R_2}{R_1} \quad (5)$$

Din egalitățile (4) și (5) reiese că factorul de calitate poate fi stabilit prin alegerea lui R_2 , fără a influența frecvența de rezonanță, ω_0 .

În continuare, dacă notăm:

$$p_0 = j\omega/\omega_0$$

se va simplifica egalitatea (3) la forma:

$$F(p_0) = \frac{2}{K} \text{ unde } K = 1 + p_0/Q + p_0^2 \quad (6)$$

Montajul din figura 2 este deci un filtru activ trece-jos de gradul doi, cu factorul de calitate dat de egalitatea (5) și frecvența de rezonanță dată de relația (4).

În același mod se deduc și funcțiile de transfer pentru alte filtre:

trece-sus (fig. 3)

$$F(p_0) = \frac{2p_0^2}{K} \quad (7)$$

trece-bandă (fig. 3)

$$F(p_0) = \frac{2p_0/Q}{K} \quad (8)$$

oprește-bandă (fig. 4)

$$F(p_0) = \frac{p_0^2 + 1}{K} \quad (9)$$

egalizor (fig. 4)

$$F(p_0) = \frac{p_0(p_0 - 1)/Q + 1}{K} \quad (10)$$

Circuitul de bază din figura 3 este trece-bandă de gradul doi. Schimbând între ele rezistorul de intrare R_2 și condensatorul C, circuitul devine trece-sus de același grad. Circuitul de bază din figura 4 este oprește-bandă de gradul doi. Schimbând grupul paralel R_2 —C cu condensatorul C, circuitul devine egalizor de același grad (egalizor este traducerea pentru „all pass filter” și se folosește la filtrele trece-bandă la care amplitudinea semnalului de ieșire este constantă în toată banda de trecere).

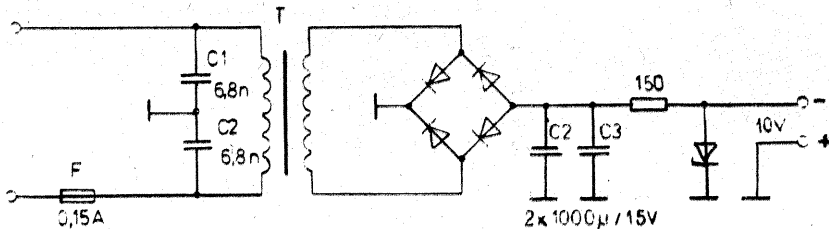
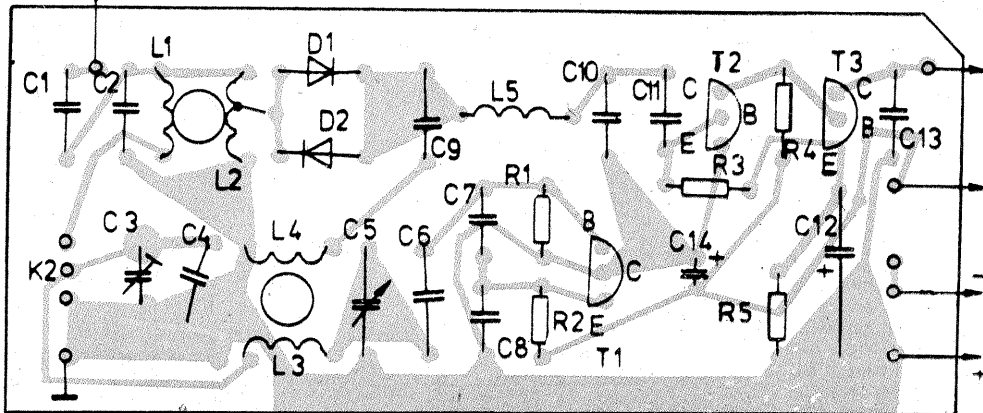
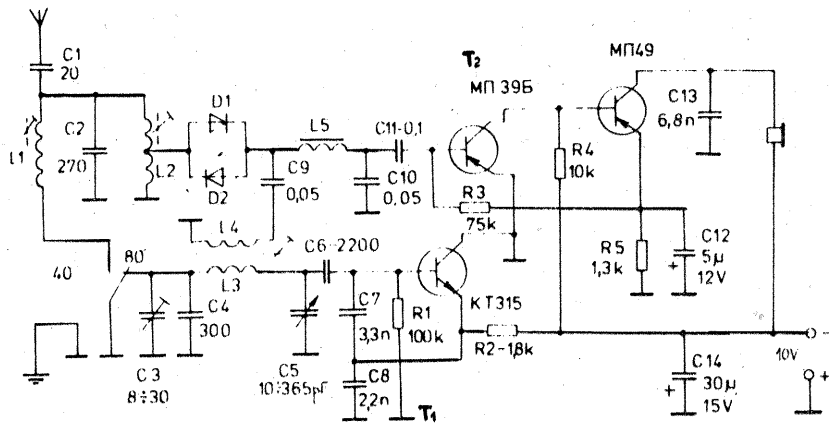
Circuitul de bază din figura 1 se realizează cu două capsule BA741 sau cu o capsula de tipul MA1458 sau μ A747. Rezistoarele vor fi de tip peliculă metalică, iar condensatoarele de tip multistrat.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Mateescu, A. Șerbănescu — „Circuite cu capacități comutate”, Ed. Militară, 1987;
2. Colecția „Amatârské radio”;
3. Colecția „Tehnum”.

RECEPTOR

Y03CO



Acest simplu radioreceptor este recomandat a fi construit și utilizat de cei care fac primul pas în radioamatorism. După cum se observă, este realizat cu foarte puține piese și acestea pot fi chiar recuperate de la aparatura mai veche scoasă din uz.

Acest aparat funcționează pe două game rezervate radioamatorilor, și anume 80 m (3,5 MHz) și 40 m (7 MHz).

Semnalul de la antenă trece prin condensatorul C1 și se aplică apoi circuitelor selective de bandă. Astfel, pentru 80 m se folosesc bobina L2 și condensatorul C2, ce formează un circuit oscilant pe frecvența de 3 650 kHz. Semnalul de la antenă este aplicat diodelor D1 și D2, la care sosește și semnalul de la oscilator local prin L4 și C9 și prin heterodinare prin L5 și C11 se aplică pe baza tranzistorului T2 componenta audio rezultată. Semnalul este amplificat de tranzistoarele T2 și T3 și ascultat în căști cu impedanță mare (2 kΩ).

Oscilatorul local conține bobina L3, condensatoarele aferente și un tranzistor de tipul BC170.

Bobinele se realizează pe carcasa cu diametrul de 4-6 mm, cu miez de ferită.

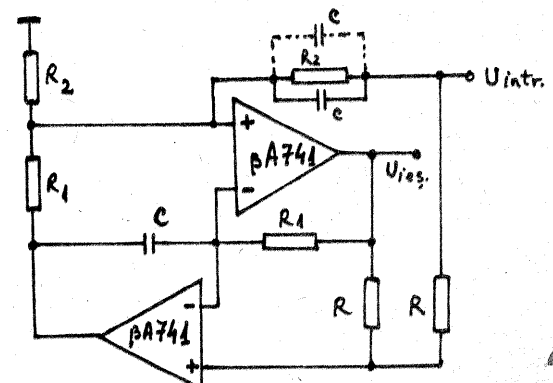
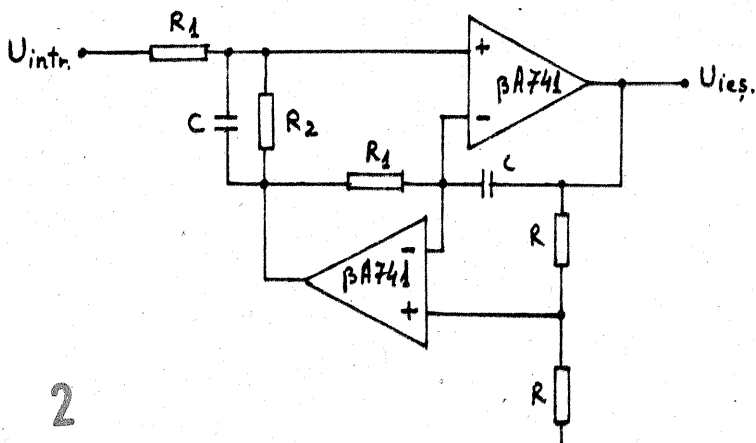
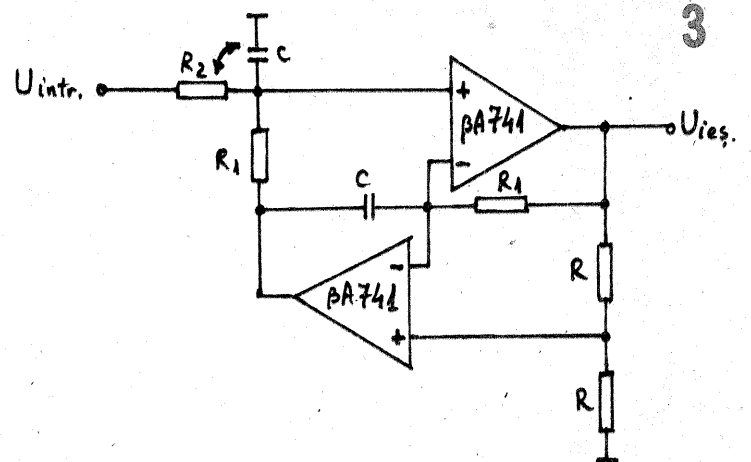
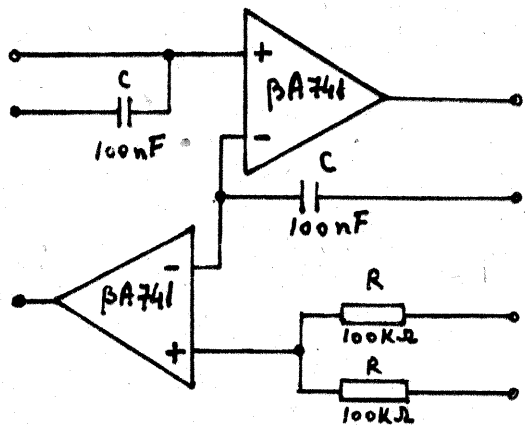
Astfel L1 = 14 spire, L2 = 24 de spire, iar L3 = 20 de spire, toate din CuEm 0,2 mm. Înfășurarea L4 are 6 spire bobinate lângă L3.

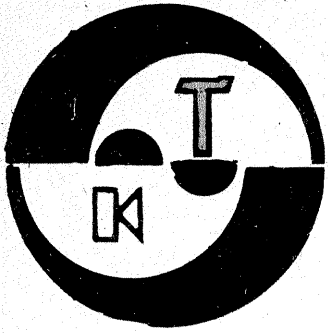
Șocul L5 se construiește într-o oală de ferită în care se bobinează 200-300 de spire CuEm 0,08 sau 0,1 mm.

Alimentarea se obține de la un transformator de sonerie la care se montează o punte redresoare 1PM05 sau 4 diode 1N4001. Filtrarea tensiunii se face cu 2 200 µF și apoi tensiunea se stabilizează cu o diodă Zener PL9V1Z sau PL10Z.

Diodele de mixaj sînt 1N914, tranzistorul T2 este EFT353 sau oricare alt tranzistor amplificator de tensiune tip pnp cu germaniu, iar tranzistorul T3 este de tipul EFT323 sau AC180.

BIBLIOGRAFIE
Radio, 12/1976
RTE, 12/1989





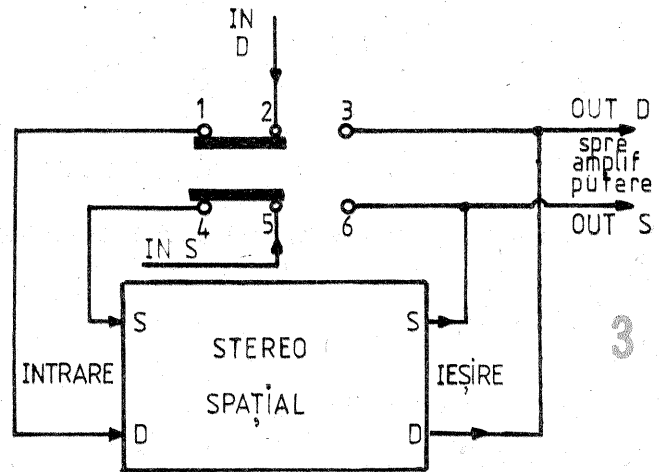
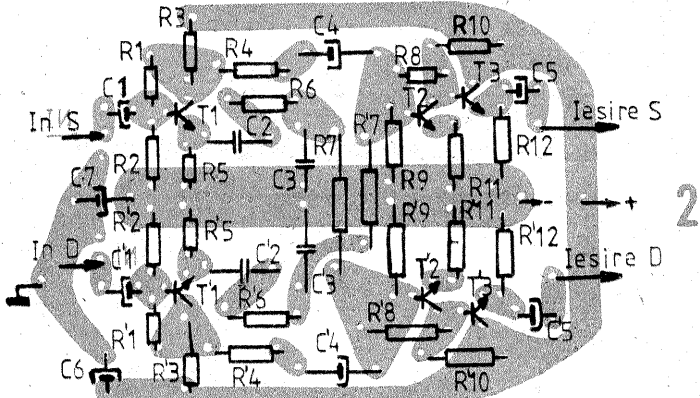
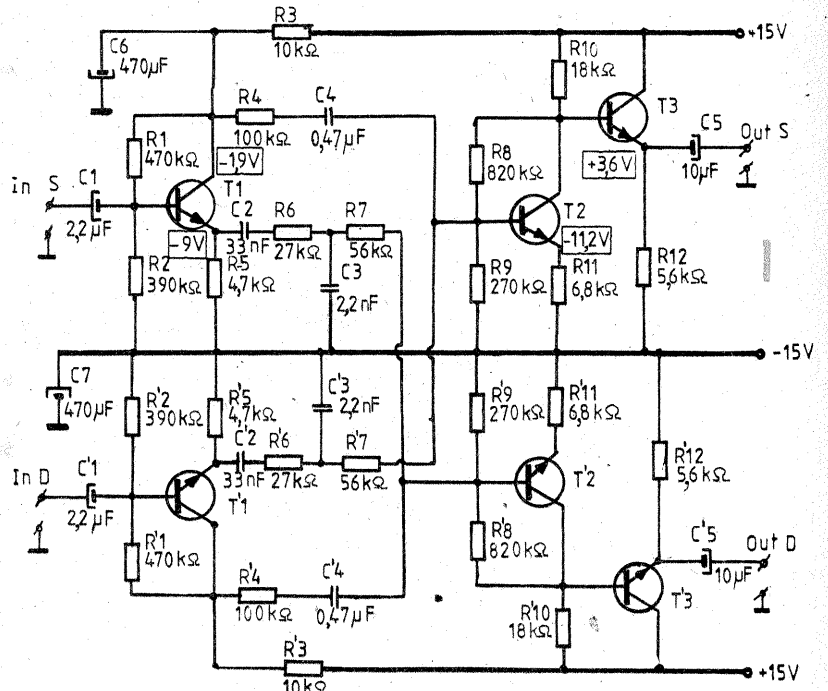
STEREO SPAȚIAL

Expandarea efectului stereofonic prin mijloace electronice se folosește de mai bine de 15 ani, în special la radiocasetofoane, la care datorită unei prea mici distanțe între difuzoare efectul de spațialitate este mai puțin pregnant. Montajul din figura 1 realizează tocmai acest deziderat. Avantajul acestuia față de alte variante constructive îl constituie simplitatea schemei corelată cu obținerea unui efect plăcut și interesant. În cazul unui semnal monofonic injectat prin cele două intrări, audiția este identică, montajul neintroducând practic nici o modificare a timbrului sonor. În schimb, când cele două căi nu sînt identice, se produce o separare suplimentară între canale.

Schema folosește șase tranzistoare de joasă frecvență și zgomot mic de tip BC413, BC414 sau BC173, BC109, BC149, BC239, toate npn. Ansamblul nu realizează amplificarea în tensiune, practic factorul de transfer fiind egal cu unitatea. Pe

jectat în baza tranzistorului T2 (respectiv T2); pe celălalt traseu, din colector (în antifază cu semnalul din bază) semnalul este introdus în următorul etaj constituit din T2. Tot în baza acestui tranzistor ajunge și semnalul din celălalt canal care, fiind defazat cu 180° și atenuat în același timp, face ca anumite componente comune celor două căi să se scadă, obținându-se această diferențiere mai accentuată între canale. Etajul de ieșire echipat cu T3 (respectiv T3) este tot un repetor pe emitor. Alimentarea se face obligatoriu stabilizat de la o sursă de tensiune diferențială de ±15 V. Cablajul și dispunerea pieselor pe plăcuță sînt prezentate în figura 2.

Acest expandor stereofonic poate fi inserat între preamplificator și amplificatorul de putere, cum este reprezentat în figura 3. Cu ajutorul unui comutator 2 x 2 poziții, semnalul provenind de la preamplificator poate fi injectat în expandor și apoi



fiecare canal semnalul care pătrunde în baza tranzistorului T1 (respectiv T1), prin intermediul condensatorului electrolitic C1 (respectiv C1), urmează apoi două trasee: din emitor, unde semnalul este în fază cu cel din bază; acesta este filtrat și atenuat pentru a fi in-

jectat în baza tranzistorului T2 (respectiv T2); pe celălalt traseu, din colector (în antifază cu semnalul din bază) semnalul este introdus în următorul etaj constituit din T2. Tot în baza acestui tranzistor ajunge și semnalul din celălalt canal care, fiind defazat cu 180° și atenuat în același timp, face ca anumite componente comune celor două căi să se scadă, obținându-se această diferențiere mai accentuată între canale. Etajul de ieșire echipat cu T3 (respectiv T3) este tot un repetor pe emitor. Alimentarea se face obligatoriu stabilizat de la o sursă de tensiune diferențială de ±15 V. Cablajul și dispunerea pieselor pe plăcuță sînt prezentate în figura 2.

obține relieful sonor care îi place mai mult. În cazul în care în locul lui C4 și C'4 se folosesc condensatoare de capacitate mai mare și se vor folosi condensatoare electrolitice (de exemplu de 1 µF sau chiar 2,2 µF), plusul se va monta în serie cu rezistența R4 (R'4) și minusul în

baza lui T2, respectiv T2. Înainte de intercalarea montajului în lanțul audio se vor verifica tensiunile de alimentare, cât și punctele statice de funcționare, în figura 1 dîndu-se orientativ patru valori.

Radio DELTA în emisie

Avem plăcerea a vă anunța că începînd de la 1 Decembrie 1990, Ziua Națională a României, postul de radiodifuziune independent Radio Delta inaugurează emisiunile zilnice de 24 de ore nonstop. Postul Radio Delta este un post de radiodifuziune stereofonică cu modulație de frecvență, fiind rezultatul colaborării dintre Facultatea de Electronică și Telecomunicații din Institutul Politehnic București și Radio France Internationale. Acest post a fost proiectat și realizat de către cadre didactice și un grup de studenți entuziaști din Facultatea de Electronică și

Telecomunicații, aparatajul de emisie și de studio fiind pus la dispoziție de Radio France Internationale. Emisiunile noastre stereofonice în limba română vor fi transmise zilnic de luni pînă vineri, între orele 8.00—12.00 și 16.00—19.00, iar sîmbăta și duminica între orele 16.00—19.00. În restul intervalului de timp vor fi retransmise emisiunile în limba franceză produse de Radio France Internationale și transmise prin satelit. Colegiul de redacție și corpul de tehnicieni al postului este format din studenți avînd vîrsta sub 25 de ani, ceea ce ne permite să afirmăm

că postul nostru este un post „finăr”. Emisiunile noastre vor cuprinde informații din țară și de peste hotare, dar, în același timp, vor fi prezentate știri culturale și sportive, emisiuni de divertisment, culturale, științifice și multă muzică pentru toate gusturile.

Puterea emițătorului nostru este de 500 W, fiind amplasat în clădirile Complexului studentesc „Leu”. Se folosește o antenă cu 2 dipoli verticali, ceea ce permite o bună servire la distanțe de peste 60 km de București.

Adresa noastră este: Radio Delta — Complexul studentesc „Leu”, Bd. Armata Poporului 1—3; 77202 București 16.

În speranța că emisiunile noastre vor fi pe placul tuturor, vă așteptăm zilnic pe 93,5 MHz.

Preamplificatorul corector de ton, a cărui schemă electrică este prezentată în figură, este realizat cu un circuit integrat de fabricație sovietică, de tip K174YH10A.

Schema electrică este cea recomandată de producător și permite obținerea următoarelor performanțe:

tensiune nominală de intrare : 1 V;
 tensiune de alimentare : 15 V;
 curent maxim absorbit : 40 mA;
 corectarea caracteristicii de frecvență la 40 Hz și 16 kHz : ± 16 dB;
 distorsiuni armonice : $\leq 0,2\%$ (tipic 0,1%);
 raport semnal/zgomot : ≥ 66 dB.

Circuitul integrat conține două preamplificatoare identice, a căror caracteristică de frecvență este controlată în tensiune prin intermediul potențioanelor P1 și P2 în domeniul frecvențelor înalte și P2 în domeniul frecvențelor joase.

Principalele avantaje ale schemei constau în eliminarea zgomotelor care apar datorită contactului imperfect al cursorului potențioanelor uzuale și în folosirea a două potențioetre simple, ușor de procurat, pentru controlul tonului în ambele canale.

Ridicarea sau atenuarea frecvențelor joase și înalte este în funcție de tensiunea existentă la terminalele 4 și 12 ale circuitului integrat:

— pentru o tensiune de 5 V (P2 și P1 în poziție mediană), caracteristica de frecvență este liniară;

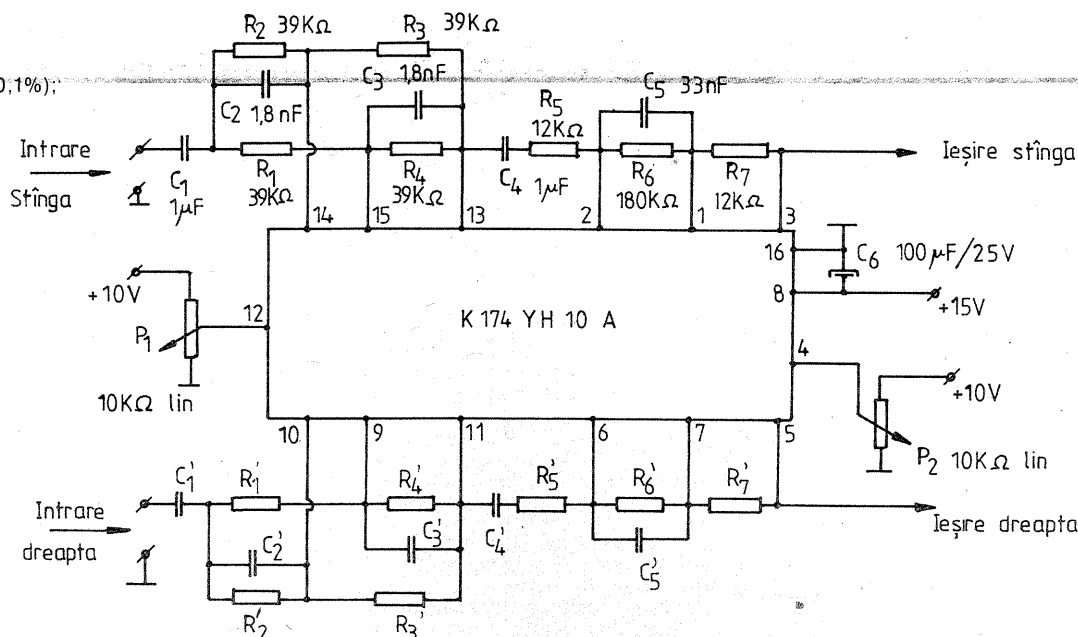
— pentru o tensiune de 10 V (P2 și P1 în poziția de maxim), caracteristica de frecvență prezintă o ridicare maximă în domeniul frecvențelor joase și înalte;

— pentru o tensiune de 0—1 V (P2 și P1 în poziția de minim), caracteristica de frecvență prezintă o atenuare maximă în zona frecvențelor joase și înalte.

Pentru o funcționare corespun-

PREAMPLIFICATOR-CORECTOR

Ing. BARBU POPESCU



zătoare a circuitului se recomandă folosirea unei surse de alimentare stabilizate, a cărei tensiune să nu depășească 15 V.

De asemenea, tensiunea de alimentare a potențioanelor P1 și P2 nu trebuie să depășească +10 V.

Se recomandă folosirea circuitului K174YH10A, întrucât circuitul integrat K174YH10B, care face parte din aceeași familie, prezintă performanțe mai scăzute.

Circuitul integrat K174YH10A poate fi procurat din magazinele de

specialitate.

Schema este recomandată constructorilor amatori datorită performanțelor sale, simplității constructive și costului redus.

Preamplificatorul din figura prezintă următoarele performanțe:

tensiunea de alimentare $U_a = 18$ V;
 intrări TAPE — $Z_i = 100$ k Ω ,
 $U_i = 0,4$ mV;
 PU MAG — $Z_i = 47$ k Ω ,
 $U_i = 5$ mV;
 PU CER — $Z_i = 1,8$ M Ω ,
 $U_i = 50$ mV;
 TUNER — $Z_i = 22$ k Ω ,
 $U_i = 100$ mV;

impedanța de ieșire $Z_o = 10$ k Ω ;
 tensiunea de ieșire $U_o = 600$ mV;
 caracteristici de transfer:

TAPE—NAB;
 PU MAG și PU CER—RIAA;
 TUNER—LINIAR;

banda de trecere
 $f = 20$ Hz — 20 kHz
 ($A = -3$ dB);

raport semnal/zgomot
 $S/N \geq 65$ dB;

distorsiuni armonice totale
 $THD \leq 0,2\%$

distorsiuni de intermodulație
 $TID \leq 0,1\%$.

Pentru optimizarea funcționării montajului în ceea ce privește simplitatea schemei electrice, raportul semnal/zgomot, THD, TID, s-a ales folosirea a două etaje de amplificare conectate în cascadă. Selectorul de intrare K1, format dintr-un comutator cu doi galeți, cu 4 poziții, asigură selectarea sursei de semnal în conformitate cu modul de lucru ales.

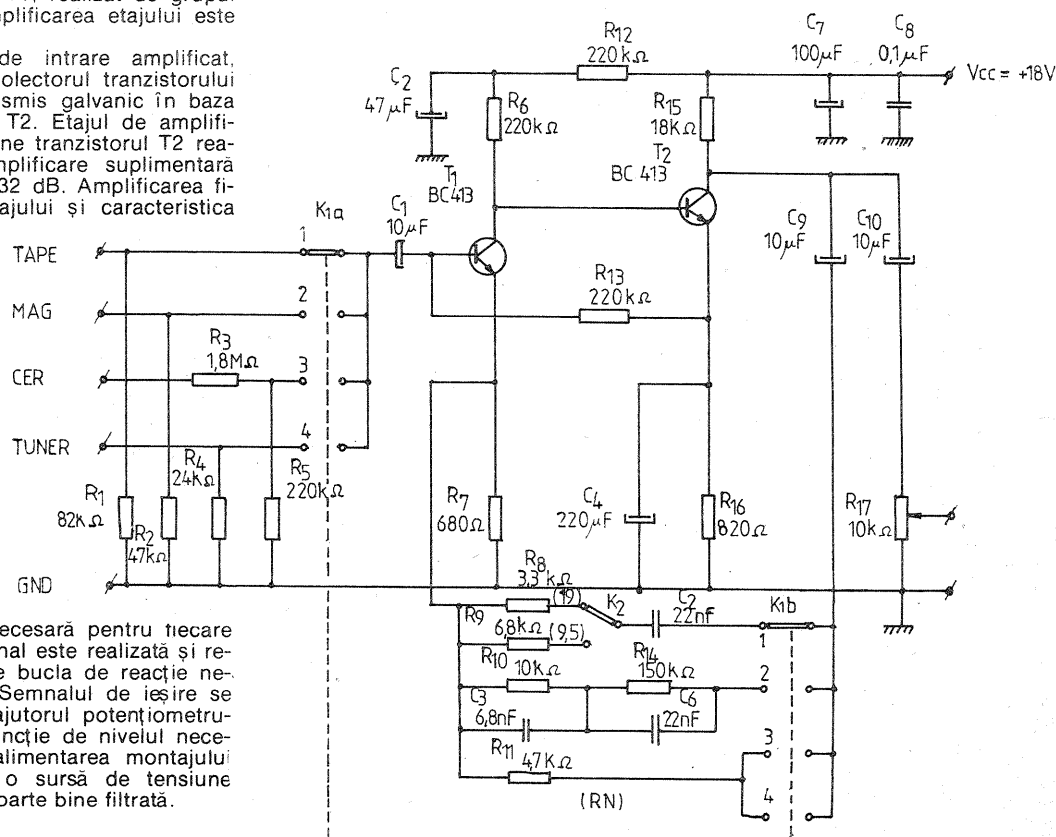
Tranzistoarele folosite sînt de tipul celor cu zgomot propriu minim. Semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului C1, primului etaj de amplificare care conține tranzistorul T1. Polarizarea lui este astfel aleasă încît să permită funcționarea montajului cu zgomot minim. În același scop s-a prevăzut un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare necesare

PREAMPLIFICATOR UNIVERSAL

Ing. EMIL MARIAN

tranzistorului T1, realizat de grupul R12—C2. Amplificarea etajului este $A = 50$ dB.

Semnalul de intrare amplificat, preluat din colectorul tranzistorului T1, este transmis galvanic în baza tranzistorului T2. Etajul de amplificare ce conține tranzistorul T2 realizează o amplificare suplimentară de cca. $A = 32$ dB. Amplificarea finală a montajului și caracteristica



de transfer necesară pentru fiecare sursă de semnal este realizată și reglementată de bucla de reacție negativă (RN). Semnalul de ieșire se reglează cu ajutorul potențioanelor R10 și R11, în funcție de nivelul necesar. Pentru alimentarea montajului se folosește o sursă de tensiune stabilizată și foarte bine filtrată.

LINII DE ÎNTÎRZIERE PENTRU EFECTE SONORE

Generalități. Linii de întârziere sînt dispozitive folosite pentru întîrzierea semnalelor electrice. Linii de întîrziere care pot procesa semnale de audiofrecvență și pot realiza întîrzieri de la cîteva zecimi de milisecundă la cîteva sute de milisecunde se folosesc pentru obținerea efectelor sonore.

Dispozitivele clasice de întîrziere funcționează pe principii electromecanice (placi și arcuri de oțel cu traductoarele asociate) sau electromecanice (magnetofoane cu banda în buclă, cu un cap de înregistrare și 2...4 capete de redare). Toate acestea au o arie limitată de aplicații datorită versatilității și supleții reduse. În plus, sînt greoaie, au dimensiuni relativ mari, sînt incommode, iar unele dintre ele sînt sensibile din punct de vedere mecanic.

Tehnologiile moderne din domeniul semiconductoarelor au generat linii de întîrziere pur electronice, caracterizate prin versatilitate și suplețe deosebite și care permit realizarea unor aparate compacte, ușoare, fiabile, cu consum redus. Parametrii ca banda de frecvență (20...20 000 Hz), raportul semnal/

**AURELIAN LĂZĂROIU,
CĂTĂLIN LĂZĂROIU**

aplicații practice.

Linii de întîrziere analogică. Aceste linii constau în circuite integrate specializate, cunoscute sub denumirea de BBD (Bucket Brigade Devices) sau CTD (Charge Transfer Devices). Prima denumire, **Bucket Brigade** (în engleză) sau Eimerketten (în germană), sugerează că se poate de plastic principiul de funcționare al acestor linii de întîrziere, printr-o analogie. Se consideră un șir de găleți al căror conținut este trecut dintr-una într-alta, de la prima găleată pînă la ultima. Este evident că în acest proces apare o întîrziere de timp direct proporțională cu numărul găleților și invers proporțională cu viteza de încărcare/descărcare a acestora.

Cea de-a doua denumire, CTD sau, în românește, DTS (dispozitiv cu transfer de sarcină) evidențiază

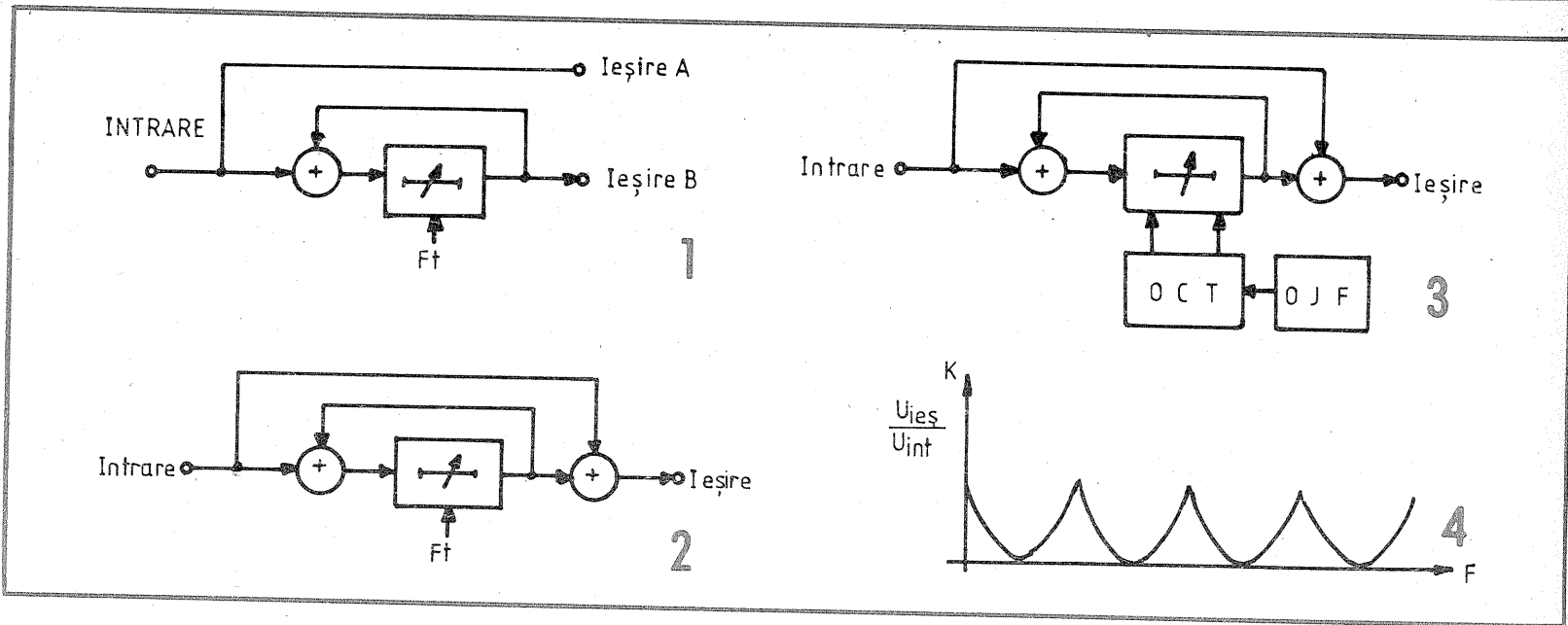
specializate în întîrziere electronică analogică, capacitatea lor și firma producătoare. Capacitatea liniei este dată de numărul condensatoarelor și tranzistoarelor integrate.

Cel mai cunoscut și folosit dintre

monice specifice unui sistem digital sînt net superioare celor obținute printr-un sistem analogic, iar mărirea întîrzierii nu afectează acești parametri. Performanțele sistemului digital depind de lungimea cuvîntului, adică de numărul biților de cuantizare adoptat în conversia A/D și D/A. Sistemele profesionale de întîrziere folosesc convertitoare la care cuantizarea se face prin 12(+3)...16(+3) biți. Construcția unor asemenea convertitoare este greu abordabilă de către constructorii amatori.

În ultimii ani s-a dezvoltat o nouă tehnică de conversie A/D—D/A cunoscută sub denumirea de modulație delta-adaptivă (MDA), care reprezintă un compromis rezonabil între calitate și preț. Deși conversia

FIRMA	C.I.	Capacitate	Performanțe
PHILIPS	TDA 1022	512	
	TDA 1097	1536	
	TDA 2104	512	Zgomot redus
	TDA 2105	4096	Zgomot redus
	TDA 2107	1024	Zgomot redus
	TDA 2108	2048	Zgomot redus
MATSUSHITA	MN 3001	2 x 512	k = 0,4%
	MN 3002	512	k = 0,4%
	MN 3003	2 x 64	Generator de tact încorporat
	MN 3004	512	Raport s/z = 85 dB
RETICON	SAD 1024	1024	
ITT	TCA 350	183	F. semn. max. = 250 kHz
	TCA 380	2 x 190	F. semn. max. = 3 MHz F. tact. max. = 5 MHz
CCSITS	ROM 064	64	F. semn. max. = 1 MHz F. tact. max. = 3 MHz



zgomot (90...100 dB) și distorsiunile armonice (0,1%) situează aceste dispozitive cu mult deasupra celor clasice. Se poate spune că liniile de întîrziere electronică întrunesc toate calitățile și elimină toate dezavantajele mijloacelor clasice de întîrziere. Afirmatia este cu atât mai corectă cu cât ne referim la ambele tehnici de întîrziere electronică: analogică și digitală. Liniile de întîrziere analogică au la baza circuite integrate specializate, care pot procesa direct semnalele de audiofrecvență. Liniile de întîrziere digitală apelează la RAM-uri (statice sau dinamice) sau registre de deplasare. În acest caz este însă necesară conversia semnalelor analogice în semnale digitale și apoi invers.

În cele ce urmează se va face o prezentare mai detaliată a celor două tipuri de linii de întîrziere, menționînd avantajele și dezavantajele lor. În final se prezintă unele

procesul fizic care are loc în aceste circuite formate dintr-un grup de condensatoare, constituite în medii de stocare a sarcinilor electrice. Sarcinile sînt, de fapt, eșantioane ale semnalului analogic, iar transferul acestora de la un condensator la altul se face prin intermediul unor comutatoare electronice cu FET-uri, controlate prin impulsuri în contrafază. Întîrzierea care apare la transferul unei sarcini de la primul condensator pînă la ultimul este direct proporțională cu numărul condensatoarelor și invers proporțională cu frecvența impulsurilor de comutare (frecvența de tact). Circuitele integrate specializate în întîrziere analogică — BBD sau CTD — constau deci dintr-o înșierie de condensatoare și tranzistoare FET, toate integrate monolitic în tehnologie MOS.

În tabelul alăturat se dau codurile cîtorva circuite integrate spe-

cializate în întîrziere electronică analogică, capacitatea lor și firma producătoare, este TDA1022.

Linii de întîrziere digitală. Întîrzierea digitală se realizează prin intermediul circuitelor digitale de tipul memoriilor statice și dinamice (SRAM, DRAM) sau al registrelor de deplasare. Dar pentru ca eșantioanele semnalului analogic să poată fi transferate prin celulele interne ale memoriilor sau registrelor, este absolut necesară conversia acestora în semnale digitale. Sub această formă, semnalul este mult mai ușor de manipulat și mult mai greu de degradat (semnalul digital este virtual imun la zgomote și distorsiuni adiționale). Pentru refacerea semnalului analogic, la ieșirea memoriei sau registrului se impune conversia semnalului digital în semnal analogic.

Banda de frecvență, raportul semnal/zgomot și distorsiunile ar-

se face într-un singur bit, calitatea este suficientă sau bună, în funcție de algoritmul specific de adaptare. Fără să intrăm în amănunte, vom reține un singur aspect, important în proiectarea unui sistem de întîrziere digitală cu conversie MDA. Pentru ameliorarea cuantizării de un bit, semnalul de intrare este supraeșantionat, mai precis, frecvența de eșantionare (și implicit frecvența de tact) se va alege de cca 10 ori mai mare decît frecvența maximă a semnalului de intrare.

Comparînd cele două sisteme, se poate spune că liniile analogice sînt indicate pentru întîrzieri mici (pînă la 50 milisecunde). Aparatele realizate cu aceste circuite integrate specializate sînt compacte, au consum de energie foarte scăzut, nu pun probleme de disipare a căldurii și prezintă o fiabilitate ridicată. Liniile digitale sînt indicate pentru întîrzieri mari și performanțe ridicate.

având avantajul ca durata întârzierii nu afectează performanțele generale. Dezavantajul constă în necesitatea convertoarelor A/D și D/A, care ridică substanțial prețul aparatului. În concluzie, se poate spune că pentru întârzieri mici (până la 50 miliseconde), sistemul analogic prezintă cea mai bună alternativă, la un preț acceptabil; pentru întârzieri mari și performanțe ridicate este preferabil sistemul digital.

Înainte de a trece la prezentarea aplicațiilor practice ale liniilor de întârziere, credem că este util să definim principalele efecte sonore, dintre care unele simulează fenomene acustice naturale, iar altele conferă sonorități inedite sunetelor instrumentale sau vocale. Pentru înțelegerea mai exactă a modului de obținere a acestor efecte, se arată și configurațiile de bază în care sînt incluse liniile de întârziere. De asemenea se fac scurte referiri la întârzierile specifice acestor efecte și la modul de control al frecvenței de tact.

Efectele sonore se grupează în două mari categorii, determinate de valoarea întârzierii. Mai precis, există o grupă de efecte care se obțin pentru întârzieri cuprinse între 0,1...50 miliseconde și alta grupă pentru întârzieri cuprinse între 50...500 miliseconde. Limita de separație a celor două grupuri, respectiv valoarea de 50 miliseconde (± 10 ms), corespunde constantei de timp fiziologice, care face ca atunci cînd la ureche ajung două semnale (unul direct și celălalt varianta lui întârziată), decalate între ele cu mai puțin de 50 miliseconde, ele nu vor fi percepute separat, în schimb vor fi percepute diferite tipuri de modificări, în general spectrale. Cînd diferența de timp între cele două semnale care sosesc la ureche este mai mare de 50 miliseconde, se va percepe fie o prelungire a sunetului direct, fie o repetare a acestuia.

În enumerarea efectelor sonore și a modului lor de obținere, vom începe cu posibilitățile de simulare a celor mai cunoscute fenomene acustice naturale, ecoul și reverberația.

Ecoul. În natură, ecoul apare atunci cînd o reflexie puternică a unui sunet este percepută după un anumit interval de timp de la producerea acestuia. Deci ecoul este o repetare a unui sunet; pentru ca această repetare să se audă separat, intervalul de timp dintre această repetare și sunetul inițial trebuie să fie mai mare de 100 miliseconde.

Ecoul produs artificial poate fi singular dacă percepem o singură repetare, sau multiplu dacă vom auzi câteva repetări distincte (multiecul).

Pentru producerea electronică a ecoului, linia de întârziere poate fi inclusă în două tipuri de configurații. În figura 1, semnalul inițial este transmis prin două circuite. Prin circuitul A, semnalul de la intrare este transmis direct spre un sistem de amplificare, fără nici un fel de procesare. Circuitul B include o linie de întârziere și un consumator la intrarea acesteia. Dacă ieșirile celor două circuite (A și B) vor fi conectate la două sisteme de sonorizare (amplificatoare + difuzoare) separate, se va obține efectul de ecou, pe cale acustică. Dacă bucla de reacție de la ieșirea la intrarea liniei de întârziere este întreruptă, se va obține ecoul singular. Dacă bucla este conectată, apare ecoul multiplu (multiecul), al cărui număr de repetări (descrescătoare în amplitudine) este determinat de gradul de cuplaj al buclei.

Ecoul se poate obține și printr-un singur sistem de sonorizare, conform configurației din figura 2. Aici, semnalul de la intrare este mixat cu cel întârziat în sumatorul de la ieșire, rezultînd o unică ieșire de semnal. Gradul de cuplaj al buclei de reacție dintre ieșirea și intrarea liniei deter-

mină numărul repetărilor.

Indiferent de configurația adoptată, întârzierea trebuie să fie de cel puțin 100 miliseconde și cel mult 500 miliseconde. Valoarea optimă este situată în jurul a 150 miliseconde.

Ecoul creează senzația de spațialitate acustică indefinită.

Reverberația constă în „prelungirea” unui sunet după încetarea acestuia. Prolungirea provine de la o serie de repetări atît de apropiate, încît ele nu sînt percepute separat. Fiecare dintre aceste repetări este caracteristică printr-un nivel mai scăzut decît precedenta. Intervalul de timp în care nivelul acestor repetări scade cu 60 dB se numește timp de reverberație.

Reverberația naturală apare datorită reflexiilor și re-reflexiilor produse de pereții, podeaua și plafonul unei încăperi. Timpul de reverberație constituie principala caracteristică acustică a sălilor proiectate pentru audierea sau înregistrarea programelor sonore. Valoarea acestui timp depinde în primul rînd de forma și volumul sălii, variînd între 0,25...3,5 secunde.

Obținerea artificială a reverberației se face tot prin intermediul configurației din figura 2, în care linia va introduce o întârziere (inițială) de 50...100 miliseconde. Timpul de reverberație este determinat esențial de cuplajul buclei de reacție a liniei de întârziere. În sistemele mai evolute, linia de întârziere are mai multe ieșiri (progresiv descrescătoare) care dau posibilitatea introducerii între sunetul inițial și reverberația propriu-zisă a uneia sau mai multor „reflexii”, situate la 20...35 miliseconde una de alta. În acest fel se realizează o simulare mult mai corectă a reverberației naturale.

Reverberația conferă naturalețe, relief sonor, spațialitate și amploare, simulînd atmosfera acustică a sălilor de concert.

Deoarece ecoul și reverberația se obțin prin intermediul aceleiași configurații (figura 2), menționăm că selectarea efectului dorit se face prin fixarea întârzierii, respectiv a frecvenței de tact aplicată liniei, iar numărul ecourilor repetate sau durata de reverberație se stabilește din dozarea semnalului întârziat reintrodus în linia de întârziere.

Altă categorie de efecte sonore sînt cele care se produc prin întârzieri cuprinse între 0,5...50 miliseconde și sînt folosite în general pentru îmbogățirea sonorității instrumentelor muzicale (clacse sau electronice) și a vocilor, constituindu-se în modalități de expresie în muzica modernă.

Flanger. Această denumire este dată atît efectului sonor, cit și aparatului care îl produce. Configurația tipică de folosire a liniei de întârziere pentru producerea acestui efect este indicată în figura 3, foarte asemănătoare configurației din figura 2. Diferența constă în modul de control al liniei, care se face printr-un generator de tact de tip OCT — oscilator controlat în tensiune — comandat de un generator de foarte joasă frecvență. Acest generator produce o tensiune periodică de formă sinusoidală, cu frecvența cuprinsă între 0,5...1,5 Hz. Caracteristica de transfer a circuitului din figura 3 este indicată în figura 4. Este evident că spectrul semnalului procesat prin intermediul unui asemenea circuit va fi supus unor puternice deformări spectrale datorită introducerii unei serii de maxime și minime, ale căror număr și poziție pe axa frecvenței depind de valoarea timpului de întârziere și care influențează diferit percepția auditivă. Pentru diferite valori fixe ale întârzierii se obțin diferite culori spectrale (timbruri) ale sunetului procesat. Acesta este flangerul static. Prin schimbarea fazei la unul dintre canale (direct sau întârziat) se obțin funcțiile com-

plementare de flanger pozitiv sau flanger negativ.

Datorită formei caracteristicii de transfer din figura 4, asemănătoare unui pieptene, dispozitivul este numit uneori și **comb filter** (filtru pieptene), denumire care sugerează și mai bine tipul de procesare operată.

Dacă se realizează o variație periodică a frecvenței de tact, se obține o deplasare continuă a maximeilor și minimeilor pe axa frecvenței. Acesta este flangerul dinamic, care perceptual dă senzația de rotire spațială a sursei sonore — **rotor sound** —, similar cu efectul sonor pe care îl produce un difuzor care se rotește în plan orizontal cu cca o tură/secundă în timp ce redă un program sonor oarecare.

Pentru obținerea tipurilor de flanger prezentate mai sus, este suficientă o întârziere cuprinsă între 0,5...10 miliseconde. În cazul flangerului dinamic, variația frecvenței de tact trebuie să se facă cu o periodicitate de cca 1 Hz, iar raportul limitelor de variație să fie de 1:10...1:20. Dacă acest raport este mai mic, sub 1:5, efectul obținut este asemănător cu cel produs de circuitele **phaser** de bandă largă, realizate cu schimbătoare de fază. Diferența între flanger și phaser constă în faptul că primul introduce un număr mult mai mare de maxime și minime în spectrul unui semnal cu lățime de bandă limitată.

În obținerea efectelor flanger și phaser au importanță deosebită frecvența și forma semnalului produs de generatorul de control al OCT-ului.

Eficiența flangerului — static sau dinamic — se poate pune bine în evidență prin procesarea unor semnale cu spectru larg și dens.

Chorus. Așa cum arată și denumirea, acest efect constă în posibilitatea de a obține, pornind de la un singur sunet, două sau mai multe sunete, dînd senzația a două voci sau instrumente care cîntă la unison. Pentru obținerea efectului chorus se folosește configurația din figura 3, comandînd OCT-ul în așa fel încît să se obțină întârzieri periodice situate între 10...30 miliseconde.

Un efect de cor real se obține printr-o configurație care include două cai de întârziere, cu OCT-uri și generatoare de foarte joasă frecvență, separate. Prin însumarea semnalelor de la aceste două cai cu semnalul direct, fiecare dintre aceste trei semnale avînd amplitudini, frecvențe, faze și timbruri diferite, se obține un efect de cor real.

Dacă prin intermediul dispozitivului chorus se procesează semnale provenite de la instrumente cu claviatura, se poate imita sunetul specific unui grup de coarde, efect denumit **string**.

Double voicing este un efect care se obține tot prin intermediul configurației din figura 3, în care linia întârziere semnalul în limitele 20...60 miliseconde, cu o periodicitate de o secundă. Așa cum arată și denumirea, se creează efectul de dublare vocală care conferă în plus și senzația de voce amplă, bogată, întîrind aparent intensitatea.

Vibrato este un efect care produce o variație lentă și periodică a înălțimii sunetelor procesate, însoțită de o modificare sincronă a timbrului. Efectul de vibrato se obține prin folosirea liniei de întârziere ca modulator de frecvență. Linia de întârziere realizează o modulație de fază, dar aceasta poate fi interpretată ca modulație de frecvență, atunci cînd controlul frecvenței de tact a liniei se face cu un semnal sinusoidal. Deci pentru obținerea efectului vibrato se modulează OCT-ul cu semnal sinusoidal cu frecvența de 4—8 Hz și cu o profunzime care să asigure deviații de frecvență ale semnalului modulat de ± 1 semiton.

Eficiența maximă a vibrato-ului

se poate verifica auditiv prin aplicarea la intrarea liniei a unui semnal de la un generator sinusoidal, cu frecvența de 1...3 kHz.

Efectul vibrato conferă sunetelor vitalitate și dinamism.

Aria de aplicabilitate a liniilor de întârziere este mult mai largă; vom face în continuare o simplă enumerare:

— efecte complexe Doppler/Leslie. Menționăm că efectele Doppler vizează transformări ale înălțimii sunetelor, iar efectele Leslie se referă la modificări de timbru sau „culoare” a sunetelor;

— compensarea diferențelor de propagare a sunetului, care apar între microfonul unui solist și cel al orchestrei. De obicei se introduce o întârziere de câteva miliseconde între primul microfon și cel de-al doilea;

— îmbunătățirea inteligibilității în sistemele electroacustice de sonorizare a sălilor mari, prin aplicarea unor timpi de întârziere proporționali cu diferența dintre elementele sistemului de distribuție a sunetului și sursa sonoră;

— crearea efectelor pseudo-stereo și pseudo-cvadrostereo, procedee prin care se lărgeste imaginea sonoră a unei surse monofonice, respectiv stereofonice, oferind senzația impresionantă de spațialitate acustică și deschidere;

— realizarea diferitelor sisteme ambifonice;

— crearea multor alte efecte, cunoscute în literatura de specialitate sub una dintre denumirile de mai jos: **resonant flanging, computer voice, tunnel sound, cardboard tube echo, pitch detune/shifting, flutter echo** etc.

În încheiere se poate spune că un sistem de întârziere în domeniul 0,25...500 miliseconde, controlat corespunzător, inclus în configurații specifice, poate oferi o gamă extrem de largă de efecte, de la cele care simulează fenomene acustice naturale pînă la efecte inedite și bizare, greu de descris, dar impresionante pentru percepția auditivă umană.

Aplicații practice ale liniilor de întârziere analogică

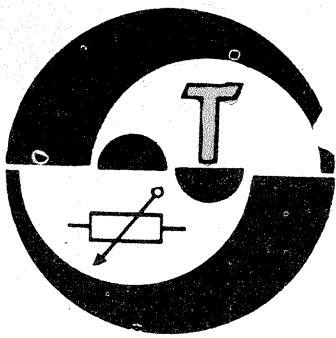
Înainte de a trece la aplicațiile propriu-zise, prezentăm unele considerente de ordin practic, referitoare la proiectarea unor elemente ale liniilor de întârziere. Relația între timpul de întârziere și frecvența

impulsurilor de tact este:
$$\tau = \frac{n}{2f_t}$$

în care τ este timpul de întârziere în miliseconde, n este capacitatea liniei, iar f_t este frecvența de tact, în kHz. Pentru o anumită valoare a întârzierii, impusa de efectul sonor dorit, va rezulta din relația de mai sus o anumită frecvența de tact. Precizăm ca aceasta frecvența de tact este în același timp și frecvența de eșantionare. Conform teoremei eșantionării (Shannon), un semnal poate fi considerat complet definit prin eșantioanele sale, dacă frecvența de eșantionare este (cel puțin) dublă față de frecvența semnalului considerat. Luînd în considerare cele de mai sus, calculul poate urma după modelul de mai jos.

Se stabilește mai întîi lățimea de bandă, care practic corespunde cu frecvența limită superioară ce poate fi procesată. Admitem o lățime de bandă cuprinsă între 6,3...7,5 kHz. (La prima vedere s-ar pareă ca acest domeniu este prea îngust. Amintim însă ca există realizări industriale, pentru uz profesional, care au limita de frecvență la 7,5 kHz. Aceasta „derogare” de la principiile Hi-Fi este posibilă deoarece, în marea majoritate a cazurilor, semnalul procesat prin linii de întârziere este parțial „mască” de semnalul direct.)

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



În fine, varianta de tuometru cu 16 LED-uri are 4 circuite integrate și consumă cca 35 mA!

2. Tuometru electronic cu afișaj digital (varianta 1)

În figura 1 este prezentată schema electrică a tuometrului cu afișare pe 2 digiți.

Impulsurile preluate de la ruptor sînt filtrate și apoi formate cu ajuto-

1. Generalități

În cazul unui motor în patru timpi cu 4 cilindri, frecvența impulsurilor pe ruptor la turația N rot/min este $f_N = N/30$.

Pentru a afișa primele două cifre ale turației, adică $N/100$, este necesar un timp de numărare

$$t_N = \frac{N}{100} \cdot \frac{1}{f_N} = 0,3 \text{ s.}$$

TUOMETRE ELECTRONICE

Ing. VICTOR DAVID

O justificare teoretică detaliată a acestui mod de afișare se găsește în lucrarea (1).

Modul digital de afișare a turației, deși precis și foarte util în situații statice, ca de exemplu reglajul de ralanti, atrage obiecțiile utilizatorilor la capitolul ergonomie. În regim dinamic, citirea a două cifre nu este imediat sugestivă; pentru a sesiza sensul variației turației, utilizatorul are nevoie de un timp de „prelucrare” a informației digitale.

Din aceste considerente, am conceput și o variantă de tuometru cu afișare pe LED-uri dispuse circular. Numărul de 16 LED-uri constituie un compromis între precizia citirii și prețul de cost. Cu trepte de turație de 400 rot/min se poate acoperi astfel domeniul $0 \div 6000$ rot/min.

Tempul de numărare la acest tip de tuometru cu n LED-uri, pentru a sesiza turația N_{max} , va fi deci

$$t_N = \frac{n}{f_{max}} = n \cdot \frac{30}{N_{max}}$$

Concret, obținem $t_N = 80$ ms, deci tuometrul cu LED-uri va afișa informația de aproape 4 ori mai rapid față de cel cu cifre.

Pentru ambele variante am folosit circuite CMOS, micșorînd consumul de putere și implicit solicitarea tranzistorului regulator din alimentare; schema TTL cu afișaj digital consumă cca 0,5 A la 5 V, iar varianta CMOS sub 150 mA la 8,5 V. Pentru o alimentare la 12 V, disipațiile pe tranzistorul regulator vor fi:

$$P_{dT} = (12 - 5) \cdot 0,5 \text{ W} = 3,5 \text{ W (TTL)}$$

$$P_{dT} = (12 - 8,5) \cdot 0,15 \text{ W} = 0,525 \text{ W (CMOS)}$$

cu aproape un ordin de mărime mai mică.

Beneficiind de versatilitatea circuitelor CMOS uzuale, numărul de capsule se reduce — în comparație cu tuometrul TTL prezentat în (1) — de la 9 la 5, deci scade gabaritul și crește fiabilitatea. Pasionații vor remarca, desigur, posibilitatea înlocuirii celor două numărătoare MMC0192 cu o singură capsulă MMC4518, circuit mai greu procurabil pentru amatori (n.a.).

rul porții trigger-Schmitt G4. Aceste impulsuri sînt numărate timp de 300 ms de numărătoarele C12 și C13.

Baza de timp a tuometrului este oscilatorul construit cu poarta G1. Performanțele acestui oscilator condiționează performanțele întregului montaj. În acest scop, componentele R1, P1 și C1 vor fi alese cu grijă, în toleranțe mici și cu o bună stabilitate cu temperatura. Condensatorul C1 poate fi unul cu tantal, datorită gabaritului redus față de un condensator nepolarizat de aceeași valoare.

Impulsurile scurte de la ieșirea porții G1 comandă scrierea în latch-urile conținute de circuitele C14 și, respectiv, C15.

După scriere, prin monostabilul realizat cu G3 se recomandă resetarea numărătoarelor, care sînt astfel pregătite pentru un nou ciclu de numărare.

Pe durata resetării și a numărării se afișează deci informația din ciclul anterior.

Sursa stabilizată este banală, dar se recomandă sortarea diodei D5 astfel încît la o variație a tensiunii de alimentare între $10 \div 14$ V tensiunea la ieșirea stabilizatorului să varieze

cu cel mult 0,2 V, în caz contrar afectînd stabilitatea frecvenței bazei de timp.

Desenul cablajului imprimat și dispunerea componentelor pentru acest tuometru sînt cele din figura 2. Se va tăia o placă de aluminiu, gros de $1,5 \div 2$ mm, la dimensiunile plăcii de cablaj imprimat (peste care se va monta, prin intermediul unor distanțiere), cu rol de radiator pentru T1.

Reglajul tuometrului necesită un generator reglabil de audiofrecvență capabil să asigure o formă de undă sinusoidală, dreptunghiulară sau triunghiulară cu amplitudinea de 12 V, pe o impedanță de ieșire mai mică sau egală cu 600Ω — de exemplu, un versateter. Se ajustează semireglabilul P1 astfel încît pentru o frecvență de 200 Hz tuometrul să indice stabil 60, adică 6000 rot/min. Se retușează reglajul pentru 20 Hz, unde indicația tuometrului va fi 06, adică 600 rot/min, apoi se blochează semireglabilul cu vopsea.

Recomand alimentarea tuometrului prin intermediul cheii de contact.

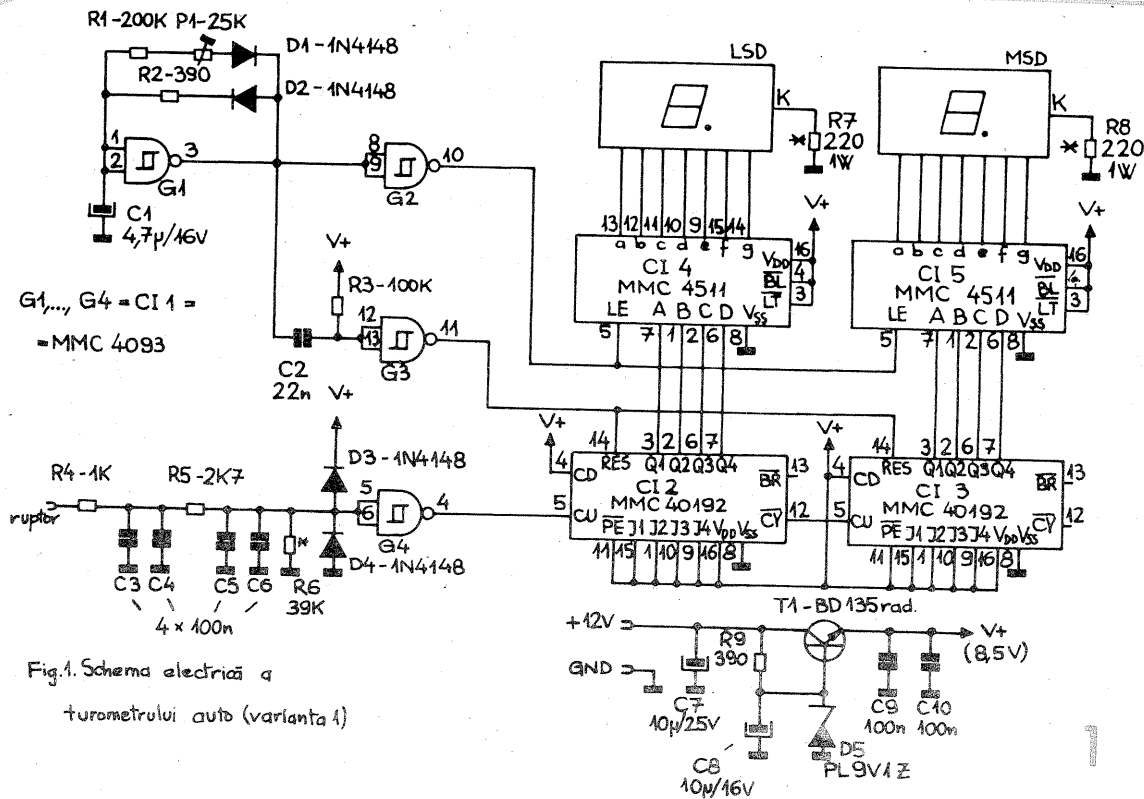
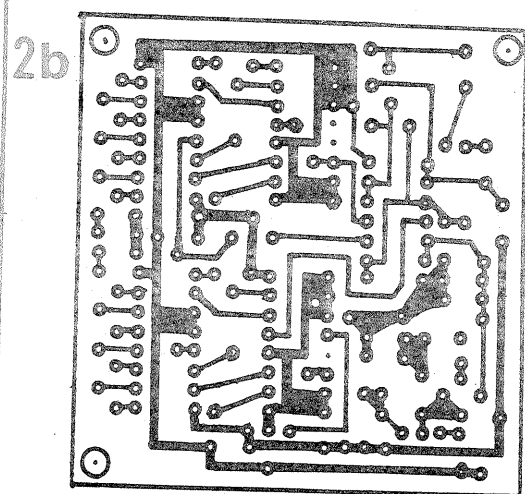
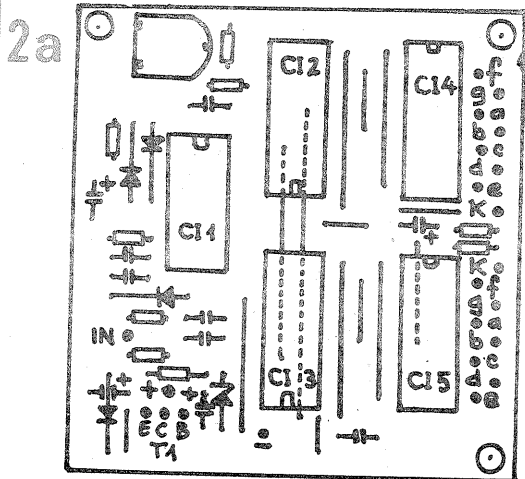


Fig. 1. Schema electrică a tuometrului auto (varianta 1)



3. Turometru electronic cu indicație pe LED-uri (varianta 2)

Schema electrică a turometrului cu LED-uri este prezentată în figura 3. Principial, ea nu diferă de cea a variantei anterioare; numărarea impulsurilor de la ruptor se face cu numărătorul C12 pe durata a 80 ms, în timp ce circuitul C13 asigură memorarea informației.

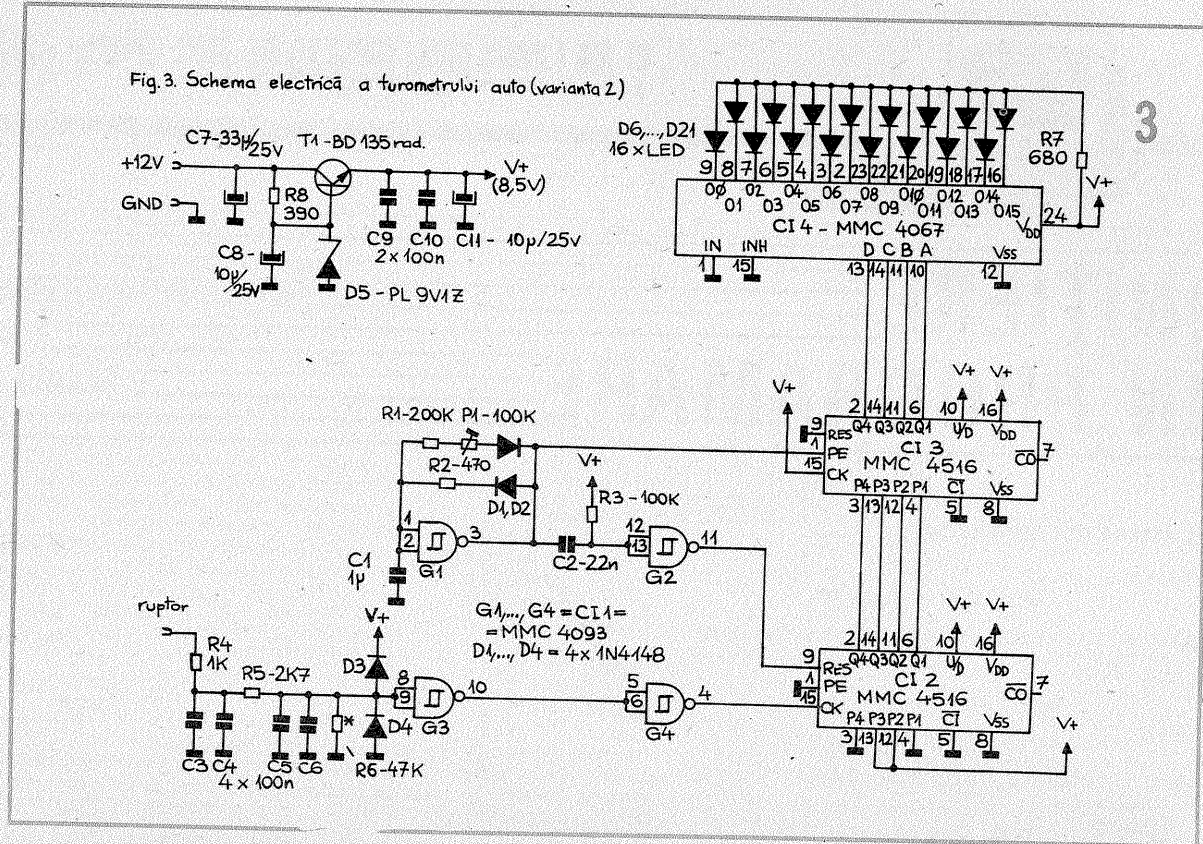
Ca decodificator am utilizat un multiplexor analogic de tip MMC4067, capabil să aprindă unul din cele 16 LED-uri, cu un consum propriu neglijabil. Curentul maxim comandat de circuit, de 10 mA, asigură o luminozitate bună în cazul unor LED-uri cu randament luminos normal.

Observațiile referitoare la sortarea componentelor pasive ale bazei de timp și a diodei stabilizatoare sînt valabile și la acest tip de turometru.

În plus, se cere o atenție deosebită în alegerea rezistenței R7; se va prefera inițial montarea unei valori mai mari, micșorînd-o cînd există certitudinea că tensiunea sursei stabilizate este sub 8,7 V și la 14 V alimentare! Orice greșală poate distruge circuitul MMC4067.

Figura 4 prezintă cablajul și dispunerea componentelor turometrului pe două plăci de circuit simplu placat care se vor prinde între ele cu șuruburi și cu distanțiere. În dreptul LED-urilor se inscripționează pe panoul turometrului 0, 4, 8, ..., 52, 56, 60x100 rot/min.

Reglajul turometrului se face cu un generator de audiofrecvență ca în cazul precedent: se ajustează semireglabilul P1 de 100 kΩ astfel încît la frecvența de 200 Hz ultimul LED, D21, să lumineze fără să „clipească” și D20 sau D6. Se rețușează reglajul, aplicînd 40 Hz pen-



tru care se aprinde ferm LED-ul D9, indicînd 1 200 rot/min; se blochează apoi semireglabilul cu vopsea.

Conectarea turometrelor prezentate nu necesită cablu ecranat și nu reclamă antiparazitarea instalației

electrice a automobilului.

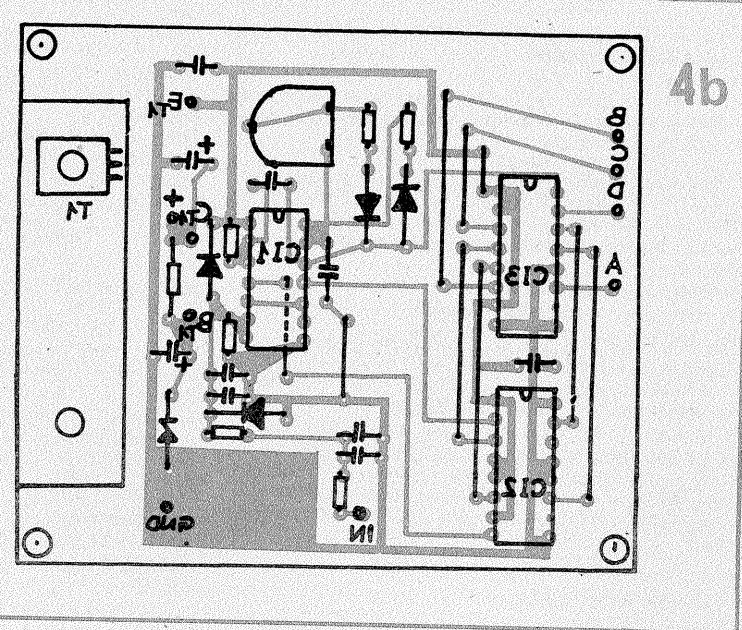
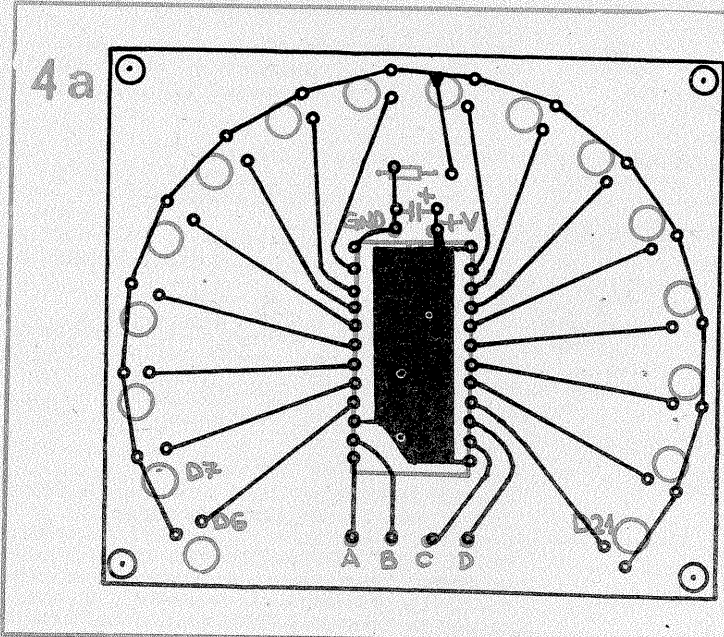
Conectarea greșită a turometrelor atrage defectarea acestora.

4. BIBLIOGRAFIE

- 1) Constantin Gherasim — „Turometru numeric”, Almanahul Tehnium, 1988

- 2) Microelectronica — „MOS Optoelectronic Devices Data Book”, 1985

- 3) I. Ardelean, H. Giuroiu, L. Petrescu — „Circuite integrate CMOS — manual de utilizare”, Editura Tehnică, 1986.



IMPORTANT!

Începînd cu luna Ianuarie 1991, redacția își propune să vină în sprijinul cititorilor care doresc să repare sau să modernizeze televizoare vechi. În acest scop vă rugăm să transmiteți redacției în scris tipul televizorului pe care doriți să-l modernizați pentru a determina ordinea de interes general.

De asemenea, rugăm pe toți cei care posedă scheme de televizoare și alte aparate electronice din import să alăbe amabilitatea de a le împrumuta spre xeroxare redacției, venind astfel în sprijinul unei mari mase de cititori.

Vă mulțumim pentru colaborare !

PREMIILE TEHNIIUM 1990

În urma analizei materialelor propuse spre publicare revistei „Tehnium” în acest an, juriul, alcătuit din reprezentanți ai redacției, a hotărît desemnarea câștigătorilor premiilor și mențiunilor. De asemenea, juriul a hotărît sporirea numărului de mențiuni de la 3 la 10.

Iată acum și lista laureaților Concursului TEHNIIUM 1990.

PREMIUL I (în valoare de 1 500 de lei) — ing. Aurelian Mateescu (București); PREMIUL II (în valoare de 1 000 de lei) — ing. Emil Marian (București); PREMIUL III (în valoare de 500 de lei) — ing. Barbu Popescu (Turnu Măgurele); Mențiuni: ing. George Malintz (Vișeu de Sus), ing. Kazimir Radvanski (Petrosăni), ing. Maximilian Kulin (Ploiești), ing. Cristian Apostol (Bucu-

rești), ing. Dragoș Marinescu (București), ing. Paul Hașag (Oradea), Corneliu Tocan (Iași), Gherasim Frațila (Sibiu), Florin Tebrencu (Piatra Neamț), Veres Péter (Tg. Mureș); Abonamente „Tehnium” 1991.

Felicîtîndu-i din toată inima pe toți câștigătorii, redacția anunță că o dată cu începutul anului 1991 se inaugurează o nouă ediție a concursului Tehnium ce va răsplăti cele mai bune articole propuse redacției spre publicare.

De asemenea, sperăm că la noua ediție a concursului Tehnium, premiile vor fi mai multe și mai substanțiale. În paginile revistei Tehnium vom anunța, în curînd, și cuantumul viitoarelor premii. Pînă atunci vă așteptăm cu noi propuneri de materiale. Succes! (C.S.)

tativ U/1 mA, în cazul de față cca $12 \div 14 \text{ k}\Omega$. Cel mai „sănătos” este să materializăm pe R1 și R2 prin câte o combinație serie alcătuită dintr-o rezistență fixă de $12 \div 15 \text{ k}\Omega$ și un trimmer de $50 \div 250 \text{ k}\Omega$.

Cu puțină atenție remarcăm deja, chiar din această fază de testare, un posibil inconvenient în raport cu scopul urmărit, anume faptul că durata de „conducție” t1 nu poate fi făcută mai mică decât durata de „blocare” t2, lucru vizibil cu ochiul liber prin compararea expresiilor (2) și (3). Să nu uităm că, în final, noi intenționăm să comandăm aprinderea unor becuri de semnalizare intermitentă, cu o frecvență (perioadă) dată. Or, ținând cont de inerția termică a filamentelor, este posibil să fie necesară o reducere a lui t1 în raport cu t2 sub această limită, respectiv o scădere a factorului de umplere (t1/T) sub 0,5, pentru a marca mai vizibil intermitența iluminării, îndeosebi atunci când perioada T este mică (sub 1 s). Știți și dv. foarte bine, din trafic, cât este de supărătoare o semnalizare ambiguă, atunci când becurile pîlpie aproape imperceptibil, putînd fi uneori interpretate ca o lumină continuă. Un alt motiv de îngrijorare legat de acest aspect îl constituie disipația termică a elementului ce va comanda propriu-zis becurile, disipație dependentă și ea pronunțat de același factor de umplere.

Din fericire, acest inconvenient poate fi ușor înlăturat sau ocolit. De pildă, o soluție ar fi aceea de a separa căile de încărcare, respectiv descărcare a condensatorului C1 prin introducerea diodelor D1 și D2 ($2 \times 1\text{N}4148$ etc.), așa cum se arată în figura 5. Într-adevăr, C1 se va încărca aici prin R1 și D1 (D2 blocată) și se va descărca prin R2, D2 (D1 blocată), de unde rezultă, neglijînd rezistențele diodelor în direct,

$$t_1 = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (5)$$

$$t_2 = R_2 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (6)$$

$$T = (R_1 + R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (7)$$

Pentru o perioadă de oscilație dată, adică pentru C1 și R1 + R2 constante, putem modifica de această dată în limite foarte largi factorul de umplere prin simpla alegere a raportului R1/R2.

Vă invităm să experimentați și această variantă, folosind aceeași metodă cu combinații serie ajustabile.

Să observăm, de asemenea, că ne-am mai apropiat cu un pas de scopul propus, ieșirea integratului fiind pusă aici să comande un bec B (tip auto), prin intermediul tranzistorului T.

O a doua soluție de ocolire a inconvenientului amintit ne-o sugerează indirect chiar schema din figura 5. Într-adevăr, totul pare în regulă și montajul funcționează corect (dacă am ajustat corespunzător valorile R1, R2 și R3), dar înainte de a striga Evrika! și de a trece la proiectarea cablajului, mai avem de făcut citiva pași importanți. Să nu uităm că, în final, noi vom avea de comandat nu unul, ci două sau chiar patru becuri simultan, iar dacă toate vor fi de 15 W, curentul maxim de colector al tranzistorului T va ajunge la cca 5 A sau chiar mai mult.

Ținînd cont de factorul beta modest al tranzistoarelor de putere, îndeosebi la curenți mari, deducem că baza lui T nu va putea fi comandată direct de ieșirea integratului (care admite teoretic maximum 200 mA, dar nu se recomandă, totuși, apropiere imprudentă de această limită). Va fi necesar, prin urmare, un al doilea tranzistor intermediar, cu rol de amplificare în curent. Iar dacă tot folosim două tranzistoare, ne vine foarte ușor să inversăm logica de comandă, adică să facem ca becurile să fie aprinse atunci când la ieșirea integratului avem nivelul jos, respectiv stinse pentru nivelul

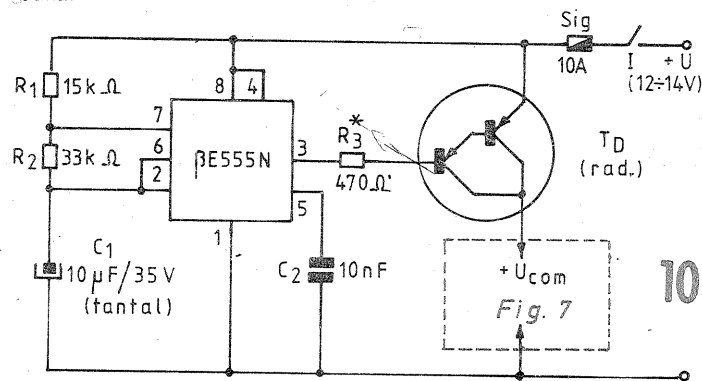
sus. Putem deci renunța la artifiциul de separare cu diode, revenind la varianta inițială de astabil, care va permite acum reducerea după dorință a factorului de umplere pentru „impulsul” luminos, cu efectele pozitive amintite privind individualizarea sa și scăderea disipației termice pe tranzistorul final.

O mostră de schemă concepută conform celor arătate (și pe care o puteți experimenta, de asemenea, cu rezultate frumoase) este cea din figura 6. N-ar mai rămîne decît ajustarea rezistențelor de temporizare R1 și R2 după metoda cunoscută, ca și tatonarea valorilor lui R3 și R4 în funcție de factorii beta ai tranzistoarelor T1 și T2.

Se cuvine deja să facem o paranteză pentru a prezenta mai concret scopul final urmărit. Și anume, fie instalația de iluminare din figura 7 cea pe care urmează să o comande releul nostru. Am notat sugestiv cu D și S becurile aferente lateralelor dreapta, respectiv stînga, iar cu indicii f și s am precizat amplasarea lor în față, respectiv în spate. Evident, comutatorul K1 este cel care va asigura selectarea semnalizării laterale stînga-dreapta (S, D), avînd și o poziție mediană M de repaus, cu K2 obligatoriu în repaus (R). În diferent de starea lui K1, trecerea lui K2 în poziția A (avarie) va permite acționarea intermitentă, simultană, a tuturor becurilor.

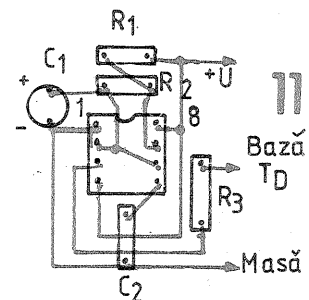
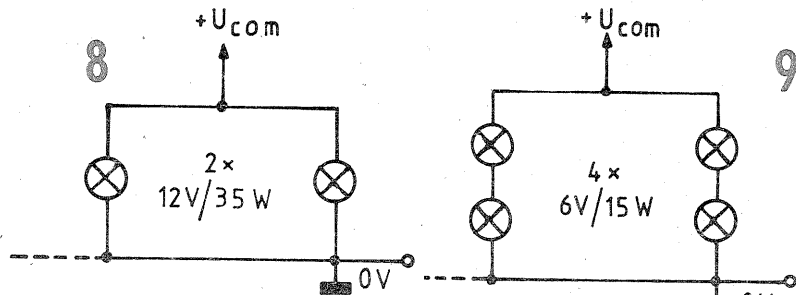
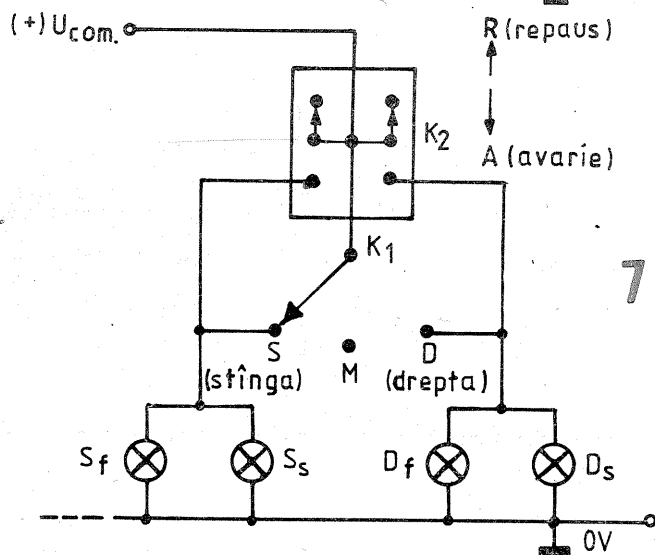
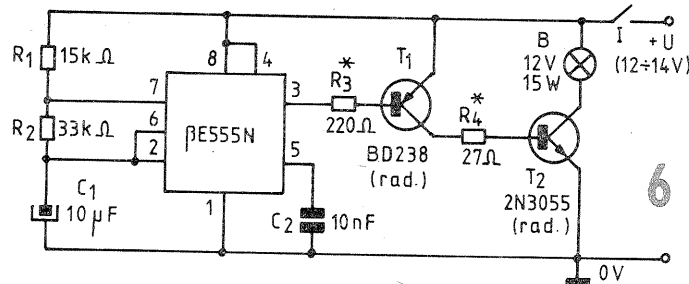
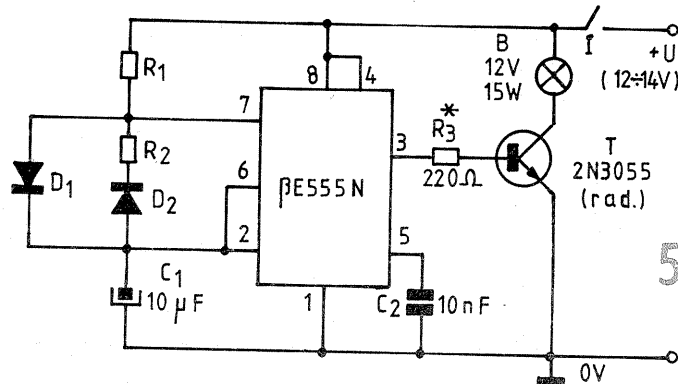
De aici înainte, experimentul nostru va trebui să continue cu sarcina adevărată, în cazul cel mai „nefavorabil” (toate patru becurile comandate simultan), pentru că nu mai astfel vom putea efectua corect reglajele și aprecia disipația termică maximă, în funcție de care vom dimensiona radiatoarele tranzistoarelor. Comutatoarele K1 și K2 nu sînt strict necesare încă; este suficient să procurăm și să conectăm în paralel cele patru becuri de 12 V/15 W. În lipsa lor — sau ca opțiune alternativă, aproximativ echivalentă — putem apela la una din combinațiile sugerate în figurile 8 și 9. Nu intrăm aici în detalii, dar amintim totuși că puterea totală nu este în astfel de situații un criteriu sigur (unic) de echivalare, dată fiind variația pronunțată și diferită de la un tip de bec la altul a rezistenței filamentului prin încălzire.

Alimentarea montajului se va face de la un acumulator auto de 12 V, suficient de bine încărcat (12—14 V). Pentru a elimina eventualele surprize neplăcute, este bine să se verifice în prealabil grupul de becuri ales, conectîndu-l direct la bornele bateriei. Se mai întîmplă ca becurile să fie uneori defecte, chiar dacă filamentul pare a se afla în stare bună.



În fine, mai observăm că în figurile 7—9 becurile au fost conectate cu un pol la masa montajului, adică la borna minus a sursei de alimentare U (așa cum este cazul la majoritatea autoturismelor). Prin urmare, va trebui din nou să inversăm ceva în schema noastră din figura 6. Dintre multiplele variante posibile, pe care vă invităm să le descoperiți singuri, am optat pentru montajul final din figura 10, înlocuind cele două tranzistoare discrete printr-un Darlington pnp de putere adecvată (curent de colector de cel

puțin 7—10 A). Personal am experimentat cu bune rezultate montajul folosind pentru TD un 2N6052 (Motorola), care nu a ridicat probleme deosebite de disipație. Oricum, Darlington-ul se montează obligatoriu pe radiator, iar acesta poate constitui chiar unul din „peretii” laterali ai cutiei ce va adăposti montajul, bineînțeles cu condiția izolării electrice corespunzătoare între capsula și radiator. Valoarea lui R3 se alege în funcție de factorul de amplificare în curent al lui TD (orientativ între 390 Ω și 1,5



kΩ, dar în nici un caz mai mică de $150 \div 180 \Omega$, pentru a nu solicita prea mult ieșirea integratului; la nevoie se va sorta un Darlington cu cistigul mai mare).

O sugestie de amplasare a pieselor pe plăcuța de montaj (fără TD) este arătată în figura 11, unde traseul cablajului este văzut prin „transparență”, adică dinspre fața plantată. S-au prevăzut: R1, R2 — rezistoare cu peliculă metalică, de 0,5 W; R3 — tot RPM, de 1 W; C1 — condensator cu tantal gen „picătură”; C2 — plachetă (ceramic) sau multistrat.

INTRODUCERE ÎN TELEVIZIUNE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

CAMERE VIDEO

În privința camescopelor este greu de făcut o comparație între modelele existente actualmente pe piață cum sînt Video 8, VHS sau Super VHS, datorită faptului că sînt numeroși parametri care nu sînt constanți chiar în cadrul aceluiași sistem, referindu-ne numai la performanțele foarte diferite în special în ceea ce privește randamentul diverselor feluri de captatoare folosite chiar de către același constructor.

Zicînd acestea, ne referim în principal la captatoarele de medie și înaltă rezoluție disponibile la toate cele trei sisteme și care nu au aceeași definiție a imaginilor. Trebuie ținut cont și de rețeaua de filtre colorate a cărei concepție variază în funcție de constructor, după cum a ales modul de sinteză aditivă sau substractivă.

La fel de importantă este modalitatea în care captatoarele și circuitele electronice de procesare a semnalelor video se comportă la variațiile extreme ale luminozității ce pot da naștere la fenomene parazite foarte neplăcute, cum ar fi saturarea sau efectul „Smear”. Aceasta se traduce printr-o bandă luminoasă verticală care ia naștere datorită surselor luminoase puternice și punctelor aflate pe fond întunecat.

Există totuși o ierarhie în cadrul celor trei modele în ceea ce privește calitatea imaginilor înregistrate. În

mod obiectiv sistemul Video 8 devansează VHS-ul standard, atît din punct de vedere al definiției imaginilor, cît și al raportului semnal/zgomot, performanțele benzilor magnetice „Metal” folosite de către Video 8 avînd o contribuție substanțială. Și în ceea ce privește concepția sistemului, Video 8 este mai avansat față de VHS prin integrarea frecvențelor „pilot” în piste video, asigurînd un „tracking” riguros și automat datorită căruia stabilitatea imaginilor citite este perfectă. De asemenea, sunetul aferent este imprimat folosind modulația de frecvență sau modulația impulsurilor în cod (PCM = pulse code modulation) și este chiar stereofonic pentru camescopurile din vîrfurile gamelor, aceasta chiar la înregistrări long play (LP), deci cu viteza redusă la jumătate. Toate camescopurile Video 8 sînt echipate cu un cap de înregistrare „volant” care dă posibilitatea racordării de planuri și inserției de secvențe fără ruperea imaginii. Conceput pentru a putea fi îmbunătățit și ridicat la un nivel de calitate cel puțin egal cu noul S-VHS, viitorul Video 8-High Band (care va apărea în curînd pe piață pentru publicul larg) vrea să-l concureze pe acesta. Sistemul S-VHS existent totuși pe piață este încă cel mai performant din punct de vedere al definiției și al calității imaginilor înregistrate, dar trebuie specificat faptul că și prețul de cost este superior celorlalte două sisteme.

În privința alegerii unui camescop, dacă ne interesează în mod prioritar definiția imaginii, este evi-

dent de preferat un model echipat cu un captator de înaltă rezoluție, caracterizat printr-o mai bună redare a detaliilor imaginilor înregistrate. Să precizăm că un captator de acest tip (folosit în aparatele din vîrfurile gamei) este caracterizat de o rezoluție orizontală cuprinsă între 350 ÷ 400 puncte/linie, față de 300 ÷ 325 puncte/linie la camescopurile cu performanțe medii (rezoluție totuși satisfăcătoare în practică). Redarea fidelă a culorilor este un criteriu la fel de important, nefiind totuși neapărat conjugat cu rezoluția captatorului folosit. De fapt este preferabilă alegerea unui camescop cu o definiție medie, dar mai echilibrat în privința fidelității culorilor, imaginile corespunzătoare acestor specificații fiind (în mod subiectiv vorbind) net mai agreabile privirii decît cele cu o mai bună rezoluție, dar dezechilibrate cromatic.

STANDARD PLAY (SP) ȘI LONG PLAY (LP)

Din punctul de vedere al autonomiei de funcționare, posibilitatea utilizării unui camescop pe mod LP (deci cu o viteză de defilare a benzii redusă la jumătate) are drept consecință dublarea timpului de înregistrare prevăzut pentru o videocasetă de un anumit tip dat. În cazul formatului VHS-C (casete cu dimensiune mai redusă) o casetă EC-30 permite 30 de minute de înregistrare pe mod standard play (SP) și evident 60 de minute pe mod long

play, aceasta fiind singura posibilitate pentru că nu există decît această durată pentru videocasetele tip VHS-C. Pentru Video 8, oferta este mult mai largă, fiind propuse patru modele (P5-15, P5-30, P5-60 și P5-90), avînd o durată de respectiv 15; 30; 60 și 90 de minute pe mod SP și 30; 60; 120 și 180 de minute pe mod LP. În plus, calitatea imaginilor înregistrate este apropiată față de cea a imaginilor înregistrate pe mod SP, doar raportul semnal/zgomot resimte foarte puțin reducerea vitezei. Nu același lucru se poate spune și de formatul VHS-C (folosit pe mod LP), cu excepția modelelor performante, care beneficiază de un tambur de analiză echipat cu un set dublu de capete video specializate (8 în total). Diferența cea mai mare se creează în partea de audio, foarte influențată de tehnica utilizată în fiecare caz în parte, evident tributară vitezei de defilare a benzii pentru VHS-C și total indiferentă față de aceasta la sistemul Video 8. Aceeași remarcă se aplică și fluctuațiilor, imperceptibile la Video 8 dar destul de importante la VHS-C. Astfel, așa cum putem observa și în figura 55 pentru VHS-C, răspunsul în frecvență este pînă la 9 000 ÷ 10 000 Hz pe mod SP, dar nu depășește 5 kHz pe mod LP, în timp ce pentru un camescop Video 8 (care înregistrează semnalul audio în modulație de frecvență), se ating fără mari dificultăți 25 kHz (pe intrare de linie), indiferent că imprimarea se face pe mod SP sau LP. De aceeași manieră fluctuațiile sînt de numai 0,005% pentru Video 8 în loc de 0,3% și, respectiv, 0,6% (în medie) pentru mod SP, respectiv LP, la tipul VHS-C.

Să mai amintim că datorită relației rare răspîndiri a videocasetofoanelor VHS prevăzute cu două viteze, compatibilitatea de lectură a minicasetelor (VHS-C) înregistrate la jumătate de viteză este departe de a fi asigurată pentru toate videocasetofoanele, utilizato-

DEPANARE TV

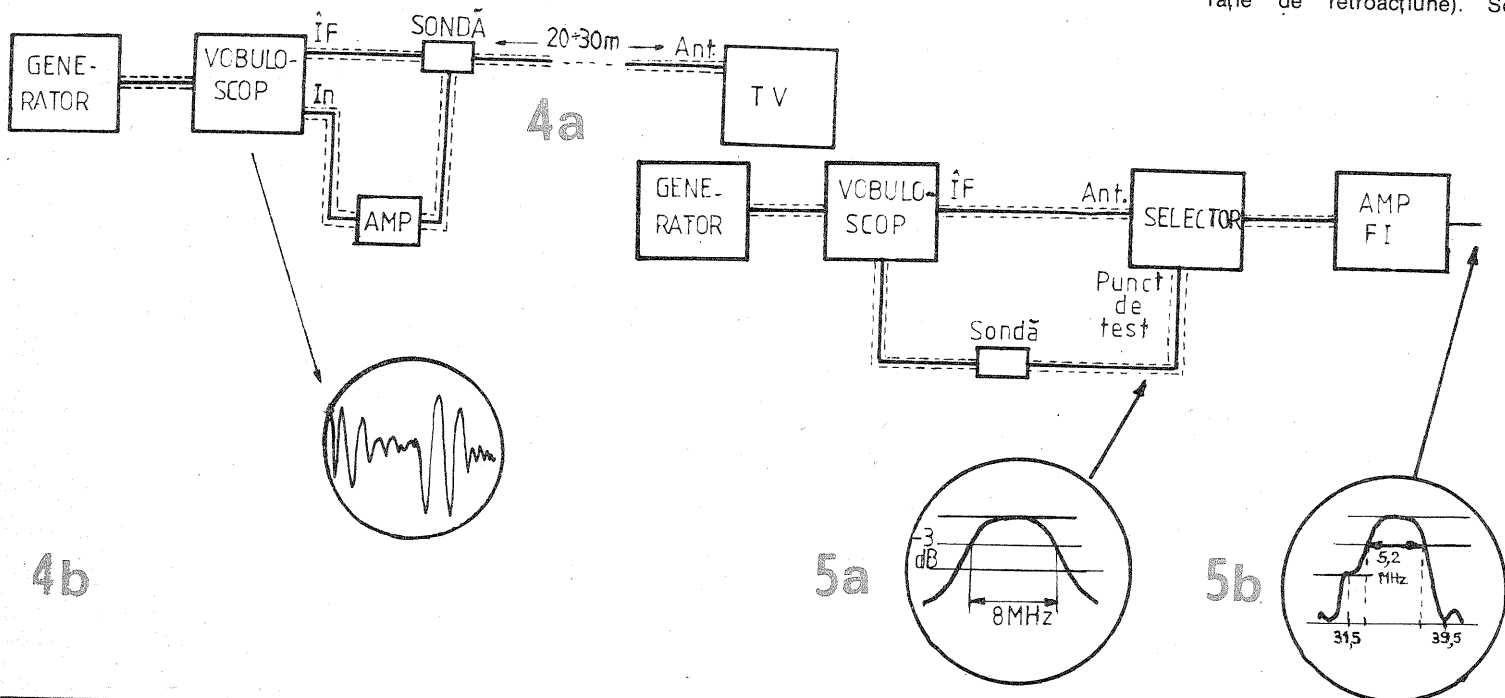
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Reglajul automat al amplificării (RAA)

Controlul automat al cîștigului are un rol foarte important de jucat

în cadrul receptorului TV datorită variațiilor foarte importante ale amplitudinii semnalului cules de antenă.

Principiul de funcționare se bazează pe principiul reacției (o operație de retroacțiune). Semnalul



rii fiind, de cele mai multe ori, obligați să folosească camescopul și ca cititor.

CAPTATORUL

De mai mulți ani, tuburi de genul Vidicon, Saticon sau Newvicon, folosite în camerele de luat vederi la început, au cedat locul unor captatoare de imagine constituite dintr-o multitudine de celule fotosensibile (folosind tehnica semiconductorilor), așezate orizontal și vertical pe o suprafață dreptunghiulară, constituind așa-zisa țintă de analiză. Astfel de ținte sînt constituite din mai multe sute de mii de fotocele, reacționînd la variațiile de luminozitate ale zonelor constitutive ale imaginilor formate pe suprafața lor.

Cu titlu informativ să precizăm că aceste ținte semiconductorie au în medie 300 000 de celule elementare (pentru modelele cu definiție medie deci 300÷325 puncte/linie) și circa 420 000 de celule pentru modelele cu definiție mare. Avînd dimensiuni microscopice (8÷13 microni), aceste celule sînt asamblate sub formă de mozaic, elementele constitutive acumînd sarcini electrice proporționale cu iluminarea primită de fiecare dintre ele. Aceste celule elementare se numesc pixeli. Mozaicul de pixeli astfel format, împreună cu rețeaua de filtre colorate, permite traducerea imaginii în semnal electric.

Două tehnologii sînt folosite pentru realizarea țintelor semiconductorie la camescoape, de tip CCD sau de tip MOS.

În cazul captatoarelor de tip CCD (Charge Coupled Device) sarcinile electrice de la bornele celulelor fotosensibile sînt mai înfri transferate (de unde și numele de dispozitive cu transfer de sarcină) în niște registre verticale, apoi într-un registru orizontal, în funcție de baleiajul televizorului.

Pentru captatoarele MOS (metal-oxid-semiconductor) procesul este diferit, avînd în vedere faptul că fotocelele constitutive sînt asociate (la nivelul fiecărui pixel) unui comutator electronic format de către poarta (gate) unui tranzistor MOS care, la comanda unui semnal pro-

venind de la circuitele de baleiaj, se deschide, permițînd astfel evacuarea sarcinilor electrice acumulate de către fotocelele țintei.

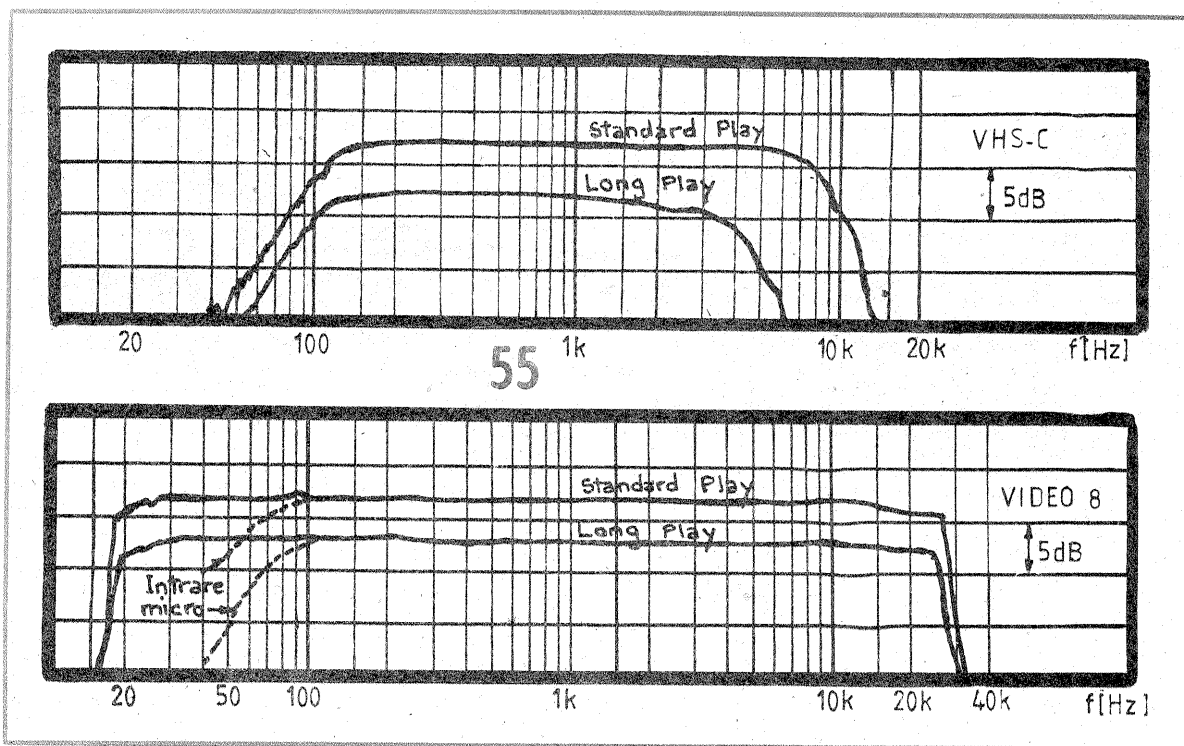
VITEZA DE OBTURARE

În mod uzual viteza de obturare (de analiză) a imaginilor este de 1/50 dintr-o secundă, timpul unui semicadru în cazul standardelor TV europene. Două semicadre (respectiv impar și par) fiind necesare reconstituirii unei imagini complete, durata totală este de 1/25 dintr-o secundă (40 ms). Anumite imagini, reprezentînd fenomene rapide, nu pot fi „fixate” în acest timp, aceasta traducîndu-se printr-o imagine neclară mai mult sau mai puțin, în funcție de rapiditatea mișcării înregistrate. Acest lucru este analog cu fenomenul înfri în tehnica fotografică unde (de exem-

plu) cei ce practica fotografia sportivă știu că imobilizarea unei mișcări (secvențe) necesită viteze de obturare (timp de expunere) ajungînd la 1/2 000 dintr-o secundă sau chiar 1/4 000 pentru aparatele performante. Acest lucru este valabil și pentru prizele de imagini video, problema fiind rezolvată la modelele de camescoape mai evoluat, care oferă posibilitatea alegerii între mai multe viteze, cum sînt 1/120, 1/250, 1/500, 1/1 000, 1/2 000 și 1/4 000 dintr-o secundă.

Alegerea unei viteze de obturare din ce în ce mai mare se traduce însă și printr-o scădere aparentă a sensibilității captatorului, de aici decurgînd necesitatea dispunerii de un nivel de iluminare în raport cu viteza aleasă. Atunci cînd scăderea nivelului de iluminare nu mai poate fi compensată de către luminozitatea obiectivului și nici de către comanda cîștigului circuitelor video

asociate captatorului, se constată o întunecare mai mult sau mai puțin pronunțată și o scădere a raportului semnal/zgomot a imaginii înregistrate. Ceea ce este considerat a fi un inconvenient (întunecarea progresivă la o viteză de obturare prea ridicată față de luminozitate) poate în anumite cazuri să fie avantajos, mai ales în cazul unei zile foarte însorite, cînd obiectivul ar trebui dotat cu un filtru pentru a nu fi saturat captatorul. De asemenea, trebuie ținut cont de natura anumitor surse de iluminare artificiale care pot provoca un efect de stroboscop la viteze de obturare mai mari decît 1/120 dintr-o secundă, imaginea înregistrată dînd un efect de pîlpire.



Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

primit prin borna de antenă este amplificat de etajele de pînă la detectorul video care furnizează o tensiune continuă ce este direct proporțională cu nivelul semnalului. Această tensiune continuă variabilă este la originea unor diverse alte tensiuni (tot continue și variabile) care, aplicate ca tensiuni de polarizare diverselor amplificatoare UIF, FIF, frecvență intermediară (sunet și imagine), fac ca amplificarea acestora să scadă cînd nivelul semnalului de intrare crește și invers.

În cea mai mare parte a cazurilor, reglajul automat al amplificării se

aplică etajelor de frecvență intermediară, de înaltă frecvență FIF și UIF. În momentul în care RAA comandat de către tensiunea continuă produsă de către detectorul video acționează asupra etajelor de înaltă frecvență (FIF sau UIF) și cîștigul global al căii de sunet se modifică în sensul corect. Chiar dacă frecvența purtătoare imagine este diferită de cea purtătoare sunet, ele sînt apropiate în spectru și propagarea lor este identică.

Dacă sunetul este modulat în amplitudine, tensiunea de RAA nu se aplică, de obicei, etajelor de frecvență intermediară sunet acordate

pe 6,5 MHz (respectiv 5,5 MHz pentru CCIR).

Totuși reglajul automat al amplificării acționează și asupra sunetului pentru că el comandă blocurile amplificatoare FIF (UIF) și FI care amplifică și sunetul și imaginea.

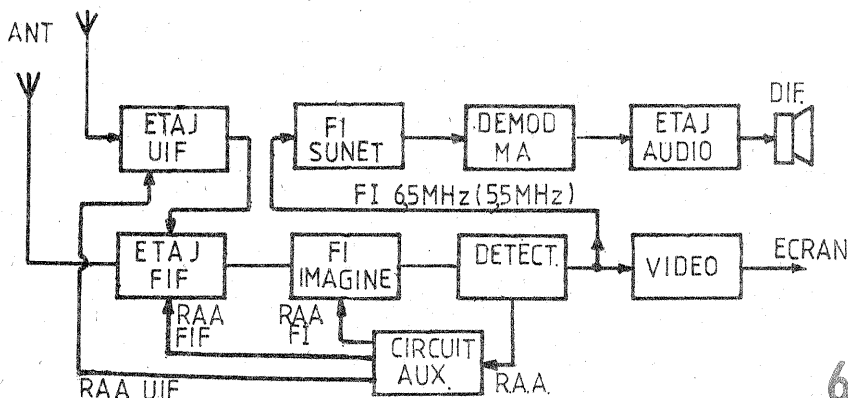
În figura 6 este descris sistemul de RAA pentru cazul modulării în amplitudine a sunetului. Se observă că între detectorul video și amplificatoarele etajelor FIF, UIF și FI cale comună apare un bloc al circuitelor auxiliare RAA care dă o formă convenabilă semnalelor continue variabile de RAA. Acest bloc al circuitelor auxiliare RAA cuprinde ampli-

ficatoare de cc, etaje inversoare ale sensului de variație al semnalului, reducătoare de tensiune.

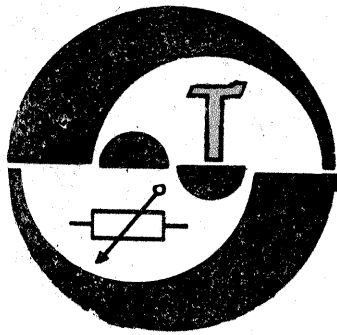
În cazul cînd sunetul este modulat în frecvență, schema de principiu rămîne, în mare, aceeași cu diferența că demodulatorul de sunet de FI va fi un discriminator MF și la unele modele de televizoare un semnal dat de acesta acționează și asupra amplificatorului de FI sunet.

Semnalul de RAA înainte de a fi transformat de circuitele auxiliare poate fi cules de la detectorul video, de pe un alt detector, dar și de la un etaj de videofrecvență atunci cînd legătura între detector și etajul de videofrecvență este directă. În acest caz, tranzistorul sau lampa de VF este folosită ca amplificator de cc și, eventual, de inversor (în funcție de caz este uneori necesară schimbarea tensiunii de RAA produsă de detector). Astfel, pentru comanda cîștigului unei pendote cu pantă variabilă, tensiunea de RAA trebuie să fie negativă față de masă și să devină mai negativă dacă amplitudinea semnalului de la antenă crește.

Pentru tranzistoare acest lucru este funcție de tipul lui npn sau pnp și de alimentare (cu plusul sau cu minusul la masă). Dacă sursa semnalului continuu de RAA este unică, este evident că în unele cazuri va fi necesar să se modifice acest semnal după nevoie.



6



ADAPTOR

TIBERIU URȘOIU

Montajul propus spre realizare a fost gândit inițial pentru folosirea ca intrare-adaptare la un convertor tensiune-frecvență asemănător celui prezentat în colecția „Tehnium” a anului 1988 sau a celor prezentate în „Manual de utilizare — Circuite integrate — volumul 3”.

În schemele amintite se poate observa că intrarea nu prezintă facilitățile de polaritate indiferentă, respectiv tensiunea de intrare se măsoară numai în valoare pozitivă față de masa de la intrarea convertorului tensiune-frecvență.

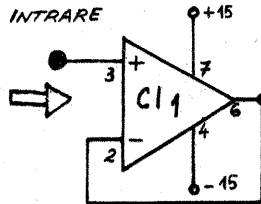
Adaptorul propus face posibilă măsurarea tensiunilor, indiferent de polaritatea acestora față de masa convertorului tensiune-frecvență (C.T.F.), afișând totodată semnul (-) pentru valori negative.

Prezența unor buffere la intrarea și ieșirea adaptorului permite plasarea între un eventual divizor rezistiv de la intrare și C.T.F. propriu-zis, precum și adaptarea comodă a impedanțelor.

La intrare C11 ilustrează la modul direct (ca de altfel și C15) folosirea amplificatorului operațional drept repetor de tensiune cu toate avantajele dorite în acest caz: $A_U = 1$, Z_{IN} ridicată, Z_{OUT} scăzută. În acest mod se facilitează construirea unui divizor rezistiv la intrare, cu impedanța suficient de ridicată, dar și o bună adaptare cu etajele următoare.

Indicatorul de polaritate construit cu C12 reprezintă o schemă clasică de folosire a amplificatoarelor operaționale. Se remarcă prezența lui P1, necesar pentru compensarea tensiunii de offset ce asigură o indicație corectă a polarității, respectiv aprinderea lui LED1 — semnul (-) — la apariția unei ten-

INTRARE



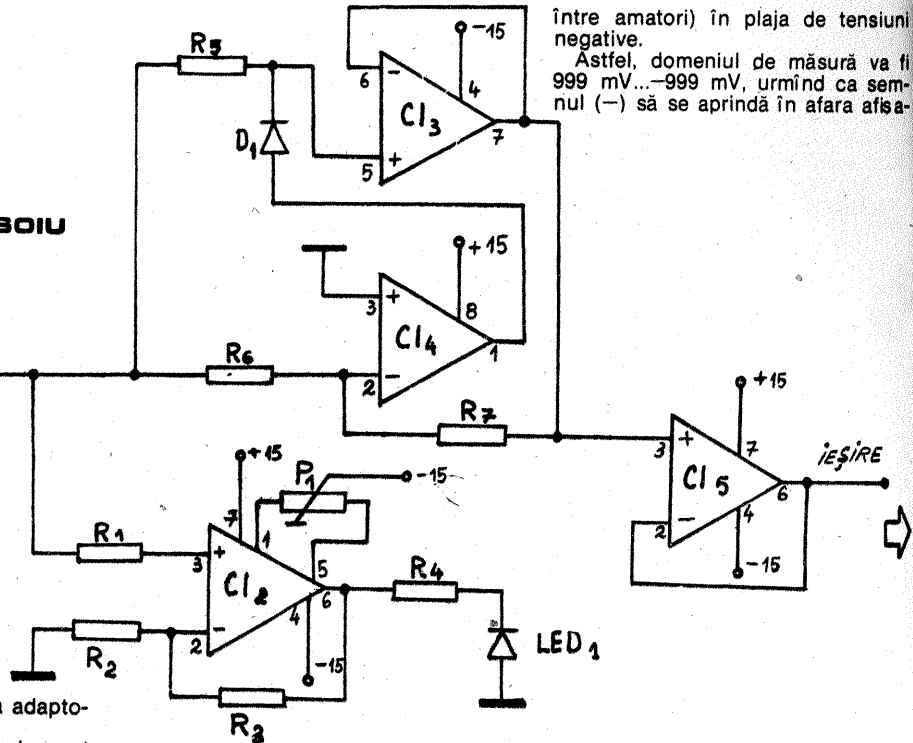
siiuni negative față de masa adaptorului și C.T.F.

De fapt, acesta este singurul punct de reglaj al întregului montaj. Se recomandă utilizarea unui semireglabil miniatură.

Următorul bloc alcătuit din C13 și C14 constituie partea efectivă de adaptare. Principal, circuitul reprezintă un repetor de tensiune (C13) a cărui intrare este pozitivă indiferent de tensiunea de intrare. Cu tensiune pozitivă la intrare, amplificatorul inversor (C14) este decouplat prin D1. Cu tensiune negativă, acesta aplică tensiune pozitivă repetorului C13 prin D1. Tensiunea de ieșire este astfel reprezentată de valoarea absolută a tensiunii de intrare.

Etajul de ieșire este reprezentat de C15.

Alimentarea cu energie se va face diferențial cu ± 15 V, tensiuni uzuale în C.T.F., așa cum se poate observa în schemele evocate.



Între amatori) în plaja de tensiuni negative.

Astfel, domeniul de măsură va fi 999 mV...-999 mV, urmînd ca semnul (-) să se aprindă în afara afișajului 3 cifre al voltmetrului la citirea tensiunilor negative.

Prezența unui număr redus de componente și avantajele oferite fac din adaptorul descris un montaj ușor de construit și util în aplicații de voltmetrie electronică.

Prezența unui număr redus de componente și avantajele oferite fac din adaptorul descris un montaj ușor de construit și util în aplicații de voltmetrie electronică.

LISTA DE COMPONENTE :

- R1, R5 = 10 k Ω (2%);
- R2 = 680 Ω ;
- R3 = 100 k Ω ;
- R4 = 560 Ω ;
- R6, R7 = 20 k Ω (1%);
- P1 = 10 k Ω , semireglabil multitură;
- D1 = 1N4148;
- LED1 = LED roșu (verde) dreptunghiular;
- C11, C12, C15 = μ A741, BA741 (capsulă MP-48);
- C13, C14 = 1558B, LM358 (capsulă MP-48).

Pentru executarea montajului se vor folosi piese verificate în prealabil funcțional (circuite integrate, LED, diodă) și valoric (rezistențe). Pentru C13 și C14 se recomandă folosirea unui AO dublu de tip 1558B, LM358. Rezistențele vor fi cu cel mult 2% toleranță.

Circuitul imprimat se va executa pe sticlotextilit simplu placat, gros de 1,6 mm.

LED1 se va plasa pe panoul aparatului alături de afișaj — la stînga —, constituind semnul (-).

Odată executat montajul, se va intercala între divizorul rezistiv de intrare și C.T.F.

Menționez că pe lângă avantajul oferit de acest adaptor în utilizarea C.T.F., se poate îmbunătăți cu un ordin de mărime rezoluția unui voltmetru electronic digital, construit cu circuitul C520D (relativ răspîndit

AMPLIFICATOR TV

ION DAN, Botoșani

Transmiterea semnalelor de la două antene de televiziune printr-un singur cablu coaxial la receptor necesită, în general, filtre de separare, filtre care nu întotdeauna sînt ușor realizabile de către constructorii amatori.

O soluție în acest scop cu rezultate foarte bune este utilizarea montajului alăturat, care reprezintă, de fapt, un dublu amplificator.

Fiecare din aceste amplificatoare are un câștig de 5—6 dB, ceea ce reprezintă avantajul compensării sau al diminuării pierderilor pe cablu. Astfel, amplificatorul construit cu tranzistorul T1 amplifică semnale pînă la 100 MHz, deci semnalele din banda 1 de televiziune, iar amplificatorul cu tranzistorul T2 semnalele cu frecvența de peste 100 MHz, respectiv din banda 3 de televiziune.

Fiecare amplificator este cuplat la cîte o antenă (pe canalul dorit a fi recepționat) prin intermediul unei bucăți de cablu de 75 Ω . Deci fiecare antenă va avea buclă de adap-

are la impedanța de 75 Ω .

La primul amplificator în ieșire apare un filtru Collins format din C1L1C2, tip trece-jos, cu frecvența de tăiere de aproximativ 100 MHz. Celălalt amplificator are la ieșire un filtru trece-sus tip T, format din elementele C3L2C4.

După cum se observă din schema electrică, alimentarea amplificatoarelor se face cu 14 V prin Dr3, cablul coaxial și una din diodele D1 sau D2, funcție de polaritatea față de masă a tensiunii. Cuplajul la televizor se face prin intermediul unui condensator de 120 pF al cărui rol este blocarea trecerii spre televizor a tensiunii de alimentare de 14 V.

Cele două tranzistoare sînt de tipul BF200 (BF199) sau echivalente, recomandabil a fi selecționate ca să aibă zgomot propriu mic; de remarcă că ambele tranzistoare sînt de tip npn.

Elementele de circuit sînt construite astfel: bobinele L1 și L2 sînt construite din sîrmă de CuAg (se poate și CuEm) cu diametrul de 0,5 mm; bobinele avînd diametrul de 10

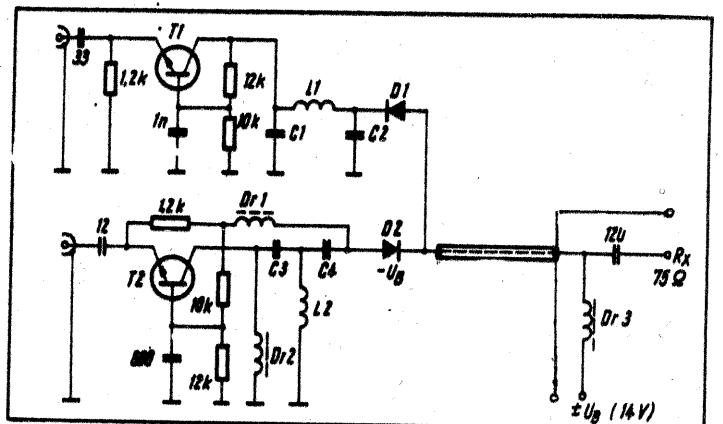
mm. Bobina L1 are 7 spire, iar L2 are 4 spire, pasul ambelor bobine fiind 0,5 mm.

Cele trei șocuri sînt construite din CuEm cu diametrul de 0,2 mm și au în jur de 15—20 de spire bobinate pe suporturi de ferită. Conden-

satoarele din filtre au aceeași valoare, și anume C1 = C2 = C3 = C4 = 22 pF. Diodele D1 și D2 sînt de tip BA244.

După construcție montajul nu necesită reglaje; se introduce însă într-o cutie protectoare și se montează pe pilonul de susținere a antenelor.

Alimentarea se face dintr-un redresor cu tensiune bine filtrată, dar nu implică o stabilizare.



MICROELECTRONICA

București, Str. Erou Iancu
Nicolae nr. 348, sector 2
telefon: 79 55 75; 33 44 45
telex: 10457

dorind să se apropie tot mai
mult de beneficiarii săi,
acordându-le un sprijin real
prin asigurarea aprovizio-
nării rapide, eficiente și cu
cheltuieli reduse, a creat o
rețea de distribuitori ai pro-
duselor sale, în diverse zone
geografice, prin următoa-
rele firme:

— **Firma ELTECH**, Singeor-
giu de Pădure, Str. Livezi
nr. 14, telefon: 954/30351,
telex: 65351, cod 3280,
jud. Mureș

— **Firma POP SERVICE**
ELECTRONIC, Craiova,
Str. Rovine, bl. G2, ap. 4,
judetul Dolj, telefon:
941/41726

— **Firma ALISA**, Suceava,
Calea Dornelor nr. 3, bl.
15, sc. C, ap. 8, telefon:
987/28571, cod 5800,
pentru județele: Suceava,
Botoșani, Iași, Neamț.

— **Întreprinderea Județeană**
de Producție și Prestări
Servicii, Baia Mare, Str.
Crișan nr. 2, telefon:
994/33388

— **BATMB**, Str. Timișoarei
nr. 90, sector 6, Bucu-
rești, telefon: 78 38 35

pentru județele: Mara-
mureș, Satu Mare, Sălaj.
pentru București și Secto-
rul Agricol Ilfov.

Recomandăm tuturor be-
neficiarilor noștri să apeleze
cu încredere la serviciile
acestor firme care asigură și
asistența tehnică a vânză-
rilor.

SIMEX

SOCIETATE COMERCIALĂ IMPORT-EXPORT

BULEVARDUL I.V. MICIURIN NR. 7 A
Telefon 66 74 35; 66 49 60

Oferă spre vânzare societăților comerciale, întreprinderilor de stat, cooperatiste, precum și particularilor:

- Aparate de multiplicat
- Aparate de măsură din import
- Motoare electrice
- Aparataj electric și de automatizare
- Tehnică de calcul
- Piese de schimb pentru aparate electrice
- Ciocane de lipit termostatare
- Piese de schimb pentru aparate electronice
- Componente electronice

Listele detaliate se pot consulta la sediul SIMEX din
Bd. Miciurin 7 A.

În curând SIMEX va deschide magazin propriu.

NOU! Pentru constructorii amatori se onorează
și comenzi mici de componente cu plata
în numerar. Listele orientative se pot
consulta la sediul redacției TEHNIIUM.

LIVRAREA IMEDIATĂ

FIRMA ABAC software propune

3. Tester de tranzistoare

În figura 3 este prezentată schema unui tester de tranzistoare cu identificarea tipului (npn sau pnp). Tranzistorul ce trebuie testat se conectează la bornele notate E, B și C, conform semnificației acestora (E — emitor, B — bază și C — colector).

Testarea se face alimentând circuitul. Dacă tranzistorul nu este defect, atunci se aprinde unul din cele două LED-uri, roșu dacă tranzistorul este de tip npn sau verde dacă este de tip pnp.

Prețul kitului este de 149 de lei.

4. Decodor stereo

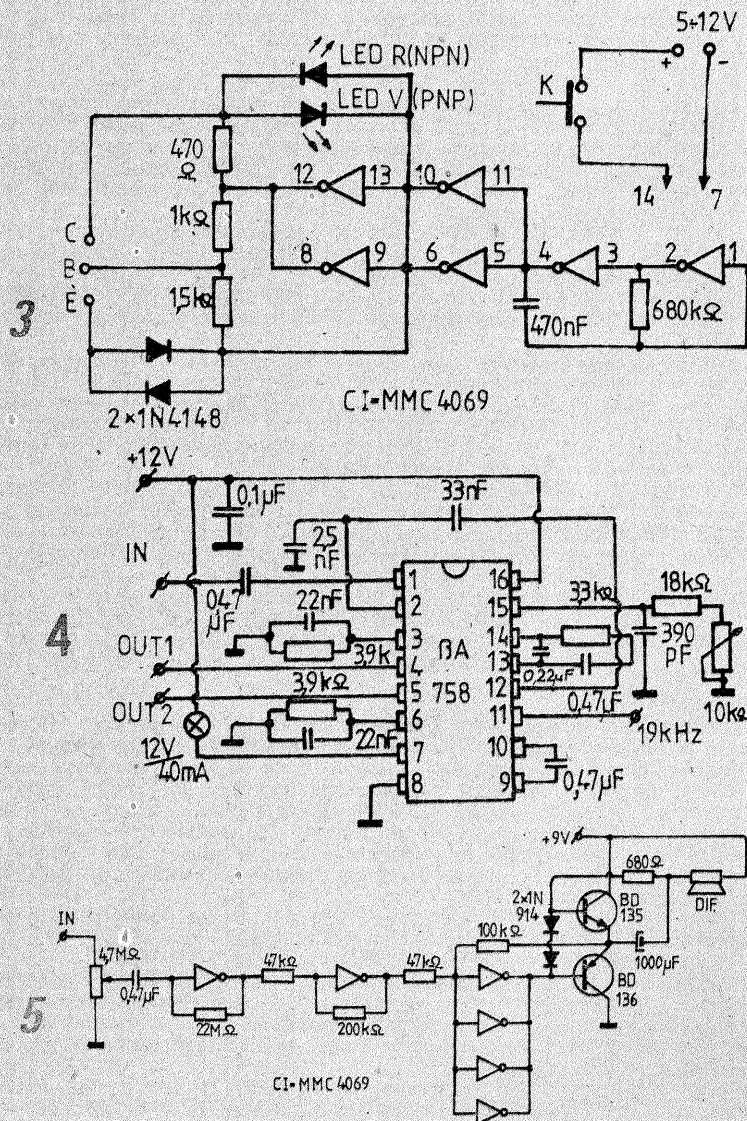
Orice radioreceptor de unde ultracurte poate fi transformat pentru recepția emisiunilor stereofonice prin adăugarea unui decodor stereo, cum este cel din figura 4. Având în vedere înmulțirea posturilor care emit în stereofonie (România tineret, Radio-Fun, Nova 22), orice amator de muzică își poate îmbunătăți audia prin realizarea acestui circuit. Comutarea de pe audia mono pe stereo se face automat și este semnalizată optic.

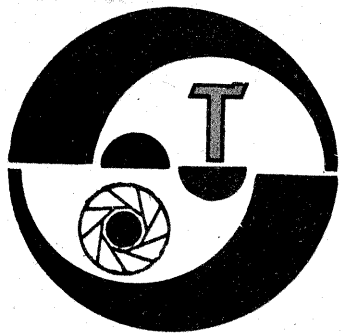
Prețul kitului este de 149 de lei.

5. Amplificator audio cu CMOS de 4 W

Cu ajutorul unui circuit integrat CMOS4069 se poate realiza un amplificator audio cu performanțe mai mult decât onorabile. Etajul final este realizat cu două tranzistoare complementare de tip BD135—BD136 sau echivalente. Alimentat la 9 V, amplificatorul are distorsiuni mai mici de 1% pentru o putere de ieșire de 1 W. Sensibilitatea de intrare este de 1 mV, iar puterea de ieșire este de 4 W dacă montajul este alimentat la o tensiune de 12—15 V.

Prețul kitului este de 89 de lei.





Măsurarea timpului de deschidere a OBTURATOARELOR FOTOGRAFICE

C. STĂNCULESCU

Obturatorul aparatului fotografic permite luminii să impresioneze pelicula într-o perioadă de timp corespunzător expunerii dorite.

Timpul de expunere este determinat în funcție de lumină, de diafragmă, de sensibilitatea filmului, de natura efectelor dorite etc.

Reglajul timpului cît obturatorul este deschis, uneori impropriu denumit „viteza obturatorului”, se face fie manual, fie automat (în cazul folosirii flashului). În acest ultim caz, celula fotosensibilă oferă informații asupra intensității luminoase unui circuit electronic care comandă timpul de deschidere a obturatorului.

Măsurarea duratei reale a deschiderii permite verificarea stării tehnice a unui obturator și cunoașterea diferenței existente în raport cu timpul teoretic pentru o eventuală depanare. Vom vedea că cea, mai bună soluție pentru eliminarea erorilor determinate de timpul de expunere este modificarea diafragmei sau a vitezei.

Măsurarea cu osciloscop remanent

Principiul acestei măsurători constă în cuantificarea variației de intensitate a curentului printr-un element cu proprietăți fotorezistente și un timp de răspuns foarte rapid.

Schema din figura 1 este simplă. Cînd obturatorul este închis, LDR are o valoare maximă fiindcă lumina becului nu acționează direct. Dacă obturatorul este declanșat, diafragma rămînd deschisă, fotorezistența este puternic luminată. Rezistența scade și curentul în circuit (rezistența R, bateria B și fotorezistența) crește. Căderea de potențial la bornele lui R este mai importantă și semnalul, a cărui durată este în relație cu timpul de expunere a fotorezistenței LDR, apare pe ecranul osciloscopului. Acest semnal este foarte scurt și osciloscopul trebuie să prezinte o remanentă, chiar ușoară, pentru ca lungimea sa să fie măsurabilă. Pentru a obține un semnal lizibil și utilizabil, viteza de baleiaj este reglată astfel ca durata totală să fie cu 50—100% superioară duratei de obturare reală.

Baza de timp trebuie să fie în poziția „declanșat”, sincronizarea „internă”, frontul „pozitiv” și pragul la „zero”, astfel ca semnalul analizat să se înscrie pe ecran de la începerea baleiajului.

Rezistența R nu este critică. Valoarea se poate situa între 50—500 Ω. Ea depinde de sensibilitatea osciloscopului. B este o sursă de tensiune continuă între 2—10 V.

Lama de sticlă L provoacă o difuzie a luminii astfel ca nici o imagine să nu poată fi formată. Această lamă nu e necesară dacă becul este alb. Becul este plasat chiar în fața obiectivului aparatului fotografic. Puterea este aleasă astfel ca fotorezistența să fie saturată de lumină cînd obturatorul este deschis. Un bec de 40—60 W este suficient. El trebuie stins între măsurători pentru a nu încălzi excesiv obiectivul.

Fotorezistența LDR (de orice tip) se plasează în planul filmului în centrul ferestrei de expunere. Suprafața sensibilă a celulei este redusă de o fantă de un milimetru lărgime realizată cu ajutorul unei panglici adezive negre. Această fantă este plasată pe axul de translație principal al obturatorului.

Încercările prezentate s-au realizat cu un bec obișnuit de 40 W (A), de sticlă albă, o baterie plată de 4,5 V (B), o rezistență de 300 Ω (R), un osciloscop de 100 mV/cm și cu o liniaritate perfectă în abscisă.

LDR este o fotorezistență cu siliciu, fotodiodă cu siliciu sau fototranzistor.

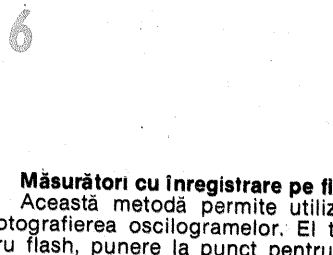
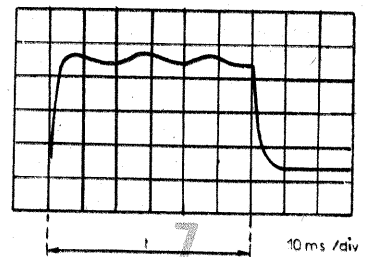
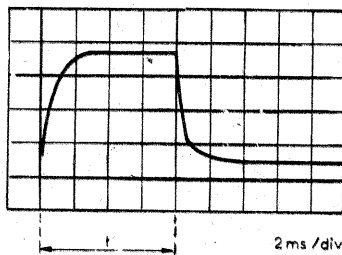
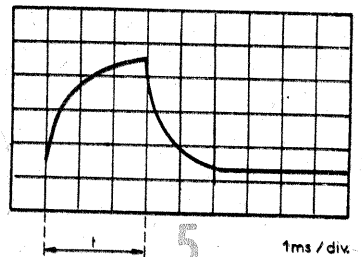
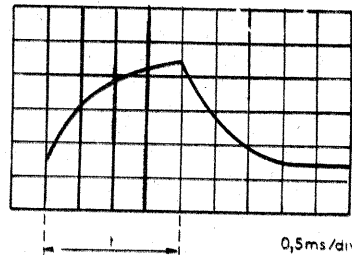
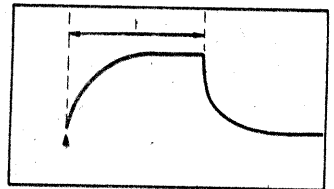
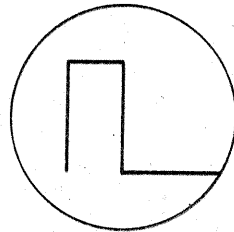
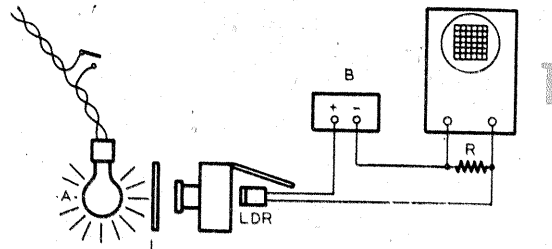
Rezultate

Semnalul ideal trebuie să aibă aspectul din figura 2. În practică fotorezistența are o anumită inerție și semnalul se aseamănă cu cel din figura 3. Durata semnalului este superioară timpului (t) de expunere, dar este ușor de reperat momentul închiderii obturatorului fiindcă în acel moment semnalul prezintă o bruscă variație a pantei. Figura 4 prezintă curba obținută cu un aparat fotografic echipat cu un obturator cu perdea considerat la o expunere de 1/1 000. Timpul de expunere este de 2 miliseunde (1/500 s). Obturatorul rotativ al unui alt aparat reglat pentru o deschidere de 1/500 a permis înregistrarea din figura 5.

Timpul real este de 3 miliseunde — 1/330 s. Al treilea obturator cu perdea reglat pentru 1/125 a permis înregistrarea curbei din figura 6.

Timpul real de expunere de 8 miliseunde corespunde la 1/125 s. Figura 7 arată un timp de deschidere de 60 miliseunde (1/17), măsurat cu obturator rotativ reglat la 1/15. Ondulațiile vizibile pe platoul desenat de curbă corespund modulării intensității luminoase în ritmul curentului alternativ care alimentează becul, a cărui inerție termică este slabă pentru a urmări variațiile alimentare.

Cu un osciloscop clasic putem spera la o precizie de 10% pentru timpii de expunere inferiori lui 1/30 s. Erorile pot fi mai mari la timpii situați între 1/30 și 1/10 s.



Măsurători cu înregistrare pe film

Această metodă permite utilizarea aparatului fotografic încercat pentru fotografierea oscilogramelor. El trebuie să aibă priză de sincronizare pentru flash, punere la punct pentru distanță scurtă (15 cm) și obturator focal (plasat chiar în fața filmului, obturator cu perdea, de exemplu).

Principiul este elementar. Este vorba de fotografierea spotului în mișcare; în timpul deschiderii obturatorului, spotul se deplasează pe o distanță pe care este suficient s-o măsurăm pentru a cunoaște timpul de deschidere, viteza de translație a spotului fiind, evident, cunoscută.

Dacă, de exemplu, după dezvoltarea filmului vom constata că spotul a lăsat o urmă de 4 diviziuni în lungime, știind că viteza sa este de o diviziune pe milisecundă, vom deduce că deschiderea a durat 4 miliseunde — 1/250 s (figura 3).

Tubul catodic nu trebuie să fie persistent, astfel este imposibil de situat limita urmei datorate deplasării spotului în timpul deschiderii și urma datorată remanenței.

ILUMINATUL ÎN TEHNICA FILMĂRII

Ing. MIHAIL FLORESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

O altă restricție este legată de deplasarea subiectului în axul camerei la aparatele fără diafragmă automată.

Dacă subiectul se află inițial la o distanță de 7 m și înaintează la numai 3,5 m de cameră, iar diafragma inițială era 8, este, oricât de ciudat ar părea, necesar să mărim diafragma la 6,5, pentru a compensa scăderea iluminatului general dat de imaginea cerului.

Un alt factor important este și anotimpul în care se filmează. Vara, peisajele marine sau de suprafețe plane cu detalii reduse fac ca în primul plan subiectul să pară obscur. În acest caz, se vor utiliza diferite filtre colorate și nu se vor încerca artificii dificile de iluminare.

Toamna, lumina este, în general, mai difuză și se pot realiza aproape orice efecte de filmare, practic fără restricții deosebite. Pentru a evita unele erori se recomandă în schimb utilizarea de filtre verzi sau portocalii și a parasolarului (funcție de tipul peliculei).

Iarna, mai ales pe zăpadă, apar probleme de calculare a diaframelor. Se recomandă filtre verde-galben și compensarea iluminatului prin alegerea momentului zilei în care se face filmarea. Se exclude unghiul de filmare care introduce reflexii puternice ale soarelui pe zăpadă direct în axul camerei.

Este evident că prin combinarea luminii naturale cu surse artificiale se pot compensa majoritatea problemelor, dar tehnica este scumpă și nu la îndemâna oricui.

O etapă deosebită este aceea a filmărilor de interior cu iluminare naturală printr-o fereastră. Aproape întotdeauna este necesară o reflexie suplimentară, ca în figura 3, pentru atenuarea umbrelor.

Dacă subiectul se filmează pe fondul ferestrei se vor plasa două suprafețe puternic reflectante de o parte și de alta a camerei (sau două surse artificiale) pentru egalizarea luminii pe subiect și pe fond.

2. Iluminatul interior

Iluminatul interior este cel mai apt pentru orice efecte artistice dar are dificultatea de a necesita investiții destul de mari.

Date concrete privind nivelul de iluminare sînt foarte greu de indicat, ele variind funcție de aparatură, peliculă și profunzimea cîmpului. Ne vom mulțumi să indicăm aici numai strict condițiile tehnice ale iluminatului.

În figura 4 sînt prezentate tipurile de bază ale reflectoarelor, iar în figura 5 ale lentilelor uzuale. În practică se combină reflectorul cu un sistem de lentile. Pentru reflectorul parabolic se utilizează și un sistem de reglaj al poziției sursei (figura 6), care permite varierea spotului de lumină rezultat. În principal, selectarea surselor de lumină se face pentru iluminarea concentrată a subiectului sau pentru cea generală a cadrului.

În cazurile în care fundalul este foarte deschis la culoare se poate renunța la un iluminat special al acestuia.

Dacă însă avem personaje la o masă în mijlocul unei camere mari, atunci se impune și un iluminat difuz al întregului plan al camerei.

Și în cazul surselor artificiale de lumină se pot utiliza panouri reflectante, iar uneori și panouri obturante (figura 7). În plus, se montează la surse și diferite ecrane difuzante din sticlă mată, colorată, pînză etc., după necesități și experiență.

La iluminatul de fond va trebui să se acorde o importanță mare eliminării reflexiilor nedorite ce se datorează obiectelor din cadru (oglinzi, geamuri, ecran TV etc.) mai ales cînd se schimbă poziția camerei de luat vederi.

În figura 7 sînt grupate diferite scheme de așezare a luminii față de subiect, fără a considera iluminatul de fond necesar de la caz la caz.

a) Lampa nitraphot de 250-300 W se află la cca 1,5 m față de subiect, lumina fiind compensată de un reflector R. Se obține un contrast plăcut, fără durități.

b) Utilizarea lămpilor simetrice la o distanță mai mare. Se alege acest sistem cînd se impune o rotație a camerei simultan cu lămpile. Se poate regla astfel clar sistemul de umbre și contraste.

c) O versiune cu două lămpi, situate de aceeași parte a axului camerei, permite modelarea artistică a umbrelor și, de obicei, reduce necesitatea iluminării generale (lămpile se află la 1 și, respectiv, 2 m pentru 250 W).

d) Sistemul cu ecran opac O compensează strălucirea forțată a fețelor și aduce un aport mai mare al fundalului.

e) Sistemul cu o lampă în spate duce la efectele de aureolă căutate în filmarea miraselor, dar trebuie dozat cu atenție și după unele experiențe prealabile.

Filmarea siluetelor aduce uneori efecte interesante. Se poate realiza simplu în două moduri:

— Se fixează pe cadrul unei porți o țesătură albă, întinsă perfect. Subiectul se plasează de aceeași parte cu camera, din partea opusă fiind asigurat un iluminat puternic și uniform. Prin joc de diafragmă se obține efectul dorit.

— Se utilizează un perete alb sau pastel ca fundal, puternic iluminat și se filmează subiectul pe acest fond.

Siluețele parțiale (evidențiate cu detalii limitate) se obțin din jocul între iluminatul zonat al subiectului și lumina de fond.

Combinînd și experimentînd, cineamatorul își va alege soluțiile cele mai convenabile scopului propus.

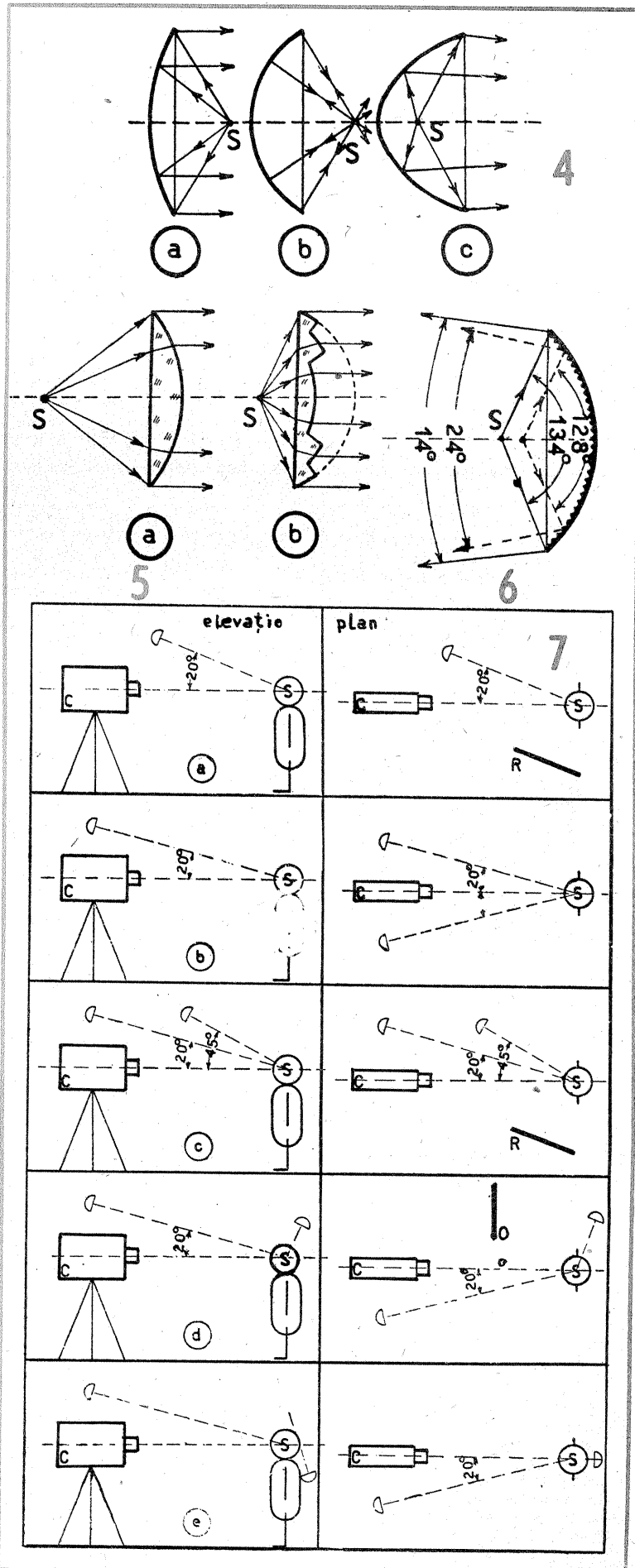
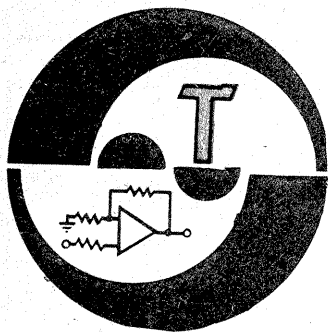


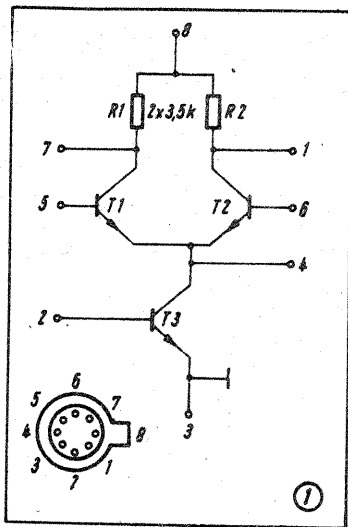
Fig. 4. Reflectoare: a) parabolic; b) sferic; c) eliptic.

Fig. 5. Lentile: a) planconvexă; b) planconvexă cu focar scurt și grosime redusă.

Fig. 6. Poziția sursei în reflectorul parabolic



VOLTMETRU



Montajul folosește un circuit MBA125-Tesla, care este un amplificator diferențial și realizează un voltmetru cu impedanța de intrare

de aproximativ $3 \text{ M}\Omega/\text{V}$.

Gamele de măsură sînt: 5 V; 2,5 V; 1 V; 0,5 V.

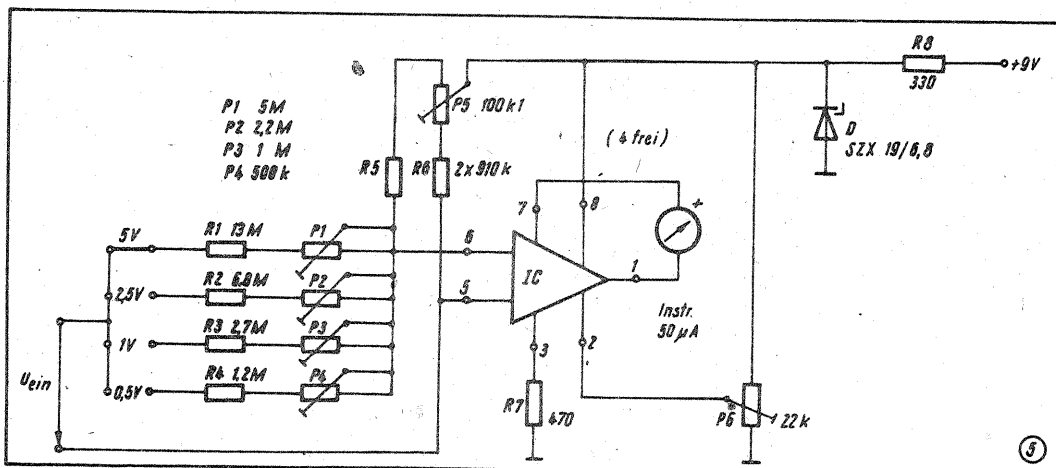
Se folosește un instrument indi-

cator cu sensibilitatea de $50 \mu\text{A}$.

Valorile tensiunilor pe fiecare terminal sînt: 1 și 7 = 4,8 V, determinat de rezistoarele R5 și R6; 8 = 6,8 V; 2 = 2,8 V (din P6); 3 = 0,6 V.

Alimentarea se face cu 9 V, apoi stabilizată la valoarea de 6,8 V cu o diodă Zener.

JUGEND UND TECHNIK, 5/1980



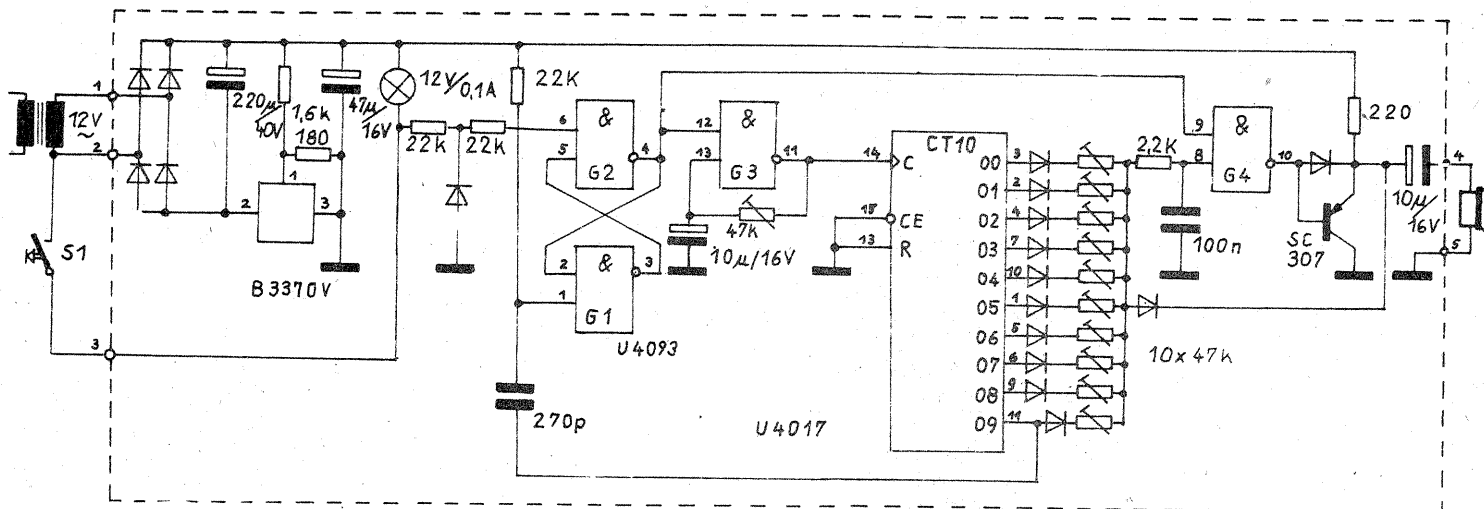
Montajul este construit cu circuite CMOS de tipul 4093 (patru circuite NAND cu două intrări) și 4017 (numărător decadic cu 10 ieșiri decodificate).

GONG

În redresor se folosesc 4 diode tip 1N4001 sau o punte 1PM05, tensiunea redresată fiind apoi stabilizată. Celelalte diode sînt de tipul 1N4148.

Transformatorul este de tipul celor folosite la sonerii.

JUGEND UND TECHNIK, 2/1989



REGULATOR DE TEMPERATURĂ

Construit cu un circuit βA741 (8 terminale) și un tranzistor de tipul BD137, montajul poate acționa în domeniul de temperatură cuprins între -50°C și $+150^\circ\text{C}$.

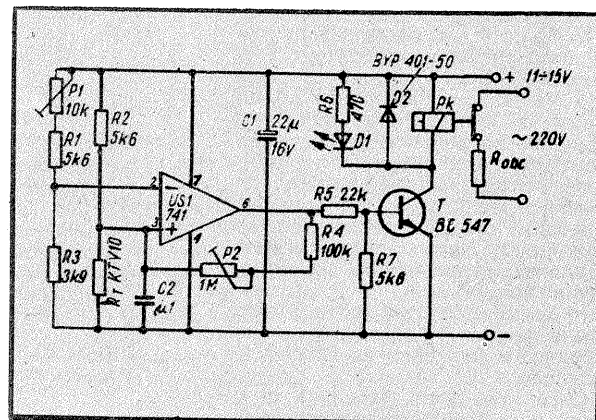
Elementul sesizor al temperaturii este un termistor care la temperatura de $+25^\circ\text{C}$ are rezistența de

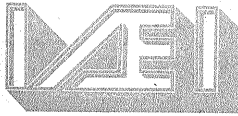
aproximativ $2 \text{ k}\Omega$.

În zona de la 0 la 100°C , precizia de acționare este de $0,5^\circ\text{C}$.

Alimentarea se face cu tensiune stabilizată.

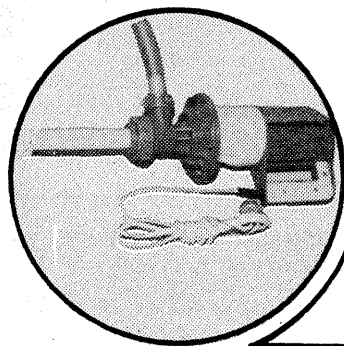
RADIOELEKTRONIK, 5/1990



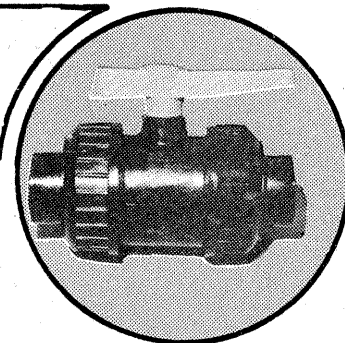


ÎNTEPRINDERE DE APARATAJ ELECTRIC PENTRU INSTALAȚII FOCȘANI, Bd. București nr. 16 A, tel. 15300, tlx. 53259 CONT VIRAMENT 30.17.70.201 B.N. FOCȘANI

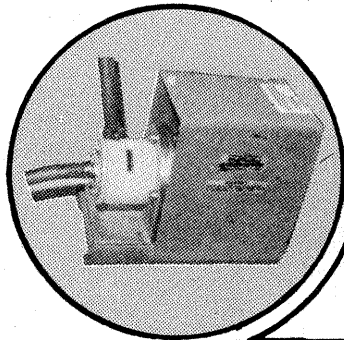
Întreprinderea de Aparataj Electric pentru Instalații Focșani este o întreprindere a industriei electrotehnice românești, specializată în producerea de aparataj electric de joasă tensiune pentru instalații. Întreprinderea noastră produce o gamă diversă de aparate electrice de instalații în mai multe variante, realizate la nivelul celor similare producției mondiale. De asemenea, I.A.E.I.—Focșani oferă echipamente pentru atelierele de galvanizare, echipamente ce pot fi utilizate în orice alte aplicații cu respectarea restricțiilor menționate mai jos.



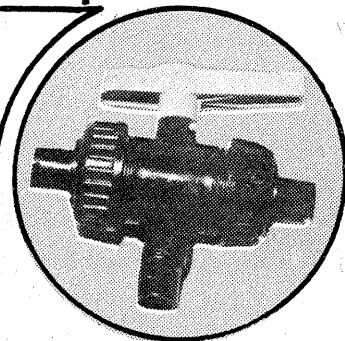
ROBINET DE TRECERE CU BILĂ: este destinat pentru vehicularea soluțiilor acide, alcaline, produse petroliere și lichide alimentare. Se pot executa (la cererea beneficiarului) în trei variante:
PEID (polietilenă înaltă densitate)
PP (polipropilenă)
PVC (policlorură de vinil)



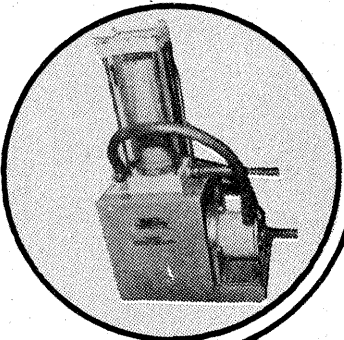
POMPĂ DE TRANSVAZARE PT-35-800: este destinată în special transvazării soluțiilor acide ori alcaline sau alimentare, cu temperatura maximă de 60°C și viscozitatea de maximum 200 CP, din damigene, butoaie, din cuve sau alți recipiente. Este interzisă transvazarea lichidelor inflamabile sau în medii explozive. Tensiunea de alimentare este de 220 V.



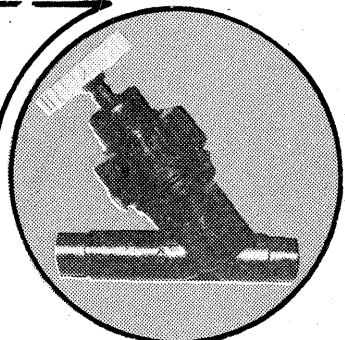
ROBINET DE TRECERE CU BILĂ CU TREI CĂI: este destinat pentru vehicularea soluțiilor acide, alcaline, produse petroliere și alimentare. Se pot executa (la cererea beneficiarului) în trei variante:
PEID (polietilenă înaltă densitate)
PP (polipropilenă); PVC (policlorură de vinil)



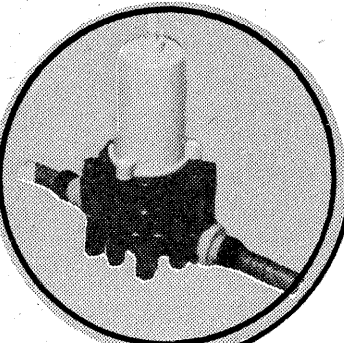
POMPĂ RECIRCULARE PR-700: este destinată în special secțiilor de galvanizare pentru recircularea electrolitului din băi, în scopul omogenizării și deci prelungirii duratei de utilizare a soluției. Pompa poate fi întrebuințată și la recircularea altor lichide, neinflamabile, explozibile, cu o temperatură maximă de 60°C.



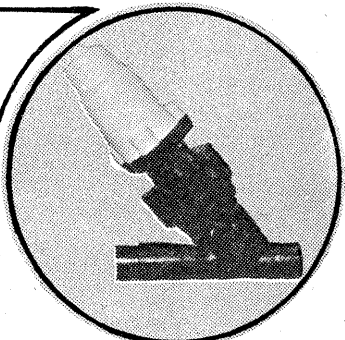
ROBINET CU ÎNCHIDERE OBLICĂ CU ACȚIONARE MĂNUALĂ: este destinat pentru vehicularea soluțiilor acide, alcaline, produse petroliere și alimentare. Se pot executa (la cererea beneficiarului) în trei variante:
PEID (polietilenă înaltă densitate)
PP (polipropilenă); PVC (policlorură de vinil)



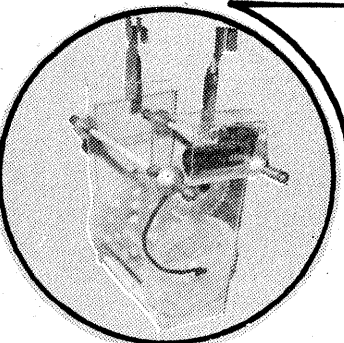
POMPĂ FILTRU PF-05: este destinată în special secțiilor de galvanizare pentru filtrarea continuă a soluțiilor în scopul reducerii pierderilor de cupru, nichel și prelungirea duratei de funcționare a băilor în procesul de metalizare chimică. Pompa poate fi întrebuințată și la filtrarea altor lichide, dar neinflamabile sau explozibile având temperatura maximă de 60°C.



ROBINET CU ÎNCHIDERE OBLICĂ CU ACȚIONARE PNEUMATICĂ: este destinat pentru vehicularea soluțiilor acide, alcaline, produse petroliere și alimentare. Se pot executa (la cererea beneficiarului) în trei variante:
PEID (polietilenă înaltă densitate)
PP (polipropilenă); PVC (policlorură de vinil)



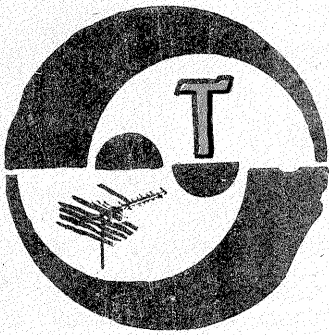
POMPĂ DE DOZARE PD 500-AP 001: este destinată în special pentru reglarea pH-ului apelor reziduale cu caracter acid sau alcalin sau pentru reglarea nivelului ori a presiunii, până la presiunea de refulare, dintr-un recipient. Se interzice utilizarea în mediu exploziv.



TAMBURI DE GALVANIZARE: se utilizează în secțiile de galvanizare în scopul acoperirii electrochimice a reperelor mici de metal vrac. Acest procedeu asigură o productivitate ridicată a procedurii de acoperire, fiind asigurată o acoperire uniformă a pieselor. Tamburii sînt executați din PEID (polietilenă înaltă densitate) sau din PP (polipropilenă).



PRODUSELE PREZENTATE SE LIVREAZĂ SUB MARCA



SERVICE

BACIU DAN — Botoșani

Sistemul de antene propus este nerealizabil practic. Antena care se utilizează în banda de 10 GHz este de tip parabolic și pentru acest tip de antenă se construiesc și convertoarele.

CONSTANTIN ADRIAN — Ploiești

Vom căuta schema și vă vom trimite o copie.

TOLOȘ IULIAN — Siatina

În paralel cu condensatoarele trimmer de la blocul de intrare montați câte un condensator de 22 pF.

ZARCO CONSTANTIN — Botoșani

Pentru orice tip de emițător vă trebuie autorizație.

La televizor verificați starea tuburilor electronice.

OLIVOTTO TUDOR — Scăieni, Prahova

Antenele la care vă referiți nu au eficiență, ele fiind rodul doar al imaginației. Vă recomandăm să vă construiți antene Yagi.

VIZITIU CONSTANTIN — Fălticeni

Ca să aveți tensiune stabilizată la 220 V, folosiți un stabilizator ferorezonant (au există în comerț). Pentru perioade scurte construiți un convertizor alimentat de la un acumulator. Un astfel de convertizor a fost publicat în revista noastră.

DICU CRISTIAN — Constanța

Vi s-au expediat poștal informațiile solicitate.

PUGHIU EDUARD — București

Firma Gründig nu are reprezentanță în București.

SAVU DAN — Constanța

Defecțiunile enumerate sînt la casetofoane, cit și la televizor pentru a fi remediate apeleți la serviciile unui specialist; defectele sînt complicate și aparatele scumpe.

ZAPROȚAN CRISTIAN — Iași

Scrisoarea a fost remisă autorului și constructorului receptorului.

PAVEL VIRGIL — București

Verificați starea tubului PY88.

IANCHIS IONUȚ — Cluj

Schemele solicitate au fost publicate în numerele 9/1977, 1/1983 și 12/1983.

POPESCU ILIE — Motru

Scheme pentru producerea unor efecte acustice au fost publicate și vă recomandăm revistele 10/1981.

2/1984, 1/1989 și 5—6/1990.

ANDREI IOAN — Galați

Vi s-a trimis prin poșta nr. 4/1990 care vă lipsește din colecție.

LUPȘA SILVIU — jud. Alba

Vom încerca să vă trimitem cele solicitate.

VELA ILIE — Sichenița 184, jud. Caraș-Severin

Dorește să achiziționeze colecția „Tehnium” pe anii 1982 și 1983.

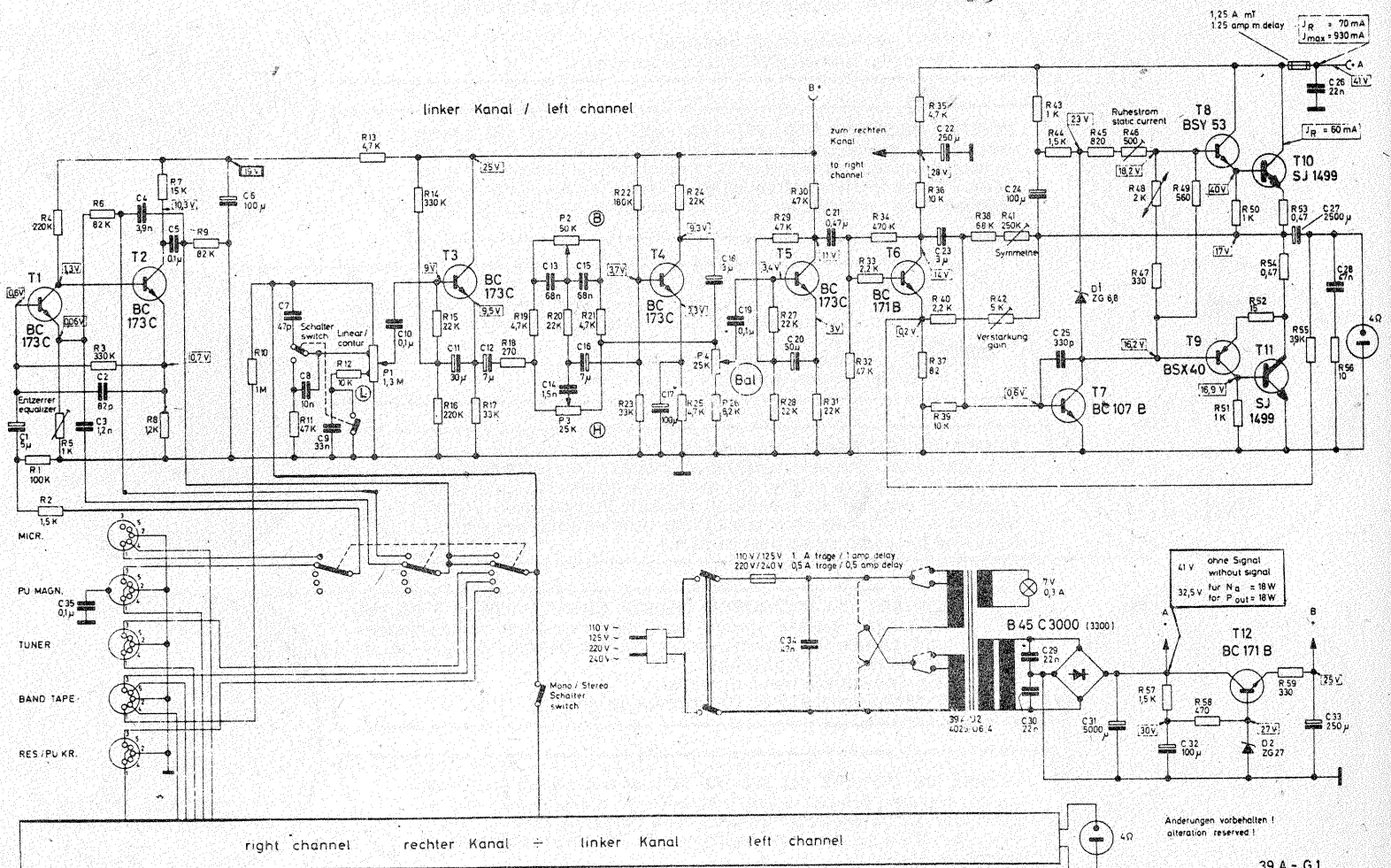
I.M.

**Vind Computer IBM-PC/XT
Cumpăr convertor LNB
Telefon 10 14 29.**

DUAL CV40

Amplificatorul DUAL CV40, îndeplinind normele standardului DIN 45500, este considerat ca un echipament de înaltă fidelitate, fiind construit în varianta stereo. Selectarea semnalelor la intrare se face cu un comutator rotativ pentru: doză magnetică, microfon, doză piezo, radio și magnetofon. Sensibilitatea pe fiecare intrare este: doză magnetică 4 mV; microfon 3 mV; tuner 350 mV; doză cristal 350 mV; magnetofon 50 mV.

Banda de trecere este de 10 Hz—45 kHz, cu o neliniaritate de $\pm 1,5$ dB. Puterea debitată este de 2×24 W în regim muzical și 2×8 W în regim sinusoidal continuu. Impedanța de ieșire este 4—16 Ω . Consumul de energie este de aproximativ 80 VA. Controlul tonalității este de ± 17 dB la 40 Hz și la 18 kHz.



Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
 Redactori: K. FILIP, ing. M. FLORESCU,
 ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
 Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
 Corectură: V. STAN

Administrația: Editura „Presa Liberă”

Tiparul executat
 la Combinatul Poligrafic
 București

INDEX 44212

© — Copyright Tehnium 1990

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA” — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.