

# Tehniuum

nr. 5/96

## DIN SUMAR:

- Aplicații ale microfoanelor electret
- Amplificator stereo de putere cu TDA 2003
- Generator bitonal pentru testarea aparaturii SSB
- Sursă multiplă de energie
- Aprindere electronică
- Încărcător electronic pentru baterii



## DIN NOU LA DRUM

După o întrerupere mult prea lungă și pe care nimeni nu a dorit-o, revista TEHNIUM este, stimați cititori, din nou la dispoziția dumneavoastră.

Cu o echipă redacțională ușor modificată, cu aceiași vechi și extraordinar de loiali colaboratori, dar și cu autori noi, revista TEHNIUM are toate șansele să revină în atenția dumneavoastră.

Nu ne vom abate de la ceea ce a fost aproape întotdeauna revista TEHNIUM: o publicație a constructorilor amatori. Dacă ne adresăm cu predilecție amatorilor, aceasta nu înseamnă că articolele vor fi redactate într-un stil amatoricesc. Numeroși specialiști de marcă din domeniul electronicii stau în spatele acestei publicații, cu consecințe vizibile în conținut.

Nici electroniștii profesioniști nu trebuie să ne ignore, vor găsi multe idei interesante în paginile noastre.

Alături de un conținut cât mai interesant, vom căuta permanent să ridicăm tirajul publicației, să menținem prețul cât mai scăzut și să îmbunătățim difuzarea, așa încât nici unui fan de-al nostru să nu-i mai lipsească din colecție vreun număr de revistă.

Alături de rubricile consacrate și de mare succes pe care le cunoașteți deja, vom continua să abordăm și aspecte noi, cum ar fi de exemplu rubrica de CATALOG, pe care în mod cert o veți aprecia. Această rubrică va prezenta scheme concrete de utilizare a unor noi și mai puțin cunoscute tipuri de circuite integrate care au pătruns deja pe piața românească.

Ne mai propunem să păstrăm un dialog permanent cu dumneavoastră, cititorii noștri, să vă răspundem în paginile revistei la unele probleme de interes general, pe care le veți ridica.

După ce s-a încheiat un sfert de secol de activitate, (să ne reamintim că primul TEHNIUM a apărut în 1970), iată că intrăm într-o nouă etapă care va depăși pragul mileniului 2, deci ne propunem să vă ajutăm, după puterile noastre, dragi pasionați de electronică, să deveniți profesioniștii mileniului 3!

Vă lansăm și o invitație la noua ediție a Concursului de publicistică TEHNIUM '96. Cele mai bune articole vor fi premiate.

Vom asigura un conținut divers și echilibrat revistei, care sperăm să vă trezească din nou plăcerea construcțiilor electronice. În ciuda opiniei scepticilor, electronica nu a dispărut ca hobby.

Vă mulțumim că sunteți alături de noi,  
Redactor șef

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

Abonamentele la revista TEHNIUM se pot face la toate oficiile poștale din țară pentru numărul 5050 din Catalogul Publicațiilor Interne.

**Periodicitate** : apariție lunară.

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

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

Articolele nepublicate nu se restituie.

# APLICAȚII ALE MICROFOANELOR ELECTRET



Aurelian Lăzăroiu  
Cătălin Lăzăroiu

## Prezentare generală a microfoanelor electret

Inițial, microfoanele electret au fost concepute pentru a fi încorporate în casetofoane și minicasetofoane sau în alte aparate cu dimensiuni reduse.

Datorită unor avantaje specifice, aceste microfoane și-au găsit în ultimul timp o arie largă de aplicații în construcțiile amatorilor. O serie de caracteristici electroacustice demne de luat în considerație: dimensiunile mici, greutatea redusă, robustețea, fiabilitatea și rezistența la intemperii de orice fel fac ca microfoanele electret să fie ideale pentru multe aplicații. Nu trebuie neglijat nici faptul că aceste microfoane sunt foarte accesibile datorită prețului redus (de cca 10 ori mai ieftin decât un microfon dinamic modest) sau pot fi recuperate de la casetofoanele care, dintr-un motiv sau altul, nu se mai folosesc.

În general, microfoanele electret constau dintr-o capsulă metalică ce încorporează traductorul capacitiv prepolarizat și un tranzistor JFET (cu rezistoarele asociate). Tranzistorul este folosit ca adaptor de impedanță și poate fi inclus într-o configurație de repetor ca în figura 1a, sau ca preamplificator, așa cum se arată în figura 1b.

Principalele caracteristici ale microfoanelor electret:

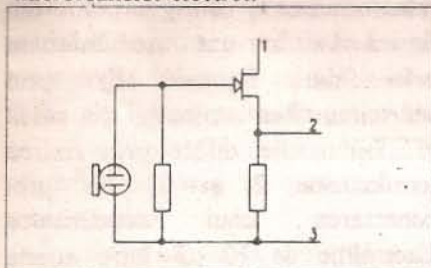


Fig. 1a

- banda de frecvență este cuprinsă între 50 ... 100 Hz și 8 ... 12 kHz;
- sensibilitatea este de cca. 5 ... 15 mV/Pa pentru microfoanele cu configurația din figura 1a și de cca. 25

... 50 mV/Pa pentru cele cu configurația din figura 1b;

- impedanța microfoanelor electret care folosesc tranzistorul JFET ca repetor este de aproximativ 1 kΩ;

- tensiunea de alimentare este cuprinsă în general, între 4,5 și 9 V, dar există multe tipuri care funcționează și la 1,5 V;

- curentul consumat este de 0,1 ... 1 mA;

- capsula microfoanelor electret are diametrul de 10 mm și înălțimea de 10 ... 15 mm;

- greutatea acestor microfoane este cuprinsă între 2 și 5 grame.

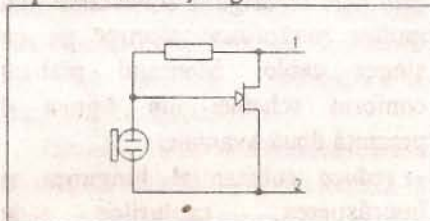


Fig. 1b

Caracteristica de directivitate a microfoanelor electret este omnidirecțională (sferică), ceea ce, în unele situații, constituie un dezavantaj. Spre deosebire de microfoanele dinamice, microfoanele electret nu sunt sensibile la câmpuri electromagnetice.

Dimensiunile reduse, greutatea extrem de mică și accesul direct la membrana traductorului fac microfoanele electret ideale pentru captarea vibrațiilor sonore provenite de la instrumentele muzicale cu cutie de rezonanță. Microfonul electret se poate aplica direct pe corpul instrumentului, ca traductor de contact, sau se va plasa în/spre deschiderea cutiei de rezonanță.

De asemenea, microfoanele electret sunt ideale pentru a fi folosite de către soliștii vocali, în special atunci când vocalistul este și instrumentist și deci nu poate ține în mână un microfon obișnuit. În această situație, microfonul se plasează pe un sistem de

sustinere, fixat pe cap; această modalitate de utilizare asigură și menținerea constantă a distanței față de sursa sonoră. Distanța optimă față de gura solistului este, în general, de 7 ... 15 cm.

Datorită caracteristicii de directivitate omnidirecțională, nu recomandăm folosirea microfonului electret în sisteme de sonorizare la care există riscul apariției reacției acustice. În consecință, microfoanele electret se vor folosi numai pentru înregistrări sau în sisteme la care există o suficientă izolare acustică între difuzoare și microfon.

## Moduri tipice de conectare a microfoanelor electret

Pentru a putea utiliza un microfon electret este necesară identificarea terminalelor. La microfoanele cu configurație internă conform schemei din figura 1a, terminalul 1 este de obicei un fir colorat viu (roșu sau galben). Terminalul 2 corespunde firului cald al cablului ecranat, acesta având tresa conectată la terminalul 3.

La microfoanele cu configurația din figura 1b, terminalul 2 este cel conectat la capsula metalică a microfonului (se poate observa vizual).

Pentru început trebuie făcută mențiunea că microfonul electret poate fi conectat la intrarea de microfon dinamic a unui preamplificator, numai dacă acesta are o rezervă de supraîncărcare de cel puțin 20 dB. În caz contrar, la niveluri sonore mari, apar distorsiuni armonice puternice. Dacă preamplificatorul nu are această rezervă, există două modalități de evitare a supraîncărcării acestuia. Se poate introduce un divizor adecvat între microfon și intrarea preamplificatorului sau, atunci când este posibil, se "sare" peste primul etaj al preamplificatorului.

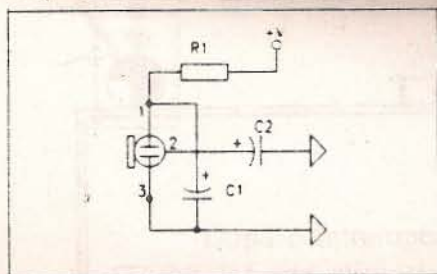


Fig. 2a

Pentru a putea fi folosite, microfoanele electret trebuie alimentate. În figura 2 se arata modul de alimentare a celor doua tipuri de microfoane. In aceste scheme, grupul R1C1 constituie o celula de filtraj suplimentar, iar C2 este condensatorul de cuplaj dintre microfonul electret și preamplificator. În schema din figura 2b, rezistorul R2 constituie rezistența de sarcină a tranzistorului JFET

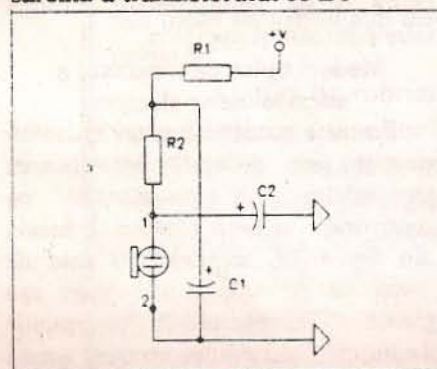


Fig. 2b

#### Variante inedite de conectare și utilizare a microfoanelor electret

Înainte de a trece la prezentarea montajelor propuse, menționăm că acestea au fost experimentate de noi cu microfoane electret de producție japoneză (de exemplu CM - 18 W, care se comercializează în mod curent prin magazinele de specialitate de la noi).

Indiferent de configurația internă a microfonului electret, s-ar părea că sunt necesare trei fire pentru conectarea acestuia la un preamplificator aflat la distanță. În realitate, apelând la unele artificii, se pot folosi cabluri ecranate obișnuite cu două fire, respectiv firul cald și tresa metalică. Schema practică de conectare, valabilă pentru

microfoanele cu configurația din figura 1b, este prezentată în figura 3. După cum se poate vedea, se apelează la un artificiu care permite alimentarea microfonului pe firul de semnal audio. În această situație, rezistența de sarcină se află în preamplificator iar alimentarea microfonului se face din sursa de alimentare a preamplificatorului.

Este interesant de semnalat și o

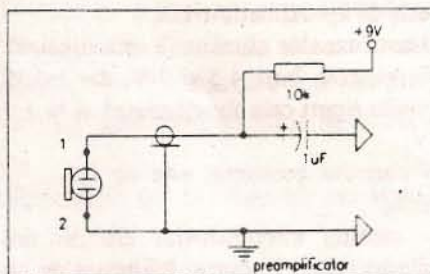


Fig. 3

modalitate experimentată de noi, prin care se asigură conectarea mai multor microfoane electret pe un singur cablu. Montajul realizat conform schemei din figura 4 prezintă două avantaje:

- reduce substanțial lungimea și împrăștierea cablurilor de interconectare;
- realizează mixarea semnalelor de audiofrecvență provenite de la toate microfoanele conectate în paralel (deoarece folosesc o rezistență de sarcină comună).

Această modalitate de conectare

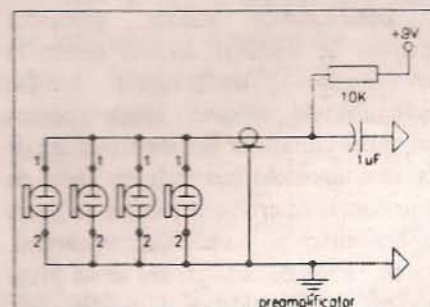


Fig. 4

a microfoanelor electret este deosebit de utilă pentru înregistrarea discuțiilor din cadrul întrunirilor de tip "masă rotundă". În montajul experimental am folosit patru microfoane CM - 18 W distanțate la un metru și cuplate la

preamplificator printr-un cablu ecranat de zece metri. În această aplicație, numărul microfoanelor electret nu poate fi mărit oricât deoarece scade sensibilitatea generală.

Referitor la microfoanele cu trei terminale, menționăm că și acestea pot fi cuplate la preamplificatoare prin intermediul cablurilor ecranate obișnuite, cu două fire. În schema din figura 5 se prezintă varianta cu alimentare separată; sursa de alimentare constă dintr-o baterie de dimensiuni reduse, cu tensiunea de 1,5 ... 9 V, în funcție de tipul microfonului folosit

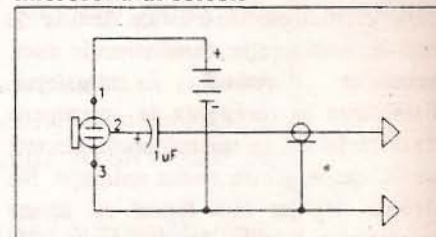


Fig. 5

Deși curentul consumat este redus (0,1 ... 1 mA), se recomandă introducerea unui întrerupător în circuitul de alimentare. Microfonul, bateria și întrerupătorul se vor introduce într-o montură asemănătoare microfoanelor obișnuite.

O altă modalitate de cuplaj al microfoanelor electret cu trei terminale, prin intermediul unui cablu ecranat obișnuit, este prezentată în figura 6. De fapt, această variantă se bazează pe transformarea configurației din figura 1a într-una asemănătoare celei din figura 1b, prin scurtcircuitarea rezistenței din sursa JFET-ului, fie direct prin unirea terminalelor 2 și 3, fie prin conectarea unui condensator electrolitic de 10  $\mu$ F între aceste două terminale. În acest fel se evită folosirea unei surse de alimentare separată și se obține o sensibilitate mai ridicată a microfonului.

O ultimă modalitate de conectare pe care o prezentăm în acest



material este indicată în figura 7. Aceasta ar putea fi utilă în aplicații în care intrarea este flotantă (fără punct de masă), așa cum întâlnim la unele amplificatoare de putere, în punte. Transformatorul din figura 7 se realizează pe un pachet de tole cu  $S=0,5 \dots 1 \text{ cm}^2$ ; înfășurarea primară are 1000 de spire, iar cea secundară are 5000 de spire.

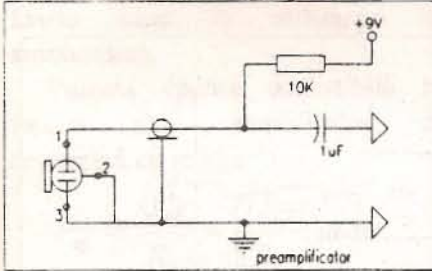


Fig. 6

Ambele înfășurări sunt bobinate cu conductor CuEm 0,05 ... 0,07 mm.

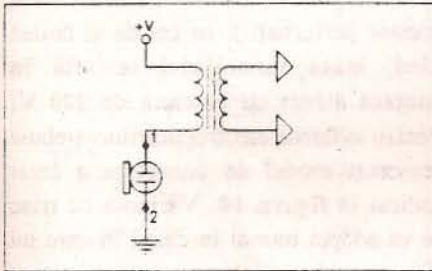


Fig. 7

**Microfon fără fir**

Necesitatea unui cablu de interconectare limitează de cele mai multe ori aria de aplicabilitate a oricărui microfon. Pentru a elimina cablurile lungi și pentru a mări gradul de libertate a utilizatorului, se recomandă folosirea microfoanelor fără fir (radiomicrofoane). Un microfon fără fir constă dintr-un microfon căruia i se asociază un microemițător.

În cele ce urmează, prezentăm un radiomicrofon experimentat de noi, cu microfonul electret CM - 18 W. Printr-un mod original de cuplare a microfonului la oscilator, am realizat un radiomicrofon foarte simplu. După cum se poate vedea în

schema din figura 8, microfonul electret este inclus direct în structura oscilatorului de înaltă frecvență. Polarizarea tranzistorului din

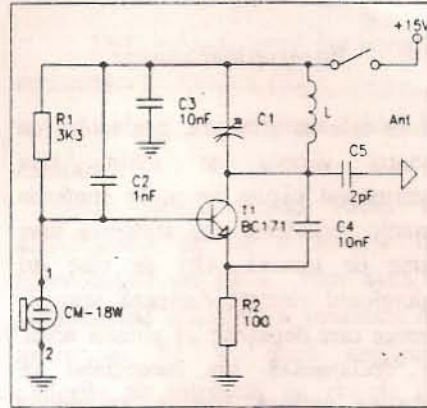


Fig. 8

oscilator se face prin intermediul rezistenței de sarcină a microfonului electret. Variațiile de tensiune datorate semnalelor audio captate de microfon asigură modulația în frecvență a oscilatorului.

Aproape toate radiomicrofoanele de amator care se comercializează în mod curent, lucrează în partea inferioară a benzii UUS - Vest (CCIR), respectiv 88 - 90 MHz. Pentru această bandă de frecvență, inductanța L din schema radiomicrofonului prezentat în figura 8 are 6 ... 8 spire cu diametrul de 4 mm, bobinate în aer,

Tranzistorul folosit în oscilator poate fi oricare din seria BC, cu frecvența de tăiere mai mare de 250 MHz. Montajul a fost experimentat cu tranzistoare de tip BC171, BC173 (S.C. BĂNEASA). Antena radiomicrofonului este constituită dintr-un fir flexibil (lițat), cu lungimea de 40 ... 80 cm, ultima valoare fiind optimă.

Acordul corect al radiomicrofonului în bandă, de care depinde calitatea transmisiei, se face conform recomandărilor de mai jos. Se fixează un radioreceptor pe o frecvență cuprinsă în domeniul 88 - 90 MHz; se îndepărtează receptorul la o distanță de cel puțin 5 m de radiomicrofon. Se reglează cu multă atenție C1, până la apariția reacției acustice (microfonie). Am recomandat efectuarea acestui reglaj cu receptorul la distanță, deoarece în caz contrar, datorită radiației parazite, pot apărea situații de acord fals, concretizate prin distorsiuni mari, instabilitate, zgomote. Certitudinea că acordul este corect o vom avea atunci când se poate stabili o legătură sigură și de calitate (surprinzătoare chiar, dacă avem în vedere simplitatea montajului), în interiorul unui

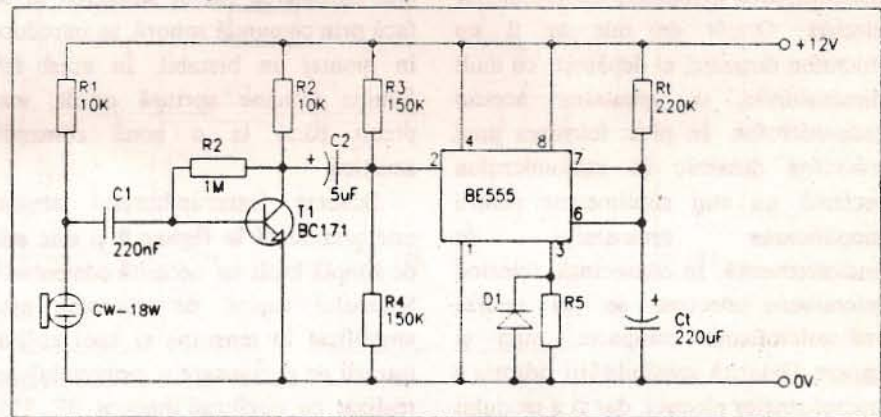


Fig. 9

cu conductor CuEm 0,5 mm. Condensatorul de acord C1 este un trimer obișnuit, cu capacitatea de 5 ... 15 pF, conectat cu rotorul la plusul sursei de alimentare.

apartament. Tensiunea de alimentare a radiomicrofonului a fost stabilită la 1,5 V din două motive:

pentru limitarea puterii de radiofrecvență, în scopul evitării producerii unor eventuale perturbații în radioreceptoarele vecinilor;

- pentru a putea reduce la minimum dimensiunile radiomicrofonului, prin folosirea bateriilor R6, LR03, LR1G sau chiar AG13.

Radiomicrofonul a fost realizat practic în două variante constructive, în funcție de dimensiunile bateriei.

Folosind o baterie de tip R6, întreg montajul a fost introdus într-un tub PVC (din cel utilizat la instalațiile electrice), cu diametrul de 18 mm și lungimea de 125 mm. Cu o baterie de tip AG13, montajul a fost introdus într-o cutie paralelipipedică cu

Se impun și câteva precizări referitoare la durata de funcționare a radiomicrofonului; lucrând în regim intermitent, o baterie R6 asigură o funcționare de 50 ... 100 h, în timp ce o baterie de tip AG13 obișnuită asigură o durată mult mai mică.

### Întreprător acustic

În cele ce urmează, prezentăm un montaj simplu și ieftin, prin intermediul căruia se poate comanda acustic aprinderea sau stingerea unei surse de lumină. Ori de câte ori microfonul electret captează semnale sonore care depășesc un anumit nivel, se declanșează un monostabil ce menține aprinsă lumina, pe durata temporizării. La expirarea duratei de

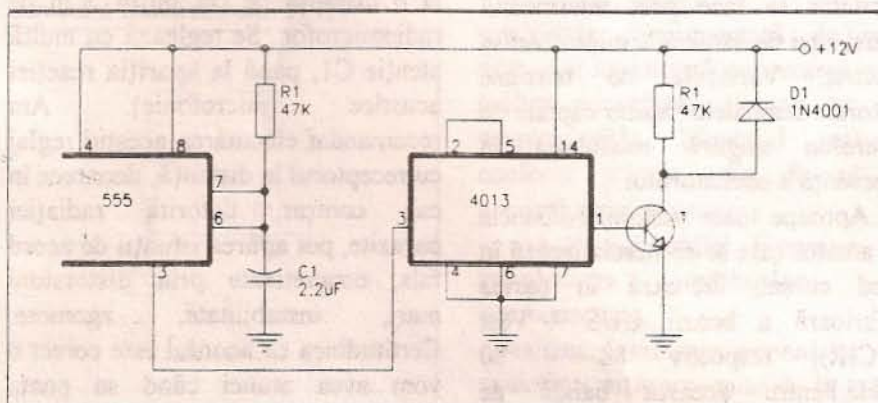


Fig. 11

dimensiunile de 14x20x30 mm. Această ultimă variantă constructivă demonstrează avantajele microfoanelor electret. Oricât de mic ar fi un microfon dinamic, el depășește cu mult dimensiunile și greutatea acestui radiomicrofon. În plus, folosirea unui microfon dinamic în radiomicrofon reclamă un etaj suplimentar pentru amplificarea semnalului de audiofrecvență. În consecință, folosind microfoane electret, se pot realiza radiomicrofoane compacte, mici și ușoare. Datorită sensibilității ridicate a microfoanelor electret, dar și a modului de conectare în oscilator, sensibilitatea radiomicrofonului este deosebit de mare; de aceea aria de aplicabilitate se extinde foarte mult, depășind domeniul specific.

temporizare a monostabilului lumina se stinge. Dacă utilizatorul dorește ca atât aprinderea cât și stingerea să se facă prin comandă sonoră, se introduce în montaj un bistabil. În acest fel, lumina rămâne aprinsă oricât, mai precis până la o nouă comandă acustică.

Schema întreprătorului acustic este prezentată în figura 9 și este atât de simplă încât nu necesită comentarii. Semnalul captat de microfon este amplificat în tensiune și apoi aplicat intrării de declanșare a monostabilului realizat cu circuitul integrat  $\beta E$  555. Durata de temporizare este determinată de valorile  $RtCt$ . Pentru valorile indicate în schemă, durata este de cca. 1 minut. Pe durata temporizării, releul R este atras, asigurând prin contactele de lucru alimentarea sursei de lumină.

Se folosește un releu care să acționeze la un curent de 50 ... 75 mA și ale cărui contacte de lucru să suporte curentul consumat de sursa luminoasă.

În locul releului se poate folosi un triac; modul de cuplaj al acestuia cu C.I. 555 se arată în figura 10. Precizăm că varianta cu triac prezintă două dezavantaje de care trebuie să se țină cont. În primul rând, se produc paraziți în radioreceptoarele apropiate (prin folosirea unui filtru de deparazitare este posibilă eliminarea

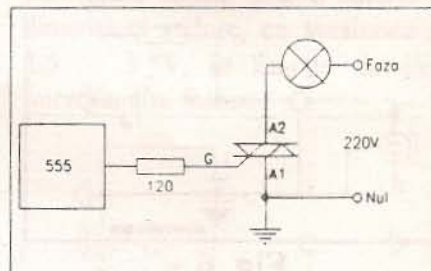


Fig. 10

acestor perturbații). În cel de al doilea rând, masa montajului se află în contact direct cu rețeaua de 220 V! Pentru evitarea electrocutărilor, trebuie respectat modul de conectare a fazei indicat în figura 10. Varianta cu triac se va adopta numai în cazul în care nu dispunem de un releu corespunzător.

Pentru realizarea întreprătorului care să asigure atât aprinderea cât și stingerea prin comandă sonoră, se adaugă la montajul din figura 9 bistabilul MMC 4013, așa cum se arată în figura 11.

Tranzistorul T este de tip BC sau BD, în funcție de curentul de acționare a releului folosit.

Curentul consumat de montajele din figurile 9 - 11, în stare de veghe, este de aproximativ 10 mA.

Menționăm că întreprătorul acustic prezentat mai sus nu necesită reglaje. Dacă s-au respectat întocmai schema și valorile componentelor, întreprătorul trebuie să reacționeze atunci când se pronunță vocala a, la o distanță de maximum 1,5 m de microfon. În schimb, dacă se bate din palme, întreprătorul poate fi comandat de la 5 ... 6 m.



# AMPLICATOR STEREO DE PUTERE CU TDA 2003

ing. Șerban Naicu

Amplificatorul prezentat în cadrul articolului de față furnizează o putere de  $2 \times 12,5 \text{ W}$  pe o sarcină de  $4 \Omega$ , la o tensiune de alimentare minimă de  $13,8 \text{ V}$ . Deci se pretează foarte bine la utilizarea în autoturisme.

Puterea eficace disponibilă la ieșirea unui amplificator se determină cu relația:

$$P_{ef} = \frac{U_{ef}^2}{R_L} = \frac{U_{CC}^2}{8R_L}, \text{ unde:}$$

$U_{ef}$  = tensiunea la bornele rezistenței de sarcină ( $R_L$ );

$U_{CC}$  = tensiune de alimentare.

Dacă amplificatorul audio se alimentează de la o baterie de acumulatori de  $12 \text{ V}$ , vom avea o amplitudine maximă a tensiunii de ieșire de  $12 \text{ V}$ , dacă neglijăm căderile de tensiune pe etajele de ieșire aflate în saturație.

La o sarcină de  $4 \Omega$ , vom avea o putere eficace maximă egală cu

$$P_{ef}(4\Omega) = \frac{12^2}{8 \times 4} = 4,5 \text{ W}$$

Dacă bateria autoturismului este bine încărcată, ea va atinge tensiunea de  $13,8 \text{ V}$  (și nu de  $12 \text{ V}$ ). Cu această corecție putem considera că amplificatorul furnizează la ieșire o putere eficace de  $5 \div 6 \text{ W}$ .

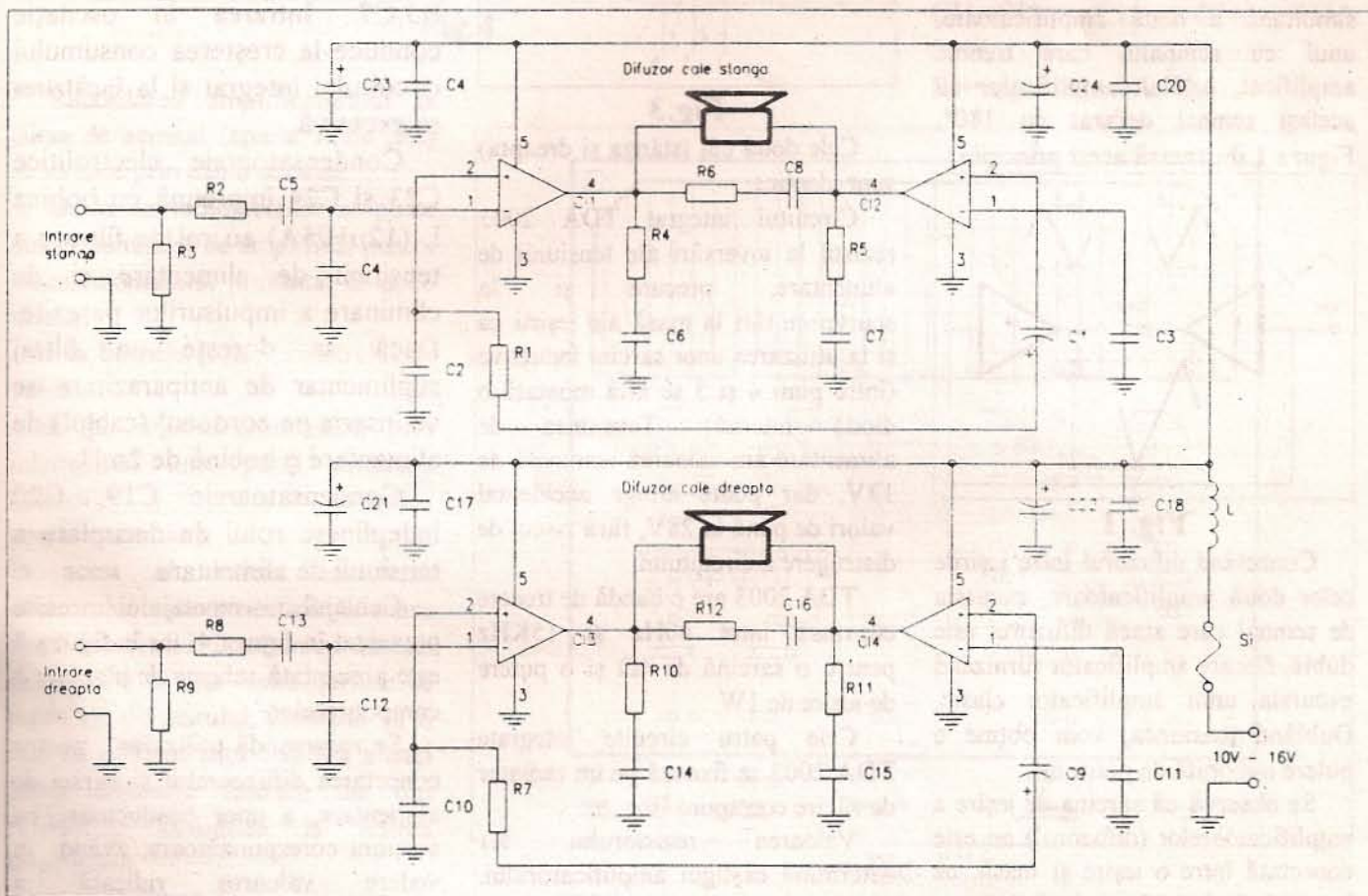


Fig. 2

Această putere nu poate fi depășită decât măbind excursia semnalului de ieșire. Pentru acest scop se utilizează două metode: montajele în punte și transformatoarele ridicătoare de tensiune.

Întrucât aceste transformatoare ridicătoare de tensiune necesită o tehnologie specială de fabricație, se preferă utilizarea montajelor în punte, care permit dublarea tensiunii semnalului de ieșire, rezultând o putere eficace conform relației:

$$P_{ef}(\text{punte}) = \frac{(2 \times 12)^2}{8 \times 4} = 18 \text{ W}$$

Deci puterea de ieșire a crescut de 4 ori (față de 4,5 W).

Principiul de funcționare a unui montaj în punte constă în atacarea simultană a două amplificatoare, unul cu semnalul care trebuie amplificat, celălalt amplificator cu același semnal defazat cu 180°.

Figura 1 ilustrează acest principiu.

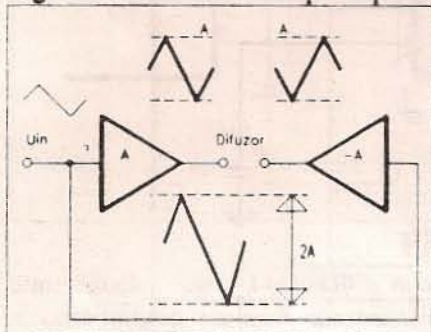


Fig. 1

Conectând difuzorul între ieșirile celor două amplificatoare, excursia de semnal care atacă difuzorul este dublă, fiecare amplificator furnizând excursia unui amplificator clasic. Dublând tensiunea, vom obține o putere majorată de patru ori.

Se observă că sarcina de ieșire a amplificatoarelor (difuzorul) nu este conectată între o ieșire și masă, ca în cazul clasic, ci între două "puncte calde". Este deci necesar ca ieșirile amplificatorului în punte să fie protejate contra scurtcircuitelor la masă.

Acest tip de amplificator este denumit și booster, ceea ce

semnifică un generator auxiliar pentru sporirea tensiunii.

Schema electrică a amplificatorului stereofonic este prezentată în figura 2. Ea utilizează, în principal, patru circuite integrate de tip TDA 2003, câte două (montate în punte) pentru fiecare cale.

Capsula acestui circuit integrat este dată în figura 3. Semnificația pinilor este următoarea: 1 - intrare neinversoare; 2 - intrare inversoare; 3 - masă; 4 - ieșire; 5 - alimentare.

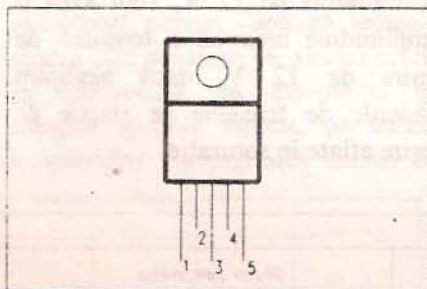


Fig.3

Cele două căi (stânga și dreapta) sunt identice.

Circuitul integrat TDA 2003 rezistă la inversări ale tensiunii de alimentare, precum și la scurtcircuitări la masă ale ieșirii ca și la utilizarea unor sarcini inductive (între pinii 4 și 5 se află montată o diodă internă). Tensiunea de alimentare are valoarea nominală de 18V, dar poate atinge accidental valori de până la 28V, fără riscul de distrugere a circuitului.

TDA 2003 are o bandă de trecere cuprinsă între 40Hz și 15KHz pentru o sarcină de 4Ω și o putere de ieșire de 1W.

Cele patru circuite integrate TDA 2003 se fixează pe un radiator de răcire corespunzător.

Valoarea rezistorului R1 determină câștigul amplificatorului. O valoare mai scăzută a lui R1 determină creșterea amplificării.

La o tensiune de alimentare de 13,8 V amplitudinea vârf - la - vârf a semnalului de ieșire (până la saturație) variază în funcție de

impedanța de sarcină, ca în tabelul de mai jos:

	Impedanta de sarcina			
	16 Ω	8 Ω	4 Ω	2 Ω
Ucc [V]	25	23	21	15
Pef [W]	4.8	8.2	13.7	14

Pentru fiecare dintre sarcini, banda de trecere a amplificatorului este de cel puțin 50 Hz - 15 KHz.

Grupul R6, C8 asigură stabilitatea în frecvență a amplificării. Creșterea valorii lui R6 sau scăderea valorii lui C8 determină apariția oscilațiilor.

Stabilitatea montajului (evitarea intrării în oscilație) este asigurată de grupurile R4, C6 și R5, C7. Intrarea în oscilație conduce la creșterea consumului circuitului integrat și la încălzirea sa excesivă.

Condensatoarele electrolitice C23 și C24 împreună cu bobina L (12μH/5A) au rol de filtrare a tensiunii de alimentare și de eliminare a impulsurilor parazite. Dacă se dorește un filtraj suplimentar de antiparazitare se va înseria pe cordonul (cablul) de alimentare o bobină de 2mH.

Condensatoarele C19, C20 îndeplinesc rolul de decuplare a tensiunii de alimentare.

Cablajul montajului este prezentat în figura 4, iar în figura 5 este prezentată schema de plantare a componentelor.

Se recomandă utilizarea, pentru conectarea difuzoarelor și sursei de alimentare, a unor conductoare cu secțiuni corespunzătoare, având în vedere valoarea ridicată a curentului. De asemenea, pistele de alimentare și de conectare cu difuzoarele se recomandă a fi îngroșate prin cositorire.



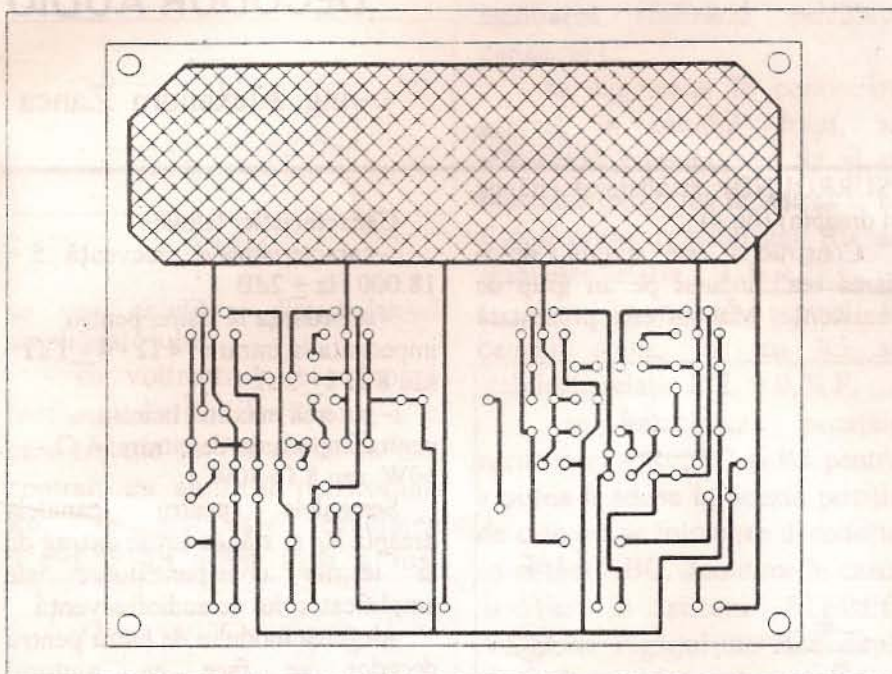


Fig.4

**Lista de materiale :**

- R1=R7 = 680 Ω ;
- R2=R8= 10 K Ω;
- R3=R9= 47 K Ω;
- R4 =R5 =R6=R10=R11=R12= 1 Ω;
- C1 = C9 = 10μF/25V;
- C2 = C4 = C10= C12 =1nF;
- C3= C6= C7= C8 = C11 = C14 = C15= C16 = C17 = C18 = C19= C20 =100nF;
- C5 = C13 = 470nF; C21 = C22 = C23 = C24 = 1000μF/25V;
- L = 125μH/5A;
- CI1=CI2 = CI3 = CI4 = TDA 2003;
- Si = siguranța 6A.

Racordarea amplificatorului la sursa de semnal (aparat radio ,etc) se va face prin cablu ecranat.

De la un radioreceptor se poate culege semnalul de amplificat pentru atacul montajului prezentat în două moduri :

- de la bornele potențiometrului de volum,
- de pe ieșirea difuzorului, prin intermediul unei punți divizoare (pentru a evita saturarea amplificatorului).

În acest al doilea caz masa difuzorului este conectată la masa amplificatorului. Dacă masa nu este disponibilă la una dintre bornele de ieșire ale difuzorului, semnalul va fi luat de pe rezistența centrală a unei punți divizoare formate din trei rezistențe, conectate la ieșirea difuzorului.

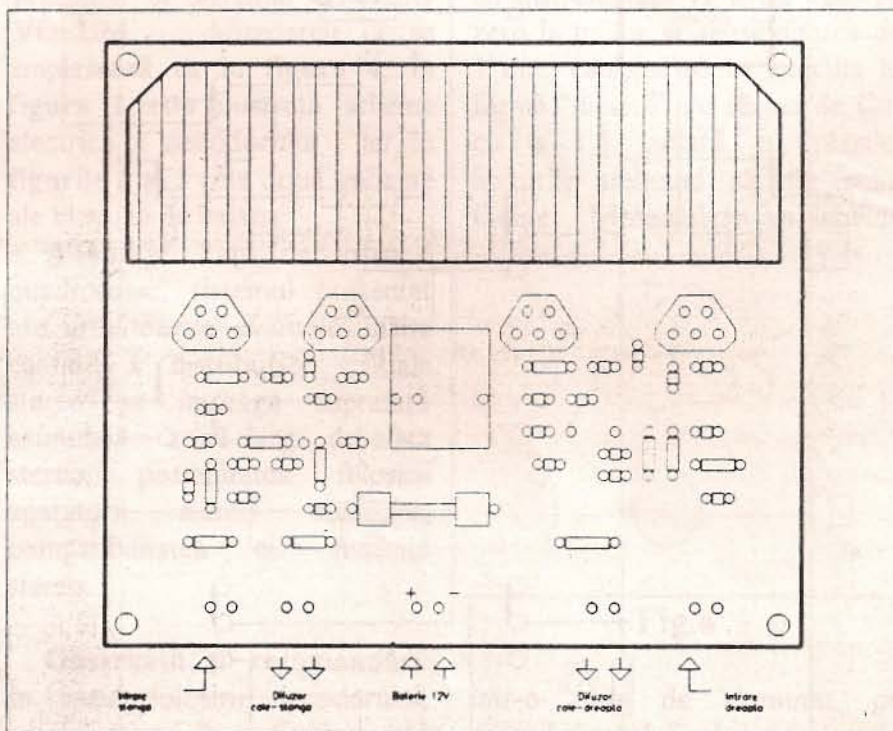


Fig. 5

**Bibliografie :**

Electronique pratique , nr. 182 (iunie 1994)



ing. Alexandru Zanca

Decodorul prezentat în cele ce urmează, creează o imagine sonoră spațială diferită de cea stereo (stânga/dreapta) sau quadro (față/spate) (direct CD-4 sau

(SURROUND): față/lateral (stânga și dreapta) (fig.4).

Construcția este simplă, decodarea realizându-se pe un grup de rezistențe. Mai jos este prezentată

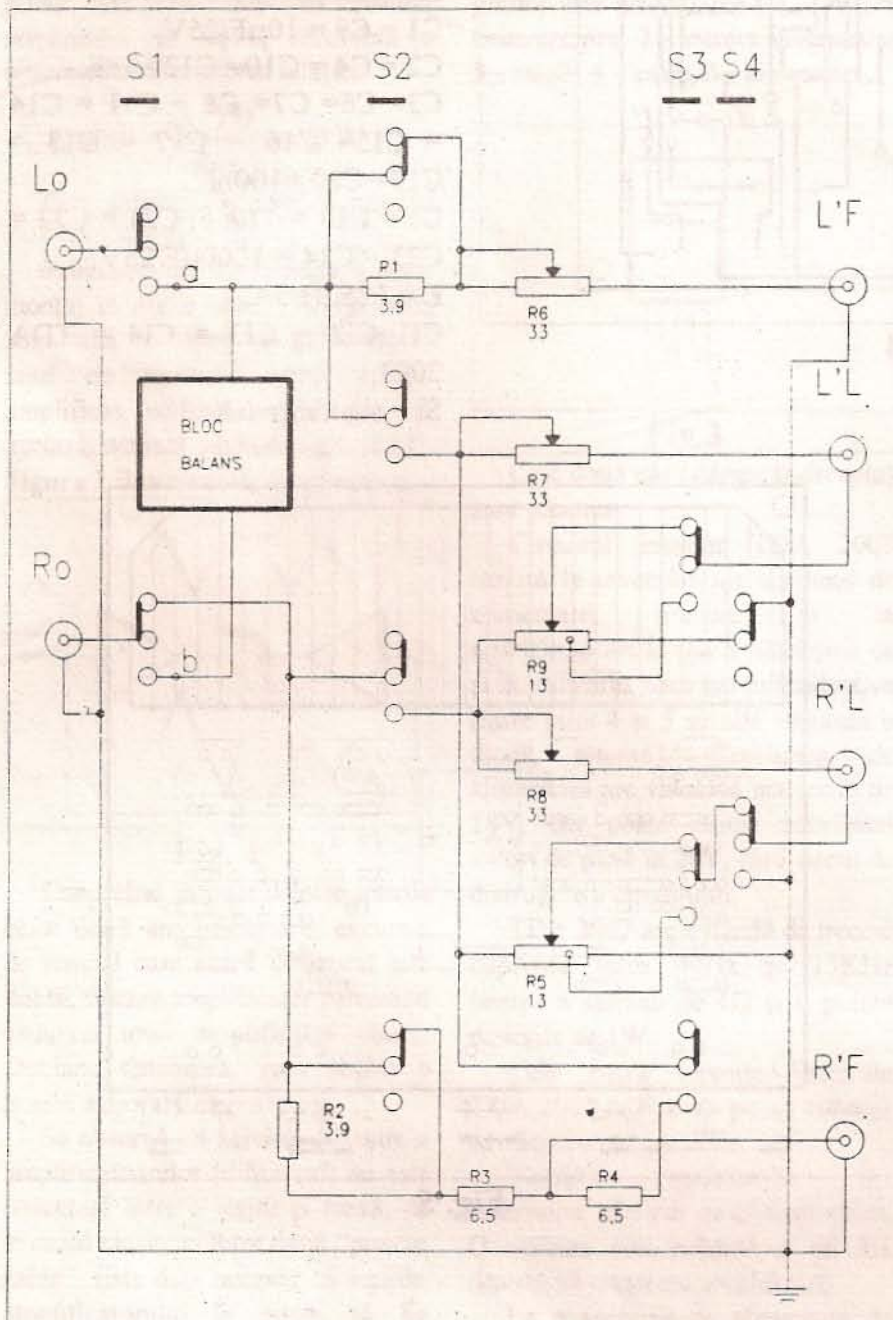


Fig.1

matricial SQ ~ QS) și anume imaginea sonoră este asemănătoare cu cea din sala de concert

schema unui astfel de decodor pe care l-am experimentat și care a dat rezultate foarte bune.

### Caracteristici tehnice

- caracteristica de frecvență :  $5 \pm 18.000 \text{ Hz} \pm 2\text{dB}$

- impedanța la ieșire, pentru impedanța la intrare :  $4 \Omega - 4 \pm 1 \Omega$  sau  $8 \Omega 8 \pm 2 \Omega$

- puterea maximă la intrare pentru impedanța de intrare :  $4 \Omega - 60\text{W}$  sau  $8 \Omega - 30\text{W}$

Semnalele pentru canalele dreapta  $R_0$  și stânga  $L_0$  se extrag de la ieșirile corespunzătoare ale amplificatorului de audiofrecvență.

Alegerea modului de lucru pentru decodor se face cu ajutorul comutatoarelor S2, S3, S4 după cum urmează:

- STEREO când este apăsat comutatorul S3. În acest caz funcționează doar difuzoarele din față ( $D_{RF}$  și  $D_{LF}$ ).

- SISTEM ABC când comutatorul S2 este apăsat. În acest caz funcționează toate difuzoarele.

- STEREO VOLUM când comutatoarele S2 și S3 sunt apăstate. În acest caz funcționează toate difuzoarele.

Comutatorul S4 schimbă raportul de divizare al rezistențelor R5 și R9 de la valoarea  $R_{yz}/x_y = 0,7$  la  $R_{yz}'/x_y' = 1$ .

Reglarea decodului se face astfel:

- se cuplează decodorul la ieșirea amplificatorului de audiofrecvență, iar la ieșirile decodului se cuplează patru sarcini rezistive de  $4\Omega$ , respectiv  $8\Omega$ , după impedanța difuzoarelor folosite.

- se apasă comutatorul S2.

- se pornește amplificatorul de audiofrecvență, se trece în regim MONO, iar la intrare se injectează un semnal standard de  $1000\text{Hz}$ . Cu un voltmetru electronic se măsoară tensiunea la bornele  $R_0$  și  $L_0$ . Dacă acestea diferă cu mai mult de 10%

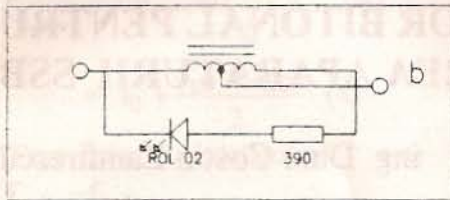


Fig.2

se vor echilibra din balansul amplificatorului.

- cu voltmetrul se măsoară tensiunea la ieșirile R'F și L'F care trebuie să fie egale. În caz contrar, cu ajutorul rezistorului R6, se stabilește egalitatea R'F=L'F. În acest mod a fost

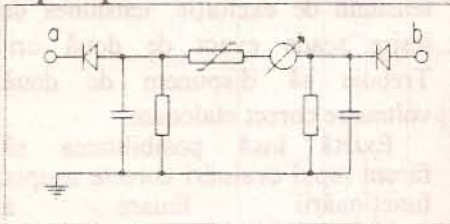


Fig.3

realizat echilibrul canalului A.

- se trece amplificatorul în regim STEREO, semnalul injectându-se numai în canalul stâng L. Se apasă comutatorul S4, iar cu voltmetrul se măsoară tensiunea la ieșirea L'L care trebuie să satisfacă relația L'L = L'F. În caz contrar, cu rezistorul R7 se stabilește egalitatea, realizându-se astfel echilibrul canalului B.

- se cuplează generatorul de semnal la canalul drept @ - fără a modifica nivelul semnalului de la intrarea amplificatorului, care rămâne același pe tot timpul reglajului. Cu comutatorul S4 apăsat se măsoară tensiunea la borna R'L care trebuie să fie egală cu cea de la borna R'F. Rezistorul R8 stabilește

egalitatea realizând echilibrul canalului C.

- se injectează în continuare semnal în canalul drept, se eliberează comutatorul S4 și se măsoară tensiunea la ieșirea L'L. Cu ajutorul rezistorului R9 se stabilește relația L'L = 0,7RF.

- se injectează semnal în canalul stâng, iar cu R5 se stabilește relația R'L = 0,7LF.

- se marchează pozițiile rezistoarelor R6, R7 și R8 pentru a putea fi aduse în această poziție de câte ori se folosește decodorul în sistem ABC, deoarece în cazul audiției în sistem STEREO VOLUM reglajul se face după dorință cu ajutorul rezistorilor R6(A), R7(B) și R8(C).

În cazul audiției în sistemul prezentat și sistemul STEREO VOLUM, difuzoarele se amplasează ca în figura 4. În figura 1 este ilustrată schema electrică a decodorului, iar în figurile 2 și 3 cele două variante ale blocului de balans.

**Avantaje.** Față de sistemul quadrofonic, sistemul prezentat are următoarele avantaje: înalta calitate a distribuției spațiale stereo pe întreaga suprafață azimutală; zonă largă de efect stereo; posibilitatea folosirii aparatului stereo obișnuite, compatibilitatea cu sistemul stereo.

**Observații și recomandări:**

În cazul folosirii decodorului, amplificatorul de audio frecvență se va echilibra în mod corect; pentru o audiție de calitate este necesar ca cele patru difuzoare să

fie de aceeași performanță (sau cel puțin cele frontale).

**Indicații constructive:**

Pentru rezistorii R6, R7 și R8 se vor utiliza potențiometre tip PT-16, pentru R1-R4 se va utiliza unul din tipurile RBP-601, BGF-6010 sau RBA 3010. Rezistorii semivariabili R5 și R9 vor fi tip RBR-6016C sau BGR 6016 la care se va suda o priză la 1/2 din valoare; pentru ușurarea reglajului se va urmări ca R'F = L'F = 1 V<sub>ef</sub> (R0 = L0 = 3,8 V<sub>ef</sub> pentru 4 Ω); comutatoarele S2 și S4 trebuie să facă un contact ferm și să reziste la cel puțin 3 amperi; transformatorul se va avea bobina pe tole de permaloy și va avea 100-700 spire CuEm φ 0,1, iar instrumentul va fi de tipul cu zero la mijloc și sensibilitatea de 1 mA; cablajul se va executa în formă "clasică" cu sârma de Cu cu φ 1,5 izolată cu plastic, lipiturile trebuind să fie solid făcute. Montajul se va închide

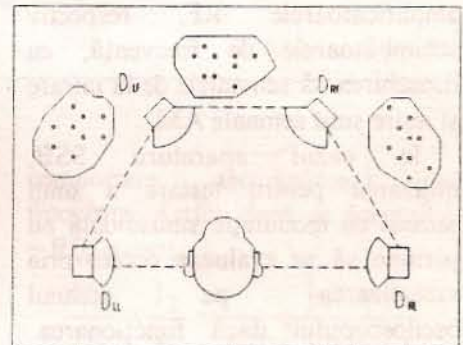


Fig.4

într-o cutie de aluminiu, pe panoul frontal fiind scoase axele potențiometrelor, butoanele comutatoarelor și LED-ul (miliampermetrul).



## GENERATOR BITONAL PENTRU TESTAREA APARATURII SSB

ing. Dinu Costin Zamfirescu

Testarea liniarității unui modulator sau demodulator AM se poate face foarte simplu utilizând ca semnal de test un semnal sinusoidal de joasă frecvență, respectiv de semnal AM, la care semnalul modulator este sinusoidal. Urmărind forma anvelopei semnalului AM de la ieșirea modulatorului, respectiv forma de undă a semnalului demodulat de la ieșirea demodulatorului se poate aprecia dacă și între ce limite ale tensiunii de intrare montajul funcționează corect. Se stabilește experimental care este nivelul maxim cu care se poate excita montajul, la limita apariției distorsiunilor (teșiri mai mult sau mai puțin accentuate ale anvelopei semnalului modulat, respectiv ale sinusoidelor ce reprezintă semnalul demodulat). În mod asemănător se verifică amplificatoarele RF, respectiv schimbătoarele de frecvență, cu deosebirea că semnalele de la intrare și ieșire sunt semnale AM.

În cazul aparaturii SSB, utilizarea pentru testare a unui semnal cu modulație sinusoidală nu permite să se evalueze corect prin vizualizarea pe ecranul osciloscopului dacă funcționarea este liniară, deoarece semnalul SSB se prezintă în acest caz ca o simplă sinusoidă RF de frecvență  $f_0 + f_m$  (dacă se lucrează cu banda laterală superioară) sau  $f_0 - f_m$  (dacă se lucrează cu banda laterală inferioară):

$$u_{USB} = U_S \cos(\omega_0 + \omega_m)t \quad (1a)$$

$$u_{LSB} = U_S \cos(\omega_0 - \omega_m)t \quad (1b)$$

Cazul tipic este testarea unui amplificator de putere RF. Se știe că din considerente de liniaritate

aceste amplificatoare nu pot funcționa în clasa C. Deși se poate lucra în clasă A (soluție perfectă, cu distorsiuni mici), de obicei, pentru a mări randamentul, se preferă clasa B, mai exact clasa AB (cu curent de repaus) pentru a nu apare distorsiuni la niveluri mici. Aceste amplificatoare sunt prevăzute cu filtre trece-bandă (cel puțin un circuit acordat LC) sau trece-jos (filtre  $\pi$ ), care elimină armonicele prin filtrare. Astfel se explică de ce aceste etaje nu trebuie executate obligatoriu după o schemă în contratimp (ca la AAF, unde nu există filtre la ieșire, semnalul fiind de bandă largă).

Dacă se aplică un semnal SSB cu modulație monotonală (1a sau 1b), la ieșire se obține întotdeauna o sinusoidă și încă perfectă, dacă filtrul elimină total armonicele. Am aprecia incorect că se poate aplica o tensiune de excitație mare, întrucât sinusoida nu se deformează! Stabilirea regimului de lucru corect, respectiv a tensiunii de excitație maxime se poate face doar dacă se variază amplitudinea  $U_S$  între zero și o valoare maximă și se trasează

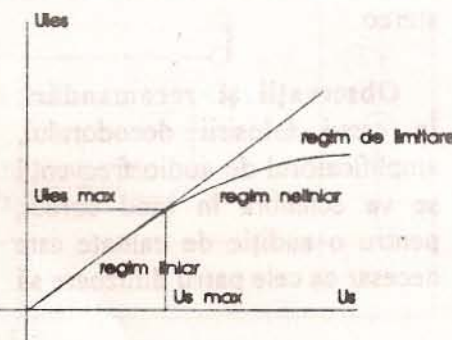


Fig. 1

apoi curba  $U_{ies} = f(U_S)$ , unde  $U_{ies}$  este amplitudinea tensiunii de ieșire

(măsurată cu ajutorul osciloscopului, sau chiar cu voltmetrul electronic (figura 1).

Nivelul maxim al excitației ( $U_{Smax}$ ) se apreciază examinând curba și observând când apare abaterea de la linia dreaptă. O verificare rapidă se poate face observând dacă la înjumătățirea tensiunii de excitație, tensiunea de ieșire scade exact de două ori. Trebuie să dispunem de două voltmetre corect etalonate.

Există însă posibilitatea să facem rapid evaluări corecte asupra funcționării liniare a amplificatorului, dacă semnalul de test este un semnal SSB cu modulație bitonală. În acest caz semnalul modulator (care se aplică la bornele de microfon ale emițătorului folosit ca generator SSB) constă din suma a două sinusoides AF de amplitudini egale:

$$u_m = U_m \cos \omega_{m1} t + U_m \cos \omega_{m2} t \quad (2)$$

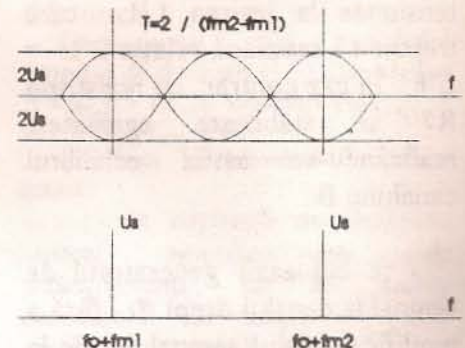


Fig. 2

Semnalul SSB corespunzător va fi:

$$u_{USB} = U_S \cos(\omega_0 + \omega_{m1})t + U_S \cos(\omega_0 + \omega_{m2})t \quad (3a)$$

$$u_{LSB} = U_S \cos(\omega_0 - \omega_{m1})t + U_S \cos(\omega_0 - \omega_{m2})t \quad (3b)$$

Pe ecranul osciloscopului semnalul SSB se va prezenta ca un semnal DSB cu modulație monotonală, adică având ca anvelopă o sinusoidă "redresată" (figura 2). Spectrul conține două componente, "purtaătoarea" suprimată având frecvența:



$$f_{p_{echiv}} = \frac{(f_0 + f_{m1}) + (f_0 + f_{m2})}{2} = f_0 + \frac{f_{m1} + f_{m2}}{2} \quad (4)$$

“Frecvența modulatoră” este  $\frac{f_{m2} - f_{m1}}{2}$ . De exemplu, dacă se modulează un emițător SSB simultan atât cu 1 KHz cât și cu 1,4

KHz, dacă frecvența purtătoare este 14200 KHz, componentele vor avea 14201, respectiv 14201,4 KHz. Lucrurile stau ca și cum s-ar obține un semnal DSB cu purtătoarea de referință 14201,2 KHz și cu frecvența modulatoră 0,2 KHz. Este evident că se poate urmări pe ecranul osciloscopului eventuala deformare a anvelopei din figura 2a

(teșire) și se poate ușor stabili care este excitația maximă. În plus, nu riscăm să suprasolicităm etajul final “ținându-l” mai multă vreme în regimul de putere de vârf maximă; dacă s-ar modula cu o singură sinusoidă (1 KHz), emițătorul ar lucra tot timpul la puterea maximă.

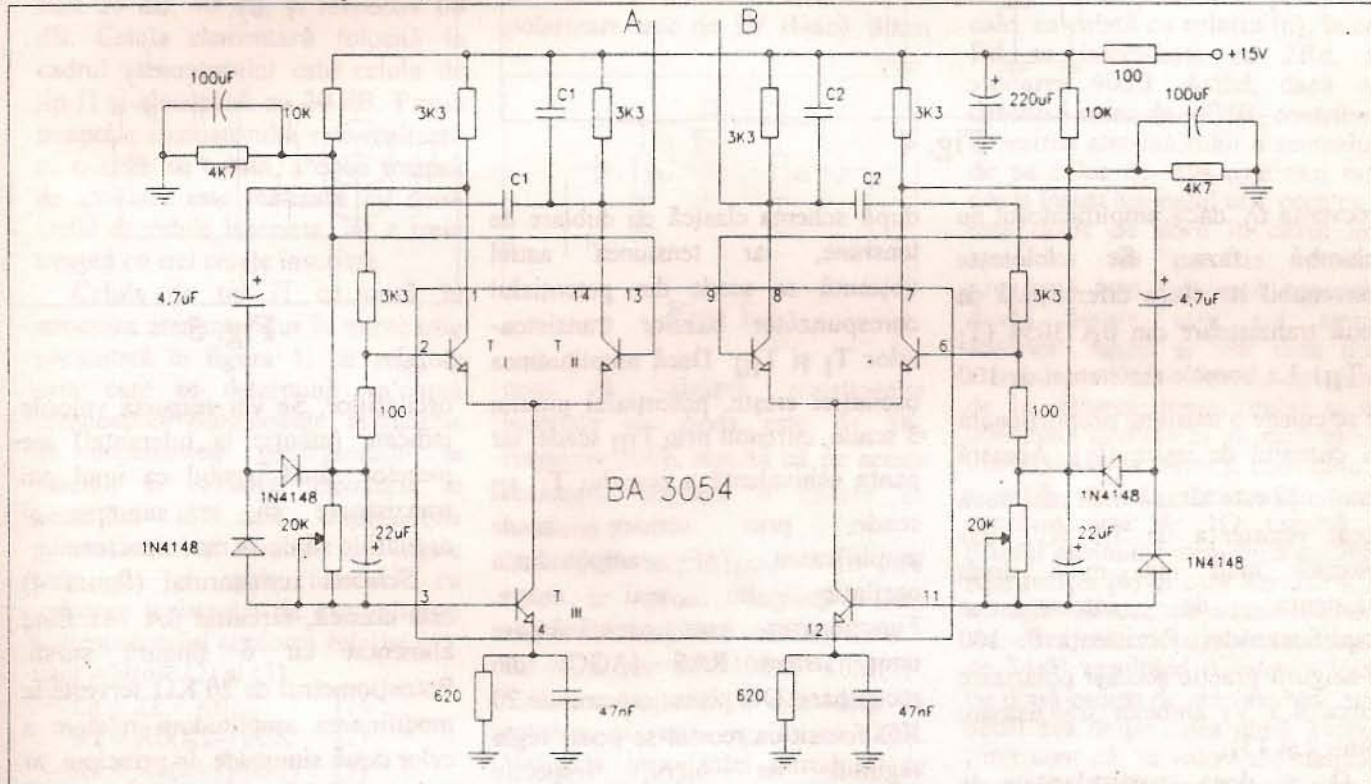


Fig. 3

În prezentul articol se descrie un generator bitonal cu care se poate testa un emițător SSB. Schema conține două oscilatoare AF cu distorsiuni reduse (figura 3) realizate cu un C.I. de tip BA 3054 și un sumator (figura 4) realizat cu BA 741. Schemele oscilatoarelor sunt identice, diferind doar cele două condensatoare ( $C_1$  sau  $C_2$ ), care determină frecvența de oscilație. Aceasta se poate determina cu relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5)$$

unde  $R = 3,3 \text{ K}\Omega$ . Se poate utiliza relația practică:

$$f_0 [\text{KHz}] \cong \frac{48,23}{C[\text{nF}]} \quad (6)$$

Pentru  $C = 47 \text{ nF}$  se găsește  $f \approx 1 \text{ KHz}$ . Valorile frecvențelor  $f_{m1}$  și  $f_{m2}$  sunt lăsate la libera alegere a cititorului, cu precizarea că trebuie să se încadreze în banda audio a emițătorului.

Schema de oscilator conține unele elemente originale față de schemele clasice de oscilatoare RC audio. În primul rând circuitul Wien utilizat este varianta duală a celui clasic atacat de generator de tensiune. În figura 5a se dă varianta clasică, iar în figura 5b varianta duală atacată de generator de curent. Se poate arăta că se obține o

comportare asemănătoare cu frecvența. Astfel, dacă se notează  $x = f/f_0$ , avem:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{jx}{(jx)^2 + 3jx + 1} \quad (7)$$

respectiv în modul:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| \frac{I_2}{I_1} \right| = \frac{x}{\sqrt{x^4 + 7x^2 + 1}} \quad (8)$$

Dacă  $f = f_0$  ( $x = 1$ ), amplificarea este 1/3 iar defazajul este zero. Conectând una din rețele între ieșirea și intrarea unui amplificator cu amplificarea egală cu 3 (în tensiune, respectiv în curent), vor apare oscilații întreținute pe

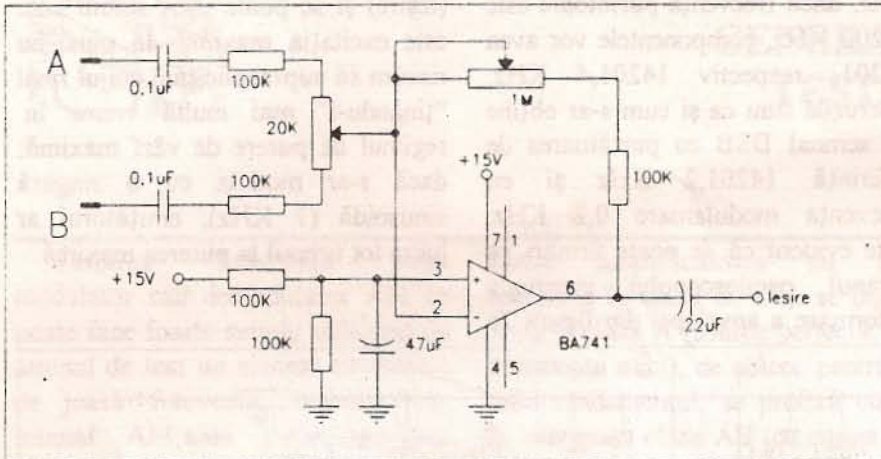


Fig. 4

frecvența  $f_0$ , dacă amplificatorul nu schimbă faza. Se folosește convenabil structura diferențială de două tranzistoare din  $\beta A$  3054 ( $T_I$  și  $T_{III}$ ). La bornele rezistenței de  $100 \Omega$  se culege o tensiune proporțională cu curentul de ieșire ( $I_2$ ). Această rezistență este aleasă mult mai mică decât rezistența de  $3,3 K\Omega$ , dar totodată mult mai mică decât rezistența de intrare a amplificatorului. Rezistența de  $100 \Omega$  asigură practic aceeași polarizare (circa  $4,5 V$ ) ambelor tranzistoare (pinii 2 și 13).

O a doua particularitate a schemei este modul în care se realizează limitarea creșterii amplitudinii oscilațiilor (stabilizarea amplitudinii). Față de variantele cunoscute (cu bec cu incandescență, termistor, diode sau TEC utilizat ca rezistență variabilă comandată de tensiunea alternativă redresată), s-a preferat comanda amplificării prin variația pantei odată cu modificarea curentului furnizat perechii diferențiale de tranzistoare de către cel de-al treilea tranzistor ( $T_{III}$ ). Pentru aceasta, se culege semnalul amplificat în colectorul tranzistorului  $T_I$  (ieșire neutilizată în bucla oscilatorului), se redresează

după schema clasică cu dublare de tensiune, iar tensiunea astfel obținută se scade din potențialul corespunzător bazelor tranzistoarelor  $T_I$  și  $T_{III}$ . Dacă amplitudinea oscilației crește, potențialul pinului 3 scade, curentul prin  $T_{III}$  scade, iar panta echivalentă a perechii  $T_I, III$  scade; prin urmare scade amplificarea și amplitudinea oscilației nu mai crește. Funcționarea este asemănătoare unui sistem RAS (AGC) din receptoare. Din potențiometrul de  $20 K\Omega$  folosit ca reostat se poate regla regimul de lucru, respectiv amplitudinea de oscilație. Dacă la ieșire (A sau B) se obține o tensiune de cel mult  $0,7 V_{ef}$ , perechea diferențială lucrează în clasă A și distorsiunile sunt foarte mici, condiție esențială pentru un generator bitonal. Celelalte sisteme clasice de stabilizare a amplitudinii oscilațiilor introduc distorsiuni mari sau necesită reglaje critice, oscilatorul putând să iasă ușor din oscilație. În prezența oscilațiilor, potențialele pinilor sunt:  $8 V$  la pinii 1 și 14,  $4,5 V$  la pinii 2 și 13,  $2,5 V$  la pinul 4. În absența oscilațiilor ( $C_1$  neconectată) la pinii 1 și 14 apar circa  $6 V$ , iar la pinul 4 circa  $3,2 V$ . Dacă apar oscilații, curentul prin

rezistența de  $620 \Omega$  scade de la  $5,2 mA$  la  $4 mA$ ; în aceeași proporție scade și amplificarea, până la valoarea necesară întreținerii

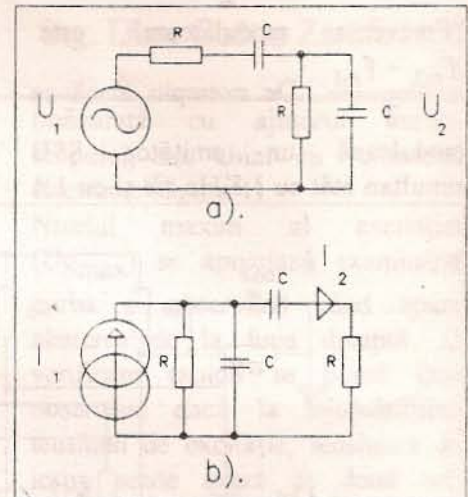


Fig. 5

oscilațiilor. Se vor respecta valorile indicate (atenție la toleranțele pieselor, fiind posibil ca unul din tranzistoare să se satureze și oscilațiile să nu se mai amorseze.

Schema sumatorului (figura 4) este clasică, circuitul  $\beta A$  741 fiind alimentat cu o singură sursă. Potențiometrul de  $20 K\Omega$  servește la modificarea amplitudinii relative a celor două sinusoide. În principiu, ar trebui să fie egale, dar dacă modulatorul SSB (de obicei filtrul acestuia) favorizează una din frecvențele audio, trebuie acționat astfel încât să se obțină forma din figura 2. În fine, potențiometrul de  $1M\Omega$  servește la reglajul nivelului (se poate reduce până la câțiva zeci de milivolți). În caz de necesitate se poate folosi un divizor suplimentar.

În încheiere propunem cititorului un mic exercițiu de matematică: să se demonstreze de ce anvelopa expresiei (2) are forma specifică din figura 2a. Ce se întâmplă dacă amplitudinile componentelor nu sunt egale (figura 2b)?



# ATENUATOR

ing. Gabriel Papuc

Atenuatorul prezentat în articolul de față este un atenuator cu trei trepte de atenuare ce a fost realizat în cadrul unui voltmetru selectiv de unde scurte. Treptele de atenuare sunt 20 dB, 40 dB, și respectiv 60 dB. Celula elementară folosită în cadrul atenuatorului este celula de tip  $\Pi$  și atenuază cu 20 dB. Prima treaptă a atenuatorului este realizată cu o astfel de celulă, a doua treaptă de atenuare este realizată cu două astfel de celule înseriate, iar a treia treaptă cu trei celule înseriate.

Celula de tip  $\Pi$  ce intră în structura atenuatorului în trepte este prezentată în figura 1, iar relațiile prin care se determină valoarea rezistențelor componente, în funcție de impedanțele generatorului și sarcinii și valoarea atenuării în condițiile în care impedanțele generatorului și sarcinii sunt egale între ele și egale totodată cu valoarea rezistenței de intrare/ieșire a atenuatorului conform relației (1), sunt relațiile (2) și (3).

$$Z_g = Z_s = R_0 \quad (1)$$

$$R_1 = R_0(K^2 - 1)/2K \quad (2)$$

$$R_2 = R_0(k + 1)/(k - 1) \quad (3)$$

unde  $k$  reprezintă atenuarea și este egală cu raportul dintre tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire:

$$K = U_i/U_{ies} \quad (4) \text{ sau}$$

în dB,  $K = 20 \log(U_i/U_{ies}) \quad (4')$

Astfel, valorile rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  sunt 247,5 și respectiv 61,11 pentru  $R_0 = 50$  și  $K = 10$ .

Comutarea celulelor atenuatoare este realizată static, cu diode, astfel încât când una din căi este deschisă celelalte sunt blocate. Blocarea căilor se realizează polarizând invers diodele. Se formează un atenuator între impedanța diodei și rezistența de intrare în atenuator pe de o parte, iar pe de altă parte între impedanța diodei plasată la ieșirea atenuatorului și rezistența de sarcină.

Impedanța diodei se compune dintr-o rezistență pusă în paralel cu un condensator. Rezistența diodei

blocate poate fi aflată ținând cont de tensiunea cu care este polarizată invers și curentul invers al diodei. Curentul invers al diodei BB244 este de 100 nA, iar tensiunea de polarizare este de 5V (Dacă ținem

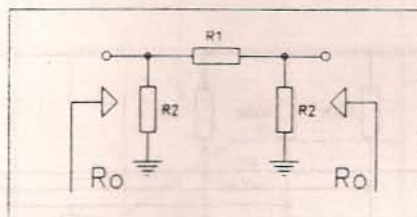


Fig. 1

cont că valoarea rezistențelor înseriate cu dioda este de 3K, respectiv 100K rezultă că pe aceste rezistențe obținem o cădere de tensiune de

$U_r = (100K + 3K) \cdot 0,1 \mu A = 10 \text{ mV}$  care se poate neglija). Deci rezistența diodei are valoarea de

$$R_d = U_d/I_{inv} = 50V/100nA = 50M(5).$$

Valoarea capacității este dată în catalog și este egală cu 2pF. Valoarea impedanței introdusă de condensator este dată de relația (6):

$$X_c = 1/(2\pi f C) \quad (6)$$

Pentru  $f = 30 \text{ MHz}$  rezultă  $X_c = 2,5 \text{ K}\Omega$ , iar pentru  $f = 3 \text{ MHz}$   $X_c = 25 \text{ K}\Omega$ , valori incomparabil mai mici ca valoarea rezistenței  $R_d = 5 \text{ M}\Omega$  care se va neglija.

În consecință, atenuarea introdusă de dioda polarizată invers în cel mai defavorabil caz este:

$$A_t = 20 \log[R_0/(R_0 + R_d)] = 20 \log[50/(50 + 2,5K\Omega)] = -34 \text{ dB} \quad (6)$$

Ținând cont că avem două astfel de atenuatoare, plus celule rezistive de atenuare, rezultă că o cale de semnal astfel închisă asigură suficientă izolație față de calea prin care circulă semnalul.

Un caz aparte îl constituie calea de 0dB prin care semnalul trebuie să circule neatenuat atunci când diodele de pe calea de semnal sunt deschise. După cum se observă în schemă, între punctul ce conectează cele

două diode de pe calea de semnal și masă este conectată o a treia diodă ce este polarizată direct atunci când cele două sunt polarizate invers și reciproc. Dacă nu conectăm această diodă atunci atenuarea pe această cale, calculată cu relația (6), în care  $R_d$  se înlocuiește cu  $2R_d$ , are valoarea 40dB. Astfel, dacă este deschisă calea de -60dB, contribuția la ieșirea atenuatorului a semnalului de pe calea de 0dB este mai mare decât însuși semnalul util, ceea ce nu este deloc de dorit în cazul unui atenuator de precizie. Această problemă este rezolvată conectând dioda despre care s-a amintit anterior. Astfel se vor crea două atenuatoare: unul format din dioda de la intrarea atenuatorului și cea conectată la masă și un altul format din dioda de la ieșire și rezistența de sarcină. Cum rezistența diodei deschise este de  $1\Omega$  rezultă că primul atenuator atenuază cu 70dB (din relația (6) în care  $R_0 = 1\Omega$ ). La această valoare se adună valoarea atenuării celui de-al doilea atenuator de 34dB rezultând o valoare totală cu două ordine de mărime mai mare decât cea de pe calea utilă. Trebuie ținut cont că, la valori ale atenuării de peste 60dB începe să conteze radiația terminalelor componentelor, astfel că, numai realizând practic și făcând experimentări vom ști exact valoarea atenuării (având în vedere că atenuatorul face parte dintr-un aparat ce conține un microcalculator ce are și rolul de a compensa eventualele erori ale atenuării datorită modificării impedanțelor de intrare și de ieșire cu frecvența, nu s-a folosit nici o metodă fizică de compensare).

Dacă semnalul aplicat la intrarea atenuatorului are valoarea de 0,1V atunci valoarea maximă a curentului produs de semnal prin diodele comutatoare are valoarea de  $0,1V/50\Omega = 2 \text{ mA}$ .

În consecință curentul continuu prin diodele comutatoare trebuie să fie de cel puțin 3mA.

În figura 2 este prezentată schema de principiu a atenuatorului. Multiplexorul/demultiplexorul analog MMC4051 selectează una



dintre cele patru căi ale de comandă A,B,C și intrarea comună X. Tabela de adevăr este dată mai jos :

Inhibit pin 6	C pin 9	B pin 10	A pin 11	X pin 3	Xo pin 13	X1 pin 14	X2 pin 15	X3 pin 12
0	0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	0	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	1	0	0	0	1

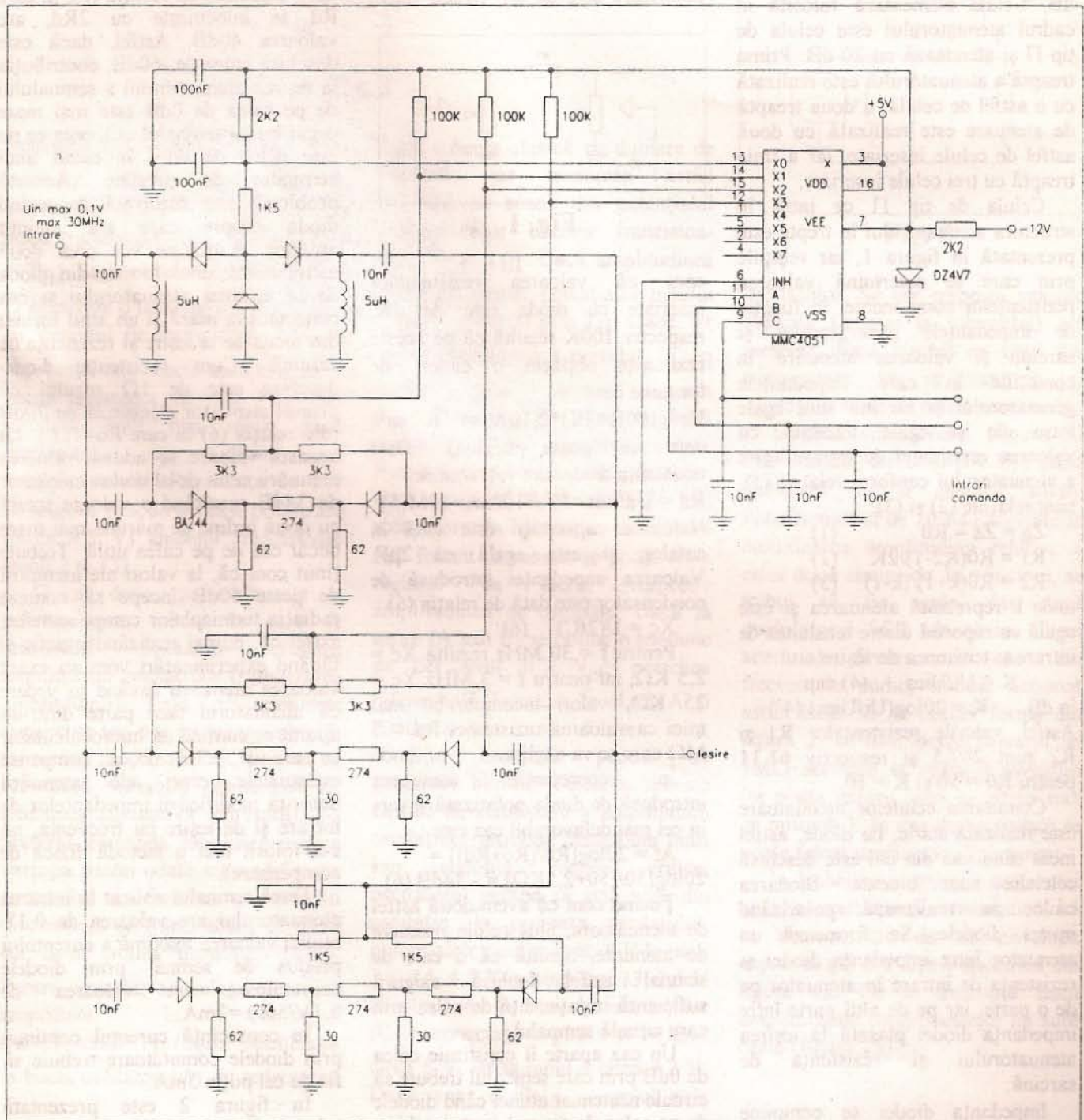


Fig.2



## SURSĂ SIMETRICĂ DE TENSIUNE CU C.I.

ing. Șerban Naicu

Ținând cont de prețurile extrem de modice la care se comercializează pe piața românească regulatoarele integrate fixe de tensiune din seriile 78XX și 79XX, ca să nu mai vorbim de uzualul amplificator operațional 741, credem că orice electronist este tentat să-și construiască o sursă de alimentare de genul celei prezentate în figura 1.

Montajul utilizează (în afara

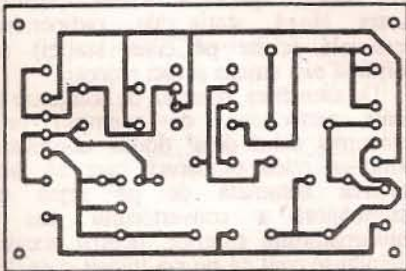


Fig. 2

celor trei circuite integrate) doar puține componente externe, ceea ce îl face ușor de realizat. Se pot furniza tensiuni de ieșire cuprinse între 5 și 15 V, la un curent de maxim 1A, tensiunile de alimentare (diferențiale) fiind de cel mult 18V.

Schema prezintă facilitatea că, la o limitare a curentului de ieșire al unuia dintre cele două regulatoare de tensiune (pozitiv sau negativ), va scădea în mod egal tensiunea furnizată și la ieșirea celuilalt regulator de tensiune.

Montajul utilizează două regulatoare integrate de tensiune reglabilă, unul pozitiv (78G) și altul negativ (79G). Atenție la numerotarea pinilor celor două circuite integrate, care diferă la regulatoarele pozitive de cei de la regulatoarele negative!

Cele două tensiuni de ieșire se pot regla în mod independent (din P1, respectiv P2), deci se poate regla

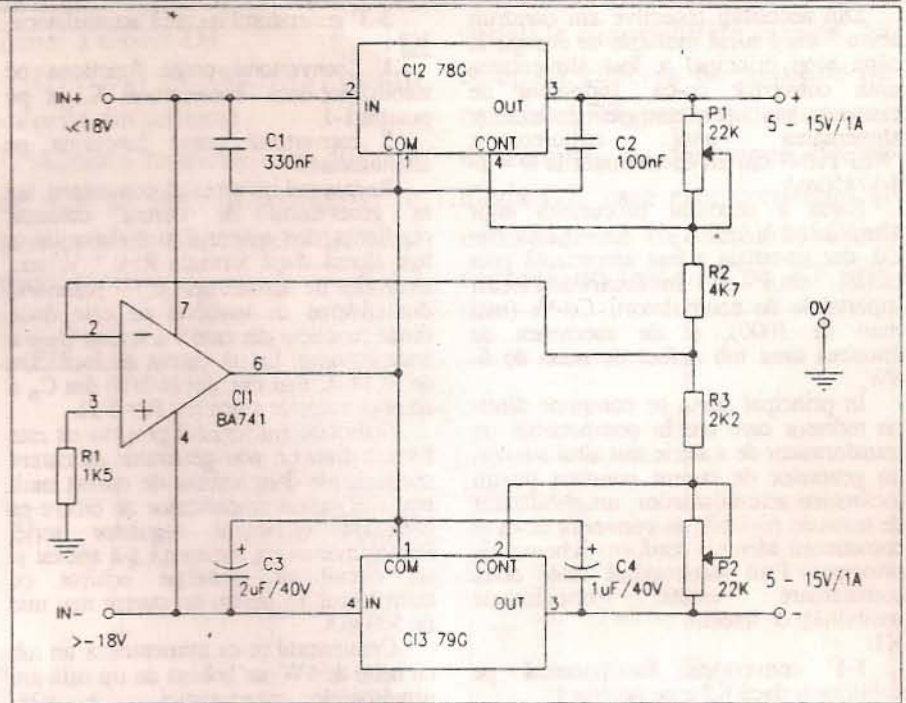


Fig. 1

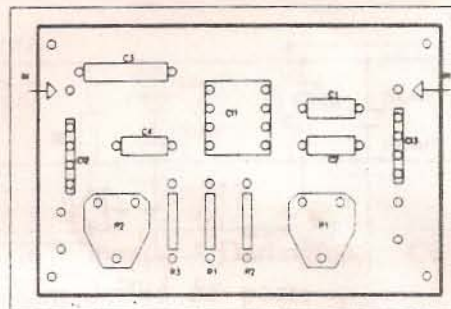


Fig. 3

tensiunea asimetric, dacă se dorește acest lucru.

Pentru înțelegerea funcționării schemei vom considera cele două tensiuni de ieșire egale în valoare absolută (simetrice). În acest caz tensiunea din punctul comun rezistențelor R2 și R3 este nulă (zero volți).

Reglarea variațiilor tensiunii la cele două ieșiri se face astfel: dacă, de exemplu, tensiunea pozitivă crește (ca urmare a variației

sarcinii), nivelul tensiunii de referință a celor două regulatoare se va modifica, pentru că tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional BA741 va deveni negativă în raport cu masa.

Tensiunea de intrare maximă este condiționată de tensiunea de alimentare maximă a amplificatorului operațional BA741, aceasta fiind de 36V.

Tensiunea de ieșire cea mai mică este determinată de caracteristicile celor două regulatoare de tensiune și este de circa 5V.

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

## Bibliografie

1. Catalog Fairchild
2. 300 Circuits-Publitronec



## SURSĂ MULTIPLĂ DE ENERGIE

ing. Florin Bălan

Din necesități obiective am construit acum 5 ani o sursă multiplă de energie al cărei scop principal a fost alimentarea unui convertor cc-ca, indiferent de existența sau lipsa energiei electrice și alimentarea unui radioreceptor "NEPTUN" sau alt consumator la  $U = 2-8 \text{ V}/450 \text{ mA}$ .

Sursa a necesitat procurarea unor acumulatori VARTA 1,8 Ah - 1,25V Ni-Cd, dar investiția a fost amortizată prin cicluri mari de încărcări/descărcări suportabile de acumulatorii Cd-Ni (mai mari de 1000), și de asemenea de folosirea unui tub defect de neon de 6-8 W.

În principal sursa se compune dintr-un redresor care are în componență un transformator de sonerie sau altul similar, un generator de curent constant pentru încărcarea acumulatorilor, un stabilizator de tensiune reglabil, un convertor cc-ca și comutatorii aferenți conform schemei de principiu. Prin intermediul celor două comutatoare există următoarele posibilități de folosire:

**K1:**  
1-1' convertorul funcționează pe stabilizator dacă K2 e pe poziția 1;

2-2' stabilizatorul funcționează pe rețea exterior sau alt consumator

3-3' generatorul încarcă acumulatorii.

**K2:**  
1 convertorul poate funcționa pe stabilizator dacă comutatorul K1 e pe poziția 1-1'

2 convertorul poate funcționa pe acumulatori.

Redresorul nu necesită comentarii, iar la generatorul de curent constant rezistența din emitorul tranzistorului a fost aleasă după formula  $R = 0,7 \text{ V}/I_{\text{rec}}$ . Tensiunea de aproximativ 0,7V rezultând din căderea de tensiune pe cele două diode cu siliciu din care s-a scăzut  $U_{BE}$  a tranzistorului. La un curent de încărcare de 0,14 A, mai mic decât 1/10 din  $C_n$  a acumulatorilor a rezultat  $R = 5 \Omega$ .

Stabilizatorul reglabil propriu-zis este format dintr-un nou generator de curent constant (de data aceasta de curent mult mai mic) și un amplificator de eroare ce comandă elementul regulator serie. Pentru mai multă siguranță s-a anexat și un circuit de protecție echipat cu tranzistorul T5 pentru un curent mai mic de 500 mA.

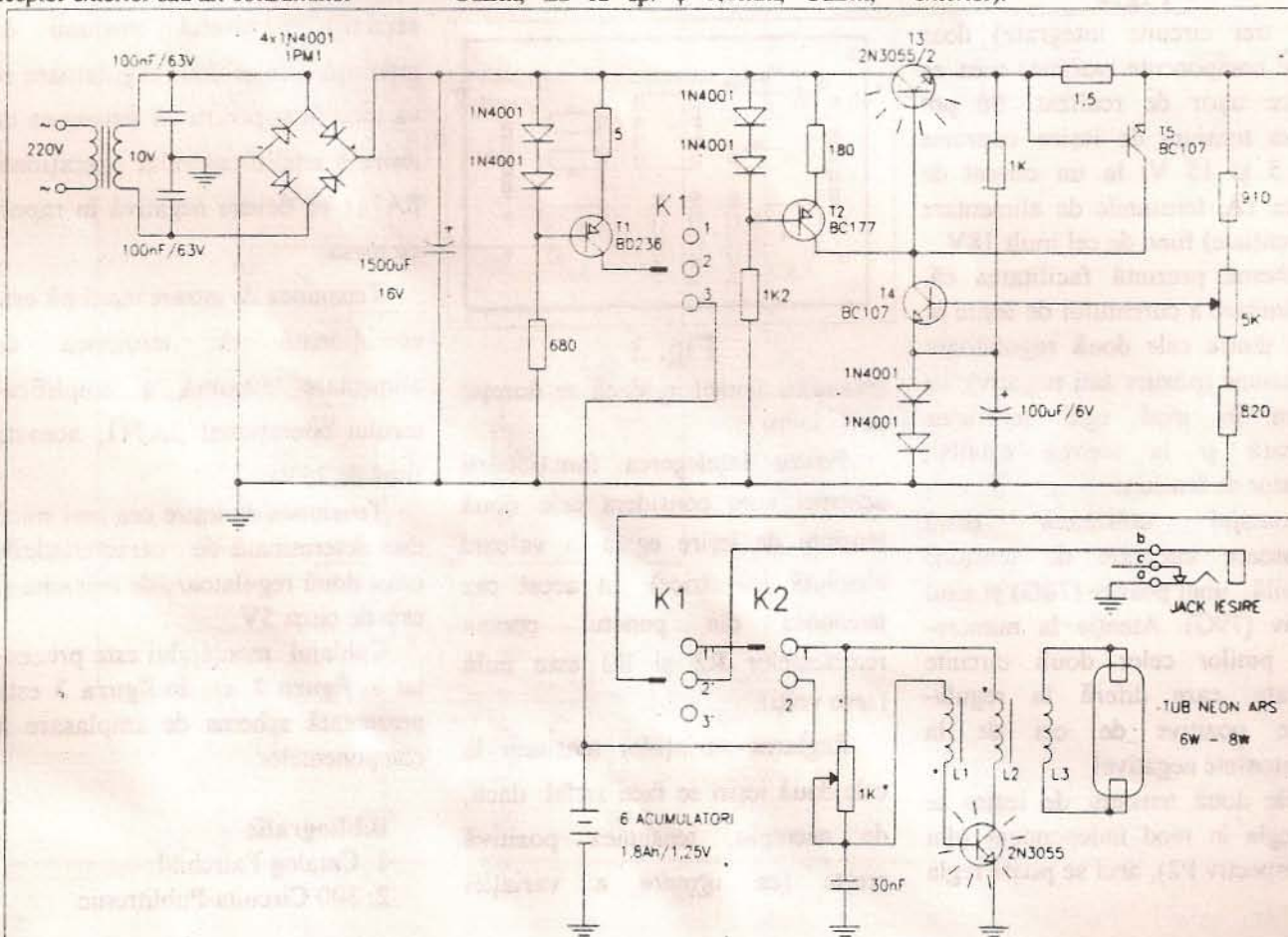
Convertorul cc-ca alimentează un tub cu neon de 6W, iar bobina de tip oală are următoarele caracteristici:  $\phi_{\text{ext}} = 26$ ,  $\phi_{\text{int}} = 8$ ,  $h = 16$ ;  $L1 = 12 \text{ sp. } \phi 0,25 \text{ mm}$ ,  $CuEm$ ;  $L2 = 12 \text{ sp. } \phi 0,6 \text{ mm}$ ,  $CuEm$ ;

$L3 = 250 \text{ sp. } \phi 0,15 \text{ mm}$ ,  $CuEm$  iar potențiometrul e bobinat și are valoarea 1-2K $\Omega$ .

Încercările de îmbunătățire a randamentului convertorului prin introducerea unei înfășurări identice cu L2 între masă și, printr-o diodă, pe plusul alimentării, care să recupereze o parte din energie, au fost inefficiente. De asemenea, frecvența mică de oscilații, aproximativ de 20KHz nu justifică folosirea unui tranzistor de comutație, de aceea folosirea unui tranzistor KU606 a dus la rezultate negative.

Folosirea unei carcase din sticlotexolit dublu placat și cositorit oferă o rigidizare suficientă a ansamblului, cât și o ecranare perfectă. Astfel, folosirea sursei lângă stația de radioemisie personală (chiar pe cutia stației) nu perturbă nici emisia și nici recepția.

De asemenea, sistemul de comutare se poate perfecționa, de exemplu prin înlocuirea celui de-al doilea comutator printr-un releu miniatură care să facă trecerea automată de pe rețea pe acumulatori a convertorului sau a consumatorului exterior, pentru aceasta ținându-se cont că nu s-a folosit cșa "c" de la mufa de alimentare mamă (jackul exterior).



# ELECTROALIMENTARE

## STABILIZATOR REGLABIL DE TENSIUNE CONTINUĂ CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE



ing. Gheorghe Revenco

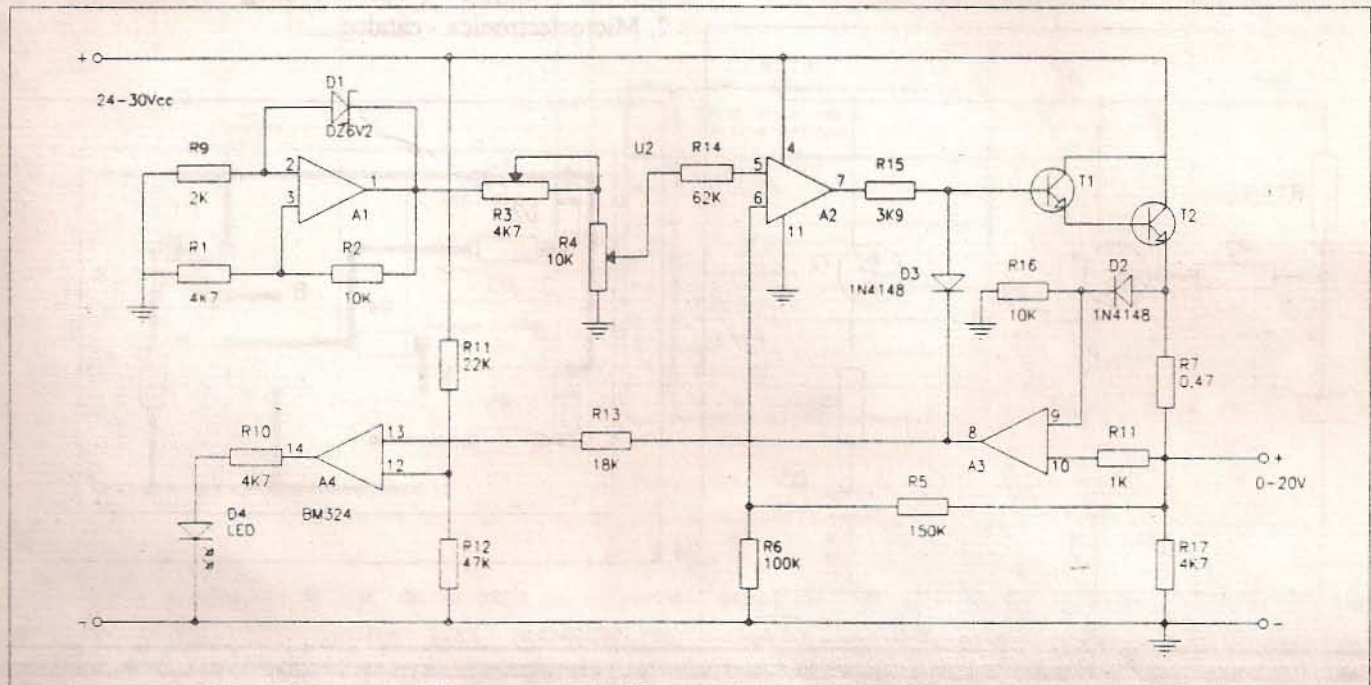
Circuitul integrat  $\beta M324$ , care este un amplificator operațional cuadruplu, permite realizarea foarte comodă a unui stabilizator de tensiune continuă, cu reglaj de la 0V, ceea ce în cazul folosirii circuitului specializat  $\beta A723$ , comportă unele complicații.

valoarea depinde de tensiunea Zener a diodei D1 :

$U_1 = U_z(1 + R_1/R_2) = 9V$ , pentru valorile din schemă.

Această tensiune este divizată de R3 și R4, obținându-se o tensiune U2, amplificată de A2 și tranzistoarele de ieșire T1 și T2

Amplificatorul A3 sesizează variațiile curentului de sarcină. El compară căderea de tensiune pe rezistorul R7, parcurs de curentul de sarcină, cu tensiunea de pe dioda D2, care este constantă și independentă de sarcină. Când căderea de tensiune pe R7 este



Schema propusă în figura de mai jos constituie un stabilizator reglabil în limitele 0-20V/1A, cu un factor de stabilizare de  $\pm 0,03\%$  în toată gama de variație a curentului de sarcină și a tensiunii de intrare în limitele 24V-29V, cu o buclă de reacție negativă pentru limitarea curentului de sarcină și semnalizarea suprasarcinii.

Curentul absorbit în gol este de numai 10 mA.

Amplificatorul A1 este un generator de curent constant, la ieșirea căruia se obține o tensiune de referință stabilă U1, a cărei

în montaj Darlington. Cu aproximație se poate scrie că tensiunea de ieșire în sarcină este:

$U_o = U_2(R_5 + R_6)/R_6 = 2,5U_2$ , pentru valorile rezistoarelor din schemă.

Dar U2 depinde de R3 și R4. Dacă se reglează R4 pentru tensiune maximă (cursorul în partea superioară) și se ajustează R3 astfel încât tensiunea de ieșire să fie de 20V, se obține o plajă de variație a tensiunii de ieșire de la 0 la 20V pentru întreaga plajă de variație a potențiometrului R4.

mai mare decât tensiunea la bornele diodei, care este polarizată în sensul conducției, tensiunea la ieșirea amplificatorului A3 scade, permițând deschiderea diodei D3 (care era blocată), ceea ce duce la micșorarea tensiunii U2 și în consecință și a tensiunii de ieșire Uo, realizând astfel protecția la suprasarcină la ieșire. Scăderea tensiunii la ieșirea amplificatorului A3 se va transmite și la intrarea inversoare a amplificatorului A4, ceea ce va face ca tensiunea la ieșirea acestuia să crească și astfel LED-ul D4 va semnaliza



# VOLTMETRU AUTO CU LED-URI

ing. Dragoș Marinescu

Voltmetrul auto cu LED-uri are o funcționare simplă: la o tensiune a bateriei auto superioară unei valori de aproximativ 9V (valoare dependentă de dispersia parametrilor diodei D1) luminează dioda D2 (verde). Când tensiunea scade, dioda D2 începe să se stingă iar dioda D3 (roșu), să lumineze. Sub tensiunea de prag de 9V, dioda D3 luminează puternic iar dioda D2 din ce în ce mai slab, proporțional cu scăderea tensiunii. Acest voltmetru se poate folosi la toate autoturismele alimentate la 12V cu minusul la șasiu.

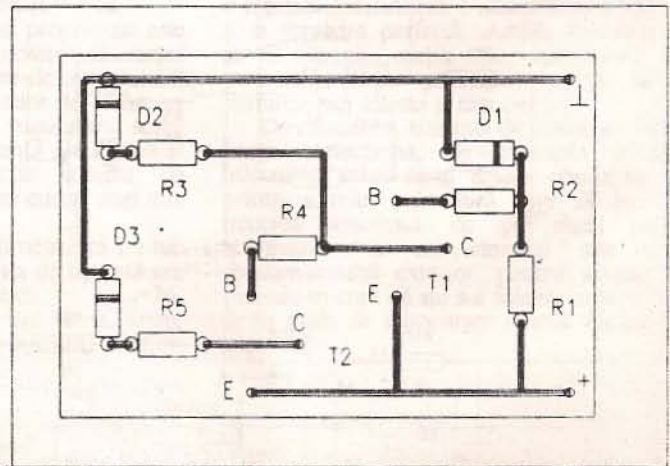
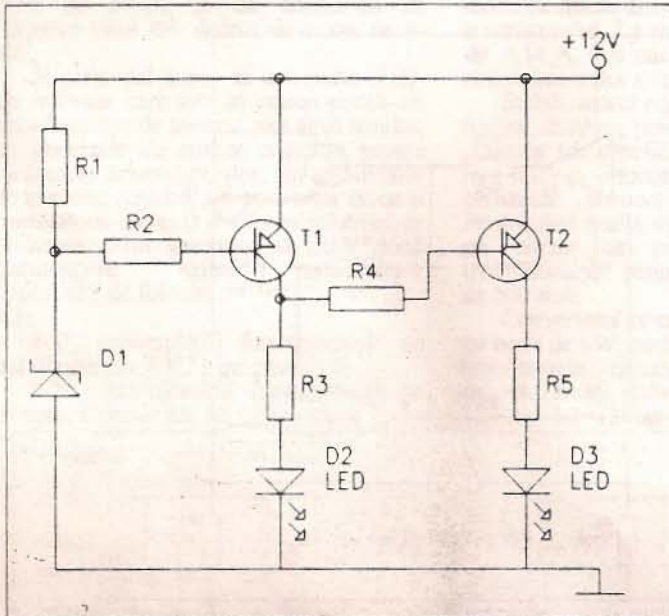
Pentru cablaj folosiți sticlotexolit placat cu folie de cupru. Se pot adopta și alte soluții de cablaj, de exemplu montarea într-un buton fals pe bordul automobilului.

**Lista de piese**

T1, T2 = BC177, BC251, BC252, TUP; D1 = DZ 9V1, PL9V1Z; D2 = MDE1101V; D3 = MDE1101R; R1 = 220Ω; R2 = 6,8KΩ; R3 = 1,5KΩ; R4 = 20KΩ; R5 = 330Ω. TUP = tranzistor universal PNP.

**Bibliografie :**

1. IPRS - Full line condensed catalog - 1990
2. Microelectronica - catalog



→ regimul de suprasarcină. Pragul de protecție la suprasarcină depinde evident de valoarea rezistorului R7. Pentru valoarea de 0,47Ω din schemă, limitarea curentului începe aproximativ la 1,2A. Dacă R7 va fi reglabilă, se va putea obține o limitare a curentului de sarcină la valoarea dorită. Modificând R8 se poate ajusta pragul la care se obține semnalizarea suprasarcinii prin D4. La ieșirea amplificatorului A4 se poate conecta, direct sau printr-un amplificator suplimentar, un element de execuție, cum ar fi un releu, care să deconecteze sarcina sau tensiunea de alimentare, realizându-se astfel funcția de siguranță electronică.

pană la maximum 2A pentru 2N3055, Desigur, în acest caz R7 va trebui redusă în aceeași proporție în care crește curentul, astfel încât la valoarea maximă admisibilă a curentului de sarcină, căderea de tensiune pe R7 să fie comparabilă cu tensiunea pe dioda D2.

Valoarea maximă a curentului de sarcină depinde de tranzistoarele T1 și T2, care trebuie montate pe radiator. Cu un radiator suficient de mare pentru T2, se poate crește curentul de sarcină

Grupul de tranzistoare T1 și T2 poate fi înlocuit cu succes cu un tranzistor Darlington cum ar fi BD647, BD649, 2N6050 sau altele.

**Listă piese:**

CI = βM324; D1 = DZ6V2; D2 = D3 = 1N4148; T1 = 2N3053, BD135, BD137, BD139; T2 = 2N3055, BD130

**Bibliografie**

1. Catalog IPRS
2. ARLL HANDBOOK 1986

# AUTO ÎNCĂRCĂTOR ELECTRONIC PENTRU BATERII DE ACUMULATORI AUTO



ing. Gheorghe Pelinescu

Reglarea curentului de încărcare a bateriilor de acumulatori auto se poate realiza performant prin utilizarea dispozitivelor electronice de putere comandate cum ar fi tiristorul. Avantajele obținute ca: reglarea

rezistenței potențiometrului R1. Aparatul de măsură P1 poate indica curentul de încărcare atunci când comutatorul S2 este legat la șuntul B1 sau tensiunea bateriei de acumulatori atunci când prin intermediul

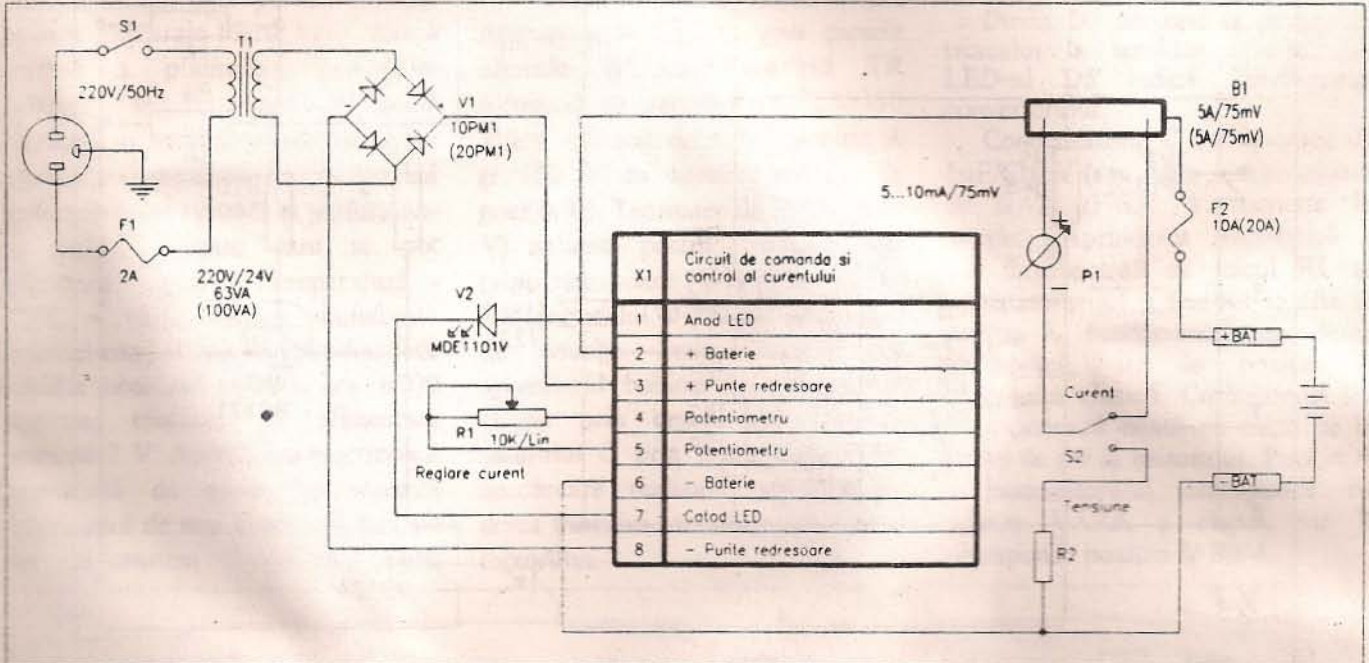


Fig. 1

continuă a curentului debitat, de la zero la valoarea maximă dorită, prin rotirea unui potențiomtru, randamentul ridicat cât și posibilitatea automatizării operațiunii de încărcare, fac ca dezavantajul unei relative complexități să nu mai fie o piedică în punerea în practică a acestei soluții.

În figura 1 se prezintă schema electrică a unui încărcător electronic pentru bateriile de acumulatori auto bazat pe comanda unghiului de aprindere a unui tiristor ce constituie elementul de putere al unui contactor static plasat între redresorul cu tensiune fixă de ieșire (realizat de transformatorul T1, puntea redresoare V1, întrerupătorul S1 și siguranța fuzibilă F1) și bateria de acumulatori. Contactorul static împreună cu comanda electronică aferentă constituie circuitul de comandă și control al curentului, realizat sub forma unei plăci electronice cu cablaj imprimat. Punerea sub tensiune a încărcătorului este semnalizată de către dioda electroluminiscentă V2, iar reglarea curentului de încărcare se face prin modificarea valorii

aceluiși comutator și în serie cu rezistorul R2 este conectat la bornele bateriei. Pentru protecția bateriei și a conductoarelor de legătură, în cazul apariției unui defect (scurtcircuit) în interiorul încărcătorului s-a introdus siguranța fuzibilă F2.

Schema electrică a circuitului de comandă și control al curentului este prezentată în figura 2. Tensiunea sinusoidală redresată dublă altermanță este transformată într-o tensiune trapezoidală de către dioda Zener V3 împreună cu rezistorul R4. Trecerile prin zero ale acestei tensiuni sincronizează generatorul de impulsuri ce conține ca element principal tranzistorul unijuncțiune V5. Primul impuls, ce apare la bornele rezistorului R7 prin descărcarea condensatorului C1 și care amorsează tiristorul V6 după fiecare trecere prin zero, poate fi întârziat prin creșterea valorii rezistenței potențiometrului R1 înseriat cu rezistorul R6. În funcționare normală, tranzistorul V4 este blocat prin scurtcircuitarea joncțiunii bază-emitor de către tranzistorul saturat al optocuplorului U1. În cazuri ca: bornele bateriei sunt conectate incorect, tensiunea bateriei este sub 8V sau când în urma încărcării tensiunea acesteia depășește valoarea de 15-16 V (prag ajustabil din potențiomtrul semireglabil R13) dioda electroluminiscentă a optocuplorului nu mai este alimentată, prin saturarea tranzistorului V4 se întrerupe

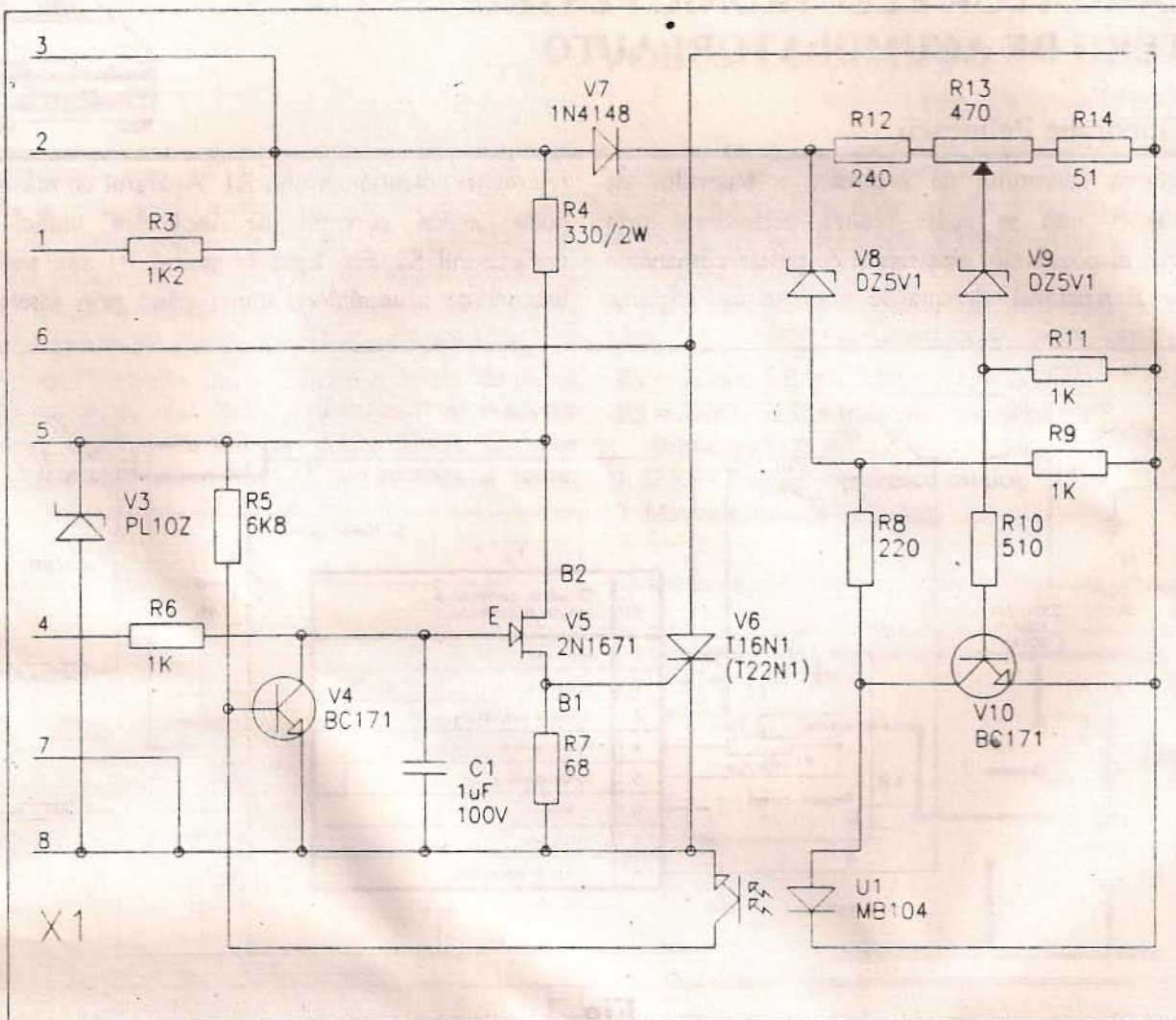


Fig. 2

funcționarea generatorului de impulsuri, tiristorul V6 rămânând blocat.

Deci, dacă la bornele de ieșire ale încărcătorului nu este legată corect o baterie de acumulatori a cărei tensiune să fie mai mare de 8V, acesta nu va furniza curent, în acest mod oferindu-se o protecție totală încărcătorului.

Tiristorul V6 se va monta pe un radiator în formă de U din tablă de aluminiu cu grosimea de 1,5 mm și a cărei înălțime va fi cea permisă de modul de montaj în cutie. Dacă cutia este metalică, puntea redresoare V1 se poate monta direct pe una din fețe, în caz contrar fiind necesar un radiator din tablă de aluminiu de grosime 1,5 mm cu suprafața de 50cm<sup>2</sup>. Aparatul de măsură P1 va avea două scale: o scală pentru măsurarea curentului de încărcare (5A sau 10A la cap de scală, funcție de șuntul folosit) și o scală pentru măsurarea tensiunii la bornele bateriei de acumulatori având capul de scală de 16V, acesta se ajustează prin modificarea valorii rezistorului R2 în funcție de mărimea curentului ce trebuie să străbată aparatul pentru obținerea indicației maxime. Pentru

reglarea pragului la care are loc oprirea procesului de încărcare la o valoare cuprinsă între 15V și 16V se procedează astfel: în încărcătorul nealimentat se conectează în locul bateriei o sursă reglabilă de tensiune continuă (între 15-16V și se rotește potențiometrul semireglabil R13 până când un voltmetru conectat între colectorul și emitorul tranzistorului V10 va indica intrarea în saturație a acestuia (tensiunea va scădea de la 1,5-2V la 0,2-0,5V) la depășirea tensiunii de prag impuse. Deoarece transformatorul T1 nu are prize, valorile tensiunilor primară și secundară permit utilizarea cu succes a unui tip standardizat.

În schema electrică sunt prezentate piesele componente pentru un încărcător de baterii de acumulatori auto cu capacitatea de până la 55Ah. Valorile cuprinse între paranteze sunt valabile pentru un încărcător ce poate lucra cu baterii având capacitatea de până la 100 Ah. Trebuie acordată atenție montării tranzistorului uni-joncțiune, deoarece unele tipuri au inversată baza 1 cu baza 2. Rezistorii a căror putere nu este specificată vor fi de 0,5W.



# APRINDERE ELECTRONICĂ

Alexandru Lăzăreanu

## 1. Descriere

Pentru automobilii care doresc să evite supărătoarele "pene" ale sistemului clasic și totodată să confere autoturismului propriu economicitate, deci porniri la rece ușoare, demaraje foarte bune, uzură redusă a platinelor, menajarea bateriei, le recomand o nouă variantă de aprindere electronică cu descărcare capacitivă, caracterizată prin fiabilitate ridicată și performanțe ridicate, dintre care se pot menționa: gama de temperatură - 25°C ± 20°C; energia transferată bobinei cca. 25 mJ, independentă de turația motorului până la cca. 6000 rot/min, tensiune de alimentare minimă 7 V. Aprinderea electronică construită de mine funcționează ireproșabil de mai bine de 8 luni pe un autoturism "DACIA 1410

SPORT".

## 2. Funcționare

Analizând schema de principiu (figura 1), se constată că circuitul integrat (CDB 404 EM) împreună cu etajul final format din tranzistoarele T2, T3 plus piesele aferente și transformatorul TR formează un convertor de 12 V/350 V (cu comutatorul K2 în poziția A și 500 V cu comutatorul K2 în poziția B). Tensiunea de 350 V (500 V) aplicată pentru redresare unei punți redresoare (IPH 8) se aplică condensatorului C înseriat cu bobina de inducție. Înalta tensiune din secundarul bobinei de inducție se obține prin descărcarea condensatorului C prin primarul bobinei, descărcare realizată prin deschiderea triacului comandat de ruptorul motorului.

Circuitul de amorsare a triacului realizat de grupul R5, R10, R11, D2 și C6 asigură și o protecție de cca. 3 ms pentru înlăturarea eventualelor "dansări" false la închiderea platinelor, când pot apărea vibrații ale acestora.

Dioda D3 servește la protejarea triacului la tensiuni inverse, iar LED-ul D5 indică funcționarea convertorului.

Condensatorul C are valoarea de 1μF/630 V (sau două condensatoare de 0,47 μF/630 V montate în paralel). Aprinderea electronică a mai fost dotată cu releul RL și comutatorul K1. Când K1 se află în poziția A, funcționează aprinderea electronică, iar în poziția B aprinderea clasică. Comutatorul K2 se acționează odată cu clapa de la filtrul de aer al motorului. Poziția A a comutatorului corespunde cu poziția VARA a clapei, iar B corespunde poziției IARNA.

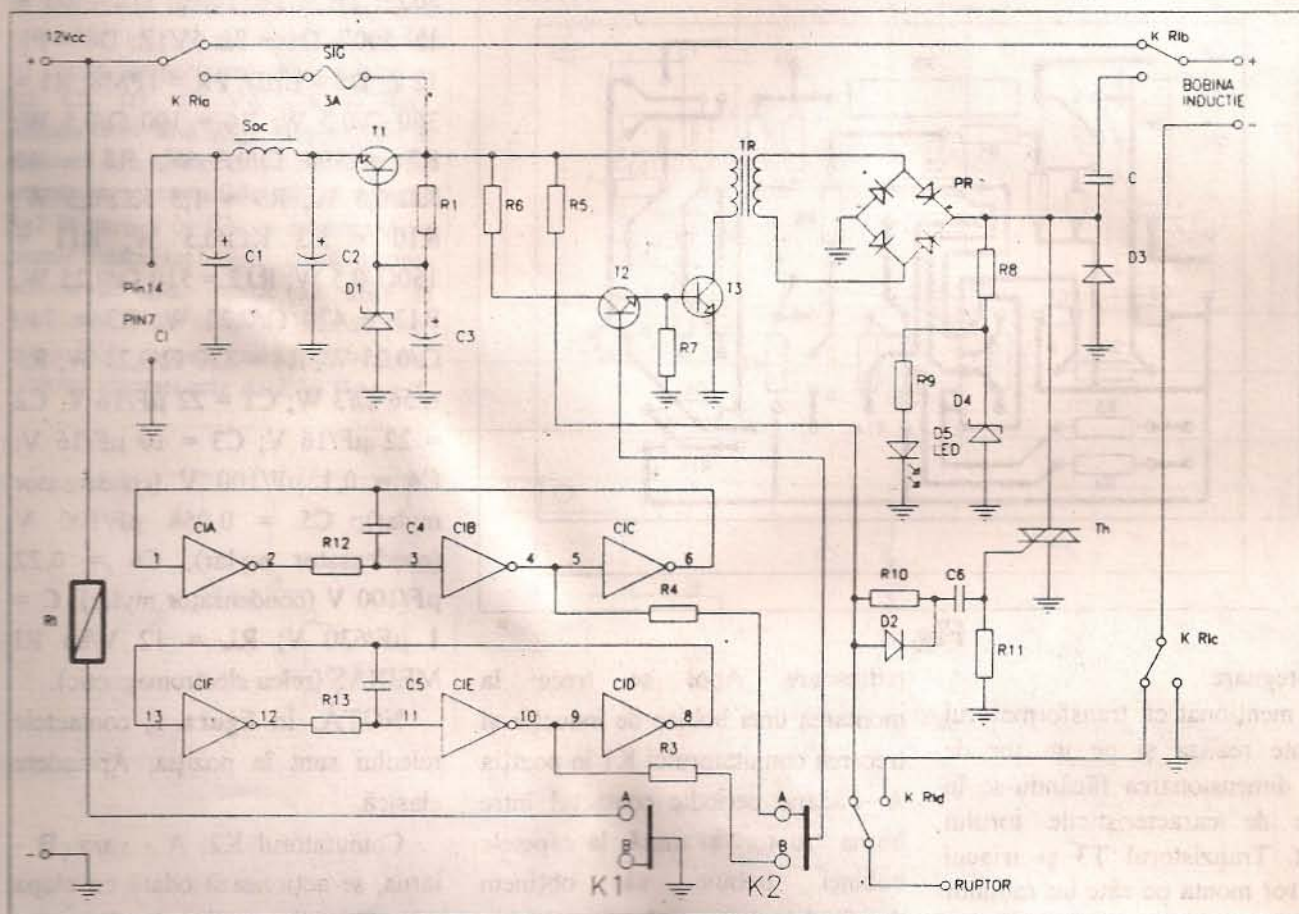


Fig. 1



### 3. Realizare

În figura 2 este prezentată o variantă de cablaj imprimat, bineînțeles că sunt posibile și alte variante. Pe placă se vor lipi în primul rând componentele pasive (rezistoare, condensatoare) și apoi cele active (diode, tranzistoare, circuitul integrat).

Transformatorul TR se realizează pe tole E+I, având suprafața miezului de 4 cm<sup>2</sup>. Primarul TR conține 30 spire din CuEm cu diametrul 0,7 ÷ 0,8 mm, iar secundarul 650 spire din CuEm cu diametrul 0,25 ÷ 0,30 mm. Pentru început se bobinează secundarul după care se izolează cu un strat de pânză uleiată sau cu hârtie de transformator urmat în final de bobinarea primarului. După asamblarea tolelor, transformatorul se va impregna cu parafină sau lac

se corespunzător) dacă aceasta este din fier sau aluminiu.

Între tranzistor (triac) și radiator se va pune un strat subțire de pastă silonică (recuperată de la tranzistoarele defecte).

Șocul S se va realiza pe un miez de ferită (sau o carcasă cu miez de ferită) bobinând 250 spire CuEm cu diametrul 0,2 mm.

### 4. Reglaje

Pentru reglarea aprinderii se va începe prin ascultarea, cu ajutorul unei căști telefonice legată între colectorul tranzistorului T2 și masă, a semnalului audio furnizat de circuitul integrat. În tot acest timp tranzistorul T3 este scos din circuit. După ce ne-am convins de funcționarea circuitului integrat, montăm tranzistorul T3 și măsurăm cu un voltmetru de CC tensiunea de 350 V (500 V) la ieșirea din puntea

Atenție însă la pericolul de electrocutare!

### 5. Instalare

Odată cu reglajele terminate se poate trece la instalarea pe autovehicul. De preferat este montarea în compartimentul motor, dar se poate instala și în habitacul mașinii. Se recomandă legături cât mai scurte, reglarea distanței dintre electrozii bujiei la cca. 1 - 1,1 mm și utilizarea unui set nou de platine. Comutatoarele K1, K2, LED-ul D5 se recomandă să se monteze la bordul autovehiculului, iar legăturile să se execute cu cablu ecranat.

Aprinderea electronică descrisă se montează pe autovehicule având minusul general la masă și tensiunea de 12 V.

### 6. Lista de piese

CI = CDB 404EM; T1 = BC 107B; T2 = BD 135; T3 = 2N 3055; Th = TB 10N6; D2 = D3 = 1N 4007; D1 = PL 5V1Z; D4 = PL 12 Z; D5 = LED; PR = 1PM8; R1 = 360 Ω/0,5 W; R6 = 100 Ω/0,5 W; R7 = 390 Ω/0,5 W; R8 = 40 KΩ/0,5 W; R9 = 1,5 KΩ/0,5 W; R10 = 3,3 KΩ/0,5 W; R11 = 150Ω/0,5 W; R12 = 510 Ω/0,25 W; R13 = 470 Ω/0,25 W; R3 = 740 Ω/0,25 W; R4 = 820 Ω/0,25 W; R5 = 56 Ω/3 W; C1 = 22 μF/16 V; C2 = 22 μF/16 V; C3 = 10 μF/16 V; C4 = 0,1 μF/100 V (condensator mylar); C5 = 0,068 μF/100 V (condensator mylar); C6 = 0,22 μF/100 V (condensator mylar); C = 1 μF/630 V; RL = 12 V/hp RI MEDIAȘ (releu electromagnet).

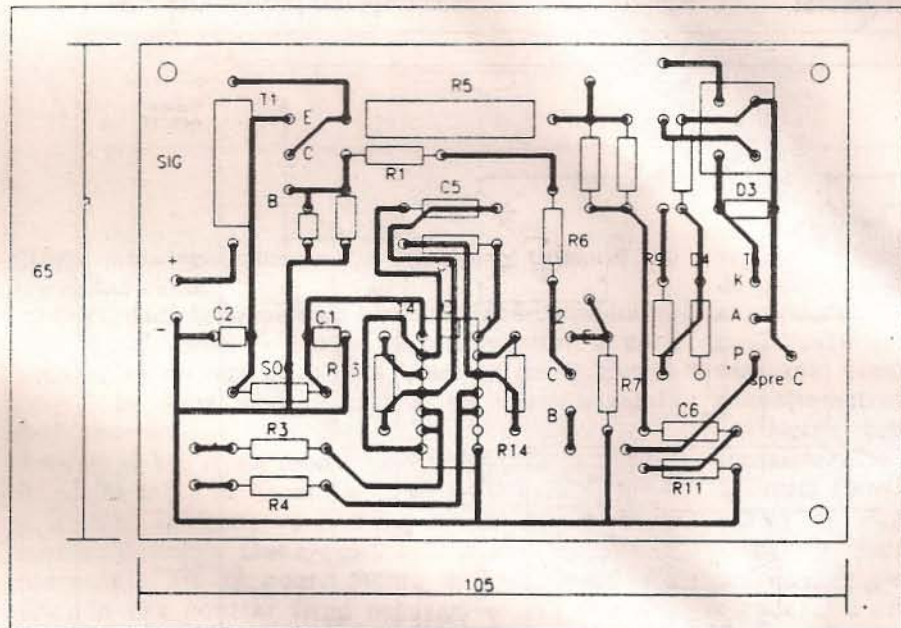


Fig. 2

de impregnare.

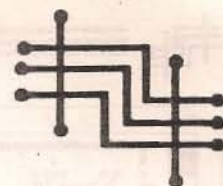
De menționat că transformatorul se poate realiza și pe un tor de ferită, dimensionarea făcându-se în funcție de caracteristicile torului utilizat. Tranzistorul T3 și triacul Th se vor monta pe câte un radiator sau pe carcasa montajului (izolându-

redresoare. Apoi se trece la montarea unei bobine de inducție și trecerea comutatorului K1 în poziția A. Făcând periodic contactul între borna "ruptor" și masă, la capetele bobinei trebuie să obținem descărcări electrice de aproximativ 25 - 30 mm lungime.

NOTĂ: În figura 1, contactele releului sunt în poziția: Aprindere clasică.

Comutatorul K2: A - vara, B - iarna, se acționează odată cu clapa de la filtrul de aer al motorului.





ing. Eugen Broască

Aș vrea în primul rând să propun cititorilor schema unei alarme (figura 1) pentru automobil care se compune în principal din două temporizatoare, primul realizat cu tranzistorul T1 și cel de-al doilea cu tranzistoarele T2 și T3. În componența primului temporizator intră R1, C1, R2, T1, D1 și releul Rel1. În mod normal contactul K2 este închis. La deschiderea contactului K2, condensatorul C1 începe să se încarce. Chiar dacă contactele de la ușile mașinii sunt închise, releul Rel1 nu poate fi pus sub tensiune din cauza tranzistorului T1, care are potențialul bazei mai coborât decât al emitorului.

Această temporizare de 15s este necesară pentru a da posibilitatea proprietarului mașinii să părăsească mașina. Durata temporizării este dată de valoarea condensatorului C1 și a rezistorului R1. După o perioadă de 15s orice acționare a contactelor Ku duce la sesizarea acesteia de către montaj și, după o perioadă de 20s, face ca alarma să intre în funcțiune, dacă nu se face anulare din comutatorul K2. Al doilea temporizator este realizat cu R3, C2, D3, T3, P1, C3, și Rel2. Durata celei de-a doua temporizări se reglează din elementele R3 și C2. Prin introducerea contactului NI al releului Re2 în paralel cu C3, se realizează un circuit basculant care, după temporizarea de 20s, începe să intre în funcțiune, până când se închide contactul K2, acesta anulând alarma. Schema alarmei este dată în figura 1.

Valorile componentelor din schemă sunt : R1 = 82 KΩ, R2 = 4,7 KΩ, R3 = 470 KΩ, P1 = 10 KΩ, C1 = C3 = 220 μF/16V, C2 = 330 μF/16V, D1 = D2 = D3 = 1N4001, T1 = T2 = BC107, T3 = BD135, Rel1 = COTO8913, Rel2 = RI13 modificat pentru tensiunea de 12V, C<sub>NI</sub> contact normal închis Rel2.

A doua schemă de alarmă (figura 2) folosește un singur releu și are performanțe mai bune, care constau în faptul că perioada în care este acționată alarma (claxonul mașinii) este limitată la 30s, după care, dacă contactele de la ușă sunt încă deschise, alarma mai funcționează încă 30s și așa mai departe. Funcționarea în

impulsuri a alarmei determină un consum redus din bateria mașinii.

Alarma se compune din două temporizatoare realizate cu βE555, un temporizator și un CBA realizate cu tranzistoare. Intrarea în funcțiune a alarmei se face din întrerupătorul K prin închiderea căruia este pus sub tensiune montajul. Primul circuit integrat (C1) are rolul unui temporizator de 30s și care acționează în momentul cuplării tensiunii de alimentare. Valoarea temporizării depinde de R1 și C1. Pe perioada de temporizare tranzistorul T1 este blocat deoarece ieșirea este în starea "sus". După perioada de temporizare ieșirea

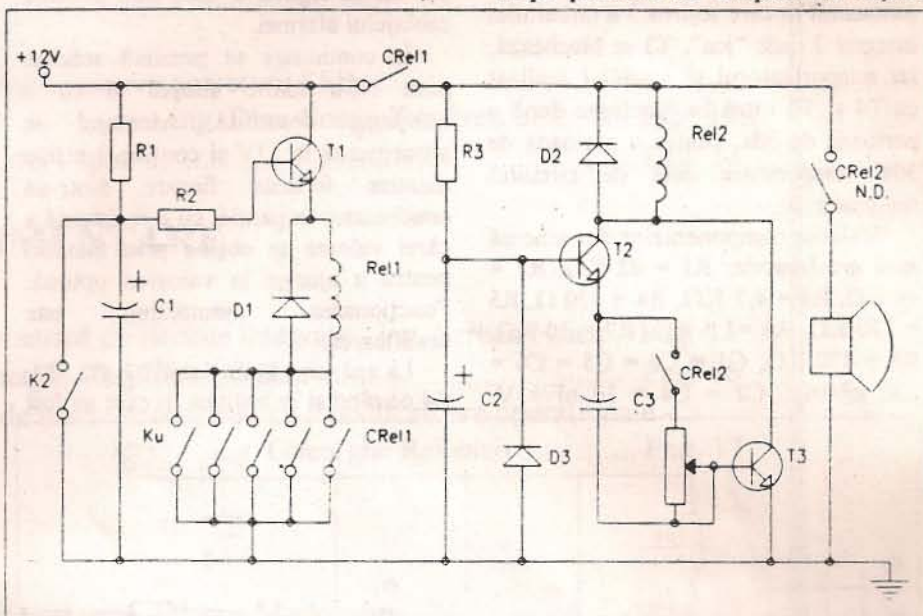


Fig. 1

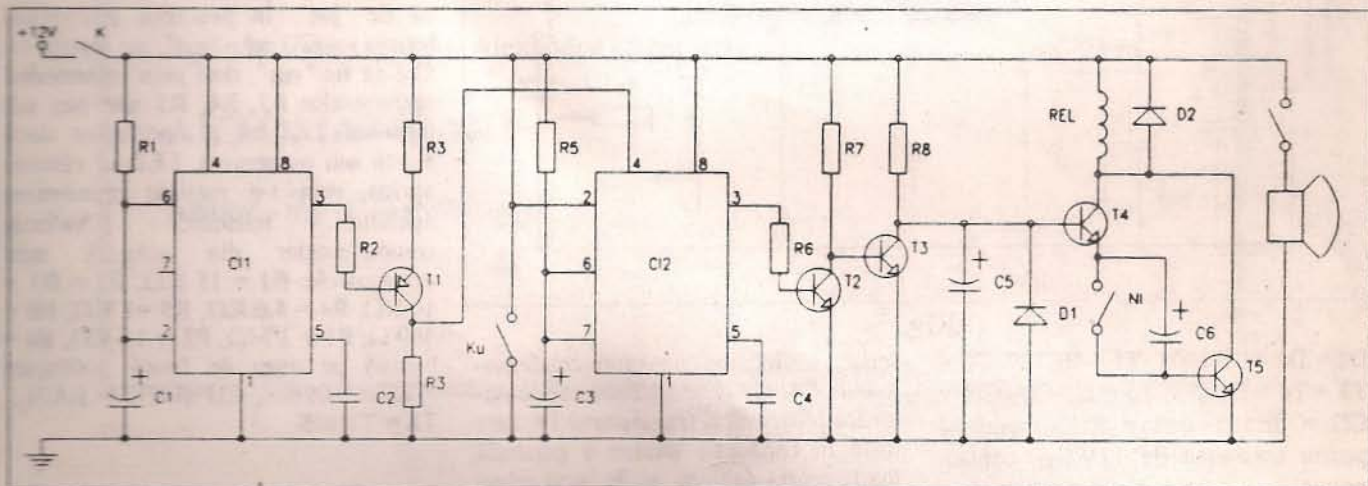


Fig. 2

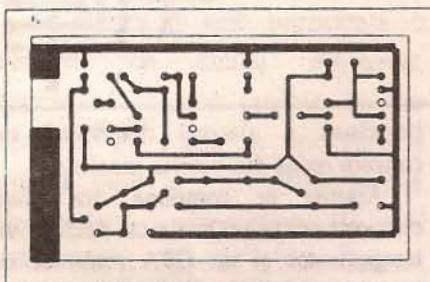


Fig. 3

circuitului integrat 2 (pinul 3) cade "jos" și tranzistorul T1 intră în conducție și în acest fel pinul 4 al circuitului integrat 2 este adus în starea "sus" și cel de-al doilea temporizator intră în funcțiune. Ieșirea circuitului integrat 2 (pinul 3) este în starea "sus" pe perioada temporizării, când T2 este blocat, iar T3 este în conducție, deci condensatorul C5 este descărcat. În momentul în care ieșirea 3 a circuitului integrat 2 cade "jos", T3 se blochează, iar temporizatorul și astabilul realizat cu T4 și T5 intră în funcțiune după o perioadă de 30s, pentru o perioadă de 30s, temporizare dată de circuitul integrat 2.

Valorile componentelor din schemă sunt următoarele: R1 = 82 K $\Omega$ , R2 = 10 K $\Omega$ , R3 = 4,7 K $\Omega$ , R4 = 470  $\Omega$ , R5 = 220 K $\Omega$ , R6 = 1,5 K $\Omega$ , R7 = 10 K $\Omega$ , R8 = 470 K $\Omega$ , C1 = C3 = C5 = C6 = 220  $\mu$ F/16V, C2 = C4 = 10 nF/63V,

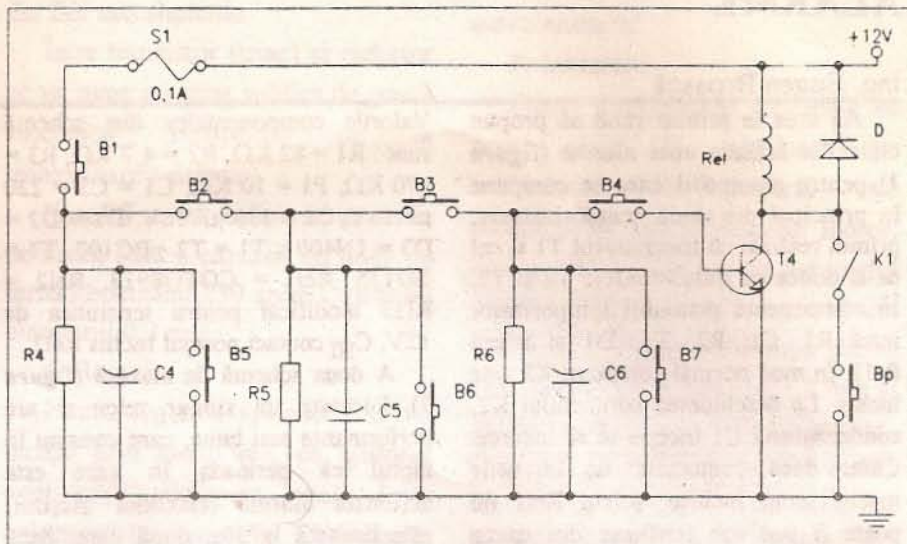


Fig. 4

Schema alarmei este dată în figura 2, iar în figura 3 este dată schema cablajului alarmei.

În continuare se prezintă schema unui cifru foarte simplu și cu o fiabilitate deosebită. Montajul se alimentează la 12V și conține 3 celule identice formate fiecare dintr-un condensator în paralel cu o rezistență a cărei valoare se obține prin tatonări pentru a ajunge la valoarea optimă. Funcționarea montajului este următoarea:

La apăsarea butoanelor B1, B2, B3, B4 pe rând și în ordinea în care au fost

K1 se închide realizând automenținerea releului Rel3, chiar dacă T4 nu mai este în conducție. Cu ajutorul rezistoarelor R4, R5, R6 se realizează descărcarea condensatoarelor C4, C5, C6 într-un anumit interval de timp. Schema cifrului este dată în figura 4. Siguranța S1 este folosită pentru protecția montajului când, de exemplu, sunt acționate simultan butoanele B1 și B5, deci când se scurtcircuitază sursa de alimentare.

În figura 5 este prezentată semnalizarea unui apel telefonic cu memorie. Schema se compune din două amplificatoare în buclă deschisă tocmai pentru a se obține o amplificare mare a semnalului de la captatorul realizat dintr-o bobină pe un miez de ferită. Potentiometrele P1 și P2 sunt folosite pentru reglarea potențialelor intrărilor neinversoare ale celor două circuite integrate C11 și C12, astfel încât în starea de repaus ieșirea lui C11 să fie "sus" în timp ce ieșirea lui C12 să fie "jos". În prezența semnalului ieșirea lui C11 este "jos", iar ieșirea lui C12 să fie "sus", deci prin intermediul rezistoarelor R3, R4, R5 este pus sub tensiune LED-ul și indiferent dacă există sau nu semnal, LED-ul rămâne aprins, deci s-a realizat memorarea apelului telefonic.

Valorile componentelor din schemă sunt următoarele: R1 = 15 K $\Omega$ , R2 = R3 = 10 K $\Omega$ , R4 = 5,6 K $\Omega$ , R5 = 1 K $\Omega$ , R6 = 560  $\Omega$ , P1 = 1 M $\Omega$ , P2 = 10 K $\Omega$ , Bs = bobină pe miez de ferită 3000spire /CuEm 0,09mm, C11 și C12 =  $\beta$ A741, Th = T1N05.

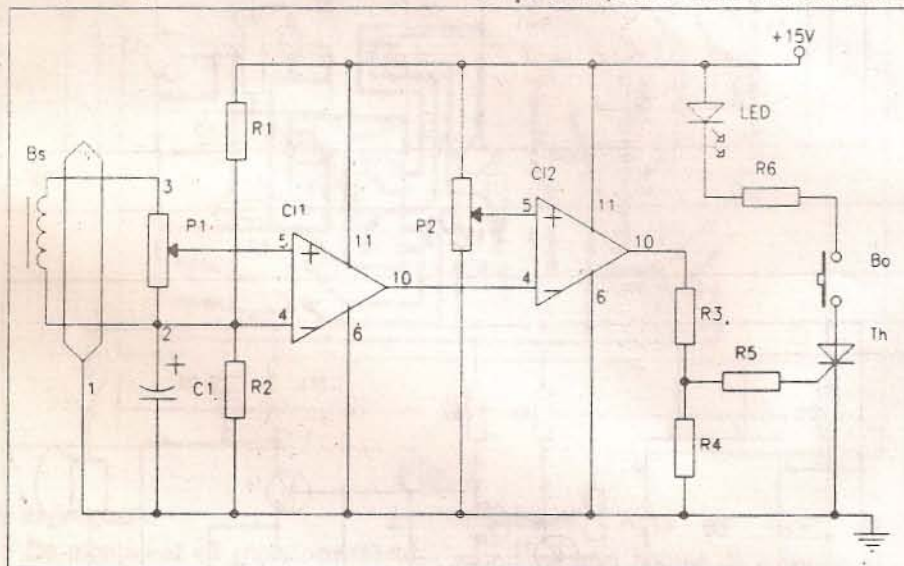


Fig. 5

D1 = D2 = 1N4001, T1 = BC177, T2 = T3 = T4 = BC173, T5 = BD135, C11 = C12 =  $\beta$ E555, Rel = RI13 modificat pentru tensiunea de 12V, CNI contact normal închis Rel1, K=comutator.

scrise, se încarcă pe rând condensatoarele C4, C5, C6. Ultimul condensator C6 polarizează tranzistorul T4, care intră în conducție pentru o perioadă foarte scurtă de timp, astfel încât releul Rel3 este pus sub tensiune și contactul

## **CUPRINS**

### **AUDIO**

- Aplicații ale microfoanelor electret - Aurelian Lăzăroiu și Cătălin Lăzăroiu ..... Pag. 1
- Amplificator stereo de putere cu TDA 2003 - ing. Șerban Naicu ..... Pag. 5
- Decodor audio - Alexandru Zanca ..... Pag. 8

### **LABORATOR**

- Generator bitonal pentru testarea aparaturii SSB - ing. Dinu Costin Zamfirescu ..... Pag. 10
- Atenuator - ing. Gabriel Papuc ..... Pag. 13

### **ELECTROALIMENTARE**

- Sursă de tensiune simetrică cu circuite integrate - ing. Șerban Naicu .. Pag. 15
- Sursă multiplă de energie - ing. Florin Bălan ..... Pag. 16
- Stabilizator reglabil de tensiune continuă cu amplificatoare operaționale - ing. Gheorghe Revenco ..... Pag. 17

### **AUTO**

- Voltmetru auto cu LED-uri - ing. Dragoș Marinescu ..... Pag. 18
- Încărcător electronic pentru baterii de acumulatori auto - ing. Gheorghe Pelinescu ..... Pag. 19
- Aprindere electronică - Alexandru Lăzăreanu ..... Pag. 21

### **AUTOMATIZARI**

- Alarmer - ing. Eugen Broască ..... Pag. 23

**Lei 2300**