

# Tehniuim

FONDATA ÎN ANUL 1970

ANUL XXXVII, Nr. 363

REVISTA PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

Număr editat cu sprijinul Ministerului Educației și Cercetării –  
Autoritatea Națională pentru Cercetare Științifică

4 decembrie  
2006

REVISTA  
CONSTRUCTORILOR



■ VERIFICATOR

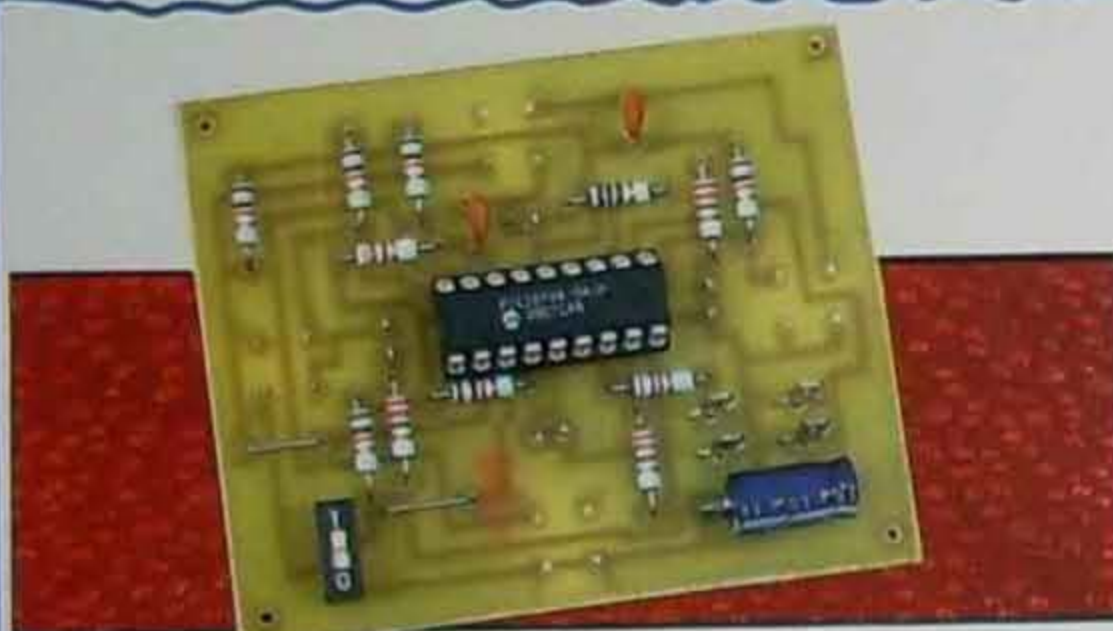
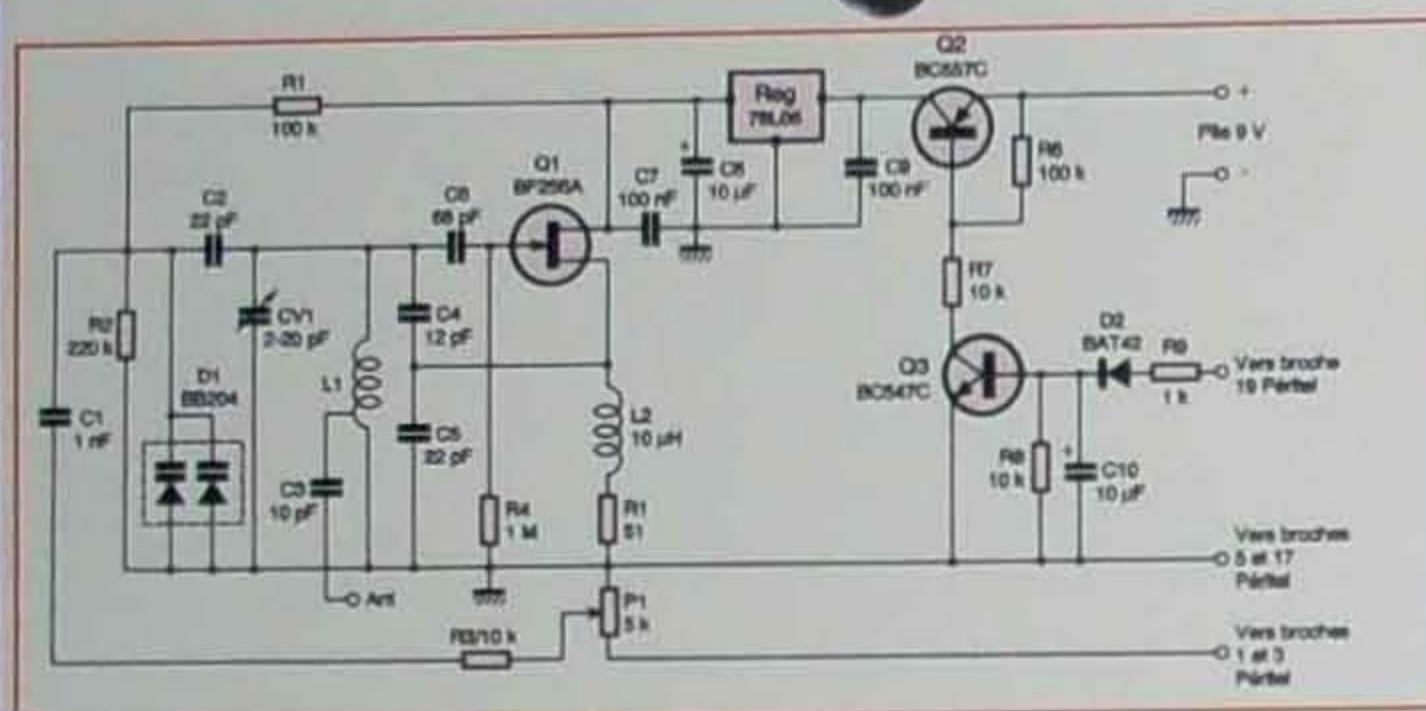
■ INCINTĂ HI-FI  
CU DIFUZOR COAXIAL

■ VARIATOR DE TURATIE PENTRU MOTOARE C.C.  
■ ELECTRONICĂ OPTICĂ  
■ REVIZIUNARILE



Din revista *Electronique Pratique* nr. 268/septembrie 2002 vă semnalăm alături de articolul **Miniemițător FM**  
Este vorba despre un mini-

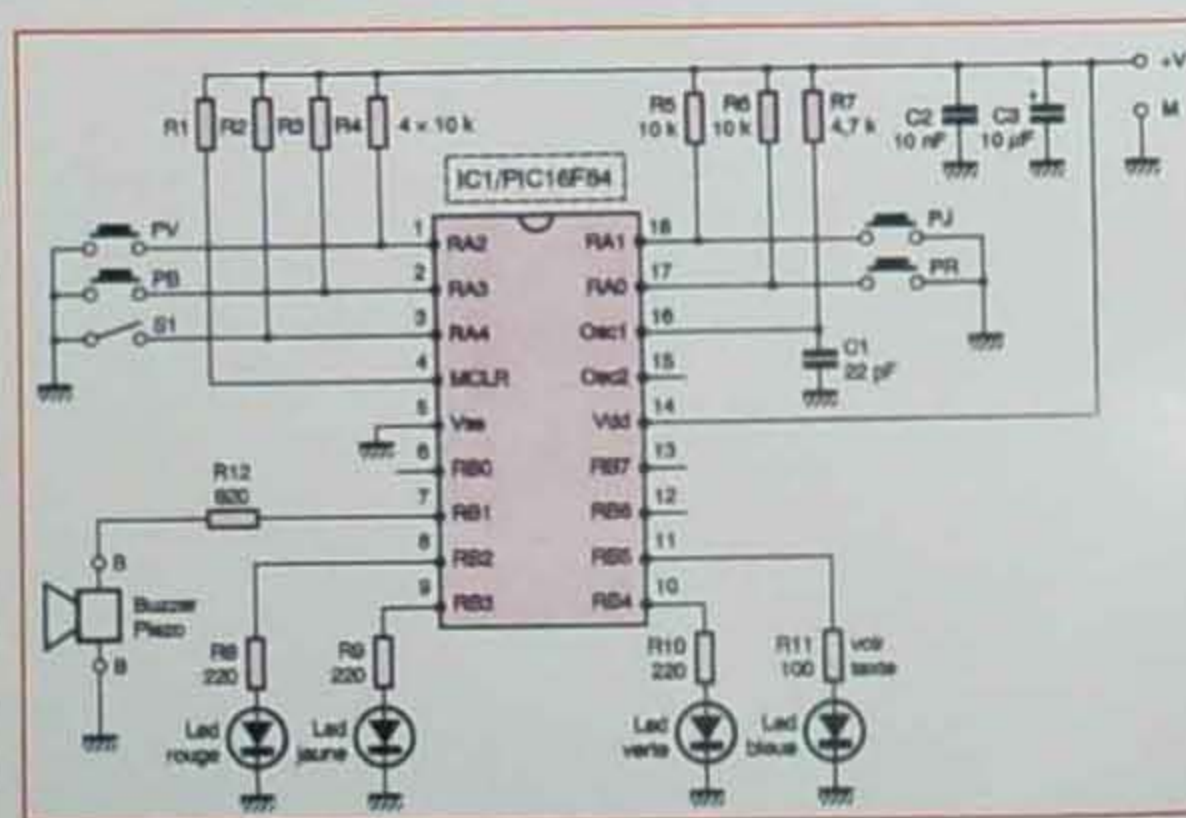
emițător radio de mică putere, cu modulație de frecvență, în banda de frecvență de aproximativ 85MHz – 110 MHz (selecția de frecvență din CV1), cu ajutorul căruia poate fi transmis la mică distanță sunetul unui program TV, pentru a fi ascultat, eventual la căști, cu ajutorul unui radioreceptor FM de buzunar. Semnalul sonor se preia de la priză Peritel a televizorului.



• **Jucați-vă cu Simon** este titlul celui de al doilea articol pe care vi-l semnalăm în rubrica de față, articol publicat în nr. 266/iunie 2002 al aceleiași reviste *Electronique Pratique*, autor C. Tavernier, pag. 44-46. *Simon* este un joc creat pentru dezvoltarea memoriei. El constă dintr-un disc echipat cu patru butoane mari luminoase de culori diferite (roșu, verde, albastru și galben). Aceste butoane sunt făcute să lumineze într-o ordine aleatoare, fiecare aprindere fiind acompaniată de o notă

muzicală. „Jocul” cu Simon constă în a reproduce identic respectivele secvențe, prin apăsarea acestor butoane.

Construcția propusă face apel la un circuit integrat de tip PIC16 F84 (MICROCHIP), iar butoanele luminoase ale jocului Simon original au fost aici simulate prin asocierea câte unui buton cu apăsare cu un LED, ambele de aceeași culoare.



### Stimați cititori,

Cu numărul de față, revista TEHNIUM a intrat în cel de al 37-lea an de existență, „longevitate” al cărei secret l-au constituit generațiile succesive de constructori amatori atașați față de revistă, adeseori în dubla ipostază de colaboratori și de cititori fideli, dar și foarte critici, în sensul bun al cuvântului. Dumneavoastră, actualii colaboratori și cititori ai lui TEHNIUM, deși mult mai puțini la număr decât odinioară, vă străduiți să duceți mai departe această frumoasă și deosebit de utilă tradiție, în pofida greutăților pe care le întâmpinați – și dumneavoastră și TEHNIUM – în această lungă și săracă tranziție. Desigur, sperăm cu toții într-o revigorare, inclusiv a domeniului nostru, al construcțiilor pentru amatori, după aderarea României la Uniunea Europeană, dar nu imediat, firește. Până atunci, TEHNIUM are mare nevoie ca dv. să-i fiți aproape, să sprijiniți revista atât prin propuneri de articole interesante – din cele mai diverse domenii, nu numai din electronică – dar și prin efortul financiar de a o cumpăra cu regularitate. Cum difuzarea a rămas *călcăiul lui Ahile* al lui TEHNIUM, vă rugăm să ne semnalăți în continuare zonele / orașele în care revista nu apare sau este foarte greu de „prins”.

Vă mulțumim, domnule *Felix Lazăr* (Arad), pentru ideea de a se realiza și publica „un circuit electronic care să elimine clasicele siguranțe, folosind, de exemplu, un tiristor sau un triac”. Vă precizăm că, foarte repede după apariția lor, tiristoarele și triacele și-au găsit aplicații și în domeniul pe care îl menționați, ca de exemplu acele configurații *crow-bar*, prezentate și în TEHNIUM, în care tiristorul forțează în caz de pericol arderea unei siguranțe fuzibile, protejând astfel montajul alimentat „în aval”.

Vă felicităm pentru consecvența în pasiunea dv., domnule *Cornel Denghel* (Târnăveni). Vom căuta să publicăm schema solicitată de dv., adică un multimetru cu circuitul MMP190.

Și dumneavoastră, domnule *Sima Attila* (Tg. Mureș), vă mulțumim că vă străduiți să ne ajutați pentru onorarea solicitărilor venite de la alți cititori. Vă așteptăm și cu articole, inclusiv montaje realizate de dv. după scheme din cărți sau reviste, dar cu precizarea sursei, a modificărilor făcute, a rezultatelor obținute, eventual a unor observații critice etc.

Cu părere de rău, domnule *ing. Ioan Mărginean* (Valea Largă, jud. Mureș), trebuie să vă sfătuim să nu ne trimiteți nouă întâi articolul despre *Busola seismică balistică*, despre care ne precizați că are caracter de noutate. Cel mai indicat este să o prezentați întâi la OSIM, pentru a-i obține protecția legală.

Solicitarea dv., domnule *Dumitru Popescu* (București), este onorată chiar în paginile acestui număr. Contactați-ne telefonic, dacă doriți o copie după respectivul articol.

Alte numeroase solicitări ale dv. sunt „în lucru” sau rezolvate tacit prin articolele publicate în paginile revistei.

În încheiere, în numele colectivului redacțional și al meu personal vă urez în anul care vine multă sănătate, împliniri în viața personală și în cariera profesională, realizări și satisfacții pe domeniul hobby-ului dv. Și, bineînțeles, și mult *noroc*, căci – vorba unei glume care circula pe Internet – *sănătoși* au fost și cei de pe Titanic...

Alexandru Mărculescu

### SUMAR

CONSTRUCTORUL ÎNCEPĂTOR .....	pag. 4-17
Stabilizatoare de tensiune	
Alimentarea amplificatoarelor operaționale	
Detector pentru traseele de rețea	
Adaptor pentru sortarea diodelor Zener	
Experiment	
HI-FI .....	pag. 18-36
Amplificatorul HAFLEER DM200	
Proiectarea rețelelor de separare	
Tructoare pentru frecvențe înalte	
Incintă HI-FI cu difuzor coaxial	
Amplificator audio performant	
LA CEREREA CITITORILOR .....	pag. 37-47
Îndepărtarea insectelor	
Aprinzător electronic	
Aeroionizator	
PIR	
AUTOMATIZĂRI .....	pag. 48-52
Aplicații practice cu relee de timp	
Electrovalvă optică	
ATELIER .....	pag. 53-55
Variator de turație pentru motoarele c.c.	
CITITORII RECOMANDĂ .....	pag. 56-61
Noutăți vechi: nuvistoarele	
LABORATOR .....	pag. 62-65
Alimentator	
DIVERTISMENT .....	pag. 66
REVISTA REVISTELOR .....	pag. 67

### TEHNIUM

Revistă pentru constructorii amatori  
Fondată în anul 1970  
Anul XXXVII, nr. 363, decembrie 2006

Editor  
SC Presa Națională SA  
Piața Presei Libere nr. 1, București  
Casa Poștală 68, București – 33  
Redactor-sef: fiz. Alexandru Mărculescu  
Secretariat - macheta artistică: Ion Ivașcu

Redacția: Piața Presei Libere nr. 1,  
Casa Presei Corp C, etaj 1, camera 121  
Telefon: 317.91.23; 317.91.28 Fax: 222.48.32  
E-mail: presanationala@yahoo.com

Abonamente  
La orice oficiu poștal (Nr. 4120 din Catalogul Presei Române)  
DTP: Clementina Geambașu

Editorul și redacția își declină orice responsabilitate în privința opiniilor, recomandărilor și soluțiilor formulate în revistă, aceasta revenind integral autorilor.

ISSN 1224-5925  
© Toate drepturile rezervate.  
Reproducerea integrală sau parțială este cu desăvârșire interzisă în absența aprobării scrise prealabile a editorului.  
Tiparul Romprint SA

Abonamente la revista „Tehnum” se pot face și la sediul SC PRESA NAȚIONALĂ SA, Piața Presei Libere nr. 1, sector 1, București, oficiu poștal nr. 33. Relații suplimentare la telefon: 317.91.23; 317.91.28 FAX 222.48.32

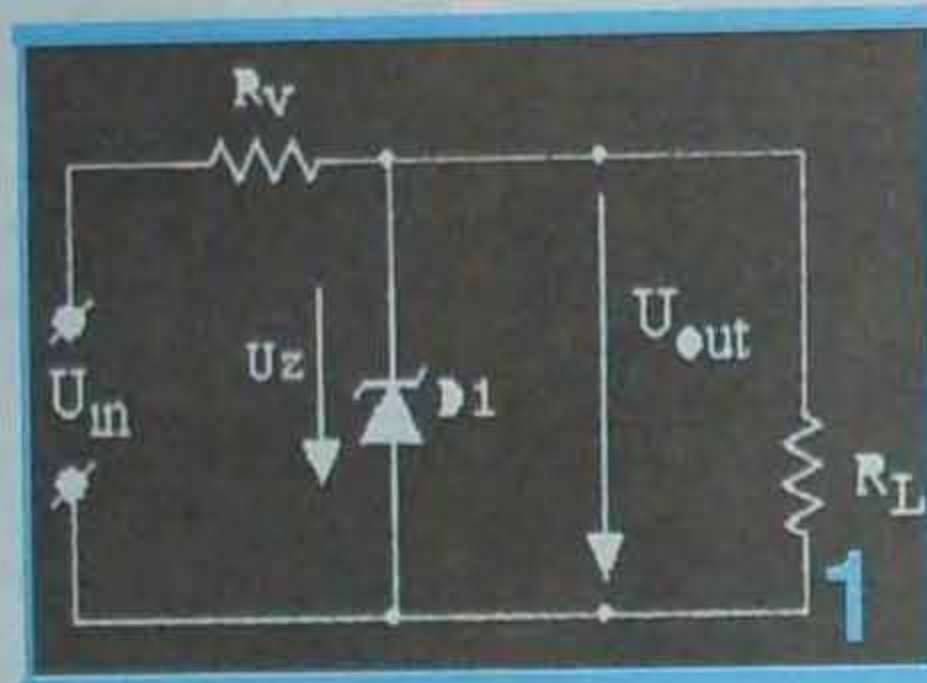
Cititorii din străinătate se pot abona prin S.C. Rodipet S.A., cu sediul în Piața Presei Libere nr. 1, Corp B, Sector 1, București, România, la P.O. Box 33-57, la fax 0040-21-2224.05.58 sau e-mail: abonamente@rodipet.ro; subscriptions@rodipet.ro sau on-line la adresa www.rodipet.ro

# STABILIZATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Ing. GH. REVENCO

În marea majoritate a cazurilor, montajele electronice sunt alimentate de la rețeaua de curent alternativ, prin intermediul unor scheme de redresare, care au fost tratate în articolul publicat în nr.1/2006 al revistei TEHNIUM, din care se vede că mărirea tensiunii redresate este în toate cazurile direct proporțională cu amplitudinea tensiunii alternative aplicată redresorului. Cum tensiunea rețelei poate avea variații chiar mai mari de

$\pm 10\%$ , acestea se vor transmite direct asupra tensiunii redresate, variații inadmisibil de mari pentru majoritatea aplicațiilor. Dar stabilitatea tensiunii pe sarcină este influențată și de variația curentului absorbit de aceasta, deoarece orice sursă de alimentare are inevitabil o rezistență internă, mai mică sau mai mare, pe care se va produce o cădere de tensiune proporțională cu valoarea curentului ce o parcurge, afectând astfel tensiunea pe sarcină. Și temperatura poate avea influență asupra per-



formanțelor redresorului, deci asupra tensiunii pe sarcină. Situația nu este perfectă nici în cazul în care sursa de alimentare este un acumulator sau o baterie. În cazul aparatelor alimentate din acumulatorul autoturismelor, tensiunea la bornele acestuia poate avea și ea variații chiar de  $\pm 10\%$ , datorate sistemului de încărcare (dinamului) și sarcinii variabile (lumini, claxon etc.). Bateriile, mai ales dacă sunt relativ uzate, vor resimți variațiile curentului de sarcină. De aceea, funcție de cerințele aparatului alimentat, se impune stabilizarea tensiunii în limitele impuse de acesta. Stabilizarea se poate face atât în partea de curent alternativ, cât și în partea de curent continuu, adică după redresor. În cele ce urmează ne vom ocupa numai de stabilizatoarele de curent continuu, acestea fiind de mai mare interes pentru constructorii amatori, stabilizatoarele de curent alternativ fiind întâlnite mai ales în diverse aplicații profesionale și industriale.

Pentru marea majoritate a aplicațiilor (radiorecepatoare, scheme cu circuite logice etc.), o stabilitate a tensiunii de alimentare de  $\pm 3\%$  este de cele mai multe ori satisfăcătoare, dar pentru curentul de alimentare a bobinelor de deflexie ale tuburilor cinescop, de exemplu, este necesară o stabilitate de ordinul a 0,5%. Cu cât aparatul electronic este mai sensibil, sau mai precis, cu atât nevoia de stabilizare este mai severă. Astfel, pentru un microscop electronic, tensiunea de alimentare nu trebuie să varieze cu mai mult de 0,005%, în timp ce amplificatoarele de curent continuu profesionale și aparatele de măsură de înaltă clasă de precizie reclamă tensiuni

cu o stabilitate chiar mai bună de 0,0001%. Pentru realizarea acestor cerințe se apelează la **stabilizatoarele de tensiune**.

Stabilizatorul de tensiune este definit în literatura de specialitate ca un cuadripol capabil să mențină tensiunea de ieșire în limite foarte strânse (teoretic constantă), indiferent de variațiile tensiunii de intrare, ale curentului prin sarcină sau ale temperaturii mediului ambiant.

În unele lucrări, mai ales în literatura anglo-americană, stabilizatoarele de tensiune sunt denumite și reglatoare de tensiune (voltage regulator, regulated power supply), termenul fiind preluat din teoria sistemelor de reglare automată. De menționat însă că între regulator și stabilizator există o diferență ca de la parte la întreg, regulatorul fiind de fapt un element component al stabilizatorului.

Există mai multe principii sau modalități de realizare a stabilizatoarelor de tensiune continuă. În funcție de acestea, se poate face următoarea clasificare:

- A. după modul de acționare :
  - cu acționare continuă (liniară)
  - cu acționare discontinuă (în comutație)
- B. după modul de conectare a elementului regulator:
  - stabilizator serie în raport cu sarcina
  - stabilizator paralel
- C. după principiul (metoda) de stabilizare:
  - stabilizatoare parametrice (bucă deschisă)
  - stabilizatoare cu reacție (în buclă închisă)
- D. după modul de realizare :
  - cu componente discrete
  - cu circuite integrate.

Toate aceste tipuri de stabilizatoare se mai clasifică în literatură și în cataloage după: putere, tensiune fixă sau variabilă, numărul de ieșiri, polaritatea tensiunii de ieșire și destinație (de uz general, profesional, militar).

În prezentul articol ne vom ocupa numai de stabilizatoarele de tensiune cu acționare continuă.

### Stabilizatoarele parametrice derivație (paralel)

Cel mai simplu stabilizator de tensiune este cel cu diodă Zener, destul de des întâlnit în aplicațiile practice. Schema sa este redată în figura 1.

Acesta este un stabilizator parametric de tip derivație, elementul principal fiind dioda Zener. Stabilizatorul parametric își bazează funcționarea numai pe neliniaritatea caracteristicii curent - tensiune a dispozitivului electronic folosit, în acest caz dioda Zener.

Această diodă cu Si este o joncțiune p-n corespunzător dopată. Atunci când această joncțiune este polarizată în sens invers, la o anumită intensitate a câmpului electric, care depinde de tensiunea aplicată și de construcția joncțiunii, se produce un fenomen de avalanșă, curentul crescând foarte abrupt la variații foarte mici ale tensiunii de polarizare inversă. Altfel spus, tensiunea la bornele diodei rămâne aproape constantă, pentru variații destul de mari ale curentului ce o parcurge. Fenomenele fizice ce se produc sunt destul de complicate [1], putând avea loc străpungeri (avalanșe) datorate mai multor fenomene, la tensiuni de polarizare diferite, așa cum este ilustrat în figura 2a.

În funcție de doparea joncțiunii și de dimensiunile acesteia, se poate însă controla destul de precis fenomenul Zener (numit așa după numele fizicianului american care l-a studiat), putându-se obține tensiuni de deschidere, Uz, de la câțiva volți până la sute de volți. În figura 2b este prezentată caracteristica tensiune - curent a diodei Zener, care ne permite o analiză simplă a proprietăților stabilizatoare ale acestui dispozitiv.

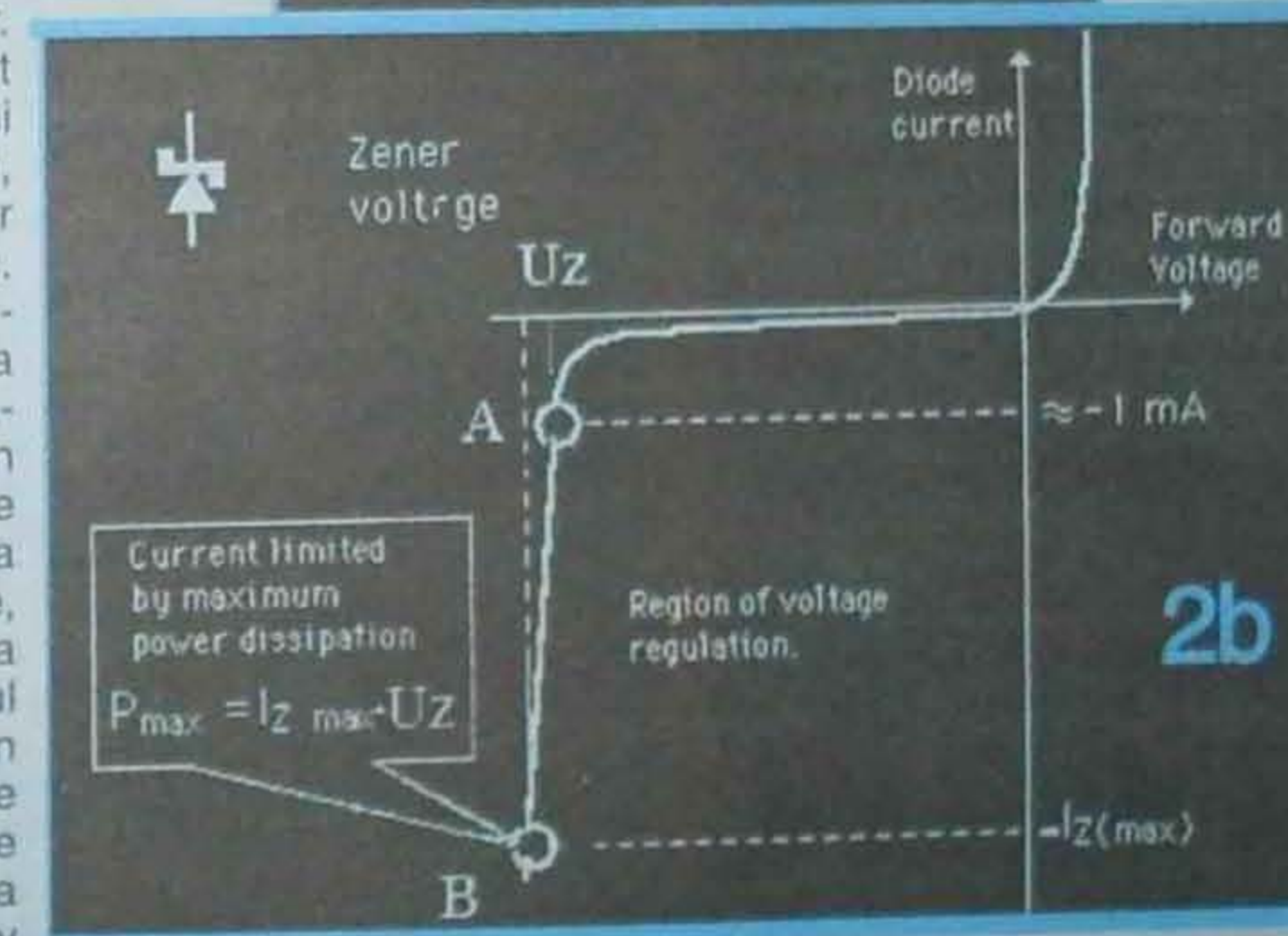
După cum se vede, UzB>UzA. Această diferență poate fi de zeci sau chiar sute de milivolți la diodele de uz general (mai mare la diodele cu Uz < 6V, și mai mică la diodele de tensiune mai mare). Se fabrică însă actualmente diode Zener profesionale la care această variație este numai de ordinul milivolților. Evident că stabilizarea

este cu atât mai bună cu cât variația tensiunii raportată la variația curentului este mai mică. Acest raport, care dimensional este o rezistență (o tensiune împărțită la un curent), se numește **rezistența dinamică a diodei**, notată cu Rd sau Rz, deci  $Rd = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$ . Acest

parametru este indicat în cataloagele profesionale și constituie un criteriu de apreciere a performanțelor diodelor. Valorile uzuale sunt cuprinse între fracțiuni de ohm și zeci de ohmi, preferabile fiind desigur cele cu Rd cât mai mic.

Observăm din figura 2b că pentru a ajunge în zona de stabilizare, curentul prin diodă trebuie să fie de aproximativ 1mA (la diodele de mică putere, crescând cu puterea acestora). Curentul maxim admisibil prin diodă, Izmax, depinde de puterea maximă de disipație a acesteia, la fel ca la orice dispozitiv semiconductor. Depășirea acestei valori poate distruge dioda. Rezultă deci că este absolut necesar ca în circuit să existe un element de limitare a acestui curent. În cazul stabilizatoarelor ca acela din figura 1, acest rol este jucat de Rv, care se dimensionează astfel încât curentul prin diodă să poată

avea o variație cel puțin în limitele în care se estimează că se va modifica curentul prin sarcină, ținând cont și de variațiile estimate pentru tensiunea de intrare. Pentru a înțelege funcționarea acestui stabilizator, să presupunem că Rv a fost astfel dimensionată încât punctul de funcționare al diodei se află undeva între punctele A și B (figura 2b). Dacă rezistența de sarcină RL scade, crescând deci curentul de sarcină, căderea de tensiune pe Rv va avea tendința de creștere, ceea ce va produce o micșorare a tensiunii pe diodă, adică punctul de funcționare se va deplasa spre punctul A. În cazul în care curentul de sarcină scade, punctul de funcționare se va deplasa spre B. La această variație a tensiunii, dioda va răspunde deci printr-o variație pronunțată a curentului său, care va face ca tensiunea pe Rv să revină la valoarea inițială. Variația curentului prin diodă este foarte mare, pentru variații mici ale tensiunii aplicate la bornele acesteia. Putem spune atunci, cu suficient de bună aproximație, că tensiunea la bornele diodei se menține constantă, deși curentul prin diodă și prin rezistența de sarcină cunoaște o variație în limite destul de largi. Pentru a descrie simplist fenomenul de stabilizare, putem considera dioda în conducție inversă ca un rezervor de curent, care în situația în care curentul de sarcină crește, compensează această creștere, cedând sarcinii din curentul său. Dacă scade curentul absorbit de sarcină, această variație este preluată de

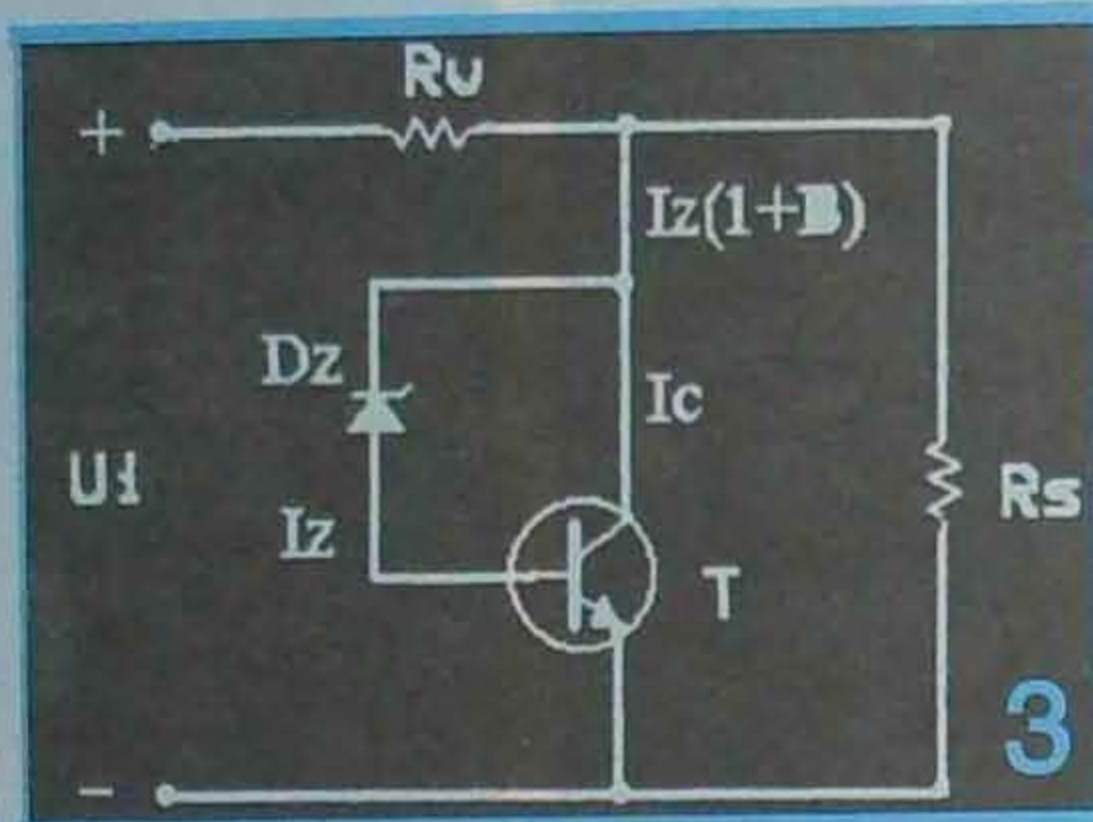


diodă, al cărei curent crește, și în felul acesta, prin acest joc al curentilor, curentul total debitat de sursă și tensiunea pe sarcină rămân aproape constante, deci s-a obținut o stabilizare. Asemănător este mecanismul și în cazul în care analizăm variația tensiunii de intrare. Astfel, o creștere sau o scădere a acesteia va provoca o creștere, respectiv o scădere a curentului prin diodă, variație ce va fi preluată de rezistorul de balast Rv, tensiunea pe sarcină rămânând aproximativ constantă, stabilizată. Deci, la variația curentului de sarcină, curentul debitat de redresor și tensiunea pe Rv rămân practic constante, dar la variația tensiunii de intrare, aceste mărimi se modifică, tensiunea pe diodă și curentul de sarcină rămânând constante. Dacă tensiunea de intrare scade sub valoarea Uz, dioda "se stinge", iar

tensiunea de ieșire va fi  $U_{out} = U_{in} R_v / R_s$ , nestabilizată. După cum se observă, stabilizatoarele parametrice cu diode Zener nu se pretează pentru surse cu tensiuni variabile. O soluție de compromis se poate realiza prin folosirea mai multor diode de tensiuni diferite,

comutabile. Nu este o soluție prea bună, deoarece trebuie schimbat și  $R_v$  dacă tensiunile dorite sunt într-o gamă mai largă de valori.

Câteva elemente de proiectare simplificată cred că vor fi utile, fără a aborda cazul general de calcul. Dacă fenomenul de stabilizare este înțeles și dispunem de datele de catalog pentru diverse diode Zener, se poate face o dimensionare (să nu-i spunem totuși proiectare) suficient de bună pentru aplicațiile constructorilor amatori, fără a apela la prea multe formule. În cazul practic cel mai frecvent întâlnit cunoaștem tensiunea necesară pe sarcină, limitele de variație ale curentului de sarcină și parametrii redresorului a cărui tensiune de ieșire dorim s-o stabilizăm. În cataloagele profesionale se dau de regulă mai multe date, dar esențiale sunt: tensiunea stabilizată  $U_z$  și puterea maximă disipată  $P_{dmax}$ , de unde se poate deduce  $I_{zmax}$  (vezi figura 2b). În cataloagele IPRS (și nu numai) găsim mai mulți parametri, printre care  $U_zT$



și  $I_zT$ , care reprezintă valoarea tensiunii Zener "de Testare," măsurată la curentul de testare  $I_zT$ , aceasta fiind de fapt tensiunea Zener nominală. Valoarea acestui curent de testare este de aproximativ 50% din  $I_{zmax}$ . Mai găsim  $I_{zk}$  și  $I_{zmax}$ , care reprezintă valoarea minimă a curentului de la care începe stabilizarea și, respectiv, valoarea maximă suportată (valori corespunzătoare punctelor A, respectiv B de pe diagrama din figura 2b). În funcție de proveniența catalogului și a fabricantului, se pot întâlni și alte notații pentru mărimile electrice de mai sus. Spre exemplificare, dioda PL12Z are următoarele caracteristici electrice principale:  $P_d = 1W$ ,  $U_zT = 12V$ ,  $I_{zk} = 0,5mA$ ,  $I_zT = 50mA$ ,  $I_{zmax} = 79mA$ . În catalog se mai dau și limitele de variație ale tensiunii  $U_z$ , care sunt funcție de punctul de funcționare.

Să presupunem acum că dorim să alimentăm cu o tensiune stabilizată de 12V un aparat cu un consum variabil între 20mA și 50mA. Într-o primă aproximație putem estima că prin diodă va trebui să circule un curent cuprins între 30mA și 0, pentru a prelua variațiile curentului de sarcină și a asigura un curent constant prin  $R_v$  de 50mA. Dar condițiile cele mai grele pentru diodă vor fi la funcționarea în gol, fără sarcină, deoarece în această situație întregul curent debitat de redresor va circula prin diodă, situație pe care nu este recomandabil s-o ignorăm, deoarece o întrerupere accidentală a sarcinii ar putea distruge dioda. Deci curentul maxim prin diodă ar putea fi de cel puțin 50mA. Dar dioda începe să stabilizeze abia din punctul A, unde curentul are valoarea  $I_{zk}$ , ce-i drept foarte mică (0,5 - 1mA). Deci curentul pe care va trebui să-l suporte dioda va fi de cca 51mA. Putem acum afla ce putere va trebui să disipe dioda:  $P_d = U_z \cdot I_z = 12V \cdot 51mA = 612mW = 0,612W$ .

Deci o diodă de 1W, cum este PL12Z, va fi corespunzătoare scopului propus. Avem lejeritatea de a alege în zona de stabilizare (între A și B), punctul de funcționare corespunzător curentului minim prin diodă, situație ce corespunde curentului maxim în sarcină, care în exemplul considerat este de 50mA. Valoarea minimă a acestuia este  $I_{zk}$ , dar nu este recomandabilă funcționarea chiar din acest punct, deoarece fluctuațiile inerente ale parametrilor componentelor și ale tensiunii redresate pot deplasa acest punct dincolo de punctul A, adică în afara zonei de stabilizare. În unele lucrări se recomandă ca acest punct să fie ales la aproximativ 20% - 30% din  $I_{zmax}$  al diodei utilizate. În cazul diodei PL12Z, care are  $I_{zmax} = 79mA$ , vom putea alege curentul minim de 15 - 20mA. Pentru curentul minim de 20mA, curentul prin diodă va avea valori cuprinse între 20mA și 50mA, crescând în gol la 70mA, dar curentul prin rezistorul de balast  $R_v$  va rămâne constant la valoarea

de 70mA. Valoarea rezistorului  $R_v$  va depinde de  $U_z$ , de curentul debitat de redresor și de tensiunea furnizată de redresor,  $U_{in}$ , care evident va trebui să fie mai mare decât  $U_z$ . Referindu-ne la schema din figura 1, pe  $R_v$  va trebui să se producă o cădere de tensiune egală cu diferența dintre  $U_{in}$  și  $U_z$ , deci conform legii lui Ohm,

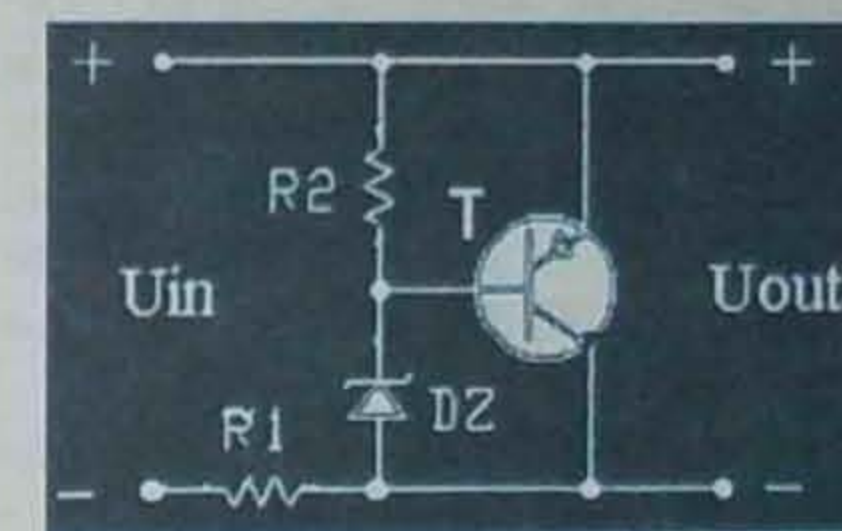
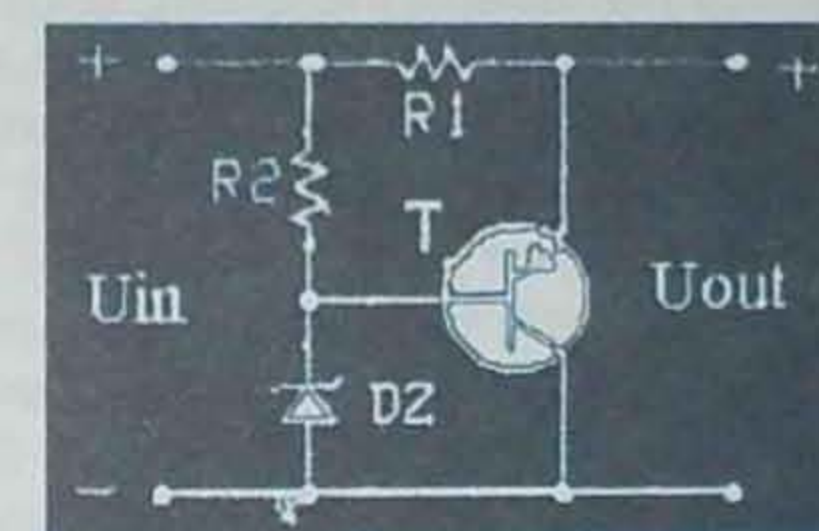
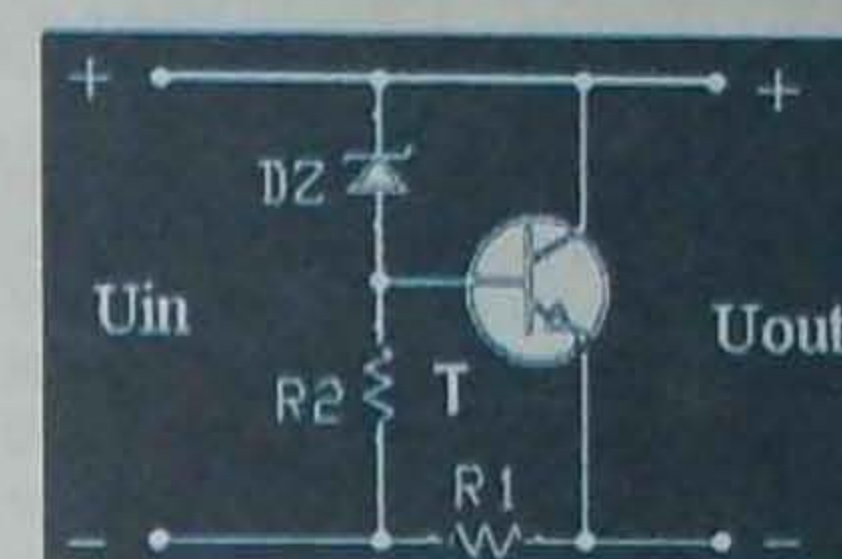
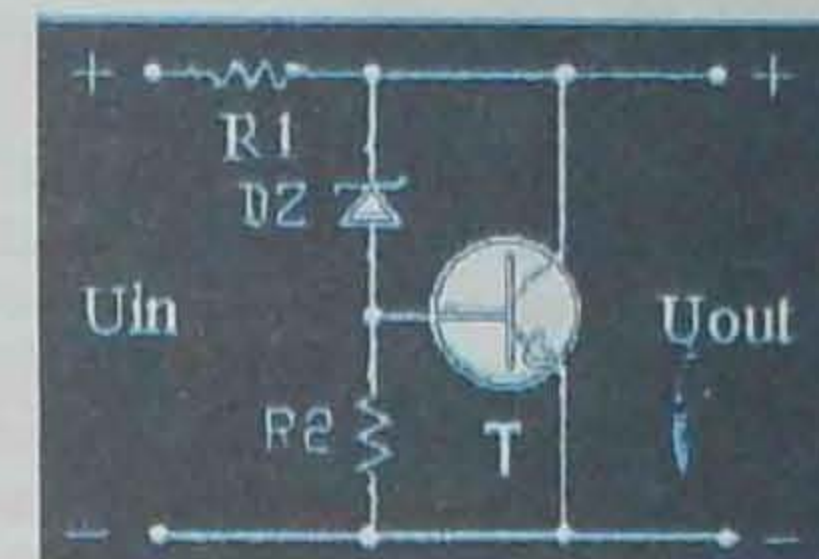
$$R_v = \frac{U_{in} - U_z}{I_t}$$

unde cu  $I_t$  am notat curentul total debitat de redresor. Dacă tensiunea furnizată de redresor este de 15V, rezultă  $R_v = (15 - 12)V / 0,07A = 43\Omega$ . Puterea disipată pe  $R_v$  va fi  $P_{RV} = R_v \cdot I_t^2 = 43 \cdot 0,0049 = 0,21W$ . Dacă tensiunea redresorului ar fi de 20V, ar rezulta  $R_v = 114\Omega / 0,56W$ . În cazurile acestea disipația pe  $R_v$  este mică, dar în cazul unor curenți de sarcină de ordinul amperilor, disipația pe  $R_v$  ar fi mult mai mare, deci estimarea acestei disipații este necesară. Valoarea rezistorului  $R_v$  nu este critică. O mărire sau o micșorare a sa va produce o micșorare, respectiv o mărire a curentului total, ceea ce grafic echivalează cu o translație a zonei de funcționare a diodei înspre punctul A, respectiv B. Punând condiția ca această translație să nu scoată punctul de funcționare din zona de stabilizare și aplicând formula de mai sus, rezultă valorile admise pentru  $R_v$ , care în cazul exemplului considerat vor fi  $38\Omega - 60\Omega$  dacă  $U_{in} = 15V$  și respectiv  $101\Omega - 160\Omega$  dacă  $U_{in} = 20V$ . Această plajă de valori pentru  $R_v$  este permisă însă numai în măsura în care am lăsat o marjă corespunzătoare a zonei de funcționare față de punctele extreme A și B.

Să analizăm acum influența variațiilor tensiunii de intrare asupra funcționării. Apelând la aceeași formulă de mai sus, explicitând pe  $U_i = U_z + R_v I_t$ , observăm că o mărire sau o micșorare a tensiunii  $U_i$  va mări, respectiv va micșora curentul total  $I_t$  (deoarece  $R_v$  este constant, iar  $U_z$  se modifică în limite foarte mici, încât poate fi considerat constant), producând o translație a zonei de funcționare similară cazului când se modifică  $R_v$ . Punând condiția de funcționare în limitele A - B (curentul total  $I_t$  fiind de aproximativ 51mA pentru punctul A și 79mA pentru punctul B), pentru  $R_v = 43\Omega$  și  $U_z = 12V$  rezultă  $U_{imin} = 12 + 43 \cdot 0,051 = 14,19V$  și  $U_{imax} = 12 + 43 \cdot 0,079 = 15,4V$ . Deci, dacă tensiunea redresorului scade sub 14,2V, ceea ce reprezintă o scădere de cca 5,3% față de valoarea nominală de 15V, dioda se

utilă din sarcină. Deci dimensionarea redresorului trebuie făcută și în funcție de limitele de variație ale tensiunii de rețea.

Exemplele de dimensionare mai sus analizate, deși se încadrează în limitele de funcționare normală a diodei, sunt oarecum la limită, neasigurând o fiabilitate satisfăcătoare, mai ales la fluctuațiile tensiunii de rețea. Situația se îmbunătățește considerabil dacă se folosește o diodă de putere mai mare, chiar dacă aparent avem o supradimensionare. Dar de fapt stabilizatoarele cu diodă Zener, ca acela analizat mai sus, nu sunt recomandabile pentru situațiile în care curentul de sarcină variază în limite mari, ci pentru sarcină relativ constantă. Dacă am refăce calculele pentru cazul unui curent de sarcină constant, cu fluctuații estimate, de exemplu, de cca



4

stinge, tensiunea pe sarcină scăzând sub 12V, iar dacă tensiunea redresorului crește peste 15,4V, ceea ce reprezintă o creștere de cca 2,7%, există pericolul distrugerii diodei prin depășirea disipației maxime admise. Refăcând calculul pentru cazul în care tensiunea redresorului ar fi 20V și  $R_v = 114\Omega$ , obținem  $U_{imin} = 17,8V$ , ceea ce reprezintă 11% față de valoarea nominală de 20V, și  $U_{imax} = 21V$ , ceea ce reprezintă 5% din valoarea nominală de 20V. Comparând cele două situații, se trage lesne concluzia că limitele de stabilizare, la variația tensiunii de intrare, sunt cu atât mai bune cu cât tensiunea de intrare este mai mare față de tensiunea de ieșire. Aceasta însă se plătește prin scăderea randamentului energetic, deoarece pe  $R_v$  se disipă o putere care poate deveni comparabilă cu cea

$\pm 5\%$ , s-ar obține un stabilizator cu un randament mult mai bun și care ar admite variații ale tensiunii de intrare în limite mult mai mari. Pentru cazul curenților de sarcină mari, există diode Zener cu  $P_d$  de ordinul zecilor de wați (la IPRS s-a fabricat seria 10DZ...de 10W), dar acestea sunt mai greu de procurat, fiind și foarte scumpe. Nu se recomandă conectarea în paralel a mai multor diode Zener în scopul mării puterii disipate, datorită dispersiei relativ mari a alurii caracteristicii. Există însă o soluție simplă, mai bună și mai ieftină, apelând la un tranzistor ca în figura 3. Acest montaj este echivalent cu o diodă Zener a cărei disipație se multiplică aproximativ cu factorul  $\beta$  al tranzistorului, dar a cărei tensiune Zener este mai mare decât a diodei folosite, cu  $U_{BE}$ . Avem în acest caz de fapt un stabilizator parametric de tip derivație cu tranzistoare.

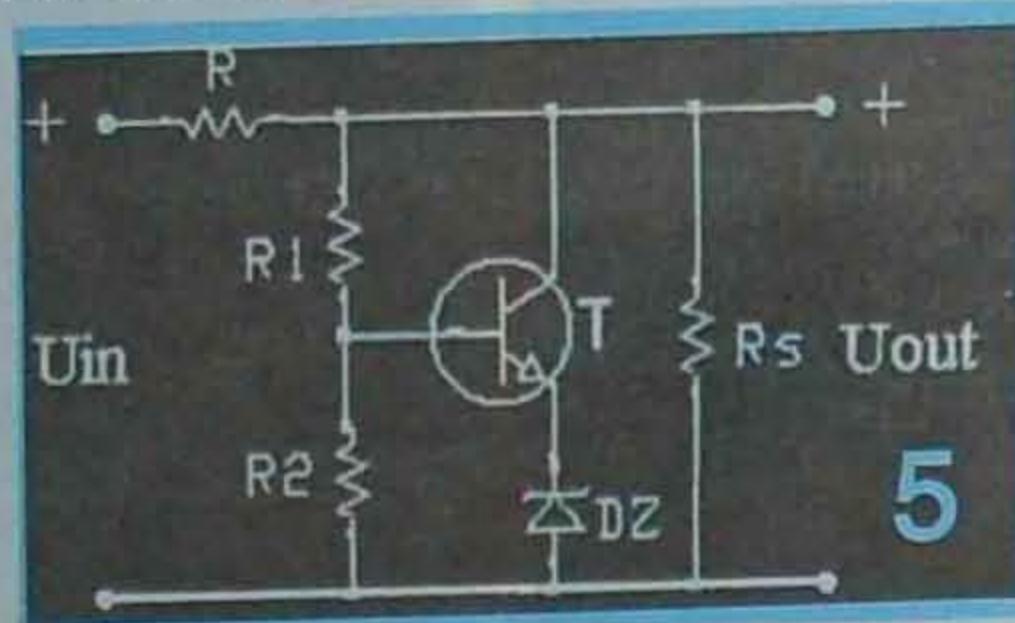
Detalii de proiectare, varianta printru tranzistor pnp, diodă Zener variabilă și alte montaje interesante se pot găsi în articolul "Utilizări mai puțin convenționale ale diodelor Zener...", de ing. Gh. Revenco, publicat în TEHNIUM nr.3/2005.

Dacă montarea diodelor Zener în paralel este contraindicată, conectarea acestora în serie, atunci când nu dispunem de o diodă cu tensiunea necesară, nu prezintă nicio contraindicație, cu condiția ca toate diodele să suporte curentul necesar. O suplimentare a tensiunii de stabilizare a unei diode Zener, cu un multiplu de 0,6 - 0,7V, se poate realiza conectând în serie cu aceasta una sau mai multe diode cu Si, conectate însă în sensul direct de conducție. Deși caracteristica tensiune - curent a diodelor cu Si polarizate în sensul direct nu are panta atât de abruptă ca a unei diode Zener, totuși se poate obține o stabilizare. De exemplu, dacă este necesară stabilizarea unei tensiuni de 16,5V, se vor putea monta în serie cu o diodă de 15V, alte două diode cu Si. Această soluție se aplică și în cazurile de stabilizare a unor tensiuni mici, pentru care nu există diode Zener, cum ar fi de exemplu circuitele integrate din unele proteze auditive, sau alte montaje similare, care se alimentează la 1,4V. Conectând două diode cu Si în sens direct, se obține stabilizarea necesară. Dar inserierea unor diode cu Si cu diodele Zener poate îmbunătăți și stabilitatea termică a ansamblului, deoarece diodele Zener de peste 5V au un coeficient termic pozitiv, iar diodele cu Si au un coeficient termic negativ. Aceasta este și una din metodele de realizare a diodelor Zener compensate termic.

Referitor la proiectarea stabilizatoarelor ca acela din figura 1, menționăm că rezultatele obținute printr-un calcul ingineresc riguros nu diferă sensibil de cele de mai sus. Există și metode grafice de proiectare, iar pe Internet sunt disponibile programe foarte simple de proiectare a unor astfel de stabilizatoare. În concluzie, acest tip de stabilizator, care excelează prin simplitate, dar oferă o stabilizare modestă și un randament energetic mic, este recomandat pentru montajele cu un curent de sarcină mic și cu variații moderate. Am considerat însă necesară analiza acestui tip de stabilizator, deoarece, după cum vom vedea în continuare, în toate stabilizatoarele mai mult sau mai puțin complicate și performante, diodele Zener sunt nelipsite, iar principiul lor de acționare este cel descris mai sus.

Stabilizatoare parametrice în configurație paralel se pot realiza și cu tranzistoare. În figura 4 sunt prezentate patru scheme electrice reprezentative pentru astfel de stabilizatoare: cu tranzistoare npn, pnp, cu minusul comun sau plusul comun (conectabil la masă).

Tensiunea de ieșire este egală cu suma dintre tensiunea diodei Zener și tensiunea dintre baza și emitorul tranzistorului,  $U_{out} = U_z + U_{BE}$ , sumă care în aceste cazuri este egală chiar cu tensiunea dintre colector și emitor. Să analizăm principiul de funcționare, care este același la toate cele patru variante. Să presupunem că tensiunea de ieșire are o tendință de creștere. Deoarece  $U_z$  poate fi considerată constantă, din relația de mai sus rezultă că  $U_{BE}$  obligatoriu va crește. Această creștere a



tensiunii dintre bază și emitor va produce o creștere a curentului de bază și implicit a celui de colector, și ca urmare va crește și căderea de tensiune pe  $R_1$ , ceea ce conduce la micșorarea tensiunii de ieșire, adică la compensarea creșterii presupuse. Deci însuși tranzistorul își reglează curentul de colector, care conduce la ajustarea căderii de tensiune pe rezistorul de balast  $R_1$ , menținând astfel constantă tensiunea de ieșire. La scăderea tensiunii de ieșire, care poate fi cauzată de o creștere a curentului de sarcină, prin același raționament rezultă că  $U_{BE}$  va scădea, curentul de colector și tensiunea pe  $R_1$  de asemenea vor scădea, readucând sistemul la starea normală, stabilizând astfel tensiunea de ieșire. Stabilizarea la variația tensiunii de intrare se explică prin același mecanism, adică aceste variații se vor transmite prin  $R_1$  la ieșire, producându-se aceleași fenomene ca acelea mai sus analizate. Deoarece dioda Zener comandă curentul de bază al tranzistorului, rezultă că se vor putea stabili astfel puteri de cca  $\beta$  ori mai mari decât în cazul stabilizatoarelor cu diodă din figura 1. Să nu pierdem însă din vedere faptul că tranzistorul folosit va trebui să poată suporta această multiplicare de  $\beta$  ori a puterii disipate. La tranzistoarele de putere,  $\beta$  este relativ mic, de ordinul zecilor, dar salvarea poate veni de la tranzistoarele Darlington.

În figura 5 este prezentată o schemă interesantă, care reprezintă tot un stabilizator parametric de tip derivație, dar la care tranzistorul lucrează ca repetor pe emitor, având ca sarcină dioda Zener, iar baza este polarizată printr-un divizor rezistiv. Tensiunea de ieșire în acest caz este dată de relația:

$$U_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_z + U_{BE}$$

observă că tensiunea de ieșire poate fi variabilă, acționând asupra divizorului  $R_1, R_2$ , dar mai interesant este faptul că această tensiune poate fi mult mai mare decât  $U_z$  (bineînțeles dacă  $U_{in}$  este corespunzător de mare).

Există și configurații serie - paralel, care pot realiza performanțe superioare [2].

(Continuare în nr. viitor)

# ALIMENTAREA DIFERENȚIALĂ A AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Pagini realizate de fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU

Montajele realizate cu amplificatoare operaționale (AO) sau cu comparatoare de tensiune integrate pot fi alimentate fie de la surse de tensiune continuă unică,  $U$ , fie de la surse diferențiale de tensiune,  $+U$  și  $-U$  în raport cu un punct de zero comun. Opțiunea între cele două soluții aparține realizatorului aplicației în cauză, dar există și situații în care alimentarea diferențială este impusă de natura schemei (de exemplu, pentru a se putea efectua reglajul de offset).

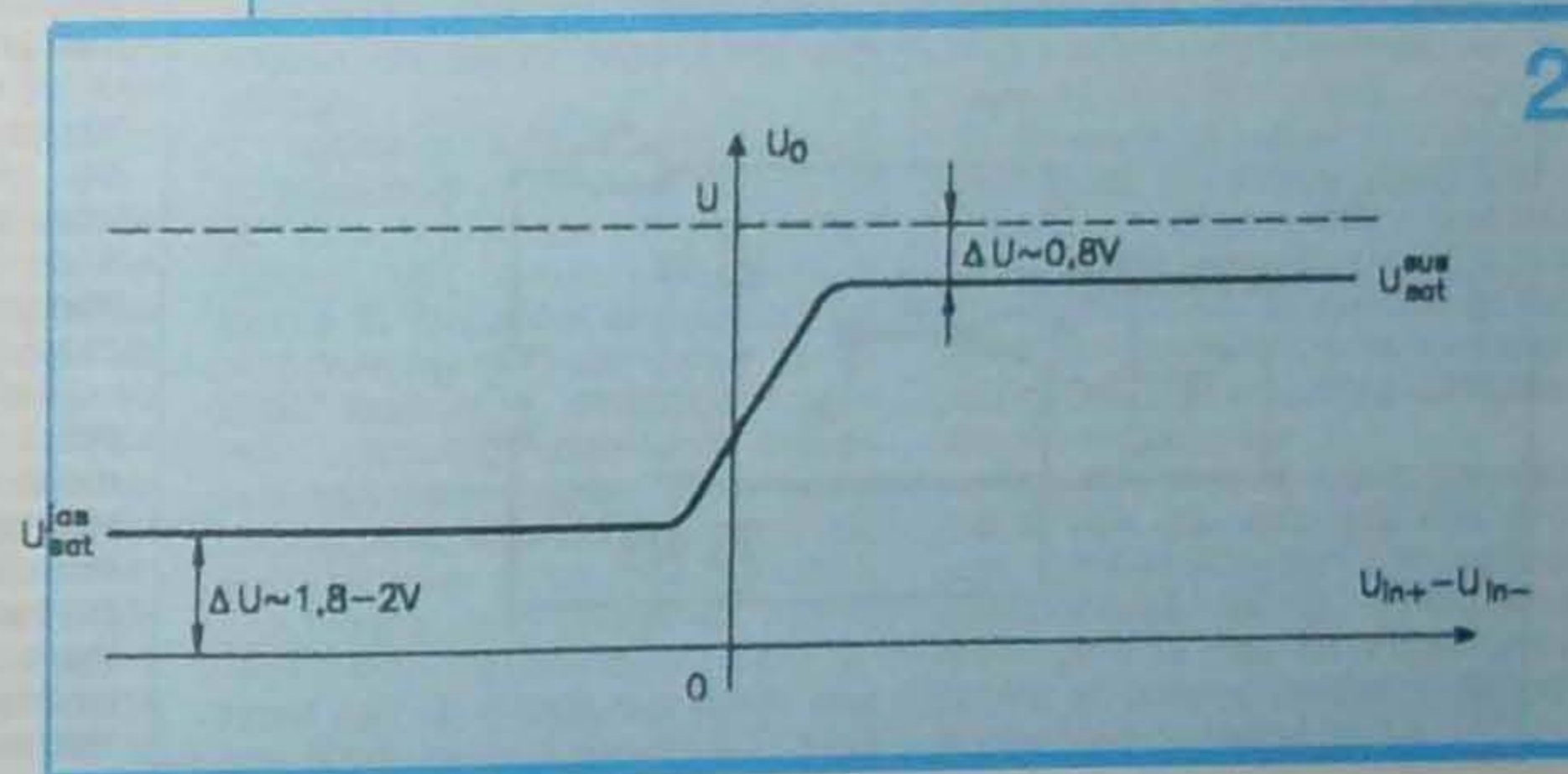
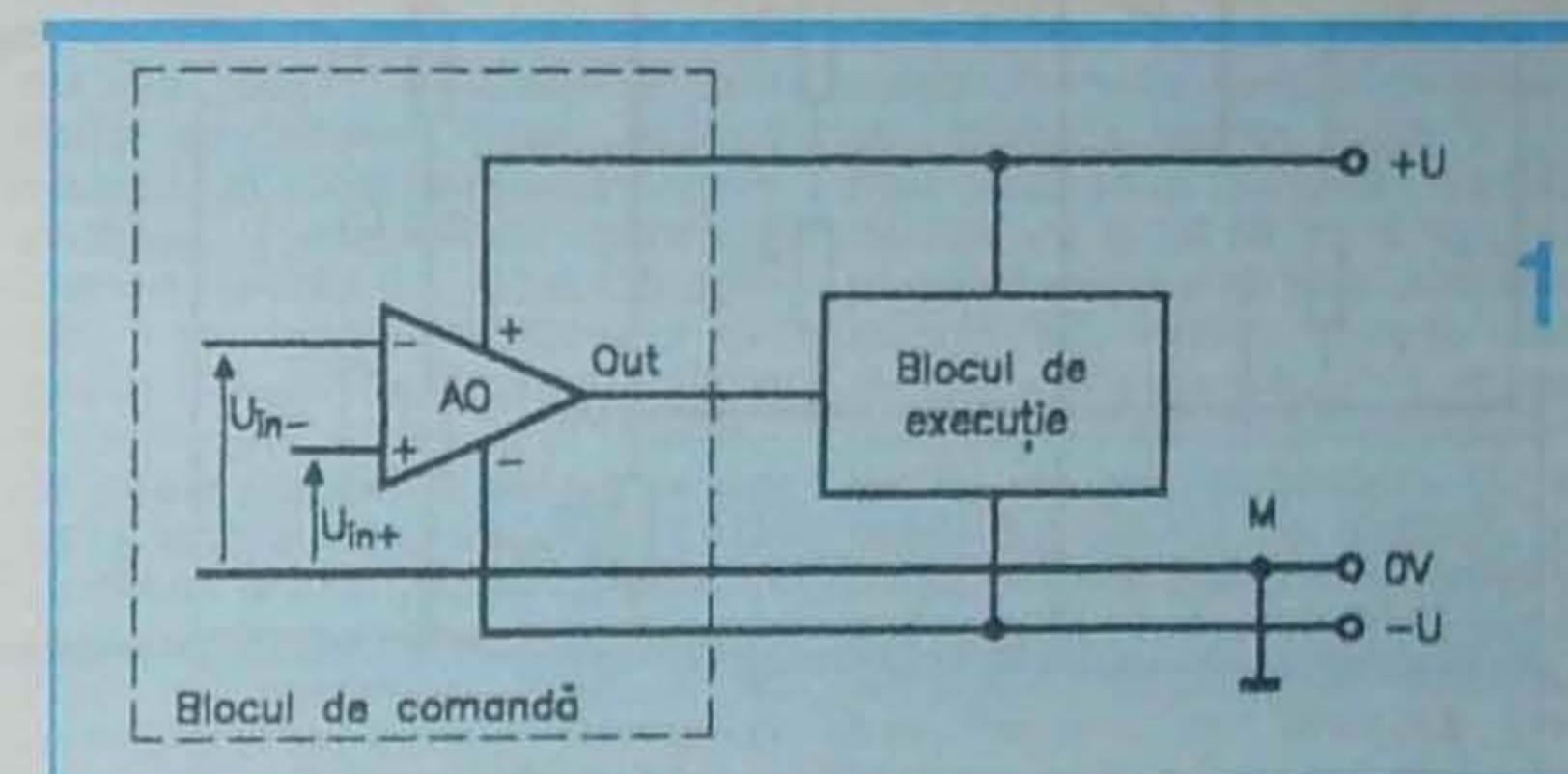
Autorii articolelor care prezintă diverse montaje cu AO fac uneori precizarea privind posibilitatea de alimentare fie cu tensiune unică, fie cu tensiuni diferențiale, dar nu amintesc întotdeauna modul concret în care se realizează transpunerea schemei de la un tip de alimentare la celălalt. Firește, aceste lucruri se presupun cunoscute, numai că... există întotdeauna și începători, care încă nu le-au întâlnit. La început, constructorii amatori se limitează la realizarea diverselor montaje, selecționate din cărți sau reviste, *întocmai* cum sunt prezentate acolo. Mai apoi, câștigând experiență teoretică și practică - adeseori întâmpinând și unele nevoi, lipsuri în dotare etc. - ei prind curaj și încep să "umble" prin schemele de principiu, adeseori cu bune rezultate, care le dau o satisfacție incomparabil mai mare decât copierea "mecanică" a soluției propuse de autor.

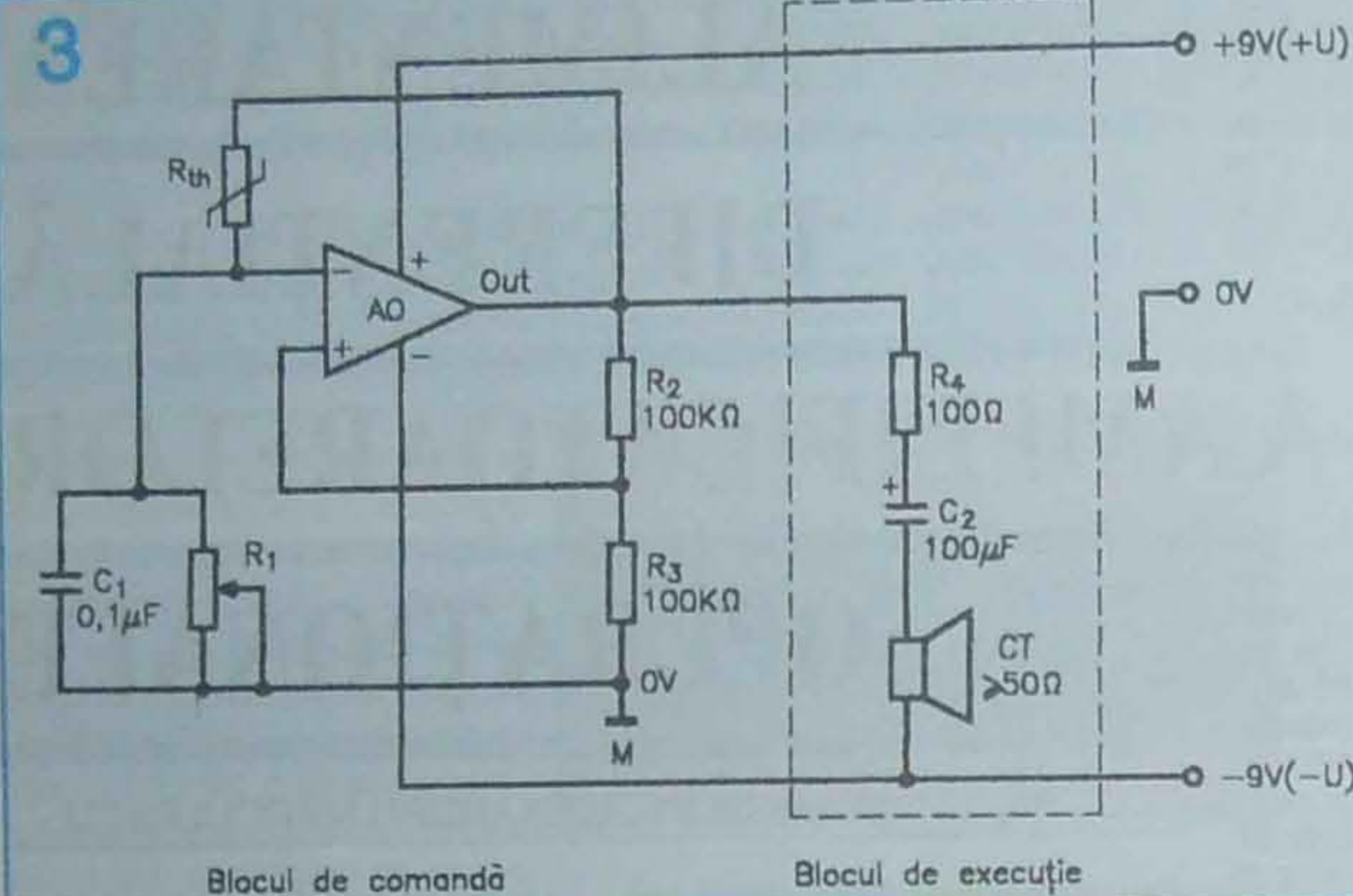
Subiectul pe care îl abordăm aici este unul elementar, am putea spune chiar că face parte din abecedarul utilizării practice a amplificatoarelor operaționale. Tocmai de aceea mi-am propus să reamintesc aici câteva reguli și principii generale care - știu din experiența proprie - sunt foarte utile pentru constructorul amator începător.

Atunci când se pune problema trecerii de la alimentare cu tensiune diferențială la cea cu tensiune unică sau viceversa, montajul cu AO trebuie "secționat" mental în cele două blocuri constituente: **blocul de comandă**, cel echipat efectiv cu amplificatorul operațional și configurat în vederea realizării unei anumite operații (comparator, oscilator, amplificator etc.), și **blocul de execuție**, care poate fi privit drept sarcina

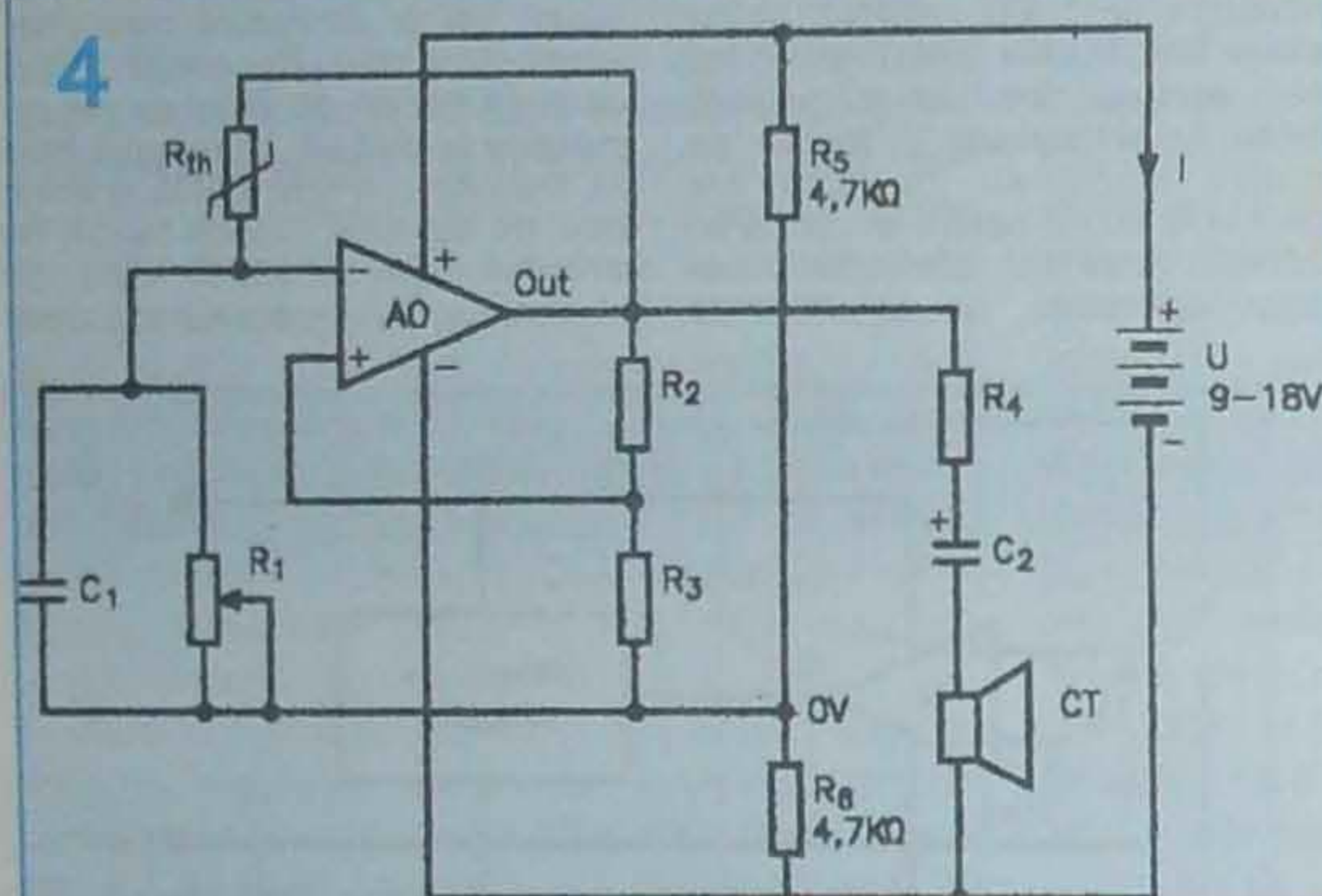
sau **consumatorul** celui dintâi, uneori reducându-se efectiv la un banal consumator (LED, difuzor, releu etc.). Întotdeauna acest al doilea bloc este cel care "decide" posibilitatea de alimentare, în funcție de natura semnalului de care are nevoie la intrare pentru funcționarea corectă (continuu, alternativ, simetric, nesimetric), de amplitudinea

acestui semnal (nivelul tensiunii de ieșire a AO), de curentul maxim consumat, ca și de natura consumatorului său final. De aceea, când vrem să trecem de la un tip de alimentare la celălalt, prima grijă este să aruncăm o privire atentă la acest bloc de execuție. Uneori blocul de execuție acceptă ambele tipuri de alimentare, dar pentru a trece de la





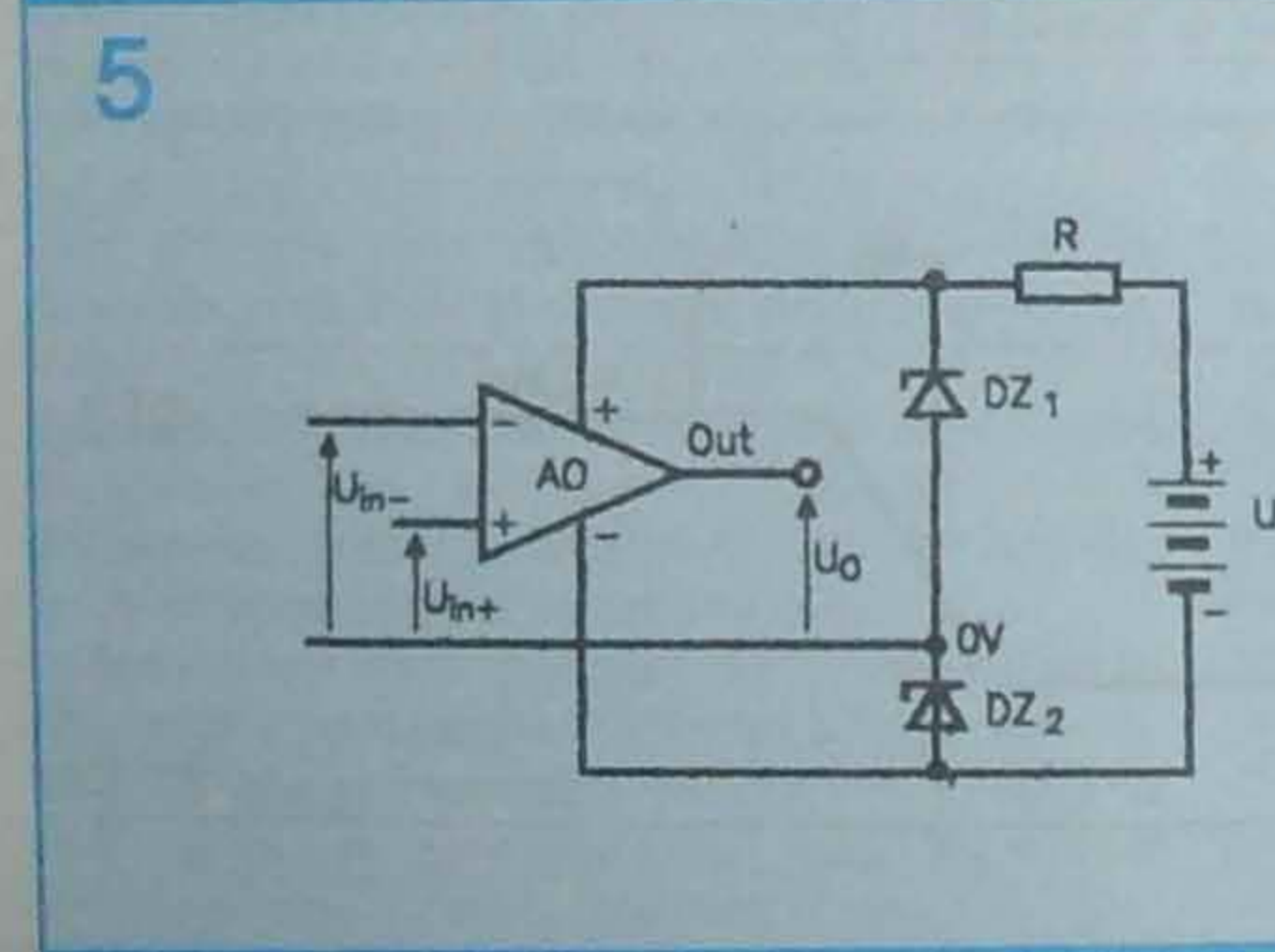
una la cealaltă, trebuie să se aducă și lui mici modificări. De exemplu, avem un montaj de miniautomatizare, în care blocul de comandă este un comparator de tensiune realizat cu AO, iar blocul de execuție este reprezentat de un etaj tranzistorizat de amplificare în curent, care acționează un releu electromagnetice Rel. Din ce motive o fi avut dumnealui, autorul a prevăzut alimentarea montajului cu tensiune diferențială simetrică, de pildă cu  $\pm 6V$ , iar releul Rel l-a luat cu tensiunea nominală de 6V, alimentându-l de la una din "ramurile" tensiunii diferențiale. Pentru trecerea la alimentarea cu tensiune unică - în acest caz de 12V - în afară de modificarea specifică pe care o vom opera în blocul de comandă, va trebui să compatibilizăm și releul, de pildă alegând unul cu tensiunea nominală de 12V, pe care îl vom alimenta din noua tensiune unică de 12V.



În cele ce urmează ne vom referi explicit la **transpunerea de la alimentarea cu sursă diferențială la cea cu sursă de tensiune unică**, operația inversă putând fi ușor dedusă din aceasta.

În primul rând, cum spuneam, trebuie să "secționăm" mental montajul în cele două blocuri constitutive, o reprezentare schematică globală arătând ca aceea din figura 1. Aici, blocul de execuție a fost figurat cu alimentarea de la suma celor două tensiuni ale sursei diferențiale  $\pm U$ , adică la tensiunea continuă  $2U$ . Este însă posibil ca el să fie alimentat, în unele cazuri, de la una singură din "ramuri", cea pozitivă (între  $+U$  și M) sau cea negativă (între  $-U$  și M), lucru pe care trebuie să-l verificăm și de care trebuie să ținem cont la transpunerea dorită, așa cum era cazul în exemplul de mai sus.

Îl al doilea rând, trebuie să facem precizarea că alimentarea diferențială nu este întotdeauna obligatoriu să fie simetrică, de forma  $\pm U$ , în multe cazuri ea putând fi făcută cu tensiuni sensibil diferite ca valoare absolută,  $+U1$  și  $-U2$  (de exemplu,  $+6V$  și  $-9V$ ). Această remarcă este de mare importanță



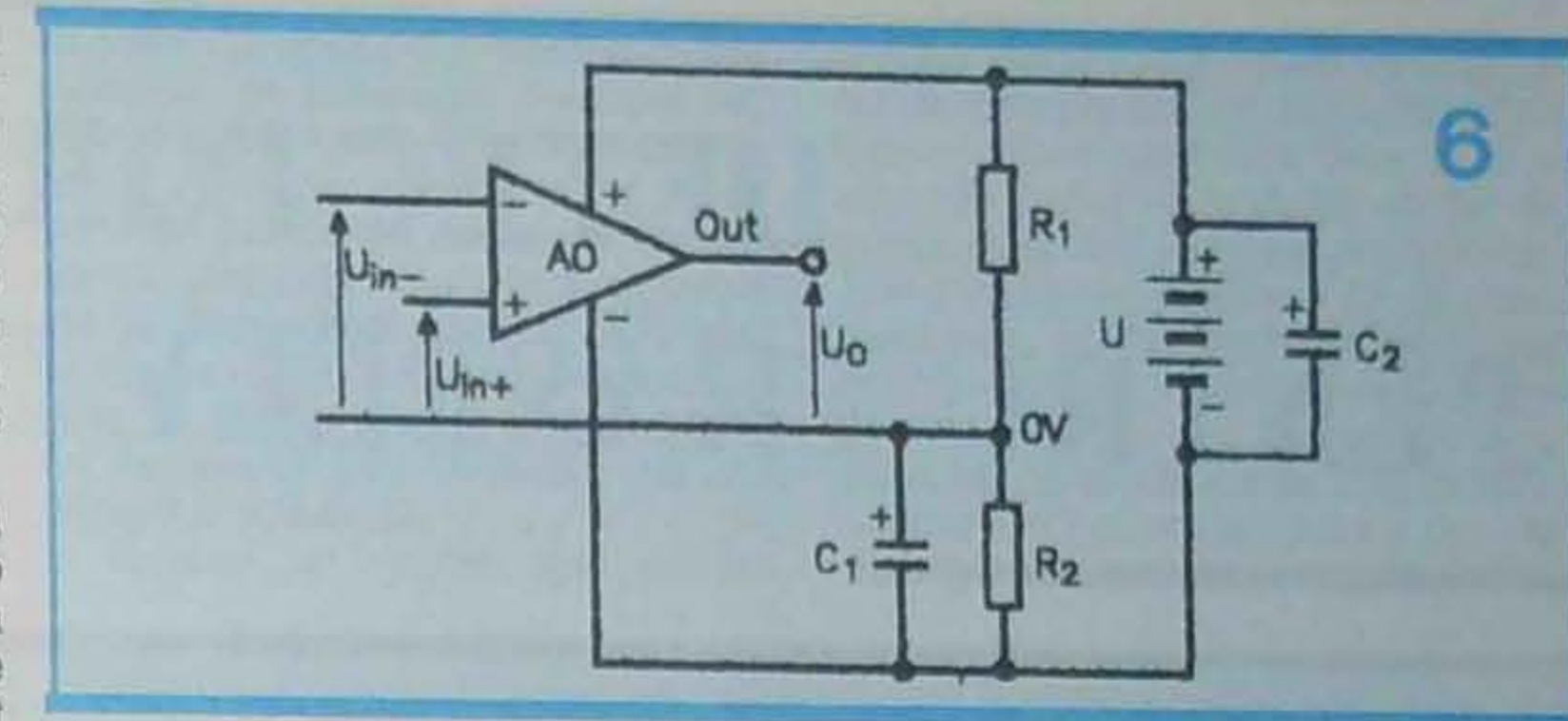
În acest caz simplu, blocul de execuție nu impune alimentarea diferențială (de fapt nici nu beneficia de ea). În schimb, blocul de comandă are nevoie de un punct median de tensiune, în jurul căruia să se producă trenul de oscilații dreptunghiulare. Inițial, acest punct a fost ales tocmai în zeroul comun (M, 0V) al sursei diferențiale de alimentare, de  $\pm 9V$ . Așadar, pentru a trece la alimentarea cu tensiune unică U (în acest caz nici valoarea ei

practică, pentru că nu întotdeauna avem la dispoziție un alimentator diferențial simetric cu tensiunea dorită. Alimentarea diferențială simetrică se impune (este de dorit) doar atunci când blocul de execuție necesită un semnal maximal vârf la vârf la intrarea sa, implicit la ieșirea AO, situații destul de rar întâlnite, de altfel.

Uneori, alimentarea diferențială este dimensionată intenționat cu o mică nesimetrie valorică, pentru a compensa nesimetria tensiunilor de saturație de la ieșirea AO în raport cu tensiunea de alimentare pozitivă și cea negativă, nesimetrie datorată structurii interne a operaționalului. De exemplu, pentru amplificatoarele operaționale din familia 741, tensiunea de saturație "jos" (în cazul alimentării cu sursă unică, U) este în jur de 1,8V - 2V (în loc de zero), pe când tensiunea de saturație "sus" ajunge până la cca  $U - 0,8V$ , așa cum se arată în figura 2.

Pentru a urmări mai ușor modificările necesare acestei transpuneri, am ales exemplul foarte simplu ilustrat în figura 3. Foarte pe scurt, menționăm doar că acest montaj reprezintă un avertizor cu indicație sonoră pentru depășirea unui prag maxim de temperatură prestabilit. Blocul de comandă îl constituie un generator de semnale dreptunghiulare, pe principiul oscilatorului de relaxare cu AO. Prin introducerea lui R1 se poate bloca intrarea în oscilație, având astfel posibilitatea să "amplasăm" pragul de intrare în oscilație la o anumită valoare a rezistenței termistorului Rth, implicit la o anumită temperatură. Practic se alege R1 și se reglează - în funcție de Rth disponibil - astfel ca generatorul să fie blocat, dar foarte aproape de pragul intrării în oscilație, la temperatura maximă dorită. Blocul de execuție este practic un simplu consumator, mai precis capsula telefonică CT, în serie cu rezistența de limitare R4 și cu condensatorul C2, pentru blocarea componentei continue.

În acest caz simplu, blocul de execuție nu impune alimentarea diferențială (de fapt nici nu beneficia de ea). În schimb, blocul de comandă are nevoie de un punct median de tensiune, în jurul căruia să se producă trenul de oscilații dreptunghiulare. Inițial, acest punct a fost ales tocmai în zeroul comun (M, 0V) al sursei diferențiale de alimentare, de  $\pm 9V$ . Așadar, pentru a trece la alimentarea cu tensiune unică U (în acest caz nici valoarea ei



nefiind critică), este necesar și suficient să creăm în alt mod punctul median necesar blocului de comandă. Soluția cea mai simplă posibil este ilustrată în figura 4 și constă în introducerea unui divizor rezistiv, R5-R6, cu valori egale ale celor două rezistențe, alimentat de la noua sursă de tensiune unică, U. Punctul median al acestui divizor va fi racordat în locul vechiului zero al sursei diferențiale, adică la toate componentele blocului de comandă care erau inițial conectate la masă.

De fapt, prin acest artificiu simplu am creat din sursa de tensiune unică U o sursă diferențială  $\pm U/2$ , pe care în exemplul de mai sus am folosit-o doar pentru alimentarea blocului de comandă. Procedul este destul de larg răspândit, dar are și un neajuns, în situațiile în care blocul de comandă (etajul cu AO) prezintă un consum mare în curent continuu (componentă continuă mare în curentul de ieșire). Într-adevăr, în c.c. valorile rezistențelor din divizor (R5, R6 din figura 4) trebuie dimensionate astfel încât curentul de repaus prin divizor să fie mult mai mare decât curentul de ieșire al AO, deoarece aceste rezistențe sunt în serie cu ieșirea AO. Așadar, atunci când AO trebuie să debiteze un curent mare de ieșire, procedul nu mai este convenabil deoarece ar solicita un curent prea mare prin divizor.

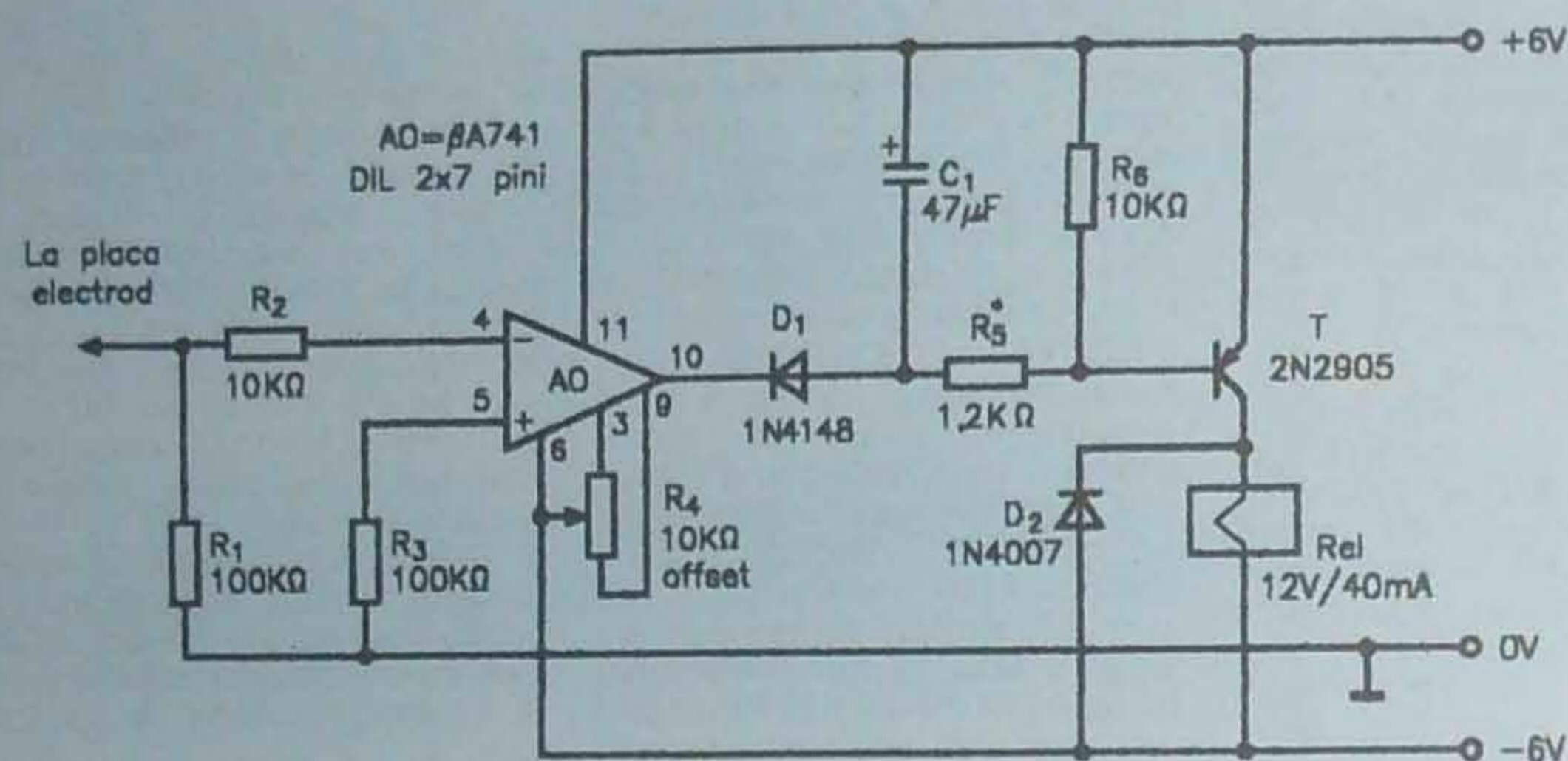
Soluția în astfel de cazuri constă în înlocuirea celor două rezistențe din divizor prin două diode Zener, DZ1 și DZ2, așa cum se arată în figura 5. Procedul se bazează pe proprietatea diodelor Zener de a avea rezistențe dinamice foarte mici, în acest fel curentul de repaus prin noul divizor putând fi luat numai cu puțin mai mare decât curentul de ieșire. În plus, acest curent poate fi ușor reglat prin alegerea valorii rezistenței adiționale R, care în acest caz va fi mult mai mică, cea mai mare parte a tensiunii U fiind

"distribuită" pe diodele Zener. Amintim iarăși faptul că nu întotdeauna sursa diferențială trebuie să fie obligatoriu simetrică, lucru ce ușurează alegerea diodelor Zener din "zestrea" pe care o avem în laboratorul propriu. O condiție se impune, însă, și anume aceea de a verifica în prealabil diodele Zener folosite, pentru a ne asigura că ele au într-adevăr rezistențe dinamice mici. Nu insist cu detalii, deoarece tot la această rubrică propun experimentarea unui tester simplu în această privință.

Precizam mai înainte că soluția cu divizor rezistiv (figura 4) nu este convenabilă pentru montaje cu AO care au componentă continuă mare în curentul de ieșire. Atunci însă când AO lucrează ca amplificator în curent alternativ, curentul de repaus prin divizorul rezistiv poate fi luat mult mai mic. Singura condiție rămâne ca el să fie mare în comparație cu curenții de polarizare de la intrările AO, condiție formală, însă, deoarece aceștia din urmă, de regulă, nu trec de câțiva microamperi. Pentru ca nici funcționarea AO în regim c.a. să nu fie afectată, se poate proceda așa cum se arată în figura 6, unde rezistența R2 din divizor și sursa de tensiune unică U au fost "șuntate" în alternativ prin conectarea în paralel pe ele a câte unui condensator electrolitic de valoare suficient de mare, C1, respectiv C2. În acest fel rezultă o impedanță foarte mică în c.a. între masă (0V) și minusul lui U prin ZC1, respectiv între masă și plusul lui U prin ZC2 și impedanța sursei U șuntată de C2, deci funcționarea în c.a. nu va fi afectată de valoarea curentului de repaus prin divizorul rezistiv.

În continuare, ca o aplicație practică la cele discutate mai sus, propun constructorilor începători transpunerea de la alimentarea diferențială la cea cu sursă unică pentru un montaj (deosebit de util) prezentat în numărul trecut.

# DETECTOR PENTRU TRASEELE DE REȚEA



1

În numărul trecut al revistei TEHNIUM (nr. 3/2006, pag. 13-14), sub titlul "Comutator comandat de semnale parazite", am prezentat o aplicație interesantă a amplificatoarelor operaționale, care poate servi - între altele - și la depistarea traseelor unor conductoare ale rețelei electrice alternative de 220V care sunt îngropate în tencuiala pereților din apartamente. Realizând efectiv montajul, m-am convins de marea lui utilitate practică, datorită sensibilității foarte bune ce se poate obține printr-o construcție îngrijită și un reglaj atent. Singurul neajuns pe care mi l-am reproșat a fost alegerea inițială a alimentării diferențiale cu ±6V, sursă pe care, pentru probe rapide (și pentru diminuarea parazitilor rețelei), o improvisasem prin divizarea cu AO a tensiunii unui acumulator plumb-acid sulfuric pastă, model sertizat, de 12V/7Ah. Desigur, aparatul în variantă finală (dorit portabil), nu putea rămâne alimentat de la o

asemenea sursă incomodă, așa că mi-am propus să-l trec pe o alimentare cu sursă de tensiune unică, de la baterie sau miniacumulator. Problema alegerii n-a fost foarte ușoară, deoarece montajul consumă, cu releul anclanșat, câteva zeci bune de miliamperi (mergând până la aproape 100 mA). Totuși, în urma unor măsurători pe mai multe exemplare, am ajuns la concluzia că se poate folosi foarte bine pentru alimentare o baterie de tip 6F22, cu tensiunea nominală de 9V. Rezultatele obținute au fost surprinzător de bune, motiv pentru care m-am decis să prezint constructorilor începători (și nu numai) și această nouă variantă. În plus, această transpunere a alimentării de la sursă diferențială la sursă unică poate fi privită (de fapt, a fost gândită) ca o aplicație, pe post de exemplu concret, a considerațiilor generale expuse în precedentul articol din rubrica de față.

Pentru că unii cititori interesați nu

își vor fi putut procura numărul anterior al lui TEHNIUM, reamintesc în figura 1 schema montajului în cauză, în varianta inițială, iar în figura 2 prezint noua variantă propusă, cu alimentare de la bateria de 9V.

Comparând rapid cele două scheme, se observă în primul rând niște modificări minore care nu au nimic de a face cu transpunerea alimentării pe tensiune unică. Astfel, tranzistorul T, de tip PNP, care fusese inițial folosit pentru amplificarea în curent necesară acționării releului Rel, a fost înlocuit cu unul similar, dar de structură NPN. Aceasta a impus inversarea polarității pentru divizorul rezistiv din baza tranzistorului, ca și pentru redresorul filtrat de la ieșirea AO (D1-C3, în noua variantă). De asemenea, au fost adăugate două LED-uri de culori diferite, alimentate prin rezistența comună R10, de la tensiunea de 9V, prin câte o pereche de contacte de lucru ale releului, astfel ca LED1 (verde), prin contactele k1 normal

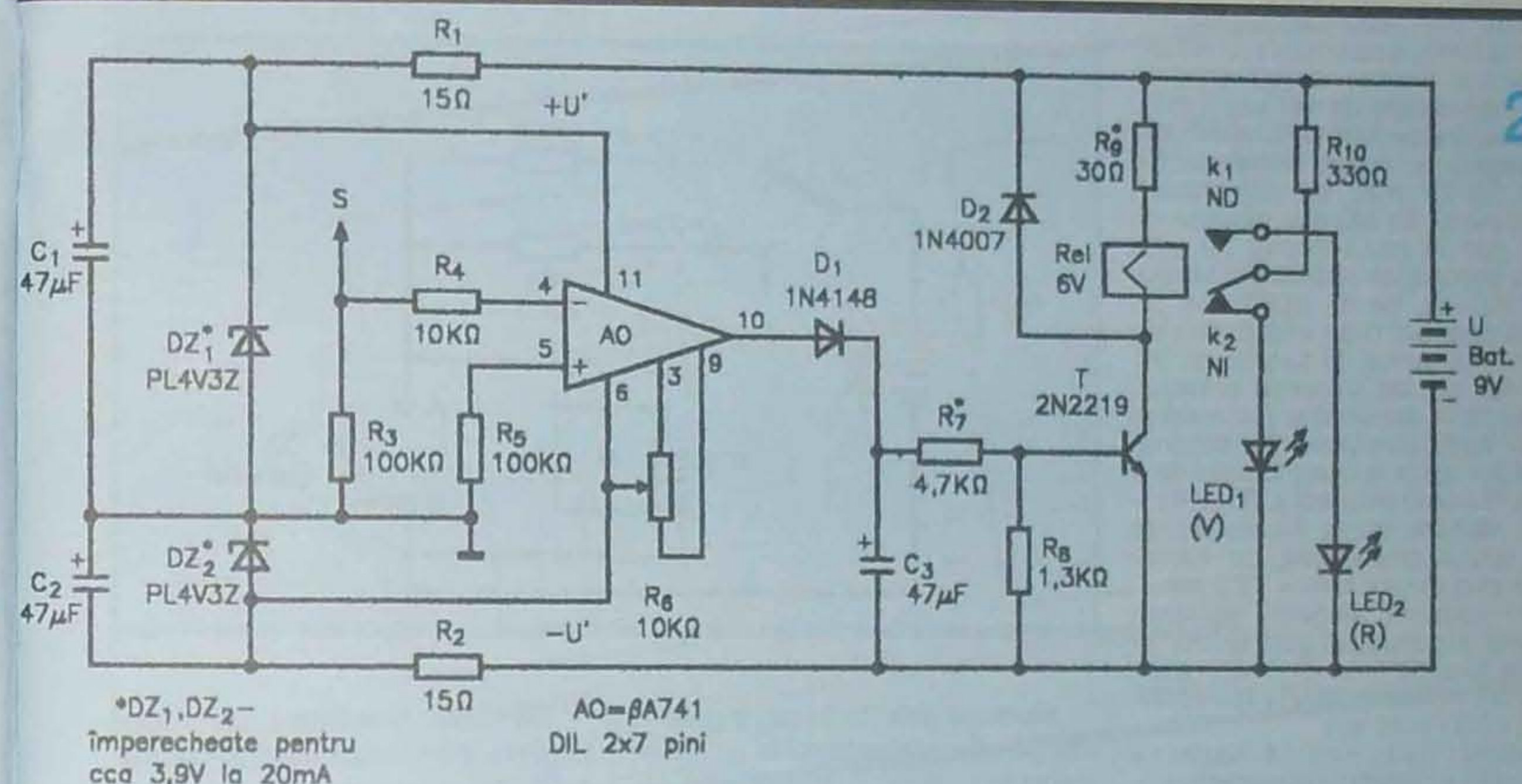
închise, să indice starea de repaus a releului Rel, iar LED2 (roșu), prin contactele k2 normal deschise, să semnalizeze starea anclanșat.

Următoarea modificare, de data aceasta impusă de trecerea alimentării pe 9V, a fost înlocuirea releului inițial Rel de 12V/40 mA printr-un model cu anclanșare fermă la 6V. Astfel de rele, de fabricație asiatică, se găsesc acum pe piață din abundență și sunt foarte ieftine (mai

cu vreo 2-3 V peste potențialul zero (arbitrar) al minusului tensiunii U, pentru a putea polariza static comod și sigur baza tranzistorului T. În schimb, blocul de comandă cu AO (amplificator de semnale alternative foarte slabe, fără reacție) este prevăzut cu reglajul tensiunii de offset, deci va trebui alimentat obligatoriu cu tensiune diferențială, dar nu neapărat simetrică.

Așadar, am putut opta pentru

zorului R+DZ1+DZ2 care va realiza sursa diferențială de tensiune ±U'. Deși - cum spuneam mai sus - această sursă nu trebuie să fie riguros simetrică în cazul de față, rezerva mică de tensiune U de care dispunem m-a determinat să optez pentru simetrie, în limitele toleranței pieselor. Astfel, am plecat de la o pereche de diode Zener DZ1 și DZ2 sortate (din clasa de putere de 1W sau 1,3W) pentru o tensiune Zener



2

\*DZ1, DZ2 - împerecheate pentru cca 3,9V la 20mA  
AO-βA741 DIL 2x7 pini

ieftine decât un pachet de țigări proaste!), având un curent de anclanșare fermă undeva în jur de 60-80 mA. Este adevărat, personal am fost obligat să cumpăr trei exemplare, pentru că primul avea un pin prea scurt pentru a putea fi implantat pe placa de montaj, iar al doilea "uita" uneori să-și reînchidă contactele NI la eliberarea armăturii.

În funcție de pragul concret de tensiune pentru anclanșarea fermă a releului se va alege valoarea rezistenței de limitare R9. În acest sens se va ține însă cont simultan și de tensiunea minimă acceptată la bornele bateriei în sarcină.

Pentru transpunerea montajului pe alimentare cu tensiune unică, aplicând recomandările generale din articolul precedent al rubricii de față, observăm că blocul de execuție nu necesită alimentare diferențială. La ieșirea AO trebuie doar să obținem un semnal alternativ, oscilațiile evoluând în jurul unui nivel static de tensiune care să fie măcar

soluția propusă în articolul precedent la figura 5, adică folosirea unui divizor R+DZ1+DZ2 pentru obținerea unei surse diferențiale ±U' plecând de la tensiunea unică U. Această sursă ±U' am folosit-o doar pentru alimentarea blocului de comandă, "zeroul" ei servind ca punct de masă pentru intrarea etajului cu AO și, bineînțeles, fiind transferat la ieșire ca punct static (nivel de tensiune continuă) în jurul căruia se vor desfășura semnalmanțele semnalului de ieșire.

Urmărind schema din figura 2, observăm două mici modificări ale divizorului R+DZ1+DZ2, și anume, împărțirea rezistenței de limitare R în două părți egale, R1 = R2 = R/2, din considerente de "simetrizare" (deși, repet, aici nu era strict necesară) și introducerea condensatoarelor C1 și C2 în paralel cu DZ1 și, respectiv, DZ2, pentru anihilarea zgomotului propriu al diodelor Zener.

Singura problemă care ne mai rămâne este dimensionarea divi-

comună, UZ1 = UZ2 ≈ 3,9V la un curent de circa 20 mA. O valoare mai mare a tensiunilor ±U' nu puteam lua, factorul limitant constituindu-l tensiunea U la bornele bateriei în sarcină. Într-adevăr, atunci când este nouă, o astfel de baterie poate avea în gol o tensiune de până pe la 9,6V (am întâlnit și un exemplar cu 10V), dar în sarcină, în cazul montajului nostru, tensiunea scade până pe la cel mult 9,2V-9,0V. Pe măsură însă ce bateria se uzează, tensiunea în sarcină scade progresiv, de la un moment dat bateria devenind practic inutilizabilă.

Problema este, deci, de a ne decide până la ce limită inferioară Umin dorim să mai putem folosi bateria, în condiții încă bune de funcționare a montajului. Și cum toate mărimile cu care operăm au un anumit grad de aproximație, va trebui să facem o alegere "acoperitoare", e drept, în limite restrânse, pentru că tensiunea U nu ne permite un "joc" prea mare.

După mai multe socoteli, urmate de măsurători experimentale cu patru astfel de baterii (nu dintre cele scumpe), am ajuns la concluzia că se poate considera plaja tensiunii U în sarcină de aproximativ ( $U_{min} = 8,2V$ ;  $U_{max} = 9V$ ). Tocmai de aceea am ales diodele Zener cu tensiunea de 3,9V, pentru ca și la  $U_{min} = 8,2V$  să ne rămână o mică diferență  $\Delta U_{min} = U_{min} - 2U_Z = 8,2V - 7,8V = 0,4V$ , care va reprezenta căderea de tensiune pe rezistența de limitare R:

$$\Delta U_{min} = R I_{min} = 0,4V$$

unde  $I_{min}$  este intensitatea minimă (la  $U_{min}$ ) a curentului prin divizor.

Pentru diodele Zener utilizate (3,9V, din clasele de 1W sau 1,3W), o stabilizare performantă ne-ar cere să alegem un curent minim de cel puțin 20-25 mA, ca să plasăm funcționarea lor cât mai departe de "cot", dar în cazul nostru nu este foarte importantă stabilitatea tensiunilor  $\pm U$ , iar, pe de altă parte, nu putem cere nici prea mult curent de la amărâta aceea de baterie de 9V, care mai are de alimentat și releul, pentru că în caz contrar i-ar scădea foarte mult tensiunea în sarcină. Astfel am ajuns la compromisul de a alege  $R = 30\Omega$  (respectiv,  $R_1 = R_2 = 15\Omega$ ), valoare căreia îi corespunde prin relația precedentă un curent minim prin divizor  $I_{min} = 13,3 mA$ .

Cu această alegere, valoarea maximă a curentului prin divizor ar rezulta teoretic:

$$I_{max} = (U_{max} - 2U_Z) / R = (9,0V - 7,8V) / 30\Omega = 40 mA$$

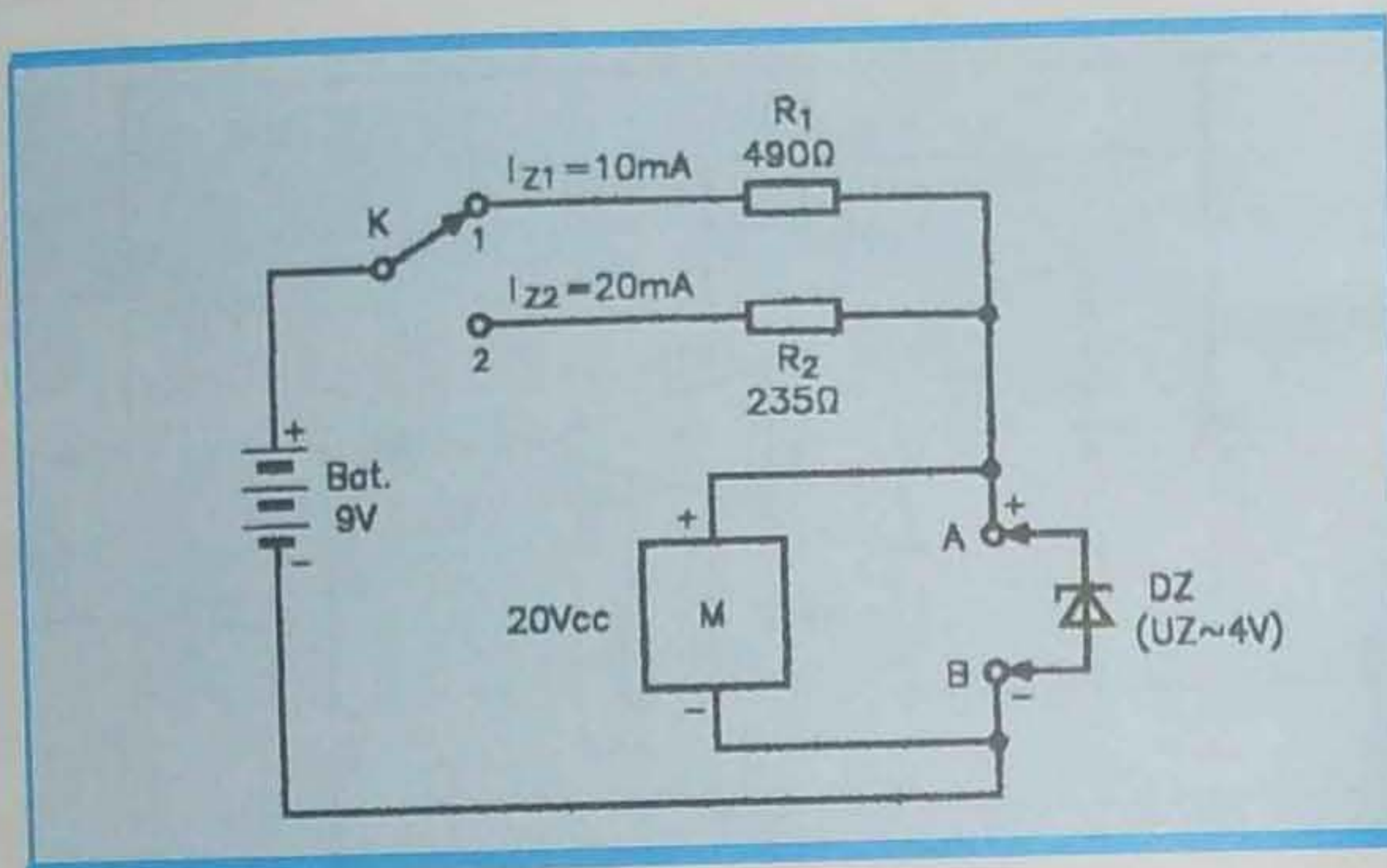
Practic, însă, curentul maxim va fi semnificativ mai mic, deoarece - oricât ar fi de bune exemplarele de diode Zener selectate - în această zonă de funcționare tensiunea UZ va crește perceptibil cu creșterea curentului. De pildă, dacă UZ crește cu circa 0,1V, curentul maxim va fi de numai 33,3 mA.

Una peste alta, alegerea pare perfect acceptabilă, avându-se în vedere și faptul că, în scopul menționat, montajul nu se utilizează prea des și nici pe intervale mari de timp. Tocmai de aceea l-am trecut cu alimentarea pe 9V, pentru a putea "împrumuta" bateria de la multi-metru, atunci când doresc să inspectez vreun perete din casă, pentru a putea bate liniștit un cui.

Problema sortării/imperecherii diodelor Zener cu tensiunea de circa 3,9V o tratez într-un articol separat, pentru că mulți cititori cunosc metoda și, deci, nu-i interesează.

Mai menționez doar, în încheiere, că valoarea  $U_Z = 3,9V$  nu este "bătută în cuie", la nevoie putându-se sorta exemplare cu UZ de până la 3,6V (dar maxim până la 4,0V), cu redimensionarea adecvată a valorii lui R. Important este să alegem exemplare cu variații cât mai mici ale lui UZ în plaja de curent folosită.

## ADAPTOR PENTRU SORTAREA DIODELOR ZENER



Montajul descris în continuare a fost gândit ca un adaptor la un multi-metru de buzunar cu afișaj digital, M, pus pe domeniul de 20V tensiune continuă, alimentarea fiind făcută de la o baterie de 9V tip 6F22. El a fost conceput la simplitate maximă posibilă, fiind destinat verificării/sortării rapide "pe teren" a diodelor Zener de tensiuni mici (sub 7,5V).

În exemplul numeric dat în figură, dimensionarea rezistențelor R1 și R2 s-a făcut (aproximativ) pentru diodele Zener cu tensiunea UZ de circa 4V și pentru valorile curentilor IZ1, respectiv IZ2, de 10 mA, respectiv 20 mA. Pentru a explora alte plaje de curent, de pildă 20 mA - 40 mA, sau pentru alte valori orientative ale tensiunii UZ, este suficient să se redimensioneze rezistențele R1 și R2. Nu am prevăzut elemente reglabile și nici eventuala comutare a mai multor perechi R1 și R2 tocmai pentru simplitate maximă. Ideea a fost că am plecat de acasă cu gândul precis de a-mi sorta niște diode Zener de circa 4V. Când voi căuta diode de circa 6V, voi înlocui în prealabil perechea R1-R2.

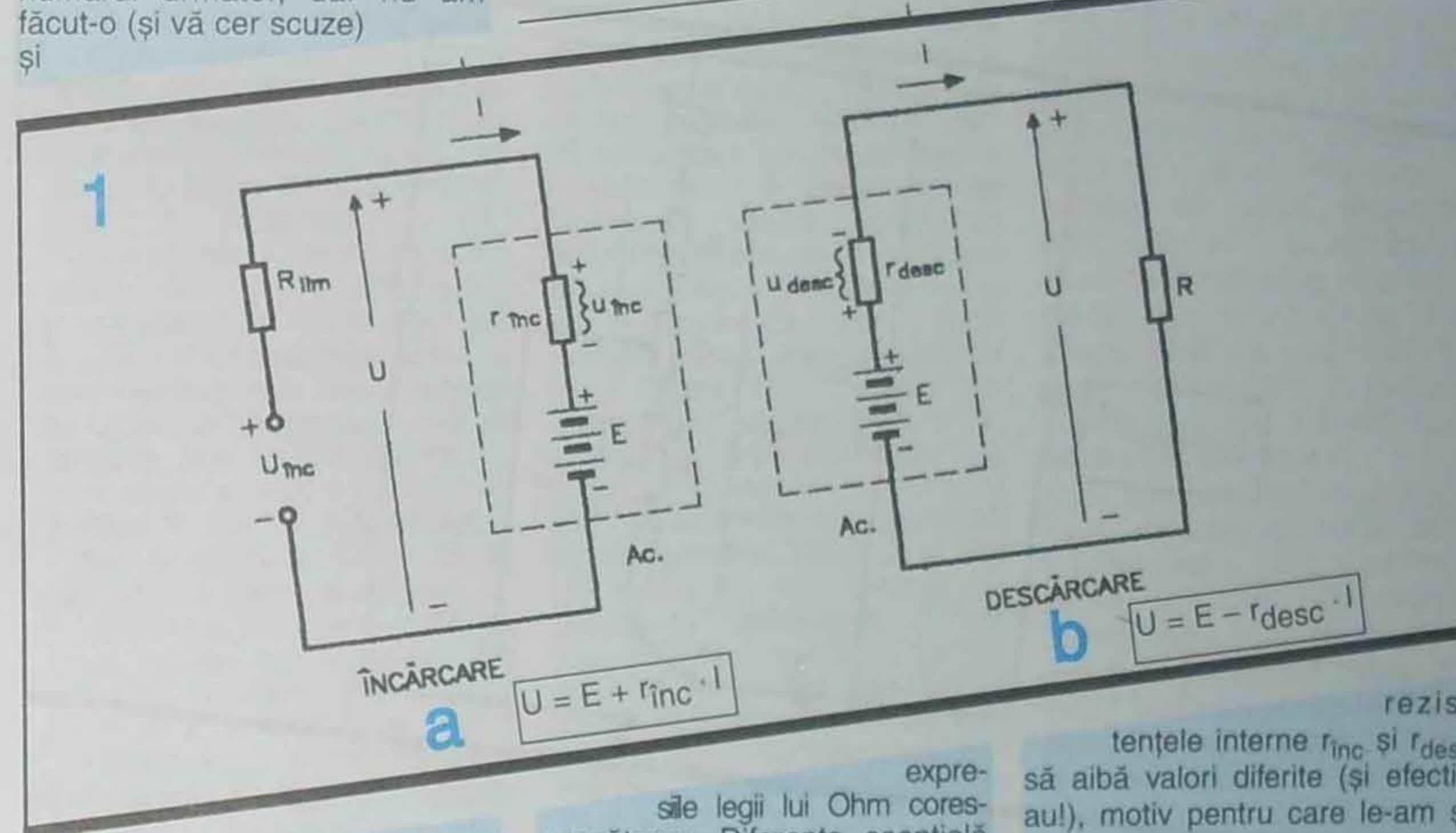
Cu toată simplitatea sa, adaptorul oferă informații multiple despre dioda Zener testată. Întâi, pe oricare din pozițiile lui K, se află dacă dioda este într-adevăr Zener și, în absența marcajului, prin eventuala inversare a racordării ei la bornele A-B, se identifică polaritatea. Implicit, această verificare ne spune și care este valoarea orientativă a lui UZ, citind direct tensiunea indicată de voltmetru. În al doilea rând, prin comutarea lui K și notând cele două indicații succesive, UZ1 și UZ2, aflăm prin scădere  $\Delta U_Z = U_{Z2} - U_{Z1}$ , adică variația tensiunii UZ corespunzătoare unei variații (aproximativ) fixe și cunoscute a curentului,  $\Delta I_Z = 10 mA$ , deci, prin împărțirea mentală  $\Delta U_Z (mV) / \Delta I_Z (mA)$  obținem valoarea aproximativă a rezistenței dinamice a diodei, în această plajă de curent.

Cei care doresc, nu au decât să perfecționeze (= să complice) acest adaptor, dar, așa simplu cum este, trebuie să mărturisesc că mi-a fost de mare folos prin "târg".

În TEHNIUM nr. 2/2005, pag.10, sub același titlu *Experiment*, lansasem o „provocare” utilizatorilor de acumuloare cu plumb-acid sulfuric, care ocazional și le încarcă singuri în casă, mai ales celor care folosesc încărcătoare cu deconectare automată, și care adeseori constată că încărcarea nu a fost corespunzătoare/completă. Promisesem atunci continuarea ideii în numărul următor, dar nu am făcut-o (și vă cer scuze) și

## EXPERIMENT

Fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU



am avut ecouri la „provocare”. Problema însă persistă, astfel de încărcătoare cu deconectare automată se prezintă în continuare, inclusiv în TEHNIUM - ceea ce nu este rău - însă autorii respectivelor articole nu pun „degetul pe rană”. Tocmai de aceea consider util să duc până la capăt ideea, cu riscul ca unii cititori să nu fie (sau să creadă că nu sunt) interesați de subiect.

Întreaga discuție pornește de la observarea unui fapt elementar, dar din păcate ignorat de către mulți constructori amatori, și anume expresia diferită a legii lui Ohm pentru circuit în cele două ipostaze de funcționare a acumulatorului, respectiv starea de încărcare și starea de descărcare. Aceste stări sunt ilustrate în figura 1, unde sunt date și

expresia legii lui Ohm corespunzătoare. Diferența esențială dintre ele o constituie polaritatea căderii de tensiune pe rezistența internă a acumulatorului. Astfel, în starea de încărcare, această cădere internă, notată  $U_{inc} = r_{inc} \cdot I$ , are același sens al polarității cu forța electromotoare E a acumulatorului (= tensiunea la borne în gol), deci tensiunea U măsurată la bornele acumulatorului este egală cu suma dintre E și  $U_{inc}$ . În starea de descărcare, când acumulatorul debitează curent pe o rezistență de sarcină externă, căderea de tensiune pe rezistența internă, notată  $U_{desc} = r_{desc} \cdot I$ , este de semn contrar lui E, deci tensiunea U măsurată la borne este egală cu diferența dintre E și  $U_{desc}$ .

Deoarece fenomenele fizico-chimice interne sunt diferite în cele două stări, este firesc ca și

rezistențele interne  $r_{inc}$  și  $r_{desc}$  să aibă valori diferite (și efectiv au!), motiv pentru care le-am și notat diferit. Iarși o precizare elementară, dar adeseori omisă sau pur și simplu ignorată, deși ea poate constitui punctul principal de plecare în investigarea stării unui acumulator, în ceea ce privește particularitățile constructive (pentru exemplarul testat), starea de uzură, gradul de sulfatare a plăcilor etc., dar și gradul de încărcare.

O altă observație utilă este referitoare la forța electromotoare E a acumulatorului, definită ca tensiunea la borne „în gol”, deci atunci când prin acumulator nu circulă niciun fel de curent, nici de încărcare, nici de descărcare. Excepție poate face, desigur, curentul înfîm absorbit de către voltmetrul cu care măsurăm această tensiune E. Observația

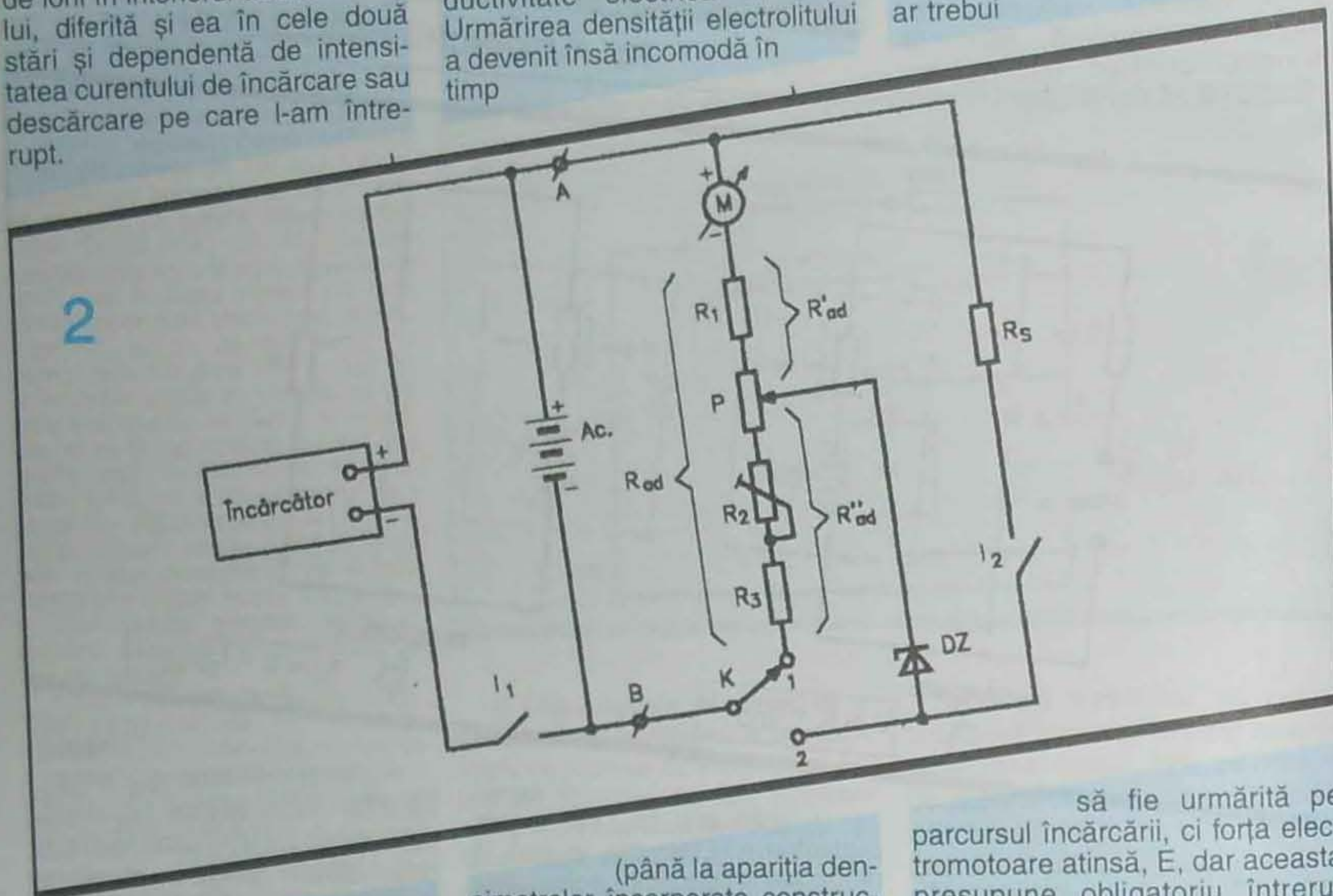


se referă la faptul că forța electromotoare  $E$  trebuie să fie măsurată după scurgerea unui interval (relativ scurt) de timp de la întreruperea încărcării, respectiv de la deconectarea consumatorului extern. Explicația constă în inerția deplasărilor de ioni în interiorul acumulatorului, diferită și ea în cele două stări și dependentă de intensitatea curentului de încărcare sau descărcare pe care l-am întrerupt.

(electrolit lichid) este complet încărcat atunci când densitatea electrolitului atinge valoarea de  $1,28 \text{ g/cm}^3$  (respectiv  $1,22$  grade Baumé, în literatura mai veche). Această valoare de densitate nu a fost aleasă întâmplător, ci datorită faptului că „aici” soluția acid sulfuric-apă prezintă conductivitate electrică maximă. Urmărirea densității electrolitului a devenit însă incomodă în timp

reprezintă forța electromotoare  $E$  atinsă la bornele acumulatorului, ci suma  $U = E + r_{inc} \cdot I$ , unde cel de al doilea factor depinde în mod semnificativ nu numai de intensitatea  $I$  a curentului de încărcare, ci și de particularitățile exemplarului de acumulator, de gradul de uzură etc.

Teoretic, nu tensiunea  $U$  ar trebui



Următoarea observație importantă se referă la aprecierea stării de încărcare completă a unui acumulator cu plumb-acid sulfuric. Problema este și cea mai dificilă, deoarece modernizarea tehnicilor de încărcare a introdus, pe rând, diverși „înlocuitori” ai parametrului fundamental care definește această stare și care în teoria (și practica) tradițională era densitatea electrolitului. Printre acești înlocuitori se numără, din păcate, și tensiunea atinsă la borne, în regim de încărcare, adică tensiunea  $U$  din figura 1a, în funcție de care se stabilește (adeseori incorect) pragul de deconectare automată a încărcării.

După teoria clasică, un acumulator cu plumb-acid sulfuric

(până la apariția densimetrelor încorporate constructiv în elementii acumulatorului), așa că s-a apelat, într-o primă etapă de „modernizare”, la urmărirea tensiunii la borne, iar mai târziu, constatându-se tocmai ceea ce noi încercăm să combatem aici, s-a trecut la procedee mai sofisticate de urmărire dinamică a parametrilor (curent, tensiune) ai caracteristicii de încărcare.

Astfel, generația „veche” a încărcătoarelor bazate pe urmărirea tensiunii la borne în timpul încărcării a dat - și încă mai dă - bătăie de cap utilizatorilor. Explicația am prezentat-o deja în figura 1a și comentariul aferent, ea putând fi sintetizată astfel: tensiunea la borne  $U$  în timpul încărcării (deci, fără întreruperea curentului de încărcare), nu

să fie urmărită pe parcursul încărcării, ci forța electromotoare atinsă,  $E$ , dar aceasta presupune obligatoriu întreruperea periodică a curentului de încărcare, așteptarea „stabilizării” interne și apoi măsurarea lui  $E$ . Pentru acumuloarele de care ne ocupăm aici, în starea de încărcare, tensiunea maximă pe element (deci la încărcarea completă) este de circa  $2,5 \text{ V}$ , adică de maximum  $15 \text{ V}$  - în practică se ia  $14,4-14,5 \text{ V}$  - pentru un acumulator cu 6 elemente, având tensiunea de  $12 \text{ V}$ . La scurt timp după întreruperea încărcării (deci, trecând de la  $U$  la  $E$ ), tensiunea maximă pe element coboară la circa  $2,2 \text{ V}$ , respectiv tensiunea acumulatorului cu 6 elemente devine circa  $13,2 \text{ V}$  (în practică se ia  $13,5 - 13,8 \text{ V}$ ). Trebuie menționat că valorile amintite sunt ușor influențate de temperatură, dar depind și de

constituția internă concretă a exemplarului de acumulator. În plus, la măsurători intervine și imprecizia inerentă a voltmetrului utilizat (a cărui clasă de precizie este de dorit să fie cât mai bună, dar de minimum  $2,5\%$ ), așa că, una peste alta, suntem nevoiți să ne referim la valori medii și la plaje aproximative.

Cu toate acestea, metoda urmării tensiunii la borne  $U$  pe parcursul încărcării poate da indicii incorecte semnificative cantitativ, cu atât mai mari cu cât curentul de încărcare  $I$  este mai mare. De exemplu, pentru o valoare ușor mai mare a lui  $r_{inc}$ , să zicem, în jur de  $0,18 \Omega$ , și la un curent de încărcare  $I = 5 \text{ A}$ , rezultă o cădere internă de tensiune de circa  $0,90 \text{ V}$ . Dacă exemplarul nostru de acumulator are  $E = 14,4 \text{ V}$ , iar încărcătorul folosit este reglat pentru deconectarea automată la atingerea valorii de tensiune  $U = 14,4 \text{ V}$ , rezultă că, în realitate, el a oprit încărcarea, de fapt, la  $E = U - r_{inc} \cdot I \approx 13,5 \text{ V}$ . Diferența nu pare foarte mare, dar cine va avea curiozitatea (și cunoștințele necesare) să evalueze gradul de încărcare va constata că de la  $E = 13,5 \text{ V}$  până la  $E = 14,4 \text{ V}$  ar mai fi „încăput” încă o semnificativă cantitate de energie în acumulator!

Tocmai din acest motiv am dorit să propun experimentul de față, de fapt un montaj extrem de simplu, comod de utilizat, conceput ca un adaptor la un multimetru uzual, cu ajutorul căruia se pot efectua măsurători suficient de sensibile, relativ vorbind (nu ca precizie în valoare absolută) asupra tuturor mărimilor de tensiune implicate. Acest adaptor va trebui folosit în mod repetat, pentru a urmări, prin mediere, comportarea acumulatorului în cauză. Pentru cazuri de excepție, el poate servi foarte bine și la sortarea unui exemplar de acumulator de ocazie, de pildă dintre acelea sertizate, de  $12 \text{ V/7 Ah}$ , cu plumb-acid sulfuric pastă.

Schema de principiu a testerului este dată în figura 2. După cum se vede, ea a fost pre-

văzută cu posibilitatea de stabilire/întrerupere a curentului de încărcare  $I$ , prin intermediul întrerupătorului  $I1$ , cu posibilitatea de selecție între măsurarea tensiunii la borne sub încărcare ( $I1$  închis) sau în gol ( $I1$  deschis), respectiv a tensiunii diferențiale la borne în gol ( $I2$  deschis) sau în sarcină  $RS$  cunoscută ( $I2$  închis), prin intermediul comutatorului  $K$ .

Modul de utilizare a testerului este la fel de simplu ca și schema lui. Acumulatorul testat este supus operației curente de încărcare, la care - în plus față de cele indicate - este necesar să cunoaștem cu aproximație și intensitatea  $I$  a curentului de încărcare (pentru probe, un ampermetru pus pe domeniul de  $6 \text{ A}$  sau  $10 \text{ A}$  c.c., inserat provizoriu în circuitul de încărcare). În această etapă, întrerupătorul  $I1$  va fi închis,  $I2$  - deschis, iar comutatorul  $K$  în poziția 2, notând valoarea indicată  $E$  (nu uitați, scala va fi între  $12 \text{ V}$  și  $15 \text{ V}$ ). Apoi închidem întrerupătorul  $I2$ , astfel că acumulatorul va debita prin rezistența de sarcină  $RS$  un curent cunoscut. De exemplu, putem alege și ajusta fin pe  $RS$  astfel încât curentul debitat  $I$  să fie de  $1 \text{ A}$ . În acest moment instrumentul va indica scăderea tensiunii de la valoarea inițială  $E$  la valoarea finală  $U$ , diferența fiind tocmai  $U_{desc} = r_{desc} \cdot I$ , iar dacă pe  $I$  l-am ales de  $1 \text{ A}$ , această diferență, exprimată în volți, va fi numeric egală cu  $r_{desc}$ , exprimată în ohmi.

Practic, pentru a putea ajusta fin capul de scală al voltmetrului diferențial, în valoarea lui  $R_{ad}$  am prevăzut și elementul reglabil  $P$ , care poate fi de  $25 \text{ k}\Omega$  sau  $50 \text{ k}\Omega$ .

În numărul viitor voi prezenta câteva rezultate experimentale obținute prin testarea unor acumuloare sertizate cu plumb-acid sulfuric pastă, de  $12 \text{ V/7 Ah}$ . Până atunci, având toate datele necesare, cititorii interesați își pot improviza testerul propus și trece la experimente cu ajutorul lui.

menționat:  $R1 = 33 \text{ k}\Omega$ ;  $P = 25 \text{ k}\Omega$ ;  $R2 = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $R3 = 390 \text{ k}\Omega$ .

Pentru poziția 2 a comutatorului  $K$ , instrumentul  $M$  l-am transformat în voltmetru diferențial gen „lupă de tensiune”, cu  $3 \text{ V}$  pe toată scala, dar aceștia „plasati” în domeniul real de tensiune  $12 \text{ V} - 15 \text{ V}$ . Acest voltmetru diferențial nu va fi foarte liniar (deși se poate reduce mult neliniaritatea prin sortarea diodei Zener  $DZ = PL 12 Z$ ), dar el va fi folosit pentru determinări comparative, unde avem nevoie în primul rând de sensibilitate. Practic, la un moment dat, când bănuim că încărcarea se apropie de sfârșit, deschidem întrerupătorul  $I1$  și urmărim pe instrument scăderea tensiunii la borne, de la  $U$  la  $E$ . După ce valoarea lui  $E$  s-a „stabilizat”, trecem comutatorul  $K$  în poziția 2, notând valoarea indicată  $E$  (nu uitați, scala va fi între  $12 \text{ V}$  și  $15 \text{ V}$ ). Apoi închidem întrerupătorul  $I2$ , astfel că acumulatorul va debita prin rezistența de sarcină  $RS$  un curent cunoscut. De exemplu, putem alege și ajusta fin pe  $RS$  astfel încât curentul debitat  $I$  să fie de  $1 \text{ A}$ . În acest moment instrumentul va indica scăderea tensiunii de la valoarea inițială  $E$  la valoarea finală  $U$ , diferența fiind tocmai  $U_{desc} = r_{desc} \cdot I$ , iar dacă pe  $I$  l-am ales de  $1 \text{ A}$ , această diferență, exprimată în volți, va fi numeric egală cu  $r_{desc}$ , exprimată în ohmi.

Practic, pentru a putea ajusta fin capul de scală al voltmetrului diferențial, în valoarea lui  $R_{ad}$  am prevăzut și elementul reglabil  $P$ , care poate fi de  $25 \text{ k}\Omega$  sau  $50 \text{ k}\Omega$ .

În numărul viitor voi prezenta câteva rezultate experimentale obținute prin testarea unor acumuloare sertizate cu plumb-acid sulfuric pastă, de  $12 \text{ V/7 Ah}$ . Până atunci, având toate datele necesare, cititorii interesați își pot improviza testerul propus și trece la experimente cu ajutorul lui.

(Continuare în nr. viitor)

# AMPLIFICATORUL HARLER DM 200

Ing. BARBU POPESCU

După apariția pe scară largă a tranzistoarelor MOS-FET laterale de putere complementare (2SK 134, 2SK 135, 2SJ49, 2SJ50), lansate de către firma HITACHI în 1977, firma americană HAFLER a lansat amplificatorul DH 200, ale cărui performanțe pot fi considerate și astăzi la nivel de vârf.

Principalele caracteristici sunt următoarele:

- Putere nominală: 100 W/8Ω
- Distorsiuni armonice: ≤ 0,02% în banda 20 Hz-20kHz
- Distorsiuni de intermodulație: < 0,005%
- Banda de frecvențe: 10Hz-40kHz ± 0,5dB la 100 W/8Ω
- Impedanța de intrare: 22 kΩ
- Sensibilitate: 1,5 V RMS pentru 100 W/8Ω
- Viteză de răspuns: 30 V/μs
- Putere consumată: în gol 100VA în sarcină 470 VA

Schema de principiu este prezentată în figură, iar valorile componentelor active și pasive în tabel.

Amplificatorul are o structură simetrică. Semnalul de intrare este aplicat prin intermediul filtrului R2, C2 etajului de intrare realizat cu tranzistoarele Q1, Q2, Q5, Q6, alimentate prin intermediul generatoarelor de curent realizate cu tranzistoarele Q3, Q5 și piesele aferente.

Semnalul amplificat este aplicat etajului următor, realizat în configurație Darlington, cu tranzistoarele Q7, Q8, Q10, Q11; folosirea reacției negative de curent în circuitul de emitor al etajelor asigură o linearitate foarte bună, distorsiuni reduse și valori mici ale circuitelor de corecție C3, R8 și C4, R18.

Aceasta semnifică practic lipsa distorsiunilor de intermodulație de tranziție (TIM).

Semnalul amplificat este aplicat prin intermediul etajului tampon realizat cu tranzistoarele Q12, Q13; în circuitul de bază se disting grupurile D7, D8 și D9, D10, cu rol de limitare în caz de suprasarcină.

Un alt rol al etajului tampon este de a reduce influența capacității de intrare a tranzistoarelor MOS-FET asupra etajelor anterioare; dacă la frecvențe joase, efectul capacității de intrare (cca 1,5 nF pentru două tranzistoare legate în paralel) se poate neglija, la frecvențe înalte aceasta conduce la creșterea distorsiunilor.

Rezistențele R40-R43 au rolul de a preîntâmpina apariția oscilațiilor parazite.

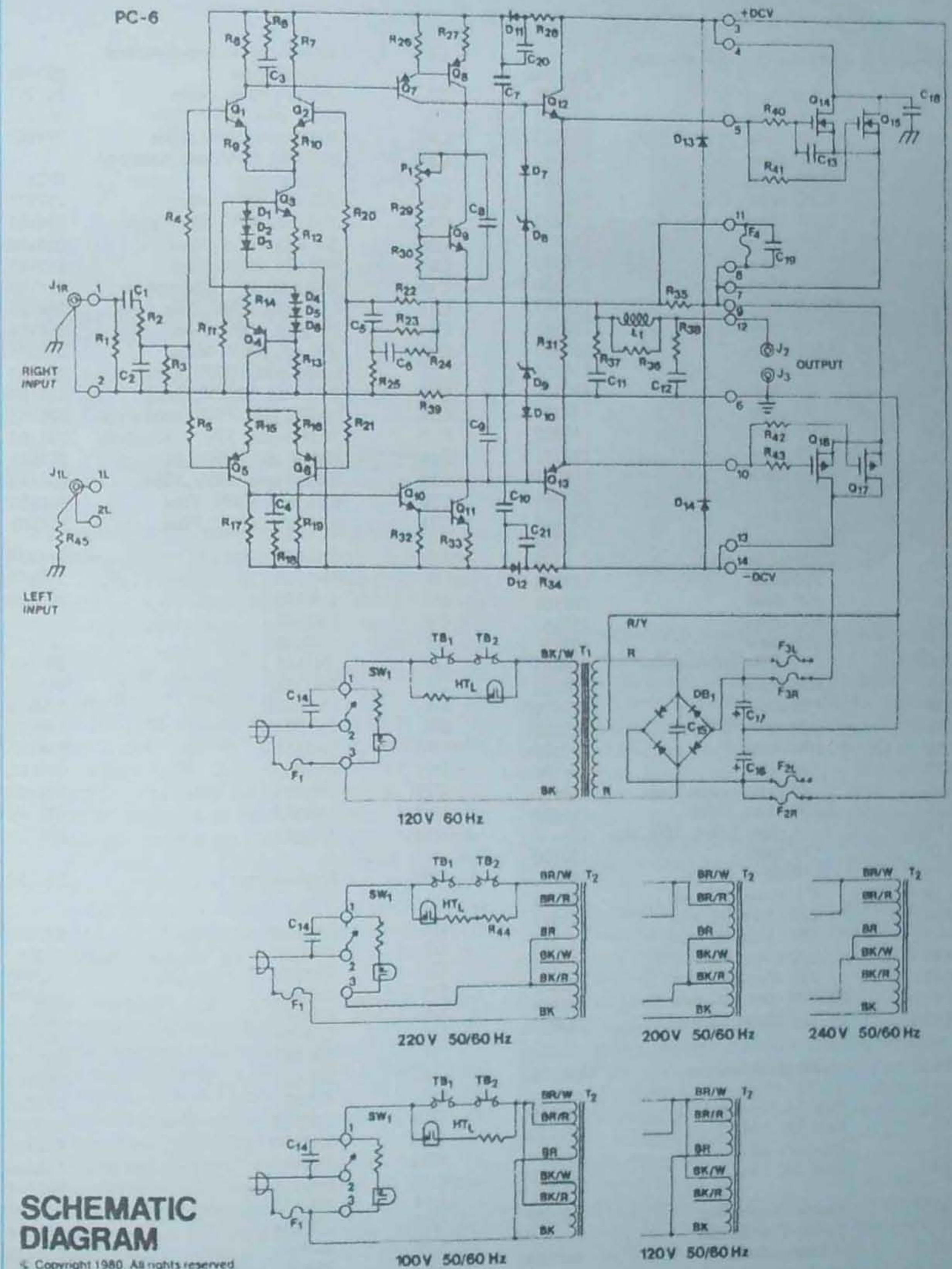
Curentul de repaus (cca 100 mA pentru fiecare tranzistor final) este asigurat de tranzistorul Q9 și piesele aferente în configurația clasică "superdiodă". Amplificatorul este prevăzut cu reacție negativă globală, realizată cu circuitul format din R22, R23, C5, R25; în scopul reducerii distorsiunilor, condensatorul C5 este inclus în bucla de reacție negativă.

În scopul preîntâmpinării oscilațiilor parazite, în circuitul de ieșire se distinge grupul R37, C11, L1, R36, R38, C12. Sarcina este protejată cu ajutorul siguranței F4. Amplificatorul se alimentează cu ± 55 V; se disting pe fiecare braț grupurile de filtrație R28, D11, C20, C7 și R34, D12, C21, C10.

Separarea circuitului de masă de semnal mic de cel de ieșire este asigurată cu ajutorul rezistenței R45.

Amplificatorul se caracterizează prin fiabilitate și în special printr-o deosebită robustețe, datorate schemei folosite și în special tranzistoarelor finale.

Amplificatorul DH 200 a stat la baza amplificatoarelor DH 220 (115 W/8Ω, alimentat cu ± 90V); pe lângă modificările inerente legate de creșterea puterii (răcire forțată, creșterea numărului de tranzistoare finale), aceste variante au inclus și un circuit pentru corectarea tensiunii de nul pe sarcină.



**SCHEMATIC DIAGRAM**

© Copyright 1980. All rights reserved.

## COMPONENT VALUES

All resistors are 1/4 watt 5% carbon film unless otherwise noted.

R1	470,000 ohms	139474	C1	10 mfd, 16 V, non-polarized electrolytic	203106
R2	2,200 ohms	139222	C2	390 pF, 500V, Mica	257391
R3	22,000 ohms	139223	C3	0.001 mfd, 100V, Film	264102
R4	100 ohms	139101	C4	0.001 mfd, 100V, Film	264102
R5	100 ohms	139101	C5	470 mfd, 6.3V, non-polarized electrolytic	202477
R6	2,200 ohms	139222	C6	270 pF, 500V, Mica	257271
R7	2,200 ohms	139222	C7	100 mfd, 80V, Electrolytic	294107
R8	330 ohms	139331	C8	0.1 mfd, 100V, Film	264104
R9	22 ohms	139220	C9	680 pF, 500V, Mica	257681
R10	22 ohms	139220	C10	100 mfd, 80V, Electrolytic	294107
R11	39,000 ohms	139393	C11	0.01 mfd, 100V, Film	264103
R12	560 ohms	139561	C12	0.1 mfd, 100V, Film	264104
R13	39,000 ohms	139393	C13	390 pF, 500V, Mica	257391
R14	560 ohms	139561	C14	0.005 mfd, 1000V, Disc	238502
R15	22 ohms	139220	C15	0.01 mfd, 1000V, Disc	238103
R16	22 ohms	139220	C16	10,000 mfd, 75V, Electrolytic	294103
R17	2,200 ohms	139222	C17	10,000 mfd, 75V, Electrolytic	294103
R18	330 ohms	139331	C18	680 pF, 500V, Mica	257680
R19	2,200 ohms	139222	C19	0.0047 mfd, 100V, Film	264472
R20	100 ohms	139101	C20	0.01 mfd, 100V, Film	264103
R21	100 ohms	139101	C21	0.01 mfd, 100V, Film	264103
R22	22,000 ohms	139223	D1	1N4148	544148
R23	2,200 ohms, 1 watt	136222	D2	1N4148	544148
R24	560 ohms	139561	D3	1N4148	544148
R25	100 ohms	139101	D4	1N4148	544148
R26	1,800 ohms	139182	D5	1N4148	544148
R27	100 ohms	139101	D6	1N4148	544148
R28	47 ohms, carbon comp.	119470	D7	1N4148	544148
R29	1,000 ohms	139102	D8	1N5240B	540510
R30	470 ohms	139471	D9	1N5240B	540510
R31	220 ohms, 1/2 watt	133221	D10	1N4148	544148
R32	1,800 ohms	139182	D11	1N4003	544102
R33	100 ohms	139101	D12	1N4003	544102
R34	47 ohms, carbon comp.	119470	D13	1N4003	544102
R35	2,200 ohms, 1 watt	136222	D14	1N4003	544102
R36	1 ohm, 5 watt, 10% w.w.	120010	DB1	Diode bridge	544252
R37	10 ohms	139100	Q1	2N5550	572550
R38	10 ohms, 2 watt	190100	Q2	2N5550	572550
R39	0.5 ohms, 1/2 watt	133509	Q3	2N5550	572550
R40	220 ohms, 1/2 watt	133221	Q4	2N5401	562401
R41	220 ohms, 1/2 watt	133221	Q5	2N5401	562401
R42	220 ohms, 1/2 watt	133221	Q6	2N5401	562401
R43	220 ohms, 1/2 watt	133221	Q7	2N5401	562401
R44	100,000 ohms, 1/2 watt	133104	Q8	2N5415	562415
R45	2.2 ohms, 1/2 watt	133022	Q9	NP2222	572222
P1	1,000 ohms trimpot	100102	Q10	2N5550	572550
F1	Fuse 5A Slo-Blo 3AG	342050	Q11	2N3440	572440
F2	Fuse 5A, 3AG	341050	Q12	2N3440	572440
F3	Fuse 5A, 3AG	341050	Q13	2N5415	562415
F4	Fuse 2A, 3AG	341020	Q14	2SK134	571134
T1	Power Transformer	464002	Q15	2SK134	571134
T2	Power Transformer, International	464003	Q16	2SJ49	561049
			Q17	2SJ49	561049

# Considerații privind proiectarea rețelilor de SEPARARE PENTRU DIFUZOARE

Ing. AURELIAN MATEESCU



**Punctul de intersecție a caracteristicilor. Ordinul crossoverului.** Punctul de intersecție a celor două caracteristici de frecvență se află la -3 dB, deci puterea este redusă cu 3 dB pentru fiecare difuzor, astfel ca puterea totală a celor două difuzoare să fie unitară. Se poate spune astfel că, la frecvența de tăiere, sunetul este generat de cele două difuzoare, directivitatea în axă fiind crescută. În prezent, tot mai mulți constructori utilizează crossovere la care punctul de intersecție a caracteristicilor celor două difuzoare se află la -6dB, ceea ce înseamnă o reducere a puterii la 1/4 pentru fiecare difuzor.

Panta crossoverului poate fi aleasă funcție de dorințele constructorului. **Rețeaua de ordinul I** este cea care asigură o pantă de -6dB/octavă și asigură o reducere a puterii la 1/4 la fiecare octavă, valoare utilizată frecvent în cazul produselor ieftine, fără pretenții. Unii constructori afirmă că rotația de fază (de 90 grade), fiind mică, asigură o redare naturală și ca atare o folosesc și în incinte scumpe, recurgând la difuzoare cu anumite caracteristici, care să permită acest lucru. Este totuși o soluție mai mult de reclamă, inaplicabilă în cazul utilizării unor difuzoare fără caracteristici speciale.

**Rețeaua de ordinul II (-12 dB/octavă)** asigură o reducere de 1/16 pe octavă a puterii aplicate difuzoarelor. Din punct de vedere tehnic, acest tip de rețea de separare asigură cea mai "curată" separare a difuzoarelor, cu cele mai puține complicații și distorsiuni armonice. Conul sau diafragma driverului, pentru difuzoarele de medii și înalte, au o mișcare menținută con-

La elaborarea rândurilor ce urmează am plecat pe baza observării unor greșeli de abordare a acestei probleme de către constructorii amatori. Marea lor majoritate pleacă de la ideea că utilizând un filtru din comerț au rezolvat problema, mai ales dacă acesta suportă o putere cât mai mare! Alții abordează, fără o documentare competentă, soluții despre care au citit pe net că rezolvă diferite "probleme" dificile, pe care orice audiophil trebuie să le aibă în vedere și să le rezolve. Realitatea e mult mai "rea": important este să se evite abordarea unor lucruri care nu sunt pe deplin înțelese, să se acorde importanță acolo unde trebuie, respectiv folosirii unor difuzoare de calitate, a unor componente de calitate pentru celelalte părți ale incintelor abordate, lăsându-se mai puțin influențați de teorii de ultim moment. Articolul nu are ca scop reluarea datelor constructive ale filtrelor, formule și date deja prezentate de mai multe ori, ci ghidarea constructorului amator printre unele jaloane nedorite pe drumul său în construcția unor incinte de calitate.

**Date teoretice.** Datele practice, susținute de elemente teoretice, recomandă ca un difuzor să nu fie utilizat pentru reproducerea a mai mult de 3 octave - 3,2 octave (o decadă). Rețeaua de separare (crossover) are rolul de a reduce puterea aplicată difuzorului la un capăt sau la ambele capete ale benzii de frecvență pe care trebuie să o reproducă. Panta crossoverului rotește faza în sensuri opuse. În cazul unor crossovere pasive, se poate compensa rotația fazei prin conectarea cu polaritate inversată a difuzoarelor vecine. Acesta este în multe cazuri modul de corectare a rotației fazei atunci când valoarea acesteia este de 180 grade. Crossoverele active (electronice) au, de regulă, circuite suplimentare care compensează defazajele apărute.

stantă odată cu scăderea frecvenței reproduse (excursie constantă).

**Rețeaua de ordinul III (-18 dB/octavă)** reduce puterea aplicată difuzorului până la valoarea de 1/64 pe octavă. Acest tip de rețea asigură o protecție bună difuzoarelor la puteri mari și reduce energia frecvențelor joase, care au tendința de a distruge driverul de compresie încărcate cu hornuri scurte.

**Rețeaua de ordinul IV (-24 dB/octavă)** reduce puterea la 1/256 pe octavă. Este soluția cea mai bună pentru controlul difuzoarelor. Din păcate, acestea solicită un acord critic, rareori atins chiar de constructorii de incinte cu toată dotarea de care dispun. În cadrul sistemelor profesionale ce folosesc crossovere active, rețelele de ordinul IV au devenit un standard.

Practica și măsurătorile asupra fazelor de realizare a incintelor și crossoverelor au condus, în timp, la cristalizarea a trei legi care guvernează realizarea acestora, indiferent de strădaniile constructorului:

1. Este imposibilă alinierea perfectă a caracteristicilor celor două difuzoare;

2. O rețea de separare trebuie să fie minimală în complexitate, pentru a se putea obține un rezultat sonor cât mai bun;

3. Cu cât o rețea de separare este mai complexă, cu atât mai dificil este de controlat sistemul în cauză.

Prima lege a condus, în timp, la un subterfugiu în prezentarea caracteristicilor tehnice ale difuzoarelor. Majoritatea producătorilor trec în fișa tehnică a unui difuzor o caracteristică "cosmetizată", numită "normalizată", care aproximează cu o anumită valoare abaterile de la linearitate. Astfel, caracteristica nu mai este așa de vălurită și dințată, făcând produsul mai ușor vandabil. Firmele serioase, de obicei acelea care activează în domeniul profesional, știu că nu pot vinde profesioniștilor un produs cu caracteristica cosmetizată și în acest caz pe mulți îi surprinde caracteristica accidentată a difuzorului, dar real!

A doua lege contrazice unele tendințe de a complica lucrurile, ale unor producători care se adresează unei mase de "audiofilii" care sunt mai susceptibili la ce "se pare" că aud decât la realitatea impusă de legile fizicii. Cu cât sunt mai multe elemente în calea semnalului, cu atât cresc șansele de a fi deformat, defazat, distorsionat, iar "descoperirile comerciale" ale unor producători pot fi ușor spulberate de un test corect și o meditație asupra legilor fizicii.

Cea de a treia lege este o prelungire a celei de a doua, întărind faptul că un sistem minimal ca număr de elemente și construcție are mai puține șanse de a prezenta probleme dificil de remediat și va da rezultate sonore incomparabil mai bune.

**Alegerea frecvențelor de tăiere.** După cum se știe, urechea umană nu are o sensibilitate egală în toată banda de frecvențe pe care le poate percepe. Zona cuprinsă între 300 Hz și 3000 Hz reprezintă zona în care urechea umană are cea mai bună percepție. Capătul inferior și cel superior al benzii audio sunt percepute atenuat, funcție de vârstă, antrenament și nivelul semnalului. Domeniul specificat, de maximă sensibili-

tate a urechii umane, cuprins între 300 și 3000 Hz, este cel utilizat în telefonie, pentru maximum de inteligibilitate a convorbirilor. Tot în acest domeniu este normal ca urechea umană să sesizeze imediat distorsiunile semnalului perceput, din care cauză este domeniul ce ar trebui exclus din zona în care se aleg frecvențele de tăiere ale difuzoarelor unei incinte. Dar, de la dorința la puțină este cale lungă! Și aceasta pentru detaliile fizice, constructive ale difuzoarelor, care silesc proiectanții incintelor să încalce acest domeniu de frecvență.

Să examinăm unii factori care conduc la compromisi în proiectarea incintelor acustice.

- Un tweeter poate fi separat imediat peste 3 kHz, dar poate fi ușor distrus la o putere ceva mai mare. Cu cât un tweeter este tăiat mai jos, cu atât mai puțin putere poate suporta. Sub frecvența de 6 kHz, un tweeter cu calotă, ribbon sau bullet radiator suportă o putere redusă cu -6dB/octavă (adică puterea suportată se reduce la 1/4 pentru fiecare octavă descrescătoare). Astfel, un tweeter cu puterea nominală de 40 W (la 6 kHz) va suporta numai 10 W la 3 kHz. De aceea, tweeterele trebuie separate la capătul inferior al benzii, în domeniul 4-6 kHz, pentru a se putea asigura un răspuns în putere dinamic. Un driver de compresie este mai eficient decât o calotă cu 12-20 dB.

- Partea superioară a domeniului vocii umane, cuprinsă între 500-600 Hz și zona 4-6 kHz este reprodusă de un difuzor cu diametrul de 4"-5" linear, până la capătul superior al benzii menționate, dar sub 400 Hz eficiența sa scade cu circa -6 dB/octavă. Driverul de compresie de uz profesional ating fără probleme 6 kHz, dar rareori pot lucra corect sub frecvențe în jur de 800 Hz. Un astfel de driver este capabil să suporte 50-100 W la frecvențe de peste 1000 Hz, dar la frecvențe sub 800 Hz, câțiva wați sunt suficienți pentru distrugerea lor!

Un driver de compresie asociat cu un horn are o eficiență cu 12-24 dB mai mare decât un difuzor cu con.

- Zona inferioară a vocii umane (100 Hz - 400/800 Hz) poate fi reprodusă de un woofer proiectat pentru bas în special, dar nu va fi eficient și nu se va apropia corect de domeniul superior, discutat mai sus. Un mid-bass de 8"-12", similar în ceea ce privește construcția cu un bass, are un echipaj mobil mai ușor și o bobină mai scurtă, fiind cu circa 3 dB mai eficient decât un bass, dar rămâne cu circa -3 dB sub un midrange.

- Zona sub 100 Hz (bas) este reprodusă de difuzoare care permit o deplasare importantă a membranei. Aceste deplasări mari vor provoca distorsiuni de intermodulație în zona inferioară a vocii umane. De aceea se preferă reproducerea frecvențelor joase, sub 100 Hz, cu un difuzor separat. Acesta fiind mai puțin eficient, problema se rezolvă prin utilizarea a două difuzoare, egalându-se eficiența mid-bass-ului.

În acest fel suntem împinși către ideea că soluția cea mai potrivită o reprezintă incinta pe 4 căi, echipată cu woofer, mid-bass, mid-range și tweeter. Mai putem spune că o incintă pe 4 căi poate fi privită ca o incintă pe 3 căi + un subwoofer. Exprimarea bas și subbas este destul de ambiguă, cele două exprimări cuprinzând fiecare o parte din cealaltă.

Cea mai joasă notă emisă de chitara bas are frecvența de 42 Hz. Ar trebui ca toți să înțeleagă că: înregistrările muzicale, pe orice suport - CD, vinil etc. - RAREORI cuprind informație de sunet cu frecvențe sub 42 Hz. Aceeași este situația și în cazul filmelor DVD. Sistemele așa-zis audiofile, care sunt capabile să reproducă frecvențe sub 42 Hz, sunt privite de specialiștii în electroacustică drept exagerări inutile, ca utilizarea unui subwoofer în echipamentul unei formații sau al unei orchestre!

Trebuie să mai spunem că eficiența unui difuzor bass scade dramatic, cu -12 dB/octavă, la 20 Hz față de 42 Hz, ceea ce implică o creștere a puterii aplicate de 16 ori pentru a obține același SPL la cele două frecvențe citate. În plus, urechea umană este de 100 de ori (-20 dB) mai puțin sensibilă la frecvența de 20 Hz față de 42 Hz.

**Eficiența unui difuzor** este măsurată în axa sa, la distanța de 1 m, aplicând acestuia o putere de 1 W. Ca o regulă generală, un difuzor woofer sau mid-bass este cu 6-12 dB mai eficient decât un subwoofer și cu circa -3 dB mai puțin eficient decât un mid-range cu diametrul de 4"-5". Tweeterul cu calotă este cu circa 3 dB mai eficient decât un mid-range. Driverul profesional de compresie sunt cu 12-20 dB mai eficiente decât un difuzor cu con.

Diferența de eficiență între difuzoarele unei incinte este corectată cu rezistențe serie-paralel care formează un L-pad. Se mai utilizează și potențiometre de putere speciale, care permit ajustarea eficienței unui difuzor. Atât rezistențele, cât și aceste potențiometre speciale trebuie să permită dispărerea unei importante cantități de căldură, mai ales în cazul incintelor profesionale, care lucrează la puteri mari timp îndelungat.

Iată că am ajuns la concluzia necesității utilizării unei incinte dotate cu un număr mare de căi (3-4) și astfel am ajuns în bătaia criticilor incintelor cu un număr mare de căi. Aceștia susțin, și au dreptate, că un număr mare de căi necesită utilizarea unor rețele de separare complicate, cu un număr mare de componente care produc rotații de fază greu de compensat, cu scăderea imaginii sonore și cu riscul creșterii distorsiunilor de tot felul.

De aceea, constructorii de difuzoare au trecut la dezvoltarea de produse care să permită extensia benzii de frecvență a wooferelor, în condițiile menținerii unui coeficient scăzut de distorsiuni de intermodulație și armonice. Același lucru a fost urmărit și în cazul tweeterelor. În prezent, pe piață se găsesc multe variante de incinte cu 2 căi echipate cu woofere de 8", incinte cu performanțe sonore foarte bune. Evident că frecvențele de tăiere se află în domeniul care trebuie evitat, dar este mai simplă optimizarea unei rețele de separare pentru două difuzoare decât construirea unei rețele de separare care să permită evitarea dificultăților care apar atunci când se lucrează cu două sau mai multe frecvențe de tăiere.

Desigur, mai este soluția aproape ideală a utilizării unui difuzor de bandă largă. Aceste difuzoare s-au perfecționat continuu odată cu progresele făcute de materialele utilizate în construcția lor, dar au limitări ale parametrilor, impuse chiar de cerința de a reproduce toată banda de frecvență audio.

**CONCLUZIA.** Fiecare va adopta soluția care îl satisface, în funcție de gust, dar și de genul de muzică preferat.

**Impedanța difuzoarelor.** Un calcul corect al rețelei de separare pe care doriți să o utilizați se face utilizând valoarea reală a impedanței la frecvența de tăiere, valoare care, de cele mai multe ori, diferă de valoarea nominală a impedanței difuzorului, specificată de producător. Această impedanță nominală este utilizabilă pentru majoritatea tweeterelor cu calotă, bullet radiator sau driver de compresie. Difuzoarele cu con, în domeniul de frecvență 200-600 Hz, au valoarea impedanței reale foarte apropiată de valoarea nominală. Peste 600 Hz, valoarea reală a impedanței crește suficient, impunând corecții substanțiale.

În practică, mulți proiectanți introduc în topologia rețelei de separare elemente pasive capabile de a corecta tendința crescătoare cu frecvența a impedanței difuzorului pentru reproducerea frecvențelor medii. Aceste corecții ale impedanței asigură o funcționare precisă a rețelei din punct de vedere tehnic, dar influența asupra sunetului este mică, astfel că specialiștii acusticieni le consideră inutile și costisitoare, având rolul susținerii unor idei "puriste" sau "audiofile", care sacrifică muzica de dragul unor exagerări dăunătoare.

**Pericolul rețelelor pasive.** Rețelele pasive sunt formate din inductanțe și condensatoare, conectate sub forma unui circuit rezonant serie. Reactanța celor două elemente de circuit are ca efect rotația fazei între tensiune și intensitate (curent), astfel că puterea se reduce. Cum cele două elemente de circuit sunt înseriate, faza celor două mărimi electrice este rotită în sensuri opuse între ele. Dacă difuzorul nu este conectat la rețeaua de separare, sau difuzorul s-a defectat prin întreruperea bobinei mobile, circuitul LC se comportă ca un scurtcircuit la frecvența sa de rezonanță. În multe cazuri, la puteri mai mari debitate de amplificator, acesta se defectează.

Un alt pericol este reprezentat de utilizarea de rețele pasive de ordin superior ordinului II. Dacă rețelele de ordinul III se utilizează frecvent în instalațiile profesionale pentru protecția driverelor de compresie, utilizarea rețelelor de ordin superior nu aduce niciun beneficiu:

- majoritatea sunt imprecise și ineficiente, chiar dacă, teoretic, susținătorii lor le descriu ca fiind superioare. Cu cât o rețea de separare este mai complexă, cu atât ea va solicita o putere mai mare din amplificator, ceea ce duce la o creștere a pierderilor totale, care generează distorsiuni ce depășesc beneficiile utilizării acesteia;

- aceste rețele complexe generează distorsiuni tranziente din cauza numărului mare de componente în calea semnalului util;

- se produc un număr mare de defazaje;
- se pun greu la punct, chiar de către fabrici dotate cu aparatura necesară, implicând operații laborioase de sortare, având în vedere dispersia componentelor;

- utilizarea acestora a devenit un trend mai ales prin schimbarea tendințelor "audiofililor", care, după ce au considerat rețelele de ordinul I ca fiind cele mai propice

redării muzicii prin lipsa colorării mesajului muzical, și-au schimbat preferințele sub presiunea reclamelor comerciale ale producătorilor și a lipsei de cunoștințe de fizică. Aceștia cred că prin utilizarea unor componente cu calitate mai mult sau mai puțin "magice", neajunsurile acestor rețele pot fi înlăturate.

Trebuie să menționăm că utilizarea rețelilor de ordin superior în crossoarele active este altceva, utilizarea lor fiind necesară.

**Rețelele de separare active** (denumite curent crossoare active sau electronice) au întâmpinat mult timp rezistența utilizatorilor "casnici", din mai multe motive:

- necesitatea de a utiliza pentru fiecare domeniu de frecvență un amplificator separat, ceea ce implică costuri suplimentare deloc de neglijat;

- un sistem care implică un crossover activ și mai multe amplificatoare, prost reglat, va suna totdeauna mai prost decât un sistem dotat cu incinte cu crossover pasiv.

În momentul de față se observă o reorientare datorată mai multor aspecte legate de aceste crossoare active:

- au scăzut substanțial costurile unor amplificatoare suplimentare;

- sisteme electronice complexe, utilizând procesoare de semnal, pot ușura mult utilizarea și punerea la punct corectă a întregului sistem (asemănător cu reglarea sau, mai bine zis, autoreglarea sistemului multicanal).

Din punctul de vedere al calității redării mesajului sonor, diferența este notabilă, și aceasta din cauza realismului imaginii sonore, a clarității mărite, a transparenței detaliilor, provenind din reducerea distorsiunilor, în special a celor de intermodulație.

**Tipuri de rețele de separare.** Majoritatea rețelilor de separare pasive utilizate în construcția incintelor acustice poartă numele unor matematicieni sau fizicieni care s-au ocupat direct de rețelele în cauză, stabilindu-le proprietățile. Aceste rețele, numite curent filtre, sunt definite de trei elemente proprii de bază: panta, frecvența de rezonanță și factorul de calitate Q.

Panta reprezintă valoarea atenuării pe octavă. Ea este determinată de topologia circuitului și poate avea, în cazul nostru, valori de 6, 12, 18 sau 24 dB pe octavă, respectiv ordinul I până la ordinul IV.

Frecvența de rezonanță este frecvența la care reactanțele componentelor filtrului sunt egale și reprezintă frecvența de tăiere a filtrului.

Factorul de calitate Q descrie curba pe care o ia caracteristica de frecvență în preajma și la frecvența de tăiere.

Trebuie să revin la mențiunea pe care am mai făcut-o și în alte articole, și anume aceea că modul de comportament al rețelei de separare se referă la funcțiile sale electrice de transfer, care nu sunt identice cu modul de comportament al funcțiilor de transfer acustic ale difuzoarelor utilizate.

Constructorul amator trebuie să fie foarte precaut în alegerea unui filtru cu un nume sonor, sau să adopte o

rețea complicată, de ordin superior, mai ales în urma unor informații pe care nu le poate verifica din lipsa aparatului de măsură adecvate, care se poate găsi doar în laboratoarele unor producători serioși.

**Alinierea temporală.** Termenul a fost utilizat în trecut, referitor la amplasarea incintelor de sonorizare în spații largi, când apar fenomene de ecou și reverberație din cauza unor distanțe mari între incinte.

În ultimii ani acest termen a revenit în atenția audiofililor, mai ales în urma unor referiri ale producătorilor de incinte, care încearcă să evidențieze produsele lor din marea de produse de același fel. Fiecare producător clamează rezolvarea unor astfel de probleme ca fiind o descoperire epocală, asemănătoare "descoperirii apei calde în Colentina", termen deja consacrat. Această aliniere temporală pleacă de la faptul că la punctul în care caracteristicile de frecvență ale difuzoarelor care lucrează împreună se întretaie (frecvența de tăiere a filtrului), membranele celor două difuzoare trebuie să lucreze în fază. În cele mai multe din cazuri, cele două difuzoare, montate pe aceeași față a incintei, prezintă un decalaj, nefiind aliniate pe verticală. Aceasta determină o diferență de timp între sunetele emise de cele două difuzoare la frecvența de tăiere, ceea ce determină un lob în răspunsul polar, în axă, numai la frecvența de tăiere. Acest lucru nu influențează serios energia sunetului și nici calitatea sa. Desigur că se pot adopta soluții pentru rezolvarea acestei probleme, soluții care pot complica construcția incintei, dar nu ridică probleme insurmontabile. Privind ilustrațiile unor reviste din domeniu, se găsesc imediat soluții industriale pe care constructorul amator le poate extrapola la posibilitățile sale. De altfel, diferențele mici în alinierea verticală a difuzoarelor sunt greu sesizabile și greu de măsurat. Dacă alinierea fizică pe verticală este relativ ușor de rezolvat, cealaltă posibilitate, de a utiliza filtre de ordin superior, proiectate pentru corecția temporală, nu este la îndemâna amatorului. Aceste rețele introduc pierderi suplimentare care, în final, sunt în detrimentul calităților incintei în cauză, exemplificând legea conform căreia: "Dușmanul binelui este mai binele!"

Încă un lucru important: unii producători au creat incinte dotate cu difuzoare plasate pe fețele laterale sau pe spatele acestora, clamând o mai bună dispersie sonoră în cameră și alte bla, bla, bla-uri, de reclamă. Neavizații și "audiofilii" sunt ușor de păcălit cu astfel de realizări "de vârf și de ultimă cercetare în domeniul acustic". Acusticienii atrag atenția că plasarea difuzoarelor în direcții diferite duce la mărirea defazajelor, mărind dezalinierea temporală, creează lobi nedorți în caracteristica incintelor și distorsiuni tip pieptene, scăzând inteligibilitatea semnalului sonor, contrazicând reclama de îmbunătățire a aliniamentului temporal.

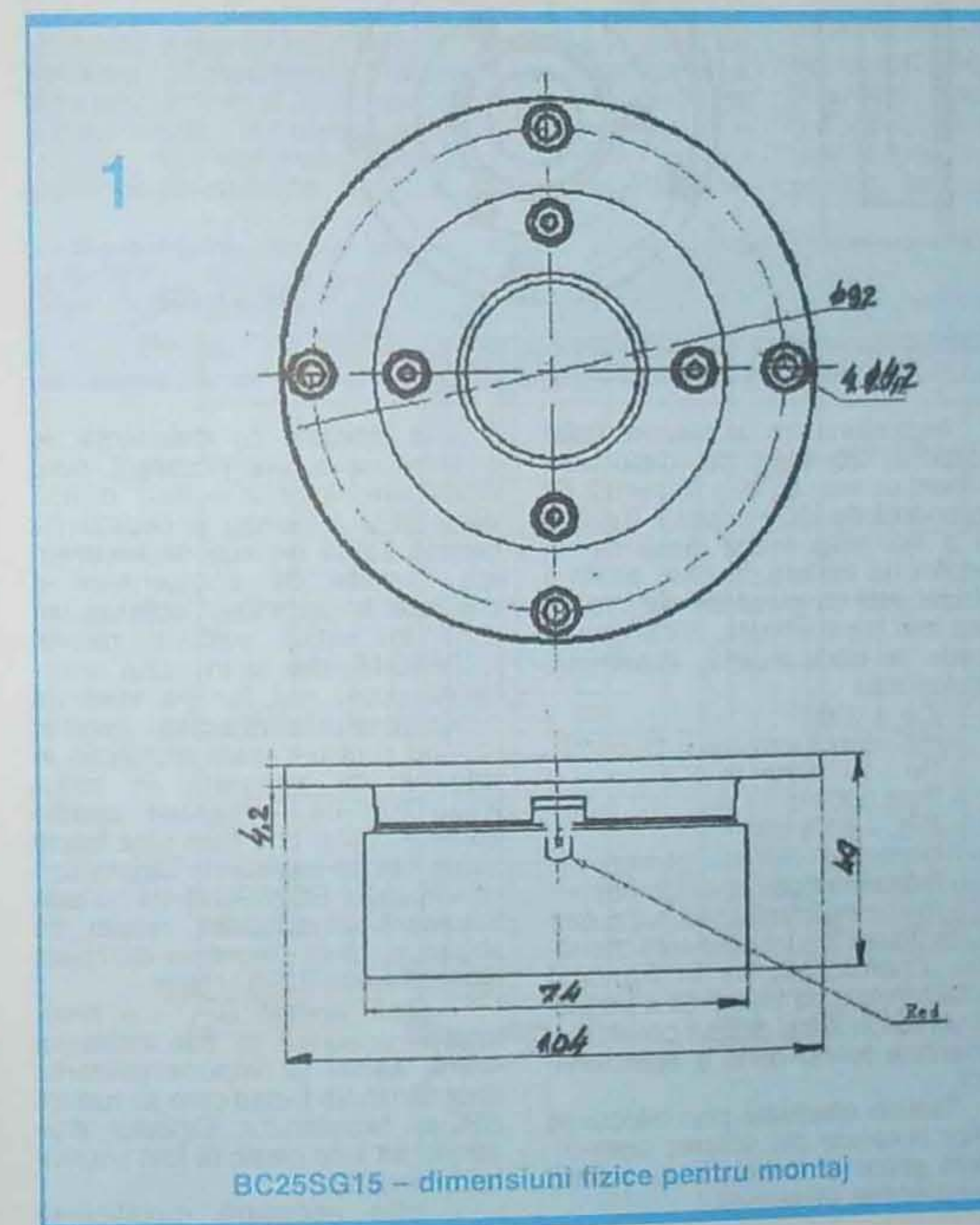
Utilizarea corectă a unor difuzoare de calitate este mult mai importantă decât mulțimea de gogoși comerciale apărute în ultima vreme ca un răspuns la lipsa de interes a pieței. Totul depinde, în final, de interesul și judecata corectă a constructorului amator.

## TRADUCTOARE PENTRU REPRODUCEREA FRECVENȚELOR ÎNALTE

Pagini realizate de ing. AURELIAN MATEESCU

Calitatea reproducerii frecvențelor înalte depinde de calitatea traductoarelor utilizate. Între audiofilii circulă informații diverse, unele ajunse mituri, despre calitățile unora dintre ele. Trebuie specificat că fiecare tip de traductor (dinamic, piezo, cu con, electrostatic etc.) are calități și deficiențe care-l fac pretabil la una sau mai multe tipuri de aplicații, fără ca vreunul dintre tipuri să poată fi denumit "nec plus ultra" în acest domeniu. De multe ori, reclama excesivă a producătorilor și, nu în ultimul rând, testele incorecte sau credulitatea potențialilor utilizatori au dat naștere la aceste "mișuri" ale superiorității unor produse.

În numerele anterioare ale revistei Tehnium am prezentat diverse traductoare pe care le-am avut la dispoziție și cu care am



BC25SG15 - dimensiuni fizice pentru montaj

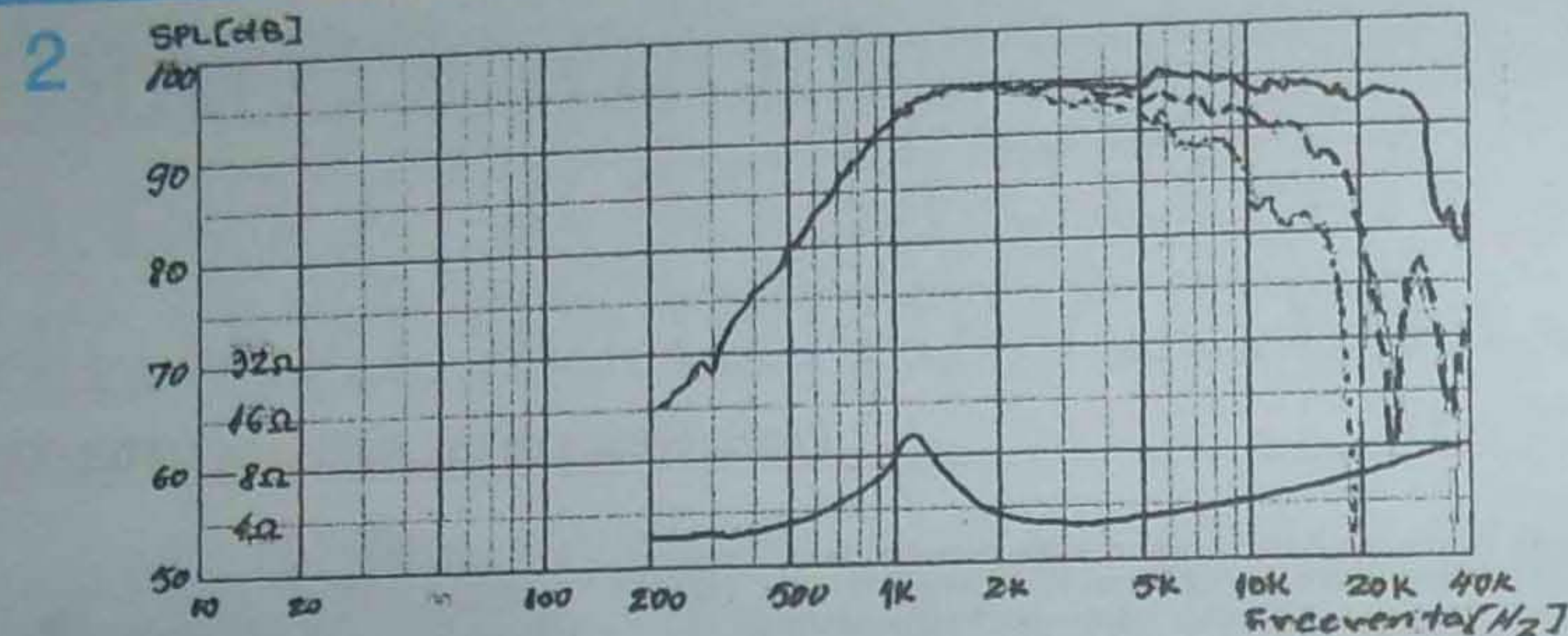
realizat diverse proiecte de incinte, astfel că unele date despre ce se poate procura de pe piața noastră există. Nu am prezentat (și nici nu o voi face) produse care nu au fost importate sau sunt accesibile prin comenzi pe internet, dacă nu le-am experimentat și testat personal.

În cele ce urmează voi prezenta două tweeteere de calitate excelentă, de proveniență Tymphany (grup ce a preluat grupul danez DST - respectiv Vifa, Peerless și ScanSpeak). Cele două produse sunt disponibile la același importator care se ocupă de PAudio și Selenium ([www.difuzoare.ro](http://www.difuzoare.ro)).

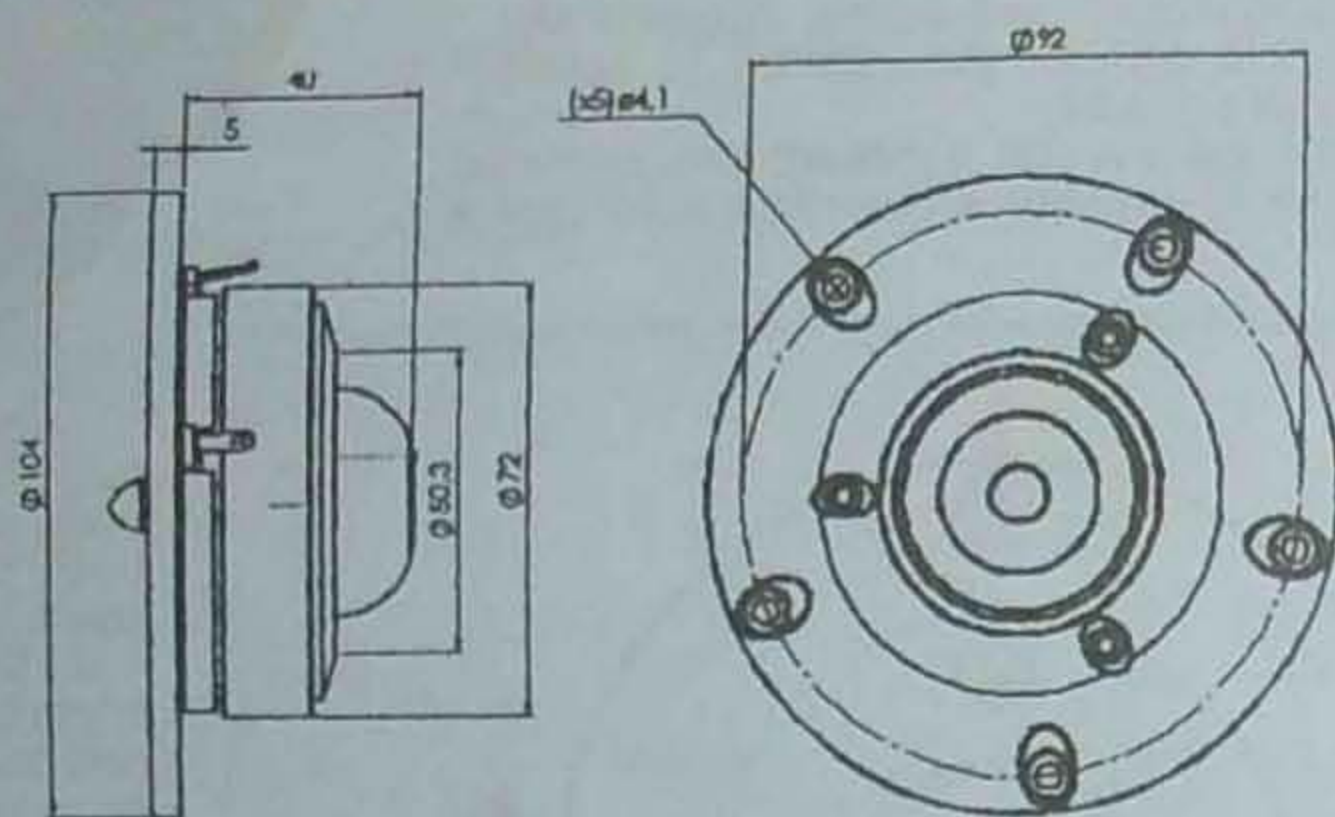
Spre deosebire de tweeteerele prezentate până acum, care erau produse din domeniul profesional, aceste produse sunt destinate utilizării în incinte de audiție hi-fi. Totodată, aceste două produse se pot utiliza nu numai la proiecte DIY, se pot utiliza cu rezultate excelente și la înlocuirea unor tweeteere defecte în incinte de calitate foarte bună, și vom vedea de ce!

**BC25SG15-04** - este o calotă textilă clasică cu bobina de 1", pe două straturi, cu conductor de aluminiu și amortizată cu ferofluid de densitate mică. Pentru varianta cu impedanță de 4 ohmi, avută la dispoziție, parametrii sunt următorii:

- Re = 3,08 ohmi
- Fs = 1 100 Hz
- SPL = 92,1 dB
- diametrul bobinei = 25,4 mm (1")



BC25SG15 - caracteristica de frecvență



XT25TG30 - dimensiuni fizice pentru montaj

- înălțimea bobinei = 1,8 mm  
- magnetul este ecranat pentru aplicații ce presupun interferențe cu aparatura TV.

În figura 1 sunt prezentate caracteristicile dimensionale ale produsului, iar în figura 2 caracteristica sa de frecvență.

Se remarcă faptul că traductorul este liniar în gama 1 500-30 000 Hz, astfel că este recomandat pentru înlocuirea atât a traductoarelor defecte, cât și la up-gradarea unor incinte dotate cu traductoare de calitate mai scăzută. Liniaritatea caracteristicii permite acest lucru fără modificări deosebite.

XT25TG30-04 - este deja un traductor mai deosebit: audiofilii împătimiti vor recunoaște în acesta tweeterul care echează o serie de incinte hi-end produse de foarte multe firme din diverse colțuri ale lumii. Este un "double ring radiator" sau tweeter cu membrană concentrică dublă (patent Vifa) și ghid de undă central (patent Vifa) și bobina din fir de aluminiu acoperit cu cupru.

Traductorul are un răspuns liniar până la 20 kHz, cu distorsiuni extrem de mici și, cu o frecvență de rezonanță de 530 Hz, poate fi cuplat la o frecvență foarte joasă cu un woofer de calitate. În plus, poate fi utilizat atât ca piesă de schimb de cea mai bună calitate, cât și ca up-grade la orice incintă. Parametrii tehnici sunt:

- Z = 4 ohmi
- impedanța maximă = 19 ohmi
- Re = 2,9 ohmi
- Fs = 530 Hz
- SPL = 91,5 dB
- diametrul bobinei = 26 mm
- înălțimea bobinei = 2,2 mm
- înălțimea întrefierului = 2,5 mm

În figura 3 sunt date caracteristicile dimensionale, iar în figura 4 caracteristica de frecvență a traductorului. Și în acest caz se constată o liniaritate foarte bună a caracteristicii.

Testele efectuate prin înlocuirea unor tweeter din dotarea unor incinte aflate la dispoziție au relevat următoarele observații:

- în incintele cu impedanța de 4 ohmi nu a fost necesară nicio modificare, înlocuirea fiind directă dacă SPL-ul incintei și tweeterului coincid. Dacă rețeaua de separare are circuite de compensare a creșterii impedanței, acestea se scot în cazul utilizării calotei BC25SG15, dar și în cazul radiatorului dublu inel. Nu s-a observat necesitatea utilizării acestor circuite;

- nu sunt necesare modificări în rețeaua de separare în cazul XT25TG30-04, deoarece acesta poate fi cuplat la o frecvență foarte joasă față de tweeterul obișnuit;

- în cazul BC25SG15-04 nu este necesară modificarea rețelei de separare, dacă frecvența de tăiere este de peste 2,5-3 kHz;

- dacă valorile SPL ale tweeterelor descrise și ale incintelor diferă, atunci se impune utilizarea unor divizoare L-pad care să reducă SPL-ul tweeterului. Calculul divizorului se face clasic (a fost prezentat în revistă);

- este necesară modificarea

rețelei de separare dacă impedanța tweeterului înlocuit este diferită de a tweeterului procurat. Faptul că nu găsiți tweeter cu aceeași impedanță cu cel din incintă nu este o problemă insurmontabilă, dar necesită o modificare a unor componente.

Să luăm un caz concret pentru edificare:

- presupunem că avem o incintă cu impedanța nominală de 8 ohmi, echipată cu tweeter cu impedanță de 8 ohmi, cu o rețea de separare de tip Butterworth, de ordinul II, cu panta de 12 dB/octavă, dar ... tweeterul care o echează s-a ars;

- nu am putut procura un tweeter de calitate decât cu impedanța de 4 ohmi;

- frecvența de tăiere este de 3 000 Hz și filtrul are o inductanță de 0,6 mH și un condensator de 4,7 microfarazi, corespunzător unei impedanțe de 8 ohmi a tweeterului;

- la aceeași frecvență de tăiere, filtrul trebuie să fie echipat cu o inductanță de 0,3 mH și un condensator de 9,33 microfarazi.

Se observă că pentru o funcționare corectă a tweeterului cu impedanța de 4 ohmi, în filtrul incintei trebuie să înlocuim bobina cu una cu inductanța la jumătate ca valoare, iar valoarea condensatorului trebuie dublată. Această operație se execută numai la secțiunea filtrului care deservește tweeterul, fără a se umbla la elementele ce constituie rețeaua de separare a wooferului (midrange-ului, după caz).

În cazul unei incinte cu impedanța de 4 ohmi la care se dorește înlocuirea tweeterului cu unul cu impedanța dublă, se va face operațiunea inversă, respectiv se dublează valoarea inductanței și se reduce la jumătate valoarea condensatorului. Normal că "pe teren" avem un filtru pe care trebuie să-l modificăm. Se va ridica schema filtrului, identificând componentele aferente fiecărui difuzor. Se înlocuiește condensatorul cu unul de valoare dublă sau înjumătățită, după caz. În cazul inductanței se

va apela la cineva care poate să măsoare valoarea inductanței și se va înlocui cu una adecvată cazului. Dacă valoarea inductanței trebuie redusă, aceasta se poate face prin debobinarea sârmei și măsurarea din când în când a inductanței (se măsoară după debobinarea a circa 5-10 spire, fără a tăia sârma, numai prin curățarea lacului pe o porțiune mică pentru contactul electric al instrumentului de măsură).

În cazul în care este necesară utilizarea unei rețele divizoare pentru egalizarea SPL-ului tweeterului cu cel al incintei, aceasta se va realiza preferabil cu rezistențe de putere neinductive, cu oxizi metalici și putere de minimum 5 W. Dacă incinta este de mare putere, se vor utiliza și rezistențe bobinate obișnuite, în cazul în care nu se găsesc cele neinductive, abaterile fiind nesensibile la ureche.

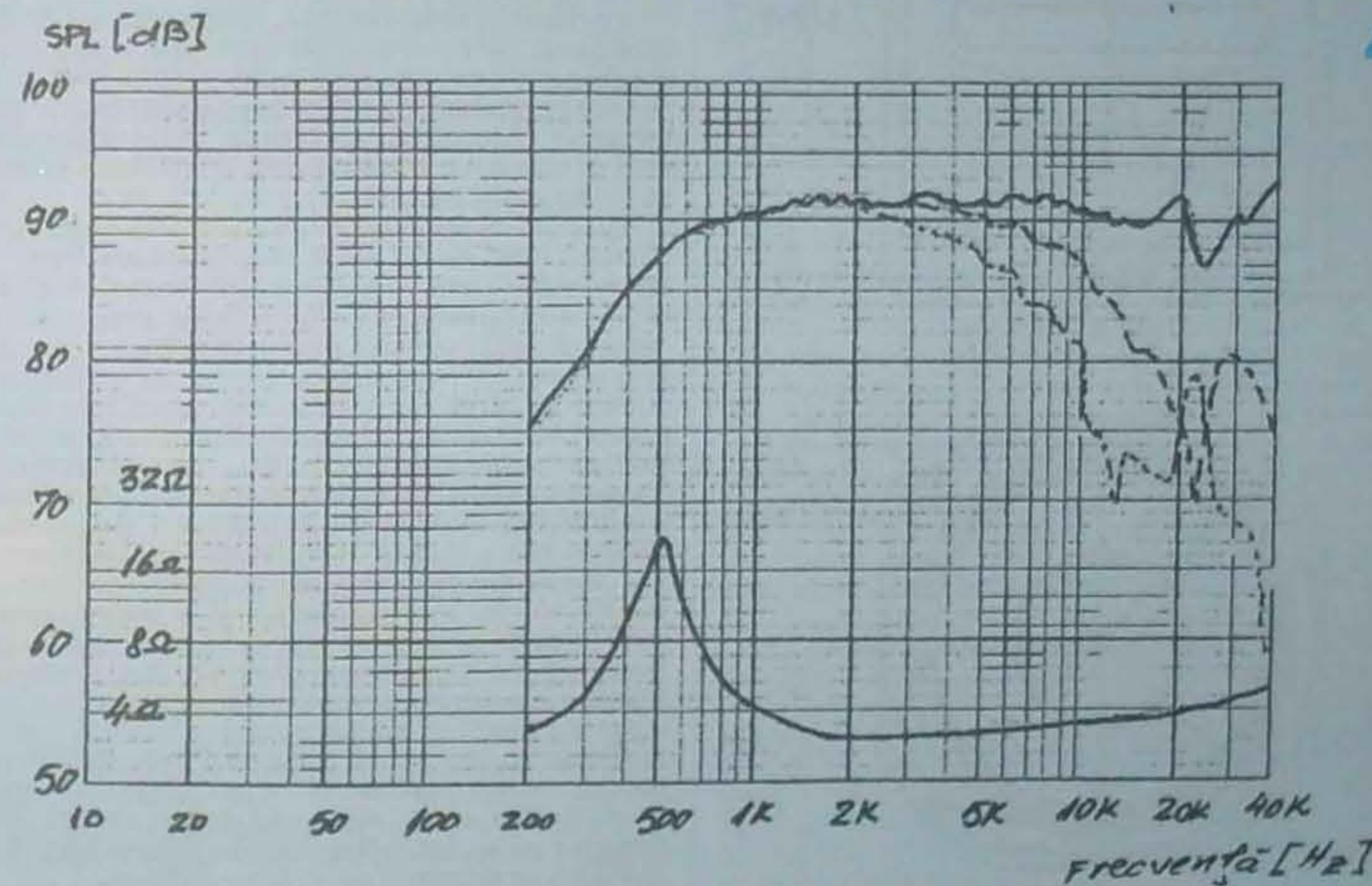
Menționez încă o dată că acei care doresc să înlocuiască un tweeter defect sau vor să up-gradeze o incintă, nu trebuie niciodată să se teamă de faptul că înlocuirea unui tweeter de 4 ohmi cu unul de 8 ohmi (sau 6 ohmi), sau invers, este o problemă sau caracteristicile incintei vor fi depreciate!

Un ultim aspect vizează prețul acestor tweeter:

BC25SG15 are prețul de vânzare, inclusiv TVA, de 85 RON/buc.

XT25TG30 are prețul de vânzare, inclusiv TVA, de 160 RON/buc.

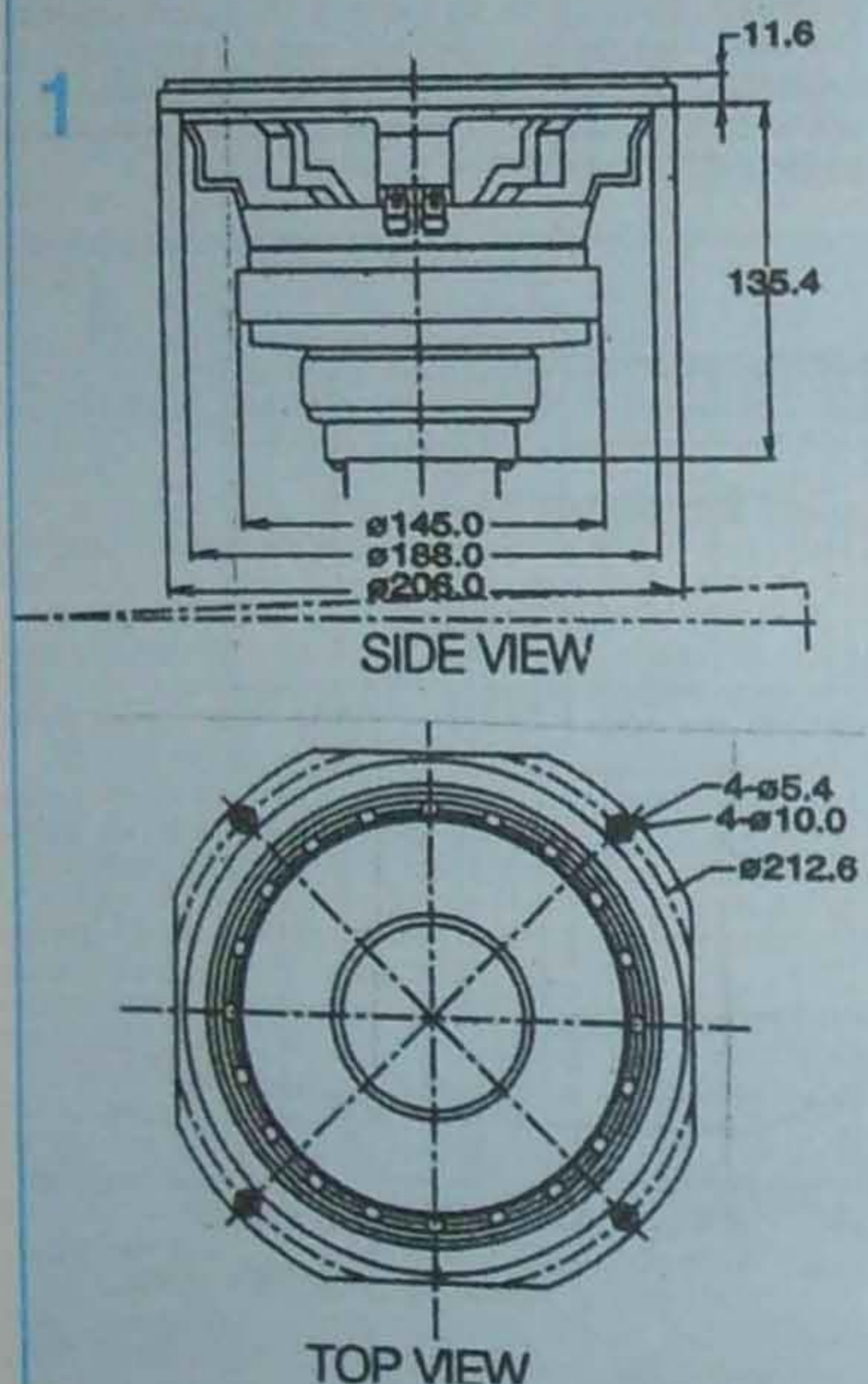
Poate unora, prețul li se va părea ridicat, comparativ cu produsele aflate curent pe piață, dar comparația este deplasată, diferența de performanțe fiind incomparabilă. De altfel, aceste produse au prețul comparabil cu tweeterul pe care le-am mai prezentat în revistă în ultimul timp, produse cu care pot fi echipate incintele cu pretenții de înaltă fidelitate și hi-end.



XT25TG30 - caracteristica de frecvență

# INCINTĂ de ÎNALTĂ FIDELITATE cu DIFUZOR COAXIAL

Construcția incintei (variantea modificată)



Revistele de specialitate de pe mai toate meridianele arată tendința constructorilor de incinte de a se orienta din nou către incinte de înalt randament și cu performanțe acustice îmbunătățite prin utilizarea de traductoare de calitate, cu parametri de frecvență, putere admisibilă și fază foarte buni. Dacă este să rămânem la integrarea de fază a traductoarelor unei incinte, pe lângă firmele cu tradiție, care au perfecționat în timp diverse variante de traductoare coaxiale (Tannoy, Cabasse, Ciare, Kef, PHY-HP), în prezent și alte firme, inclusiv cele ce produc traductoare profesionale, au abordat soluția difuzoarelor coaxiale. De curând, Cabasse a anunțat disponibilizarea către publicul larg a unui traductor care înglobează nu mai puțin de 4 difuzoare specializate, care, asistate de un DSP și 4 amplificatoare, poate reproduce vasilinier domeniul audio de 20 Hz la 20 kHz! Acest traductor evită apariția oricărui defazaj în banda de frecvență, ceea ce asigură coerența și maximum de transparență mesajului sonor reprodus. Desigur că prețul acestei realizări nu este mic. Și producătorii de traductoare profesionale care au abordat construcția de coaxiale au obținut performanțe foarte bune, unele din aceste realizări putând fi utilizate în construcțiile DIY, deoarece pot fi abordabile ca preț și sunt liniare în ceea ce privește comportamentul în banda de frecvență recomandată.

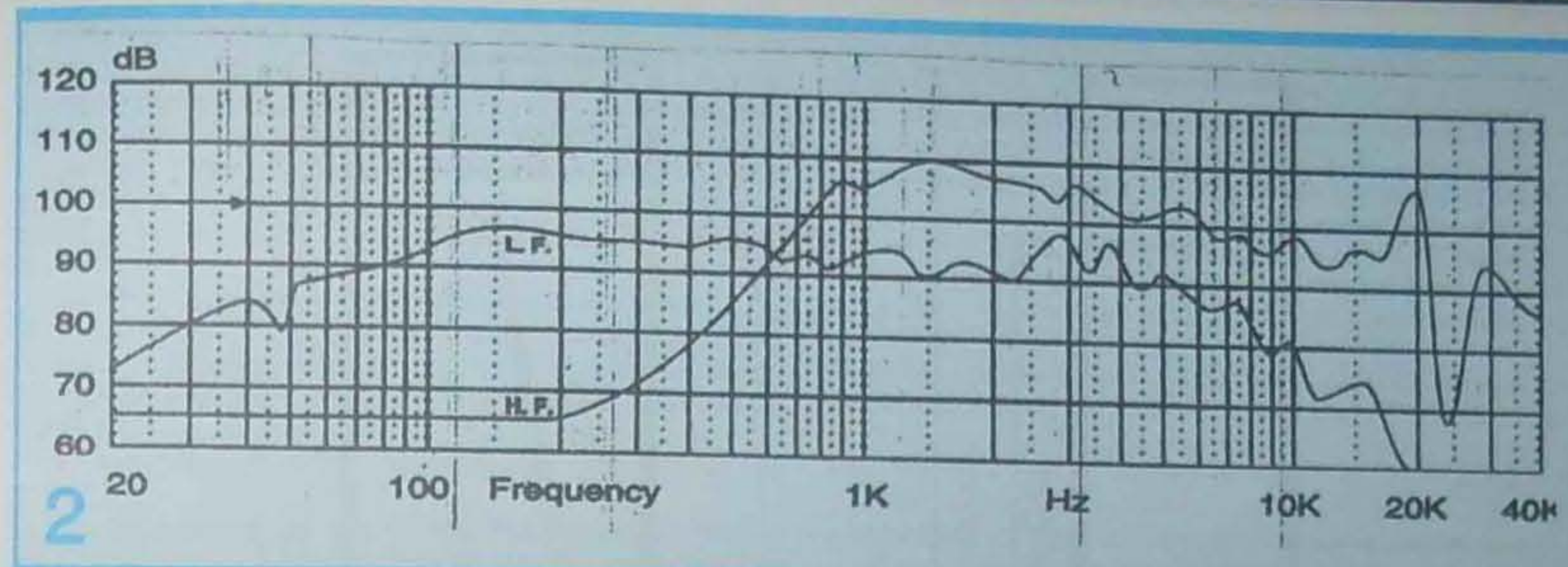
Teoretic, azi este ușor să obții aproape orice produs prin intermediul magazinelor virtuale. Constructorul DIY trebuie însă să nu uite o regulă importantă în cazul traductoarelor acustice: dacă nu a ascultat traductorul pe care vrea să-l achiziționeze, este bine să nu se hazardeze, cheltuind o sumă mare de bani pe ceva impalpabil, mai precis inaudibil, înainte de a-l achiziționa. Aceasta pentru că, în lipsa unei experiențe vaste, va fi dezamăgit de propria sa alegere, vina aruncându-o pe traductorul nevinovat. Un exemplu este mult mai edificativ: un traductor de bandă largă, construit să funcționeze singur într-o incintă care să redea tot (sau aproape tot) spectrul audio, va dezamăgi profund pe noul posesor care va observa că:

- difuzorul său nu reproduce prea bine frecvențele joase;
- are o prestație mai puternică în domeniul mediilor-înalte și al frecvențelor înalte;
- nu are un  $X_{max}$  mai mare de 1-2 mm;
- nu are o putere admisibilă mare;
- a costat de câteva ori mai mult decât un set de difuzoare specializate pe două sau trei căi, care îi asigurau o putere superioară și o liniaritate mai bună.

Iată că prin absorbția fără analiză suficientă a informației de pe net, constructorul se trezește în fața unor probleme pe care cu greu le va rezolva și, probabil, va opta pentru soluția de a vinde setul buclucaș!

O soluție care reprezintă un compromis foarte bun în fața difuzorului de bandă largă este utilizarea unui traductor coaxial. Acesta este un woofer a cărui piesă centrală este găurită, permițând montarea în spațiul creat a unui traductor specializat pe reproducerea frecvențelor înalte. În acest fel se pot rezolva cea mai mare parte a neajunsurilor prezentate de traductorul de bandă largă. Într-un alt articol am prezentat utilizarea unui coaxial profesional cu diametrul de 12", potrivit pentru uz profesional, dar și pentru incinte de casă. Principalul "neajuns" al său îl reprezenta volumul mare al incintei în care a fost montat, lucru normal de altfel, dar puțin convenabil în spații restrânse. Trebuie să menționez că și în prezent, incintele pe care ascult muzică sunt Voigt-urile echipate cu acest coaxial de 12", în ciuda faptului că suprafața camerei este mică (circa 16 m<sup>2</sup>), iar cei care au studiat proiectul prezentat în revistă au observat că incintele sunt "mici monștri". Rezultatele excelente obținute cu acest traductor m-au determinat să caut o soluție pentru o incintă care să se "potrivească" cu spațiul de audiție mai apropiate de realitatea noastră. Ocazia a fost oferită tot prin bunăvoința importatorului de traductoare P. Audio, SC Difuzoare SRL din Turnu Severin, care a adus în țară coaxialul îmbunătățit cu indicativul BM8CXA, cu diametrul de 8", adică 200 mm.

Caracteristicile tehnice ale coaxialului BM8CXA	
- impedanța nominală, ohmi	8
- puterea (RMS/program muzical), W	100/200
- SPL (woofer) - dB/1W/1m	95



- Qts woofer	0,21
- Fs woofer, Hz	53
- Xmax, mm	3
- bobină cu fir cupru pe suport Kapton	- 400°C
Driver	
- putere RMS, W	30
- SPL, dB/1W/1m	105
- banda frecvență, Hz	800-20 000
- diafragma	titan
- diametru diafragmă, mm	34,4
- unghi dispersie, grade	90

Traductorul (figura 1) are un șasiu turnat din aliaj ușor, pentru a se asigura o rigiditate ridicată, rila este din material textil tratat și membrana wooferului din celuloză tratată. Tweeterul (driver de compresie) este echipat cu o calotă din titan pur și are o presiune sonoră medie de peste 100 dB.

Caracteristica este necesară pentru alegerea unei soluții corecte pentru rețeaua de separare a incintei. Atragem atenția că cele două caracteristici nu sunt normalizate, fiind cele reale, deci aspectul relativ vălurit al caracteristicilor nu trebuie să sperie. Mulți producători de traductoare acustice prezintă caracteristica de frecvență normalizată a produselor, ceea ce înseamnă că tot ce este cuprins în intervalul +/-X dB este reprezentat ca o linie dreaptă. Dacă X = +/-1,5 dB, aproximarea este acceptabilă, dar dacă intervalul este de +/-3 dB, așa cum se practică curent, lucrurile nu mai sunt foarte corecte pentru utilizatorul difuzorului. Putem avea cazul în care caracteristica să prezinte vârfuri de +3 dB și căderi de -3 dB, ceea ce înseamnă:

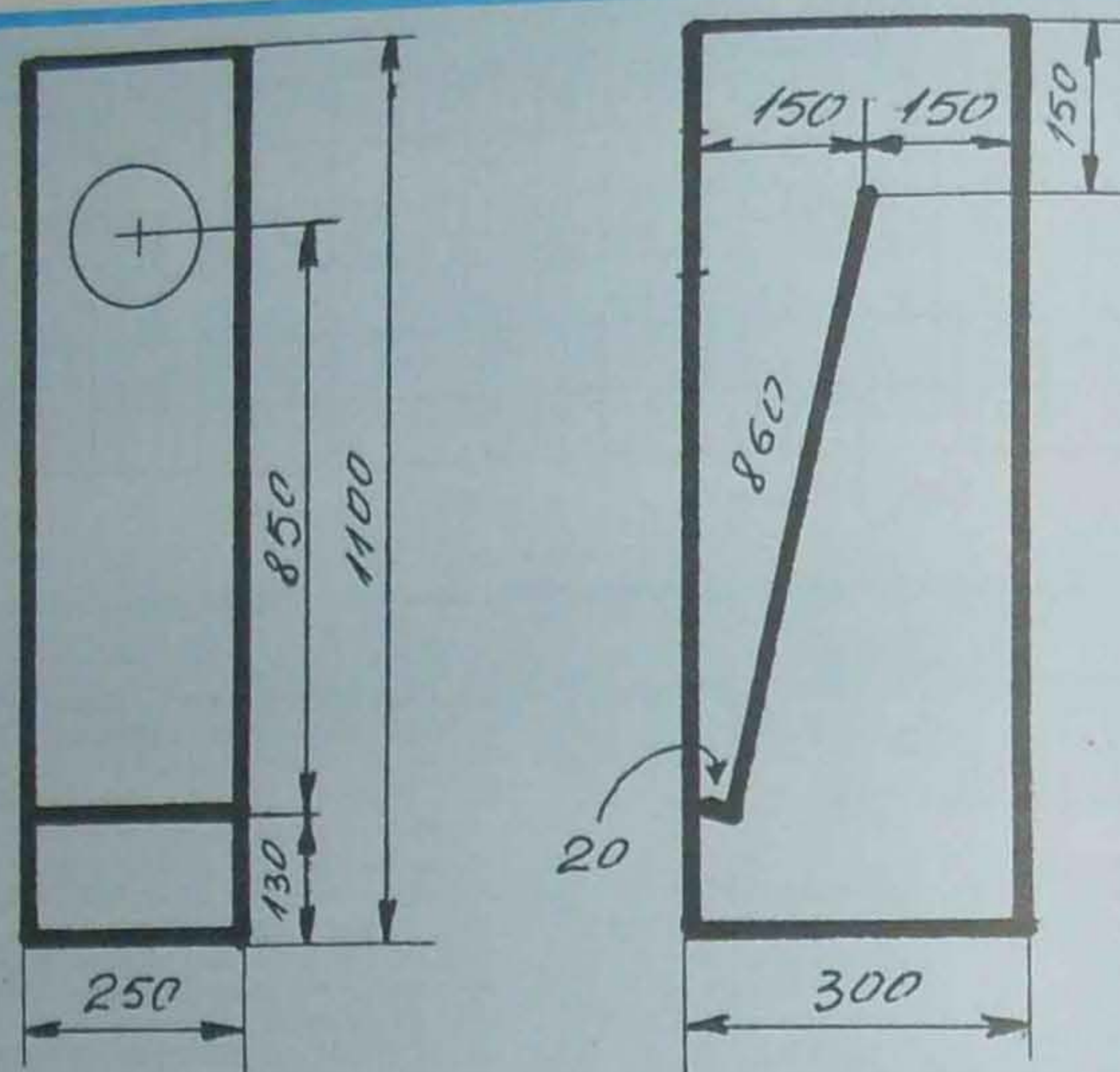
- o abatere totală de 6 dB între două frecvențe reproduse de același difuzor, astfel că una din ele se va auzi de două ori mai tare ca intensitate sonoră decât cealaltă;
- amplificatorul ar trebui să livreze, față de medie, o putere dublă pentru a accentua frecvențele în cazul frecvențelor redute cu o presiune crescută cu +3 dB! Abaterile de la liniaritatea caracteristicii de frecvență nu pot fi evitate în totalitate, astfel că nu există un difuzor perfect complet neutru acustic! De altfel, s-a observat că incintele care au caracteristici de frecvență foarte liniare, obținute prin mari eforturi ale constructorilor lor, nu sunt foarte bine cotate de potențialii beneficiari, reproșându-li-se un sunet șters, lipsit de strălucire și frumusețe, deși, tehnic vorbind, sunt cele mai apropiate de perfecțiune. Desigur că nici realizările tehnice care "pun de la ele" nu sunt bine cotate, colorațiile puternice care alterează timbrul sunetului nefiind agreeate. Trebuie menționat și faptul că urechea umană nu percepe valori ale distorsiunilor însumate de până la 3%, dar e relativ sensibilă la deformări timbrale.

Construcția incintei, în figura 3 sunt prezentate dimensiunile unei incinte tip Voigt, calculată pentru o frecvență de rezonanță inferioară frecvenței de rezonanță în aer liber  $F_s$  a wooferului. Această soluție îmbunătățește răspunsul la frecvențe joase al wooferului, cu sacrificiul reducerii puterii maxime suportate de woofer. Pentru limitarea acestui efect,

dar - și mai important - pentru reducerea distorsiunilor, wooferul este amortizat suplimentar prin reducerea suprafeței deschise a incintei. Precizez că toate dimensiunile din figura 3 sunt dimensiuni interioare, date pentru a nu limita utilizarea materialului de care dispune constructorul. Se poate folosi, în ordine, placajul din esențe tari, de grosime mare, MDF sau PAL. Grosimea poate fi 18 mm, 22 mm sau 25 mm, în funcție de posibilități și specific faptul că fiind o incintă deschisă tip horn, nu este imperativă utilizarea unui material anume, care în opinia unora va asigura efecte antirezonante superioare. Această problemă o vom rezolva în alt mod pentru puriști. De aceea, în cele ce urmează voi lua în calcul utilizarea de MDF sau PAL tip mobilă, cu grosimea de 18 mm, materiale ce pot fi procurate și tălitate pe loc la atelierele de specialitate. Nu recomand utilizarea de PAL melaminat, pentru complicațiile care apar: aplicarea de cant, costul materialului ridicat, asamblare greoaie cu silicon. În calculul suprafețelor, care vor fi debitate la atelier, se va avea în vedere aplicarea unei fețe suplimentare, care va fi lipită cu adeziv în exces și puternic presată pe fața incintei asamblate, pentru a nu risca apariția de zgomote parazite la puteri mai mari.

- Iată pașii de urmat:
- se face un calcul amănunțit al suprafețelor necesare pentru o pereche de incinte;
  - la cea de a II-a față aplicată, se va lua în calcul ca această să acopere complet partea superioară a incintei, de la deschiderea din partea inferioară până la partea superioară;
  - se debitează materialul necesar;
  - se assemblează materialul cu adeziv tip aracet de tâmplărie și se lasă să se usuce minimum 24 de ore. Se pot folosi șuruburi tip Rigips pentru menținerea plăcilor în poziție până la uscarea adezivului. Se pot scoate ulterior sau pot rămâne în material;
  - înainte de asamblarea peretelui lateral, pe pereții laterali și pe cel din spate se pot lipi, în diagonală, fâșii de placă bituminoasă autoadezivă. Atenție, nu se plasează sub zonele de lipire cu aracet. Lățimea fâșiei de circa 30-40 mm este suficientă. Rolul acestor fâșii este de a reduce suplimentar vibrațiile pereților, fără a crește prea mult grosimea materialului utilizat. Pentru siguranță, aceste fâșii se vor asigura suplimentar cu șuruburi autofiletante potrivite și șaibe plate sau crenelate. Acest tratament se poate aplica incintelor cu pereți relativ subțiri, mai ales acelor din clase ieftine, la care economia prevalează. Tratamentul nu este însă foarte ieftin. Materialul se poate procura de la Monacor România. (Ca un fapt divers, dar interesant, trebuie să amintesc că plăcile bituminoase au înlocuit o soluție care s-a încercat cu ani în urmă, și anume placarea cu folii de plumb, metal greu și inert. Soluția, cu rezultate excelente, nu era nici pe departe ieftină și dezlipirea în timp a unor mici suprafețe ducea la zgomote parazite ce necesitau demontarea incintei);
  - se assemblează complet incintele și se execută decuparea pentru difuzor la diametrul cerut. După uscarea completă se trece la o șlefuire atentă a suprafețelor, în special a feței pe care urmează a se aplica dublura;

3



- dublura feței va fi decupată după un șablon și corectată;  
- se lipește dublura pe fiecare incintă cu adeziv în exces și se menține cu ajutorul unor greutateți pregătite din vreme, o presiune puternică pentru o lipire pe toată suprafața. Se îndepărtează adezivul în exces cu o cârpă umedă;

- după uscarea completă se trece la finisarea prin șlefuire a suprafețelor. Se va executa o evazare prin șlefuire a feței aplicată pentru a se evita efectul de tub. Adâncimea evazării se determină scăzând din grosimea materialului 12 mm, grosimea ramei coaxialului;

- se recomandă ca și fața incintei să fie racordată cu peretele lateral printr-o suprafață curbă, obținută prin frezare cu o freză manuală cu ghidaj, sau chiar prin șlefuire grosieră și fină cu o mașină de șlefuit cu bandă. Dacă nu aveți experiență, este însă mai bine să nu vă hazardați în această operație.

Finisarea incintelor depinde de gustul fiecăruia, însă pentru a obține un rezultat de calitate se recomandă aplicarea unui strat de spritz chit cu întărire rapidă după șlefuirea atentă a întregii suprafețe. După întărire (minimum 48 ore), se șlefuește fin întreaga suprafață și se poate aplica o vopsea auto, de exemplu neagră, urmată, după uscare și corectare prin șlefuire fină, de un lac mat, semitransparent. Se mai poate aplica folie autocolantă ce imită furnirul, soluție care cere puțină experiență și îndemănare.

Incintele se vor dota, pentru o maximă izolare de suprafața de așezare, cu vârfuri (spike-uri) din oțel călit (prezentate deja în revistă). Acestea pot fi procurate din magazinul MUZICA, unde mai pot fi procurate și alte accesorii (plăci de borne, cabluri de diferite secțiuni, accesorii pentru fixarea unei măști de protecție etc.).

**Construcția rețelei de separare.** Rețeaua de separare adoptată (figura 4) a fost stabilită pe baza unor considerații legate de proprietățile celor două transductoare și s-au avut în vedere următoarele:

- liniarizarea caracteristicii de frecvență a ansamblului incintă-transductoare;

- uniformizarea presiunilor acustice ale wooferului și driverului;

- alegerea unei frecvențe de tăiere într-un domeniu care să permită evitarea accidentelor din benzile de frecvență ale fiecărui transductor. Din acest punct de vedere, zona 2-2,5 kHz pare a fi cea mai potrivită pentru ambele transductoare.

Dacă avem în vedere caracteristicile de frecvență, acest domeniu este acceptabil pentru woofer, care după acest domeniu are creșterile tipice înainte de atenuarea accentuată de la capătul superior al benzii de frecvență redată. Din punctul de vedere al driverului, acest domeniu este acceptabil din mai multe motive:

- este suficient de depărtat de  $F_s$ , situată sub 800 Hz;  
- se evită zona 1-2 kHz, unde SPL-ul driverului este maxim, în jur de 108 dB;

- depărtarea driverului de zona în care redarea calotei de titan imprimă un ton metalic, dur, mesajului sonor.

Pentru rețea s-a adoptat tot un filtru Butterworth de ordinul II, ce asigură o pantă de 12 dB/octavă. Pentru că îmbinarea caracteristicilor transductoarelor se face în acest caz la -3 dB, iar în final se obține o creștere de +3 dB, s-a corectat rețeaua pentru a se asigura o intersecție a caracteristicilor la -6 dB, astfel că obținem o caracteristică de frecvență liniară. Având în vedere că o astfel de rețea de separare produce un defazaj de 180 grade, se impune conectarea inversată ca fază a driverului față de conexiunea wooferului. Construcția coaxială ușurează această corecție. Trebuie menționat că în cazul transductoarelor separate, montate pe același panou fără corecția de fază (zero delay plane), inversarea polarității tweeterului se face mai mult orbește, având în vedere că un constructor DIY nu dispune de aparatura necesară măsurării diferențelor de fază și ca atare nu poate interveni în corectarea rețelei de separare decât dacă are ureche suficient de bună pentru a aprecia corect formarea și profunzimea imaginii stereo (soundstage). În multe cazuri, nici nu este necesară această conectare în antifază, dar este dificil de constatat de către un amator.

Pentru a nu interveni în circulația aerului în interiorul incintei, se recomandă montarea rețelei de separare într-o cutie separată, prevăzută cu placă de borne simplă sau, la alegere, dublă, pentru bi-wiring sau bi-amp-ing, de bună calitate, care să permită utilizarea cablurilor de secțiune mare sau a bananelor de 4 mm. Prinderea se va face în dreptul traductorului, pentru scurtarea traseelor. Cablul se va trece prin găuri ce vor fi etanșate cu silicon.

Componentele rețelei vor fi de bună calitate, Bobinele se vor executa cu sârmă de cupru cu grosime de minimum 1 mm, pentru a se obține o rezistență în c.c. sub 0,5 ohmi. Este de preferat ca bobina în serie cu wooferul să fie executată cu sârmă de 1,5 mm, chiar dacă va crește ca gabarit și preț. De preferat o măsurare a inductanței și corectate bobinele ca atare.

Condensatoarele utilizate vor fi, preferabil, de tip MKP sau MKT și, dacă există posibilitatea, se vor măsura cu o punte RLC pentru o valoare cât mai apropiată de cea indicată și cu diferențe minime între o incintă și alta. Condensatoarele vor avea în paralel condensatoare MKT sau MKP cu valoare de 0,1 microfarazi la minimum 160 volți.

Cablarea se va efectua cu cablu pentru incinte cu secțiunea de minimum 2,5 mm<sup>2</sup>, prevăzută cu papuci pentru driver

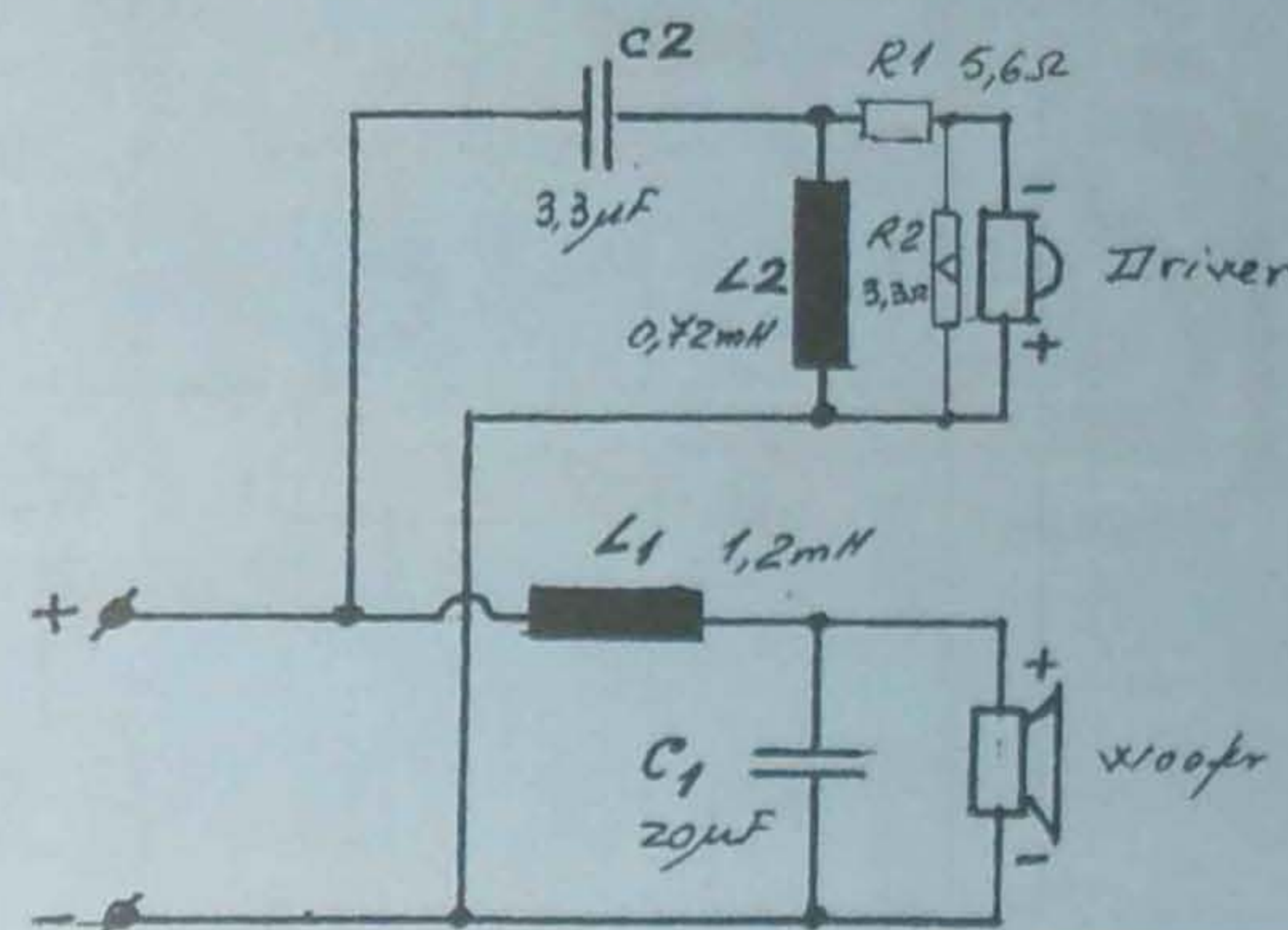
cu a interiorului incintei se va plasa din partea închisă, pe peretele înclinat, până la peretele superior, și apoi lăsat liber până la deschiderea din partea inferioară. Materialul se va prinde pe peretele superior cu holtșuruburi.

Montarea coaxialului se va face de preferat cu șuruburi speciale, prevăzute cu piulițe captivate în material, cu diametrul filetelui de 5 mm. Aceasta și datorită faptului că un coaxial cântărește peste 5 kg, centrul de greutate după montaj fiind mult în interiorul incintei, deci un efort mare pe filetul din materialul de prindere.

Se poate opta și pentru construcția unei rame de protecție pe care se întinde un material rar, transparent acustic, în ton cu finisarea incintei, fixată cu elemente specializate sau cu arici. Pentru audiții se recomandă ca ramele să fie scoase de pe incintă pentru că modifică suficient de mult calitatea audiției, fapt pe care l-am observat la majoritatea incintelor.

**Considerații finale.** Am fost întrebat de mai multe ori cu ce incinte de pe piață pot compara incintele pe care le construiesc. Am răspuns că nu se pot compara cu ceea ce se găsește în rețeaua de magazine "specializate". De ce? Pentru că:

- folosesc transductoare de calitate, al căror preț, într-un set pentru două incinte, depășește de cele mai multe ori prețul unor incinte ce se găsesc în raioanele supermarketurilor;



și capete cositorite pentru woofer, care dispune de conectoare cu arc, aurite. Cablurile se vor lăsa suficient de lungi pentru a permite manevrarea coaxialului la montare și demontare.

**Materialul de amortizare.** Acest material este foarte important pentru a evita apariția undelor staționare și a colorațiilor nedorite prin multiple rezonanțe, în special în domeniul frecvențelor medii.

Pe pereții laterali, pe cel superior și pe peretele din spate se va aplica un strat de material fonoabsorbant cu grosimea de 5 mm, material utilizat ca furnitură de croitorie pentru căptușeli, cu o culoare predominant cenușie. Fixarea se face înainte de închiderea incintei, cu ajutorul unor puncte de pre-nadez, asigurată cu capse sau holtșuruburi mici. Aplicarea materialului se face până la limita de vizibilitate prin deschiderea de la partea inferioară.

O fâșie de minet cu grosimea de 40 mm și lățimea egală

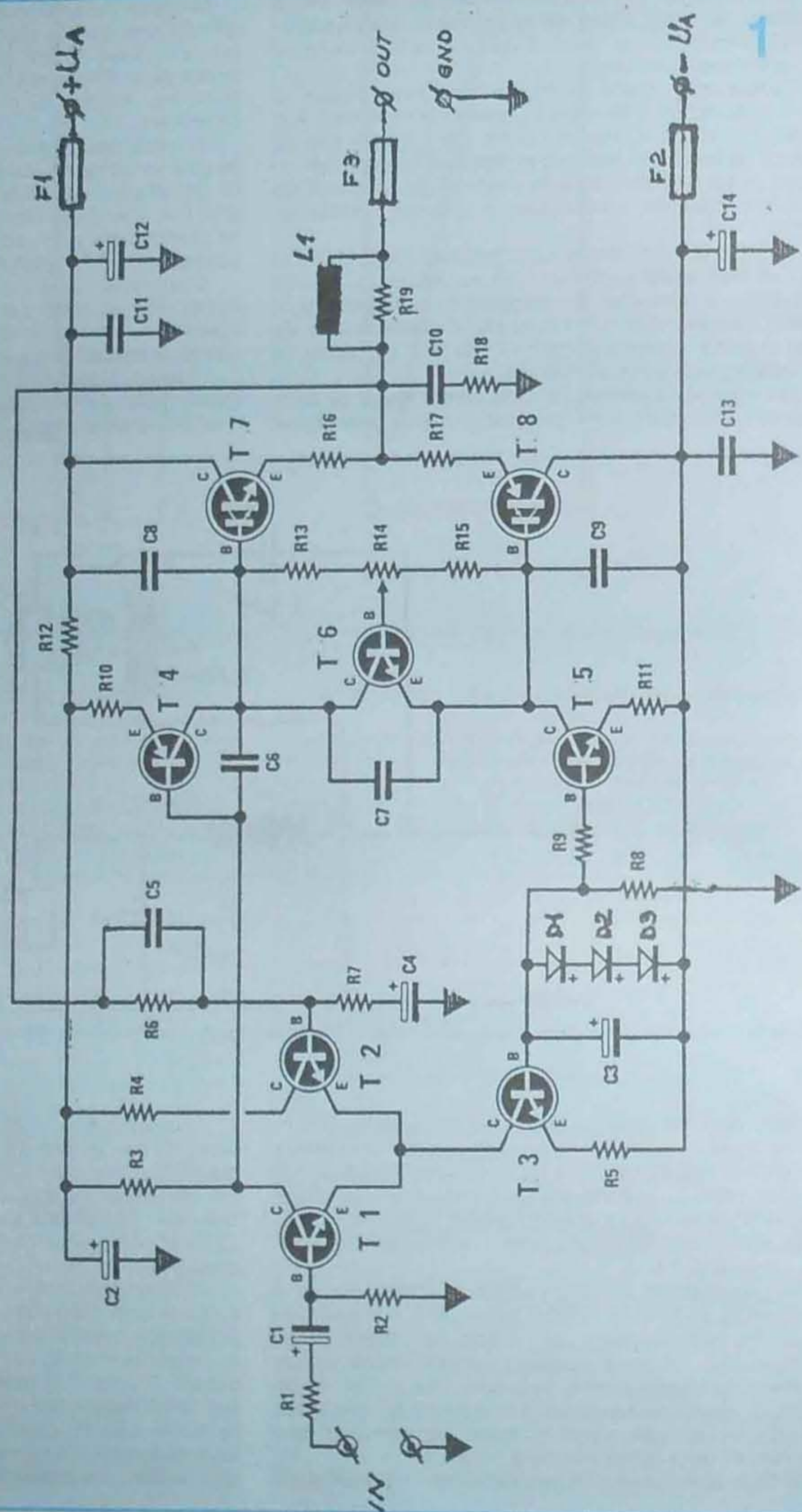
- am adoptat soluții tehnice care în regim de producător specializat nu se folosesc decât la incinte foarte scumpe, de ordinul a mii de euro. La acest preț sunt prohibitive pentru marea majoritate a iubitorilor muzicii, dar pot fi realizate cu cheltuieli mult mai mici, dar cu efort, experiență și răbdare de către un constructor amator bine intenționat și lipsit de prejudecăți;

- lipsa prejudecăților și dorința de a realiza ceva de calitate sunt extrem de importante. Atunci când pleci de la ideea că nu poți depăși un produs industrial mai ieftin sau mai scump, când te compari cu realizări de 50-100 USD, evident că reușita este departe. Și apoi, când melomanii declară că aceste incinte nu sunt deloc reușite, dar prețul celor de calitate este prohibitiv, ce rost ar avea copierea unor nereușite? Investiția în transductoare de calitate și o muncă inteligentă vor fi garanția obținerii unor rezultate net superioare.

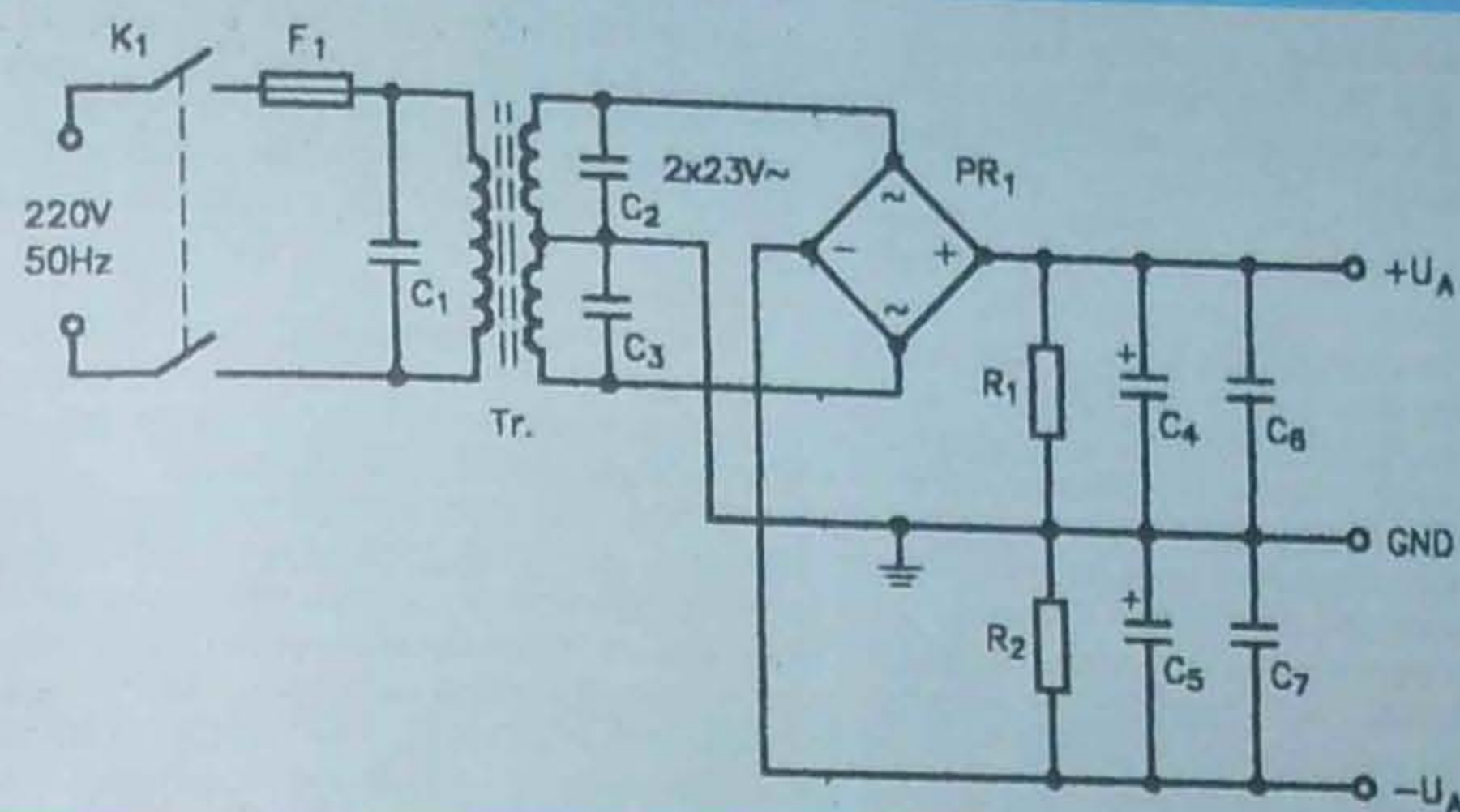


# AMPLIFICATOR

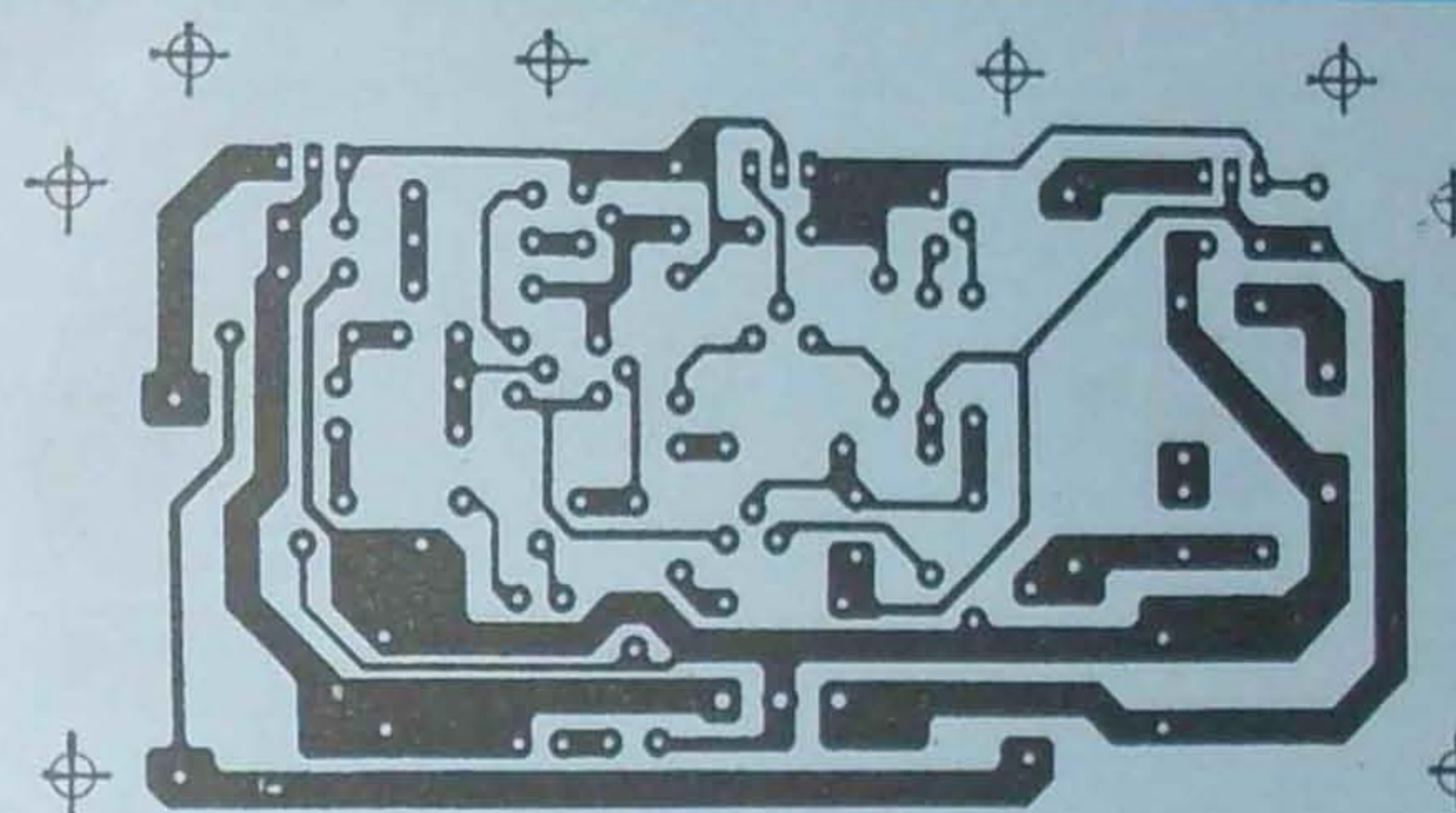
AUDIO PERFORMANT



Prof. Ing.  
EMIL MARIAN



2



3

Orice aparat electroacustic are în componența sa un amplificator de audiofrecvență de putere, în scopul redării cât mai fidele a informației conținute de un program muzical. De performanțele amplificatorului audio, în ceea ce privește puterea transmisă incintelor acustice, banda de frecvențe de lucru și raportul semnal-zgomot, depinde calitatea finală obținută în momentul audierii. Din categoria amplificatoarelor performante încadrabile în clasa HI-FI, având concomitent un preț de cost relativ scăzut, face parte și amplificatorul prezentat în acest articol. Faptul că el este realizat cu componente electronice active și pasive simple îi mărește foarte mult durata de funcționare în timp, deoarece în cazul, cu totul accidental, de apariție a unei defecțiuni, amplificatorul se poate depana foarte simplu (prin înlocuirea componentelor deteriorate).

Menționez faptul că acest amplificator audio a fost realizat practic de elevii din clasele a XII-a, de profil electronică industrială, constituind totodată un subiect excelent ce privește o aplicație practică pentru Examenul de Competențe Profesionale.

Performanțele estimate inițial (și, de altfel, confirmate practic) ale amplificatorului audio sunt următoarele:  
Puterea nominală  $P_N = 30W$

- |                               |                     |
|-------------------------------|---------------------|
| Impedanța de intrare          | $Z_i = 47k\Omega$   |
| Impedanța de ieșire (sarcina) | $Z_e = 8\Omega$     |
| Tensiunea de intrare          | $U_i = 0,85V_{RMS}$ |
| Banda de frecvență            | $BW = 15Hz - 35kHz$ |
| Atenuarea la capetele BW      | $A_{BW} = -3dB$     |
| Raportul semnal-zgomot        | $S/N \geq 75dB$     |
| Viteza de creștere, slew-rate | $SR \geq 20V/\mu s$ |
| Distorsiuni armonice totale   | $THD \leq 0,08$     |
| Distorsiuni de intermodulație | $TID \leq 0,02$     |
| Tensiunea de alimentare       | $U_A = \pm 30V$     |
| Curentul de mers în gol       | $I_0 = 70mA$        |
| Curentul nominal              | $I_N = 1A$          |

Schema electrică a amplificatorului (un canal informațional) este prezentată în figura 1. Analizând schema electrică, se observă că ea prezintă toate etajele funcționale proprii unui amplificator de audiofrecvență, și anume:

- etajul de intrare;
  - etajul pilot;
  - sursa de tensiune constantă;
  - etajul final;
  - etajul reacției negative totale;
  - etajul de protecție.
- Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare prin

intermediul grupului R1, C1. Etajul de intrare este format dintr-un amplificator diferențial, în componența căruia intră tranzistoarele T1 și T2. Rezistența R2, amplasată în baza tranzistorului T1, definește impedanța de intrare a amplificatorului.

Baza tranzistorului T1 reprezintă intrarea neinvertată a amplificatorului diferențial, iar baza tranzistorului T2, intrarea inversată. Rezistențele R3 și R4 reprezintă sarcina amplificatorului diferențial. Un filtraj suplimentar al tensiunii pozitive de alimentare a acestuia este realizat de grupul C2, R12. În emitorul amplificatorului diferențial, în locul "clasice" rezistențe unice a fost prevăzută o sarcină dinamică. Ea este formată dintr-un generator de curent constant, format din tranzistorul T3 și componentele electrice pasive aferente (R5, C3, D1, D2, D3, R8). Așa cum bine se cunoaște, un generator de curent constant prezintă o rezistență electrică echivalentă mică în curent continuu și foarte mare în curent alternativ. Acest artificiu de montaj oferă amplificatorului diferențial o stabilitate deosebită în funcționare

în ceea ce privește banda de frecvențe BW amplificată și eventualele variații de temperatură de mediu ambiant. Dacă tranzistoarele T1 și T2 prezintă același factor de amplificare în curent,  $h_{21E}$  (condiție obligatorie la realizarea practică), configurația generală a etajului de intrare permite o reducere puternică a zgomotului de fond,  $CMMR \geq 3000$  ( $CMMR$  - Common Mode Rejection Ratio).

Totodată, variația eventuală a tensiunii de alimentare a etajului de intrare și variațiile de temperatură ale mediului ambiant din amplificator nu influențează funcționarea normală a acestuia.

Semnalul de intrare amplificat de către amplificatorul diferențial este preluat din colectorul tranzistorului T1 și aplicat galvanic în baza tranzistorului T4. Acesta îndeplinește funcția etajului pilot, și anume amplificarea maximă în tensiune a semnalului de intrare. În colectorul tranzistorului T4 se află sursa de tensiune constantă flotantă, ce conține tranzistorul T6, înseriat galvanic cu o rezistență de sarcină "echivalentă". Ea este formată

dintr-un al doilea generator de curent constant, format din grupul T5, R9, R11. Avantajele utilizării sarcinii active au fost menționate anterior. Deoarece ea reprezintă o rezistență de sarcină echivalentă  $R_{ECH}$  foarte mare în curent alternativ, rezultă că amplificarea în tensiune a etajului pilot ( $A_n \approx R_{ECH}/R_{10}$ ) va fi foarte mare - fapt urmărit inițial. Amplificarea va fi ulterior STRICT reglementată de bucla de reacție negativă totală, realizată de etajul reacției negative totale. Condensatorul C6, amplasat între baza și emitorul tranzistorului T4, reprezintă împreună cu el un filtru activ care sporește stabilitatea dinamică a amplificatorului, blocând amplificarea inițială a semnalelor electrice de frecvență ultrasonoră.

Sursa de tensiune constantă este realizată cu ajutorul tranzistorului T6 și al componentelor electrice aferente (R13, R14, R15, C7). Ea reprezintă un montaj de tip superiodă, la care avem posibilitatea de a regla valoarea tensiunii de polarizare  $U_{CE}$  a tranzistoarelor din etajul final. Reglajul tensiunii  $U_{CE}$  se face acționând cursorul potențiometrului semireglabil R14. Condensatorul C7 a fost prevăzută pentru un filtraj suplimentar al tensiunii  $U_{CE}$ , îmbunătățind comportarea dinamică a sursei de tensiune constantă în timpul regimurilor tranzitorii de lucru ale amplificatorului.

Etajul final al amplificatorului conține tranzistoarele T7 și T8. Ele sunt tranzistoare de tip superbeta, care asigură o amplificare mare în curent, necesară bunei funcționări a etajului final. Condensatoarele C8 și C9 realizează, împreună cu tranzistoarele T7 și T8, filtre active trece-jos. Ele măresc fundamental stabilitatea în funcționare a amplificatorului, prevenind amplificarea semnalelor ultrasonore. Rezistențele R16 și R17 reprezintă niște reacții negative locale de curent, care de asemenea îmbunătățesc funcționarea tranzistoarelor T7 și T8, asigurând totodată menținerea stabilității etajului final într-o gamă largă de temperaturi. Grupul C10, R18 reprezintă clasicul filtru BUCHEROT, care previne oscilațiile amplificatorului, mai ales în timpul regimurilor tranzitorii de lucru. Bobina L1 a fost amplasată pentru a

oferi amplificatorului caracterul rezistiv-inductiv, care optimizează cuplajul cu o sarcină de aceeași natură.

Etajul reacției negative totale este realizat cu ajutorul grupului R6, C5, R7, C4. El definește și totodată controlează strict amplificarea generală în tensiune a amplificatorului:

$$A = 1 + \frac{R_6}{R_7} \quad (A \approx 40dB)$$

Etajul de protecție este format din grupul de siguranțe fuzibile F1, F2 și F3. Siguranțele F1 și F2 protejează difuzorul WOOFER (cuplat galvanic) din incinta acustică, dacă se produce un scurtcircuit al tranzistoarelor T7 sau T8, decuplând imediat sursa de tensiune aferentă. Totodată, este protejată la scurtcircuit și sursa de alimentare cu energie electrică. Siguranța fuzibilă F3 protejează difuzoarele din incinta acustică la depășirea cu cca 15-20% a puterii nominale livrate de amplificator (un semnal de intrare mult mai mare decât cel nominal).

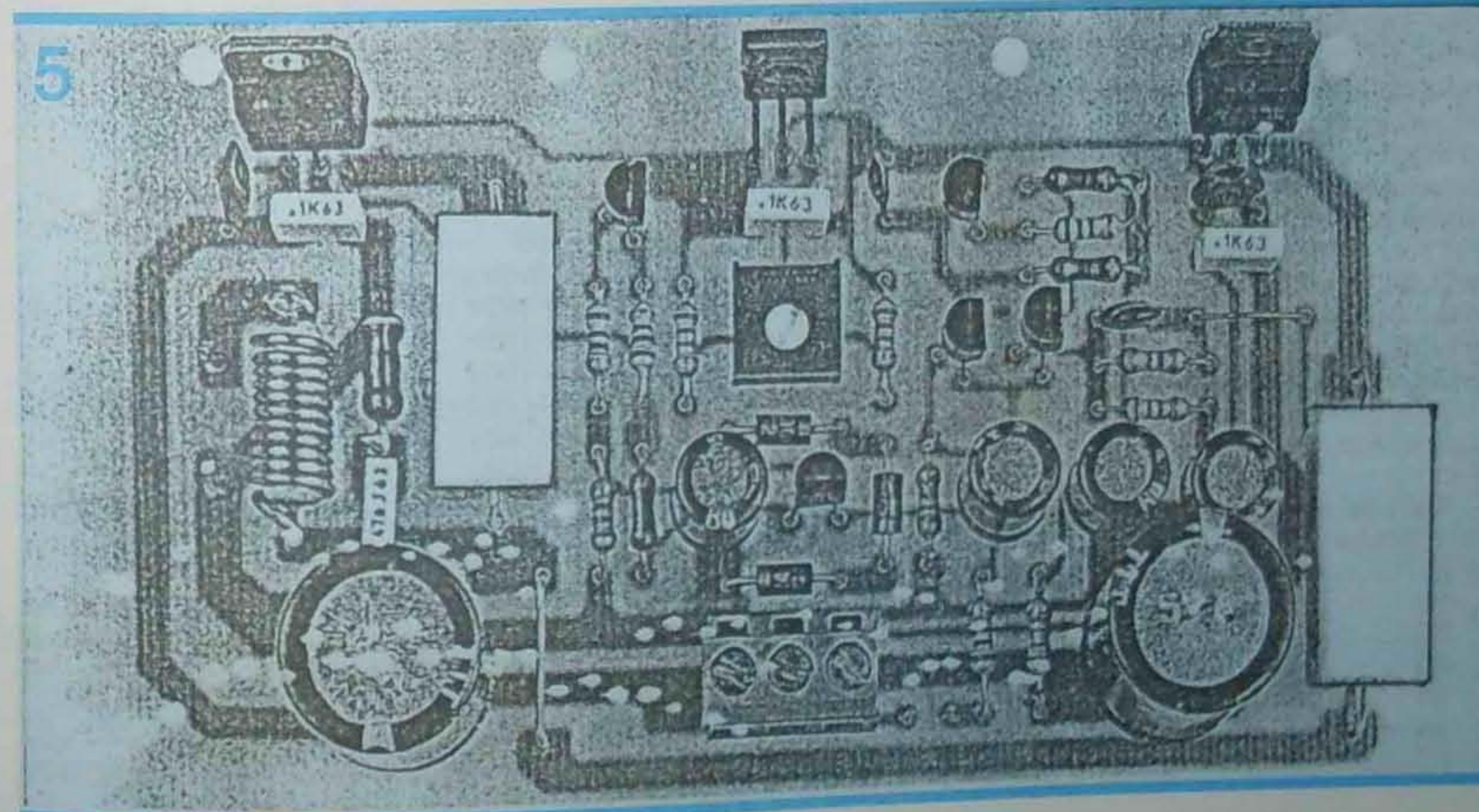
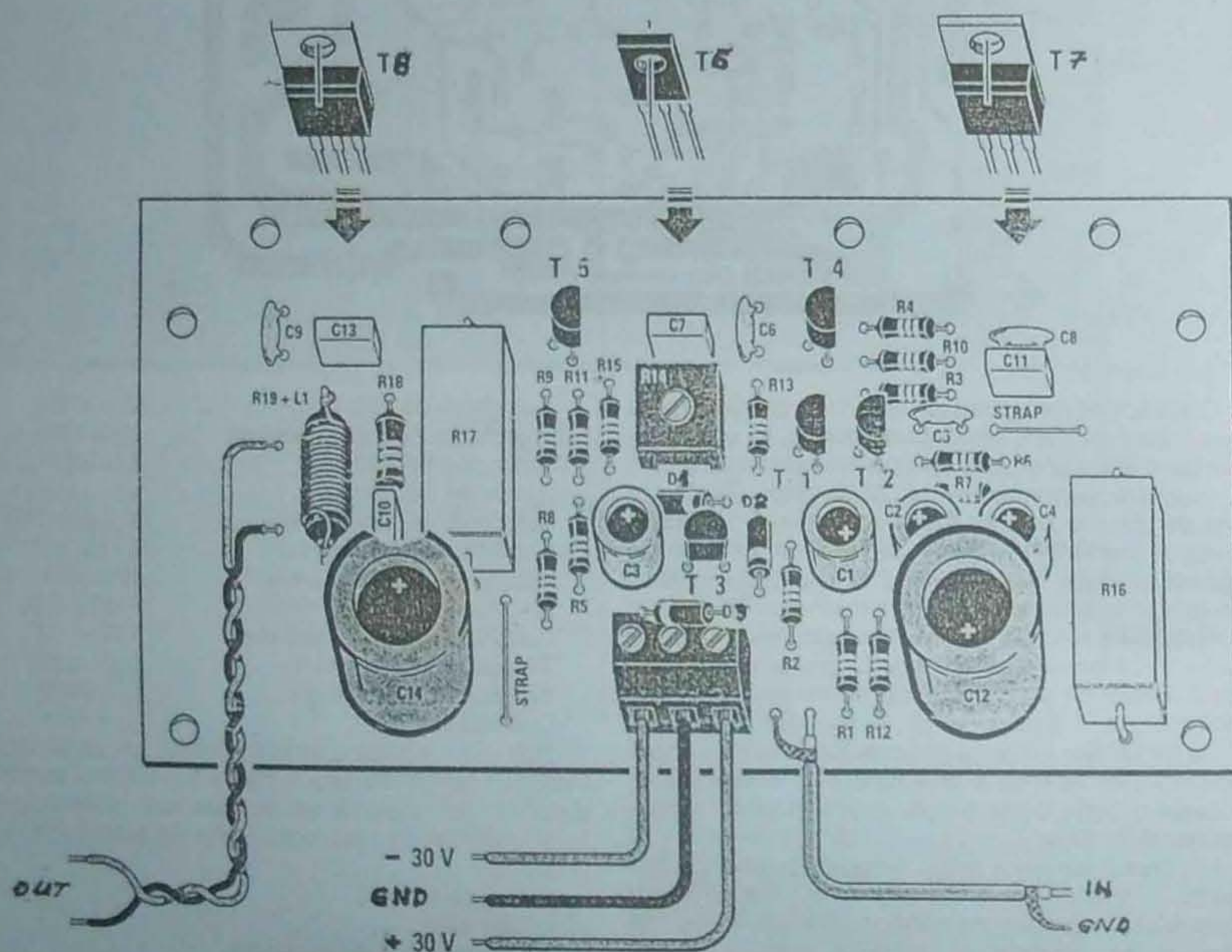
Desigur că amplificatorul, odată construit, trebuie alimentat cu energie electrică (practic, tensiune). Ținând cont că o audiție actuală nu poate fi decât cel puțin stereo, recomand sursa de alimentare a cărei schemă electrică este prezentată în figura 2.

Transformatorul TR prezintă o putere de cca 150 VA, având două înfășurări secundare ce livrează tensiunile de 2x23V și curenții de minimum 3A. Urmează puntea redresoare PR1, care transformă tensiunile alternative în tensiuni continue pulsatorii. Filtrajul tensiunilor este asigurat de către grupul de condensatoare C4, C5, C6, C7. Buna funcționare a punții redresoare, precum și descărcarea grupului de condensatoare în regim de repaus sunt asigurate de către rezistențele R1 și R2. Protecția generală a sursei este asigurată de siguranța fuzibilă F1.

**Realizare practică și reglaje**

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlă-textolit placat cu folie de cupru. O variantă practică de

4



cablaj imprimat, care a dat rezultate foarte bune, este prezentată în figura 3 (un modul amplificator). Dispunerea componentelor electrice pe plăcuța de cablaj imprimat este prezentată în figura 4. Se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate, verificate electric și mecanic înainte de montare. O vedere generală a plăcuței cu toate componentele electronice este prezentată în figura 5. În mod practic, pentru un amplificator stereo, cu două canale informaționale, L și R, se realizează două module identice. Pentru sursa de tensiune continuă  $U_A = \pm 30V$  nu am prezentat cablaj, deoarece montajul este extrem de simplu. Se menționează că siguranțele fuzibile F1, F2, F1' și F2' se amplasează tot pe plăcuța de cablaj imprimat a sursei. Siguranțele fuzibile F3 și F3' se amplasează în socluri montate pe panoul din spate (sau lateral) al amplificatorului stereo. Pentru tranzistoarele finale T7, T8, T7' și T8' și pentru T6 și T6' a fost prevăzut un radiator comun din aluminiu, cu aripioarele de răcire amplasate pe o singură parte. Tranzistoarele menționate se izolează galvanic de radiator cu foite de mică și rondele de trecere a șuruburilor confecționate dintr-un material electrozolant (textolit, teflon etc.).

Radiatorul pentru amplificator stereo va avea dimensiunile de minimum (340 x 80) mm<sup>2</sup>, iar grosimea de cca 30 mm (partea cu aripioare de răcire).

După realizarea practică a sursei duble de tensiune și a montajului radiator plus două module amplificator, se trece la măsurători și reglaje. Se măsoară cele două tensiuni  $+U_A$  și  $-U_A$  ale sursei de tensiune, care trebuie să fie (în gol) de cca 32V. Se acționează cursoroarele potențioanelor semireglabile R14 (și R14') la o poziție înspre terminalul rezistenței R15 (și R15').

Se scoate din soclu siguranța fuzibilă F1 și ulterior se introduc în locul ei terminalele unui miliampermetru de curent continuu (pe gama de cca 500mA), evident, respectând polaritatea miliampermetrului față de sursa de curent (adică plusul AMC-ului spre sursa pozitivă de tensiune, iar minusul spre montaj). Se străpează (scurtcircuitează) intrarea amplificatorului. Se alimentează cu energie electrică primul modul al amplificatorului stereo și se acționează (cu grijă) cursorul potențioanelor semireglabile R14, până ce miliampermetrul indică un curent de mers în gol  $I_0 = 70mA$ . După acest lucru se deconectează sursa de tensiune și se montează în locul miliampermetrului siguranța fuzibilă F1. Se repetă același algoritm de reglaje și pentru al doilea modul al amplificatorului stereo. După aceste reglaje, amplificatorul este gata de funcționare (evident, îndepărtăm străpurile de la intrări). Amplificatorul și sursa de tensiune comună se amplasează într-o cutie metalică (cu pereții groși de cca 1 mm), iar în partea ei din spate se amplasează radiatorul cu cele două module audio. Realizat și montat corect, amplificatorul stereo va oferi o satisfacție deplină audiofilului.

**Lista de componente electrice (pentru un modul amplificator)**

R1	5,6kΩ / 0,25W
R2	47kΩ / 0,25W
R3	820Ω / 0,5W
R4	820Ω / 0,5W
R5	820Ω / 0,5W
R6	47kΩ / 0,25W

R7	1,2kΩ / 0,25W
R8	3,3kΩ / 0,25W
R9	1kΩ / 0,25W
R10	10kΩ / 0,25W
R11	220Ω / 0,25W
R12	100Ω / 0,5W
R13	560Ω / 0,25W
R14	2kΩ / 0,5W
R15	560Ω / 0,25W
R16	0,47Ω / 5W
R17	0,47Ω / 5W
R18	10Ω / 0,5W
R19	100Ω / 1W
C1	47μF
C2	47μF
C3	47μF
C4	47μF
C5	56pF, ceramic
C6	56pF, ceramic
C7	100nF, poliester
C8	100pF, ceramic
C9	100pF, ceramic
C10	47nF, poliester
C11	100nF, poliester
C12	220μF
C13	100nF, poliester
C14	220μF
L1	10-11 spire din conductor CuEm Ø 1mm
D1	1N4007
D2	1N4007
D3	1N4007
T1	MPSA06
T2	MPSA06
T3	MPSA06
T4	MPSA56
T5	MPSA06
T6	BD135
T7	BDX53C
T8	BDX54C

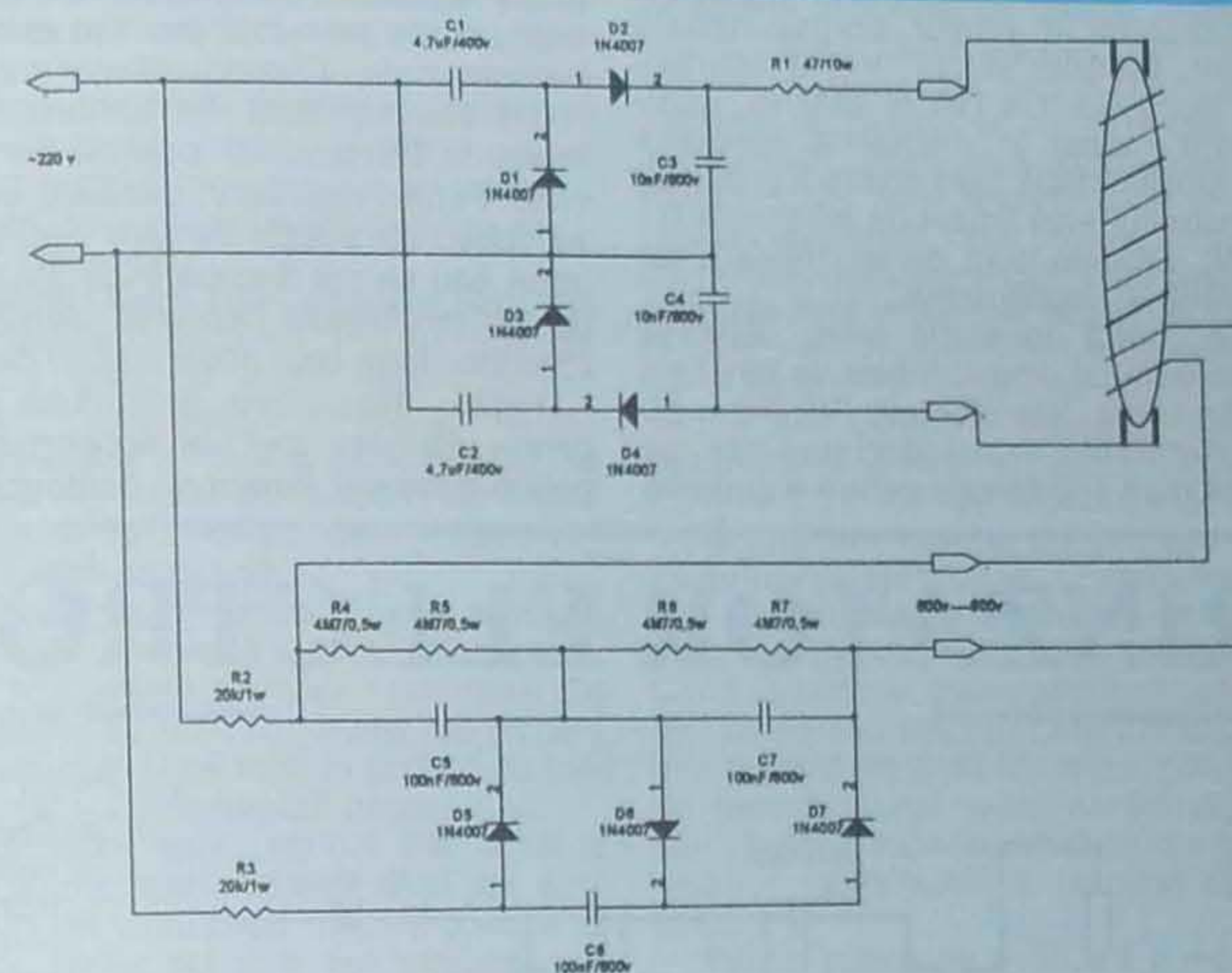
**Lista de componente electrice pentru sursa de tensiune**

K1	comutator 220V/1A
F1	siguranță fuzibilă 1A
R1	1kΩ / 2W
R2	1kΩ / 2W
P1	punte redresoare 10PM1 (cu radiator)
C1	0,1μF / 100V
C2	0,1μF / 100V
C3	0,1μF / 100V
C4	4700μF / 40V
C5	4700μF / 40V
C6	0,1μF / 100V
C7	0,1μF / 100V

**BIBLIOGRAFIE**

ȘERBAN NAICU, EMIL MARIN, 101 MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE, Ed. Național, 1998  
 Colecția revistei TEHNIUM, anii 1998-2004  
 Colecția revistei ELECTRONIQUE PRATIQUE, anii 2000-2004

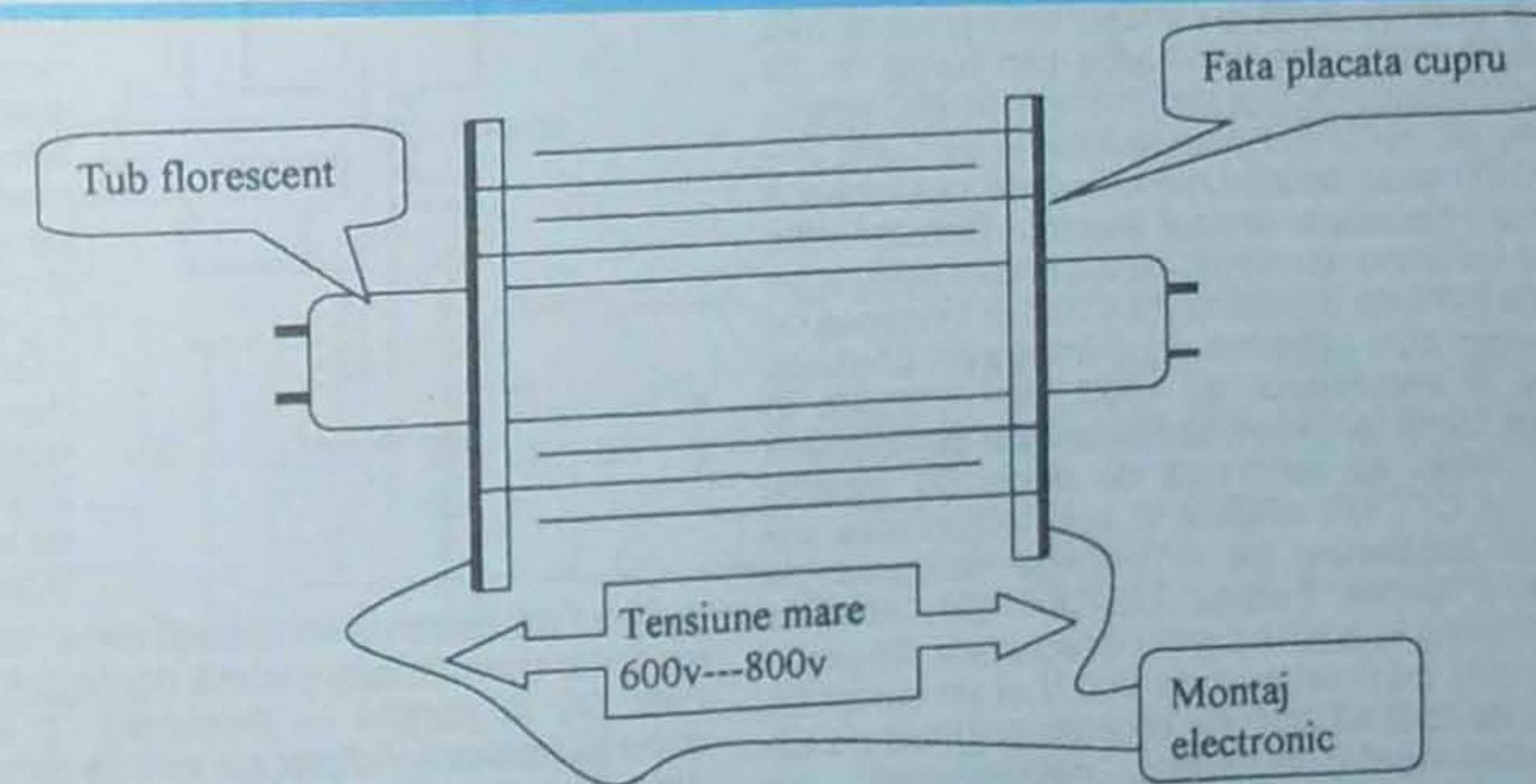
# ÎNDEPĂRTAREA INSECTELOR



Problemele cu insectele – și în special cu țânțarii – sunt zilnice, îndeosebi în zilele de vară. Majoritatea schemelor pentru îndepărtarea insectelor utilizează generatoare audio pe diverse frecvențe, începând cu 15 kHz și terminând cu 40 kHz, unele cu forme de undă asimetrice, pentru a avea o mulțime de armonici. Aproape toate aceste

montaje s-au dovedit ineficiente în lupta cu insectele.

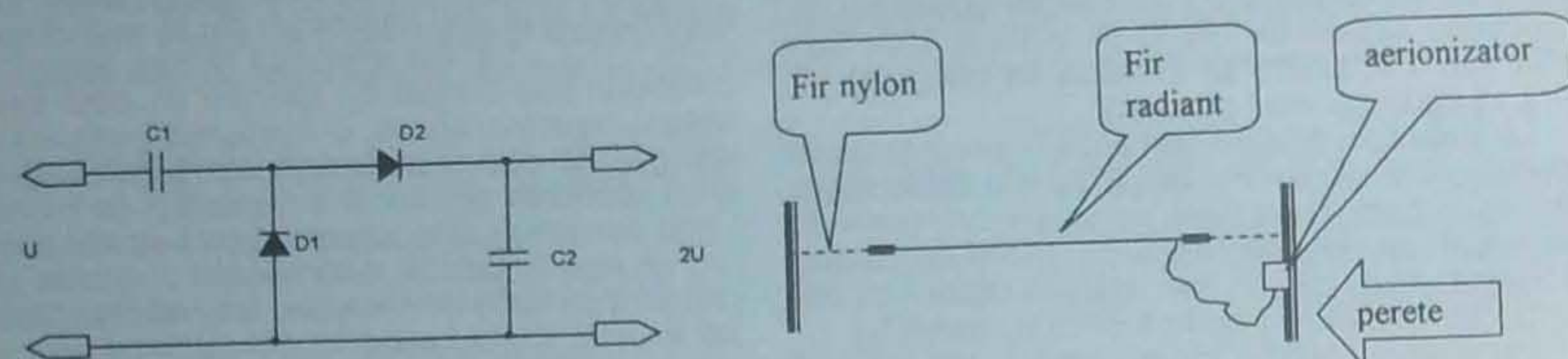
Propunem alăturat realizarea unui montaj care atrage diversele insecte, în special seara, și le înlătură. Atenție, acest circuit lucrează cu tensiuni periculoase, de aceea trebuie manevrat cu maximă atenție la testare și punere în funcțiune.





cu tensiuni cuprinse între 2000 V-6500 V, sau se poate realiza un dispozitiv care lucrează la tensiuni mai mari, 1200 V-2500 V, și care prin efect Corona (descărcare în aer) poate să producă ioni negativi în cantități care depind de tensiunea utilizată și de timpul cât este în funcțiune.

Rolul cel mai important al plantelor dintr-o încăpere nu este producerea de oxigen, ci asigurarea unei umidități optime a aerului și capacitatea de a absorbi unele substanțe toxice. Folosirea plantelor pentru absorbția substanțelor toxice din aer a fost ideea omului de știință de la NASA, dr. B.C. Wolerton. În urma cercetărilor sale a rezultat



2

3

că unele plante pot reduce concentrația unor substanțe toxice, cum ar fi formaldehida, benzenul, oxidul de carbon. Cercetările au arătat că rolul cel mai important în acest proces îl joacă rădăcinile plantelor. Următoarele plante s-au dovedit a fi eficiente în privința reducerii concentrației de materiale toxice: aloe, filodendron (Philodendron Selloum) și Dracaena Fragans.

Prin amplasarea mai multor plante putem crește umiditatea aerului din încăpere, asigurând astfel o atmosferă mai bună, mai degajată și reducând cantitatea de praf care plutește în aer. Plantele mai au avantajul de a crește cantitatea de apă evaporată odată ce temperatura crește. Pentru a crește umiditatea aerului, este de recomandat folosirea plantelor cu frunză mare sau a celor ale căror rădăcini se află în apă. Plantele nu numai că ridică gradul de umiditate al încăperii, dar induc și o bună dispoziție, destind atmosfera și cresc rezistența la stres.

Montajul propus este compus dintr-un convertor cu acumulare de energie și un redresor cu multiplicare de tensiune. Oscilatorul simetric în contratimp este realizat cu tranzistoarele T1, T2 (BD238), pe o

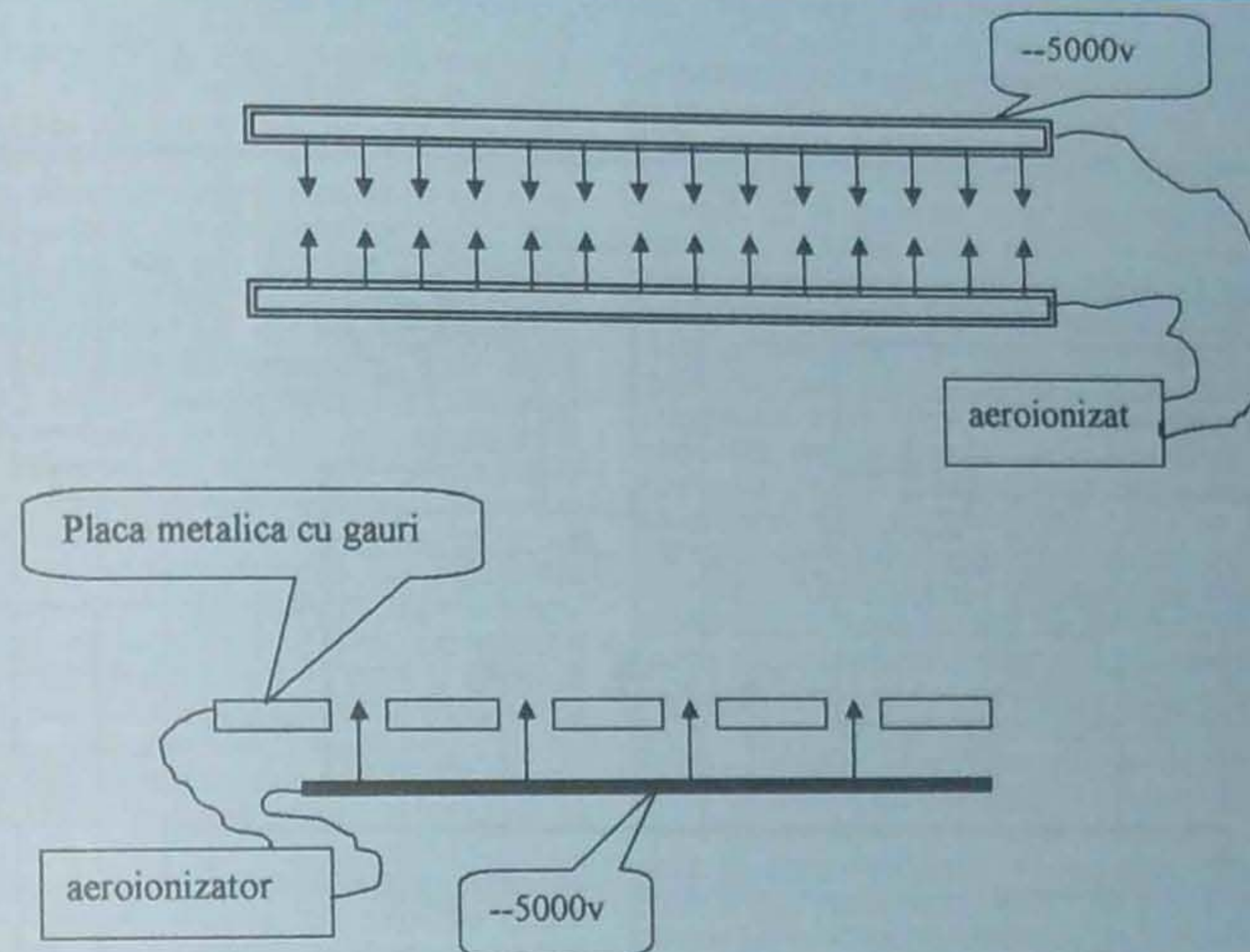
oală de ferită cu diametrul de 20 mm și înălțimea de 14 mm. Înfășurările primare conțin 35 spire (0,2 mm) fiecare, iar secundarul ridicător de tensiune 600-800 spire (0,02 mm). Datorită cuplajului între colectorul lui T1 și baza lui T2, precum și între colectorul lui T2 și baza lui T1, prin C1 și C2 (3,3 nF), montajul începe să oscileze intrând în conducție pe rând cele două tranzistoare. Prin rezistoarele R1, R2 (100 kΩ) se asigură polarizarea inițială. Se constată că cei doi curenți de colector străbat bobinajul primarului în sensuri opuse, astfel în secundar, prin inducție, ia naștere o tensiune alternativă. Cu aceste componente, în

secundar tensiunea este de 400 V, frecvența de oscilație de 100 kHz și se poate modifica prin alegerea capacităților C1, C2. Tensiunea din secundar trebuie multiplicată și redresată de cel puțin 10 ori pentru a obține o tensiune continuă de câteva mii de volți, aceasta realizându-se cu multiplicatorul de tensiune care are la bază mai multe celule ale dublorului SCHENKEL, figura 2.

Numărul de celule depinde de tensiunea aleasă pentru ionizator și de tensiunea de intrare de care dispunem (în schemă se utilizează 7 celule - 5600 V). Deoarece curentul de sarcină este mic, s-au ales condensatoare de valoare mică, 10 nF, dar la tensiune de lucru de cel puțin 1000 V. Diodele alese sunt BA 159 sau BY 238. Prin rezistențele R4, R5, R6 (2,2MΩ), tensiunea înaltă se conectează la dispozitivul de ionizare. Cu toate că se utilizează o tensiune foarte mare, nu există pericolul de electrocutare deoarece curentul este foarte mic, dar este indicat să nu se atingă niciun punct al circuitului în funcțiune și un timp scurt chiar după oprire, deoarece capacitățile rămân încărcate. Lampa cu neon introdusă indică funcționarea ionizatorului.

Pentru a produce ioni negativi este suficient să cuplăm ieșirea multiplicatorului la un fir radiant fără izolație - figura 3 - din cupru sau mai bine din oțel inoxidabil (0,1 mm), care este suspendat între doi pereți și la distanță de minimum 0,5 m de tavan.

asemenea, poate ajuta la înlăturarea prafului, polenului, fumului, sporilor de mucegai și a altor factori alergici din aer, dacă se produce în cantitate foarte mică și ozon (0,008 ppm). Astfel sunt înlăturate poluarea și mirosurile.



4

Izolarea firului și suspendarea se realizează prin fire de nylon (gută) atașate la ambele capete, iar legătura cu montajul se face prin fir izolat cu vinilin, cât de scurt se poate.

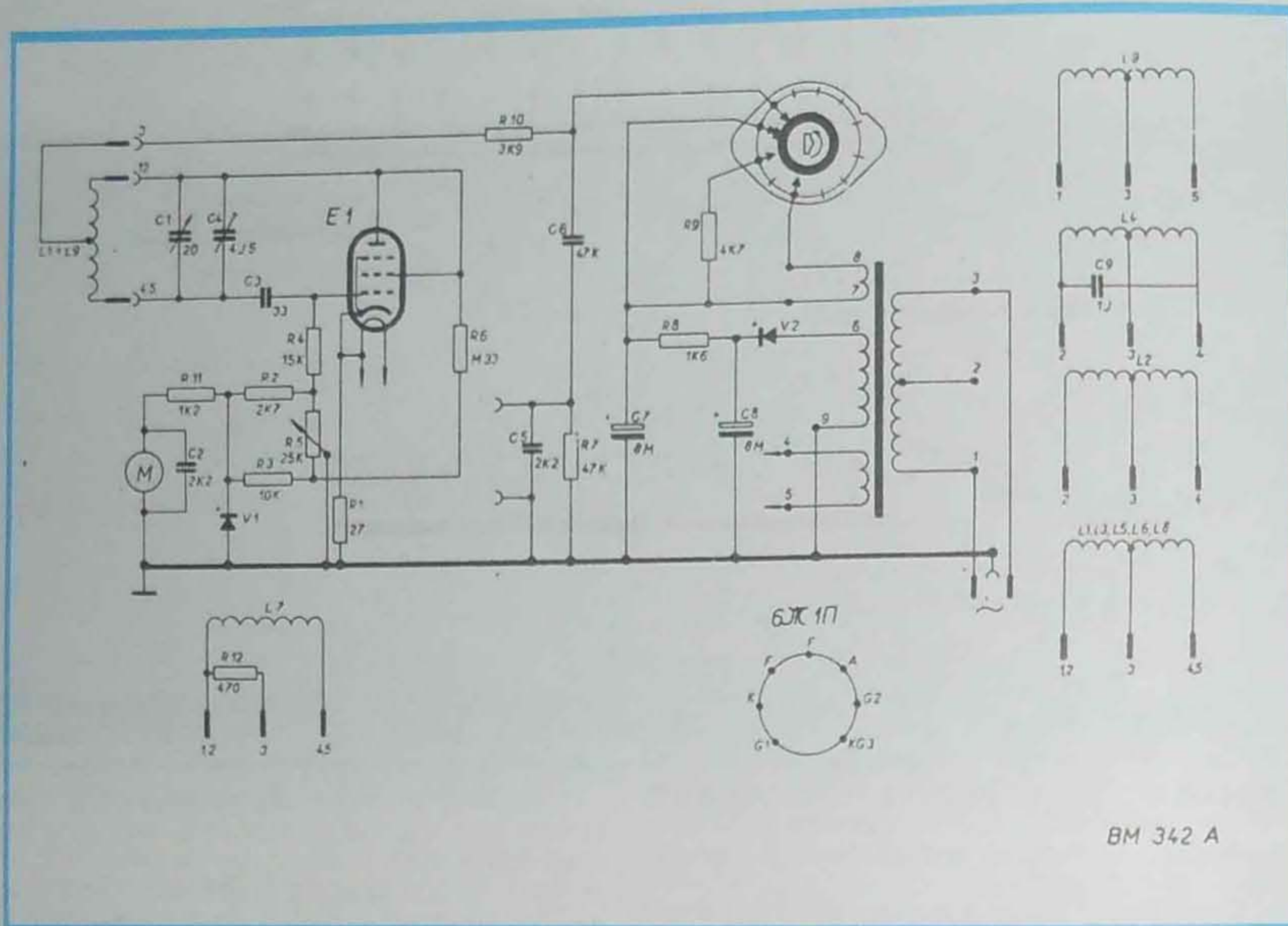
O altă modalitate de a produce ioni negativi este străpungerea aerului între doi electrozi ascuțiți, figura 4. Orice vârf ascuțit este capabil să producă încărcarea negativă a moleculelor de aer care vin în contact cu el. O modalitate de realizare este din două tije metalice cu diametrul de 2-3 mm și lungimea de 150-200 mm, în care se pot da găuri de 0,5-0,8 mm, la 15-20 mm depărtare una de alta, în care se introduc ace cu vârful bine ascuțit (pot fi și lipite cu cositor). Distanța între vârfuri nu este mai mare de cca 3 mm. O altă variantă constructivă este realizarea pe cablaj imprimat, iar în dreptul vârfurilor acelor se practică găuri cu diametrul de 10 mm cel puțin, sau o placă metalică în care se practică 5-10 găuri unde sunt plasate ace de oțel la nivel, fără a depăși placa. La aceste variante se poate atașa și un mic ventilator, la 12 V (cel de procesor), pentru a crea un curent de aer și a mări eficiența.

Montajul este alimentat la 12 V, cu un consum mic, și este indicat să se utilizeze și în habitacul autoturismului; astfel se asigură confort și se elimină stresul la deplasările pe distanțe mari. De

Moleculele de oxigen sunt transformate în molecule de ozon fie printr-o descărcare electrică la tensiuni foarte mari (cum ar fi cele din cazul fulgerelor), fie prin folosirea luminii ultraviolete (cum ar fi cea din razele Soarelui). Un atom de oxigen se desprinde din molecula de ozon și reacționează cu celelalte particule poluante din raza sa de acțiune. Ozonul este foarte instabil, ceea ce duce la producerea acestei reacții. Fiind unul dintre cei mai puternici oxidanți care există, atomii de oxigen încep să oxideze particulele care reacționează cu el. Mai exact, aceștia ard particula respectivă, care își schimbă proprietățile fizice. Ca rezultat, particula nu va mai fi toxică și nu se va mai putea reproduce (dacă este biologică). Cu alte cuvinte, particulele respective devin inofensive. Când atomul de oxigen oxidează particula, acesta este de asemenea distrus. Acest proces lasă în urmă molecula de O<sub>2</sub> rămasă din ozon, adică aer proaspăt și curat.

Se alege producerea ionilor negativi (se pot produce și ioni pozitivi, prin schimbarea sensului diodelor din multiplicator) deoarece în locuințele noastre acești ioni lipsesc, ei fiind absorbiți de materialele plastice care s-au substituit celor clasice.

## Domnului Cristian Racoviță, Târgoviște, jud. Dâmbovița



BM 342 A

Mă bucur să pot răspunde solicitării dumneavoastră, deoarece posed un **rezonanțmetru Tesla BM324A**, care mi-a dat multe satisfacții în exploatare. Din scrisoarea dv. am dedus că aparatul ce-l posedați este defect și am considerat că dacă nu dispuneți de documentația tehnică, pe lângă schemă, o descriere a principiului de funcționare și a modurilor de lucru vă va facilita exploatarea schemei în vederea depanării, iar ulterior, în caz de reușită, veți putea exploata aparatul mult mai eficient.

După cum se observă, schema este foarte simplă, aparatul fiind în esență un oscilator echipat cu o pentodă de RF (folosită în acest caz ca triodă), care acoperă banda 5 – 250 MHz în 9 subgame comutabile prin schimbarea "cartușelor" exterioare ce conțin bobinele de acord. În circuitul de grilă este conectat un microampermetru într-un montaj cu sensibilitate reglabilă (cu R5, accesibil de pe panou), care permite măsurarea curentului de grilă

al oscilatorului.

Acest aparat atât de simplu poate realiza mai multe funcțiuni, selectabile de pe panou cu ajutorul comutatorului modului de lucru. Astfel, pe poziția **GDO**, aparatul funcționează ca simplu oscilator cu frecvența corespunzătoare indicației de pe scală, corelată cu bobina exterioară selectată. În această situație, dacă se apropie bobina aparatului de un circuit acordat **pasiv**, deci care nu este sediul unor oscilații electrice, și se acționează butonul de acord al aparatului, urmărindu-se indicația instrumentului de măsură de pe panou, în momentul în care frecvența de rezonanță a circuitului testat este egală cu frecvența oscilatorului, are loc o scădere destul de pronunțată a curentului de grilă (datorită unui fenomen de absorbție a energiei oscilatorului de către circuitul testat), cădere marcată de instrument. Din acest motiv acest tip de aparat se mai numește și **GRID DIP METER** (măsurător al căderii curentului de grilă). Pentru o măsurare cât

mai precisă este necesară o oarecare experiență. Astfel, inițial se va plasa bobina aparatului cât mai aproape de circuitul testat, se va regla convenabil sensibilitatea instrumentului și se va acționa foarte fin acordul, până la sesizarea minimumului curentului de grilă. Apoi se va depărta aparatul de circuitul testat, mărind sensibilitatea, dacă este cazul, și se va reface acordul. Cu cât cuplajul dintre cele două circuite va fi mai slab, cu atât măsurătoarea va fi mai precisă (în limita sensibilității disponibile), deoarece minimumul va fi mai "ascuțit", iar influența reciprocă a celor două circuite asupra frecvenței de acord va fi mai mică. În condiții optime de utilizare, aparatul oferă o precizie de măsurare de 2%. Dacă nu avem cât de cât o informație asupra domeniului de frecvență în care se situează circuitul testat, măsurătoarea va fi mai laborioasă, deoarece va trebui să se încerce cu mai multe bobine, până la determinarea rezonanței. Această metodă are marele avantaj de a permite măsurarea frecvenței de rezonanță a circuitelor fără deconectarea acestora din montajul respectiv. În poziția **GDO** aparatul poate fi folosit și ca generator de semnale nedomulate, cu frecvența corespunzătoare indicată pe scală. Leșirea semnalului generat se face însă numai prin radiația bobinei exterioare, nefiind deci reglabil și etalonat în amplitudine. Cu toate acestea, poate fi foarte util pentru teste, acord, semnale "baliză" etc.

Pe poziția **TM**, semnalul generat ca pe poziția **GDO** va fi modulată în amplitudine cu 50Hz de la rețea.

Pe poziția **IW**, aparatul funcționează ca frecvențmetru de interferență, cu care se poate măsura frecvența unui semnal incident, de exemplu frecvența oscilatorului local al unui receptor sau al unui emițător. În acest scop se conectează bobina corespunzătoare domeniului de frecvență dorit și se apropie de sursa de semnal (circuit oscilant, antenă etc.). Semnalul astfel captat este mixt cu cel generat de aparat, a cărui frecvență este reglabilă și cunoscută. Când cele două frecvențe vor fi foarte apropiate, prin fenomenul de "bătăi" va rezulta un semnal de joasă frecvență ce poate fi ascultat într-o cască ce se poate conecta în partea laterală stângă a aparatului. La "bătaia nulă", frecvența de măsurat este egală cu cea generată, indicată pe scala aparatului. Pentru a prinde însă bătaia nulă, mai ales pentru frecvențe de peste 10MHz, acordul trebuie manipulat cu foarte mare finețe, deoarece butonul respectiv nu are un demultiplicator foarte bun.

Pe poziția **AW**, aparatul funcționează ca undammetru cu absorbție. Procedul de utilizare este asemănător cu cel descris la funcția **GDO**, cu deosebirea că de astă dată circuitul testat este activ, deci radiază semnale care vor fi captate de circuitul acordat al undammetrului, iar când acesta se acordează pe frecvența de măsurat, instrumentul de măsură va indica un maxim. Deci, în această funcție rolurile celor două circuite acordate se inversează, oscilatorul rezonanțmetrului fiind scos din funcțiune.

Acum, câteva indicații pentru depanare, deși nu știu cum se manifestă de fapt defectul pe care-l reclamați. În primul rând verificați electroalimenta-

rea: tensiunea de filament trebuie să fie de 6,3V c.a., iar tensiunea de alimentare anodică pe C7, care este ușor accesibil după scoaterea capacului, trebuie să fie de cca 200V în gol (când nu este conectat la aparat cartușul cu bobina oscilatorului), tensiune ce scade la cca 115V cu bobina conectată. Observăm deci din schemă că tensiunea anodică se aplică tubului electronic numai când se conectează bobinele. Tensiunea pe anod va trebui să fie de cca 75V, egală în acest caz cu cea de ecran (puncte relativ ușor accesibile la soclul tubului). Căderea de tensiune de la 115V la 75V este cauzată de R10, care este parcursă de curentul anodic al tubului (cca 8mA). Prezența acestei căderi de tensiune ne dă informația că tubul electronic funcționează. Este utilă și măsurarea tensiunii pe rezistorul R1 din catod, care trebuie să fie de cca 0,2V, dacă tubul este bun. Dacă tensiunea din catod este mult mai mică și tensiunea pe anod este mai mare, egală, sau apropiată de cea măsurată pe C7, deducem că avem un consum anodic mai mic decât normal, ceea ce se poate întâmpla când tubul este uzat, având emisia catodică slabă. Dacă aceste tensiuni sunt bune și la o examinare vizuală atentă nu se observă componente sau conexiuni deteriorate, suspectul principal poate fi tot tubul electronic, a cărui pantă scade cu uzura și poate afecta condiția de oscilație. Soluția simplă este schimbarea acestuia. S-ar putea să aveți însă dificultăți în găsirea aceluiași tip (6J1P). Montajul va funcționa aproape sigur cu orice tip de pentodă de RF cu panta mai mare de 5mA/V, sau chiar cu o triodă, dar s-ar putea să fie necesară schimbarea soclului, iar spațiul disponibil este destul de mic. Tubul 6J 1P poate fi înlocuit cu tubul 6 J 2P sau 6J 3P fără modificări la soclu. Punerea în evidență a stării de funcționare se poate face foarte simplu cu ajutorul unui radioreceptor obișnuit sau al unui televizor (în lipsa unei dotări de laborator corespunzătoare). Astfel, se va activa funcția **GDO** sau **TM**, se va conecta la aparat bobina corespunzătoare gamei de recepție a radioreceptorului sau a televizorului și se va acționa butonul de acord al rezonanțmetrului în jurul frecvenței de acord a receptorului, prezența semnalului generat fiind pusă în evidență printr-un zgomot specific. Deoarece amplitudinea oscilațiilor este relativ mare, testul se va putea face chiar de la o distanță de câțiva metri. La distanțe mici se vor putea recepționa și armonicile.

Nu vă recomand să încercați tranzistorizarea, în cazul în care găsirea unui tub electronic compatibil este dificilă, deoarece complicația este destul de mare. Rezonanțmetrele tranzistorizate funcționează puțin diferit de cel în cauză, va trebui să se facă modificări în sistemul de măsurare/indicare, și mai mult ca sigur vor trebui modificate bobinele. Toate aceste modificări pot afecta sensibilitatea etalonarea și s-ar putea să fie mai simplu să se realizeze un alt aparat tranzistorizat (există destule scheme în literatura de specialitate), decât să se tranzistorizeze cel în cauză.

Cu stimă,  
Ing. Gheorghe Revenco

## Domnului Dumitru Popescu, București

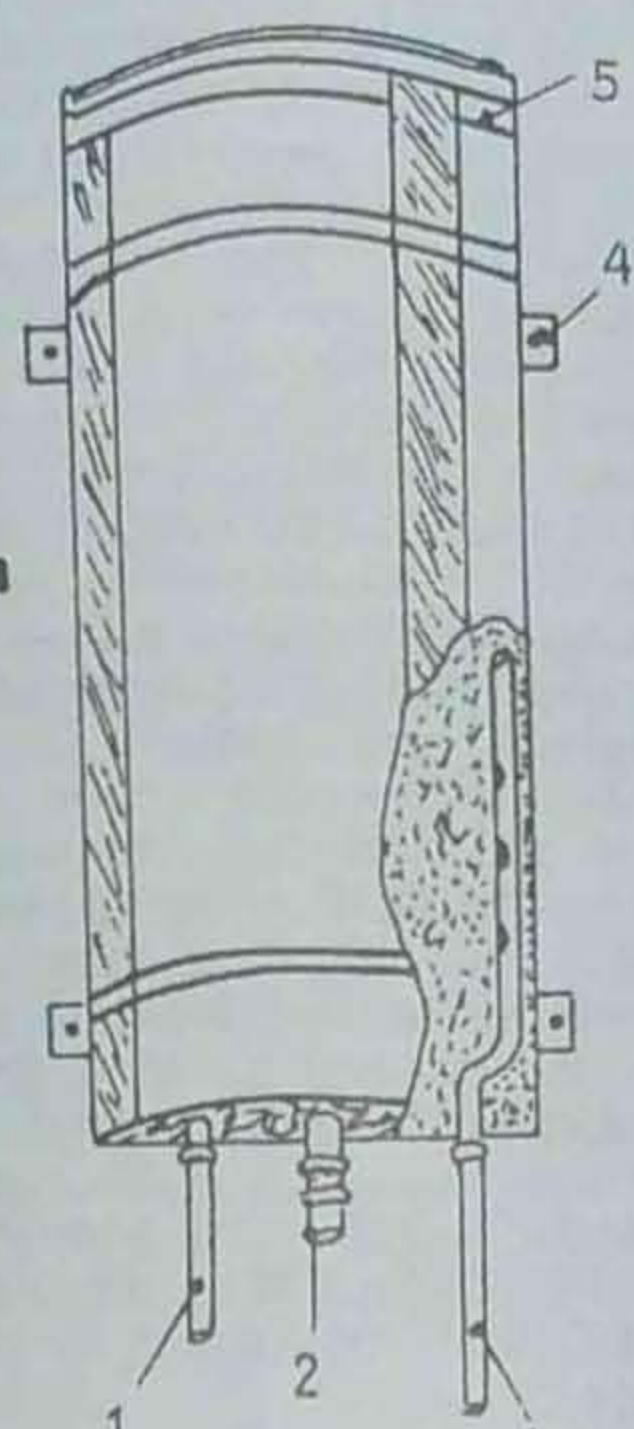
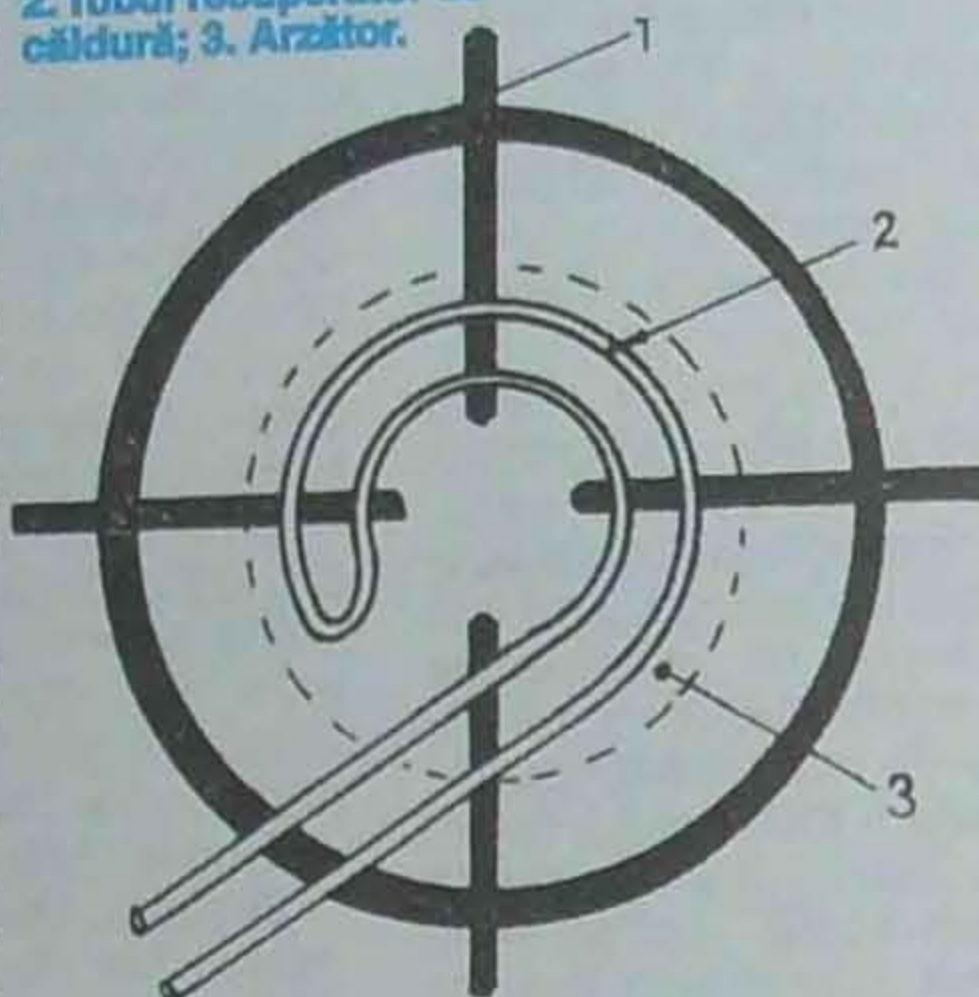
Stimate domnule Popescu,

Am identificat articolul despre care ne-ați întrebat, el a fost publicat în TEHNIUM nr. 1/1981, pag. 9, sub titlul "Recuperator de căldură", autor ing. N. Florescu, Titu. Într-adevăr, este vorba despre o construcție foarte utilă și avantajoasă, care nu și-a pierdut deloc interesul în condițiile actuale, ba dimpotrivă, așa zice. Pe atunci nu aveam apă caldă și ne plâneam, acum avem, dar avem și contoare, așa că mai chivernisim, deoarece costă din ce în ce mai mult.

Pentru că și alți cititori s-ar putea să fie interesați de subiect, reamintim că în acest articol menționat era prezentată o construcție foarte simplă (reproducem alături cele două figuri cu explicațiile lor), care permite încălzirea unui volum de apă menajeră prin recuperarea căldurii "pierdute" în jurul unui ochi de aragaz aprins. Cu alte cuvinte, până fierbe oala cu sarmale avem apă caldă berechet pentru a spăla toate vasele din bucătărie.

Dacă nu puteți procura numărul respectiv al lui TEHNIUM, contactați-ne și vă vom oferi o copie Xerox după acest articol.

1. Grătarul aragazului;  
2. Tubul recuperator de căldură;  
3. Arzător.



1. Țeavă de intrare; 2. Țeavă de golire; 3. Țeavă de retur; 4. Ureche de fixare; 5. Rezervor.

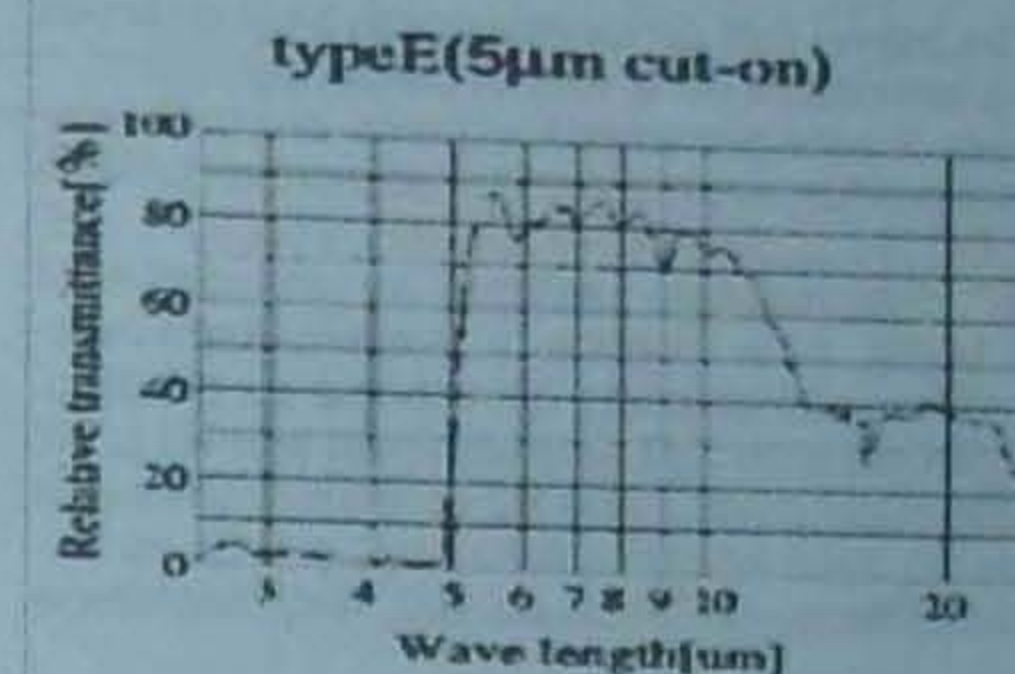
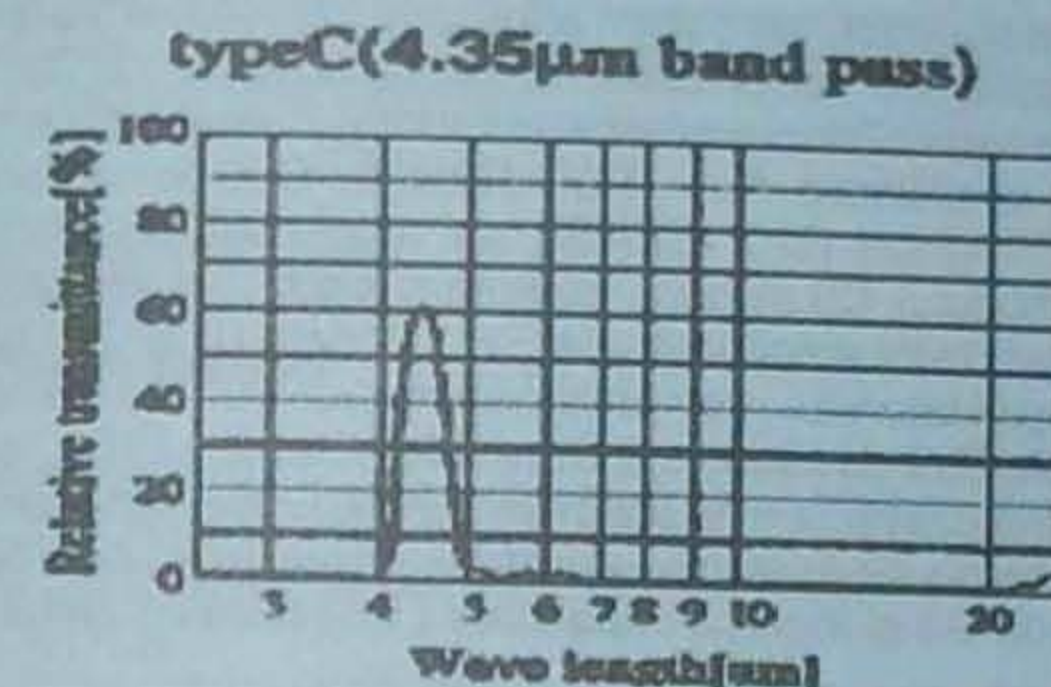
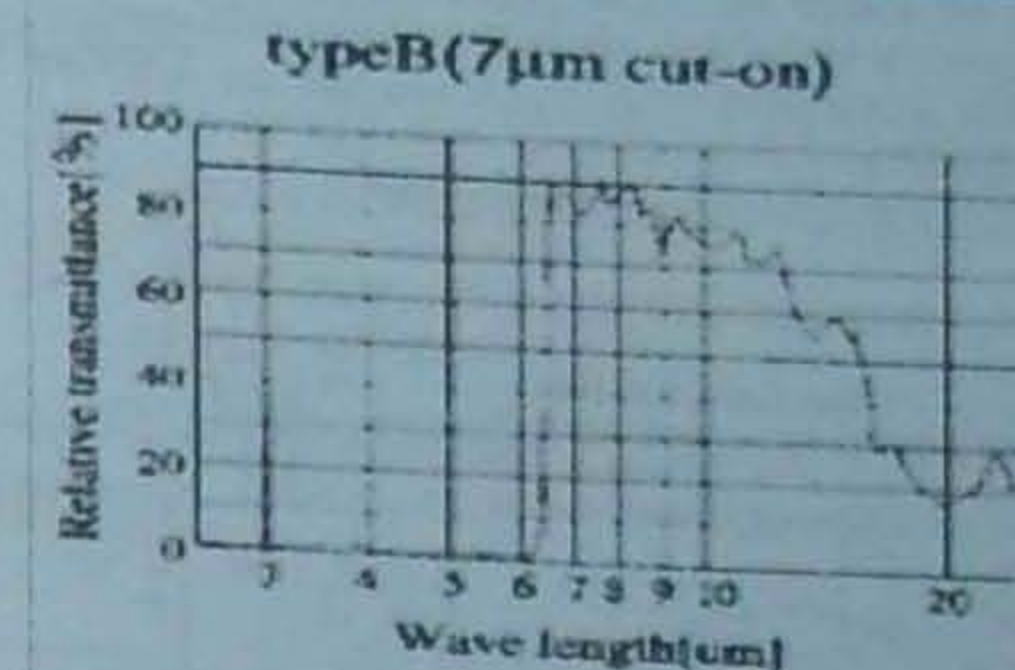
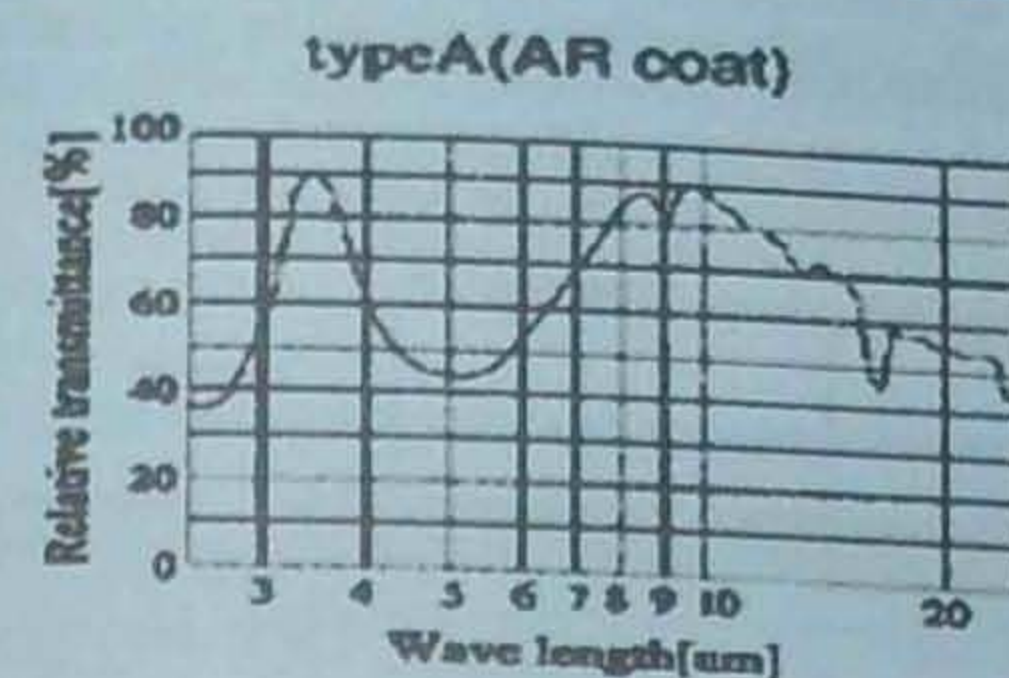
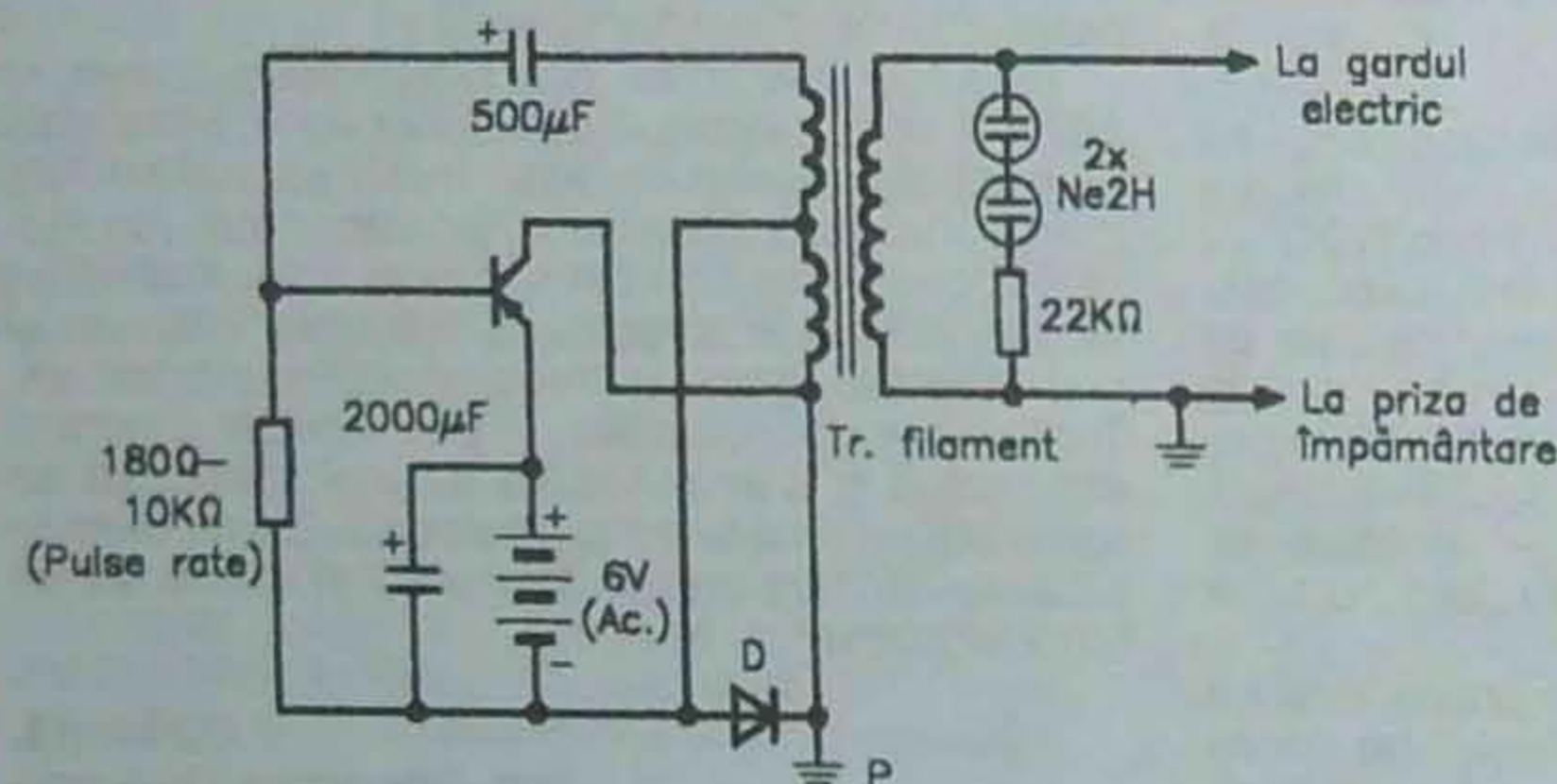
## Domnului Ioan Diaconescu, Pitești

Sperăm că ați putut procura numerele 2 și 3/2006 ale lui TEHNIUM, domnule Diaconescu, și că astfel ați observat că solicitarea dv. de documentație privind construcția gardurilor electrice a început să fie "onorată". Mai avem și alte promisiuni, dintre care un articol serios am fost asigurați că se află în lucru. Până atunci vă propunem să analizați și varianta reprodusă în figura alăturată, preluată dintr-o ediție mai veche a celebrei colecții de scheme MARKUS. Din păcate, alte date în legătură cu acest montaj nu deținem (atât am copiat atunci în grabă), dar schema este foarte simplă și sperăm să îi puteți da de cap. Este vorba despre un oscilator asimetric care folosește un tranzistor de putere (aici PNP, dar se poate

transpune pentru un NPN, mai ușor de procurat) și un transformator pentru filamente (probabil, 2 x 6,3 V), recuperat de la un televizor cu tuburi scos din uz.

Dacă veți dori să experimentați acest montaj, nu uitați să respectați măsurile de protecția muncii și recomandările generale prezentate în TEHNIUM nr. 2/2006, pag. 41, în articolul "Garduri electrice", autor ing. I. Lungu.

Redacția



## PIR

Pagini realizate de Ing. CORNEL ȘTEFĂNESCU

PIR provine de la infraroșu pasiv, cunoscut de asemenea ca infraroșu termic. Acesta reprezintă radiația naturală emisă de obiectele calde. De asemenea, extremitățile corpurilor aflate în mișcare emit mai multă radiație în infraroșu pasiv decât fundalul pe care se află. Ființele vii și mașinile cu motoare calde emit radiație termică, pe care detectoarele PIR o pot sesiza atât ziua cât și noaptea. Radiația în infraroșu pasiv nu trebuie confundată cu cea în infraroșu apropiat emisă de telecomenzile diverselor aparate (TV, video, aer condiționat etc.); infraroșul pasiv nu emite niciun fel de radiație care ar putea să fie dăunătoare. Radiația corpului uman este mai puternică la lungimea de undă de 9,4 micrometri. Această radiație poate să treacă cu oarecare atenuare prin materiale opace pentru lumină, cum sunt germaniul și siliciul.

Senzorul piroelectric este construit din materiale cristaline care pot genera sarcini electrice de suprafață când sunt supuse la căldură de orice formă sau radiației infraroșii. Când suma radiațiilor depășește un anumit nivel, apar schimbări la nivelul cristalului, sarcinile electrice se schimbă și se pot pune în evidență cu un dispozitiv cu FET înglobat în structura internă a sensorului. Elementul senzitiv, sensibil într-o plajă mare de radiație, este acoperit cu un filtru care limitează radiațiile care sosesc la banda 4-14 micrometri, devenind astfel foarte

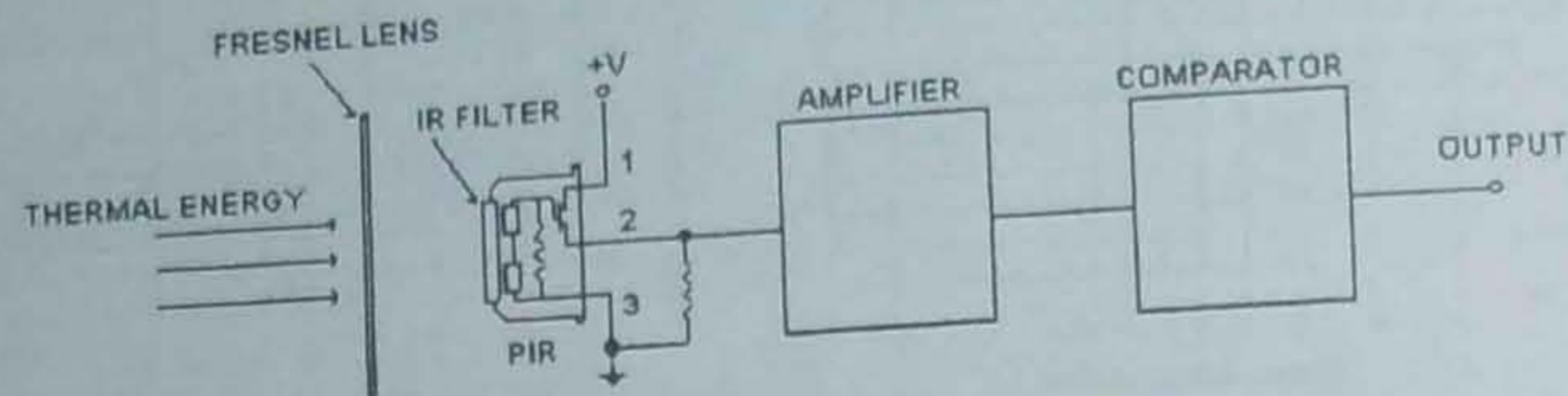
sensibil la radiația corpului uman.

În funcție de tipul de filtru utilizat la fabricație, dispozitivele PIR au diverse domenii de aplicare, astfel: cele de tip A, cu filtru din siliciu, cele mai ieftine, au banda largă; cele de tip B, tot din siliciu, dar cu banda de la 7 µm în sus (trece-sus) sunt utilizate în detectarea corpurilor umane; cele de tip C, din cuarț, cu bandă îngustă (4,35 µm) sunt utilizate în detectoarele de flacără; cele din siliciu, cu banda de 4,5 µm sunt utilizate în detectarea corpurilor umane; cele de tip E, din siliciu, cu banda de la 5 µm în sus, sunt utilizate în detectoarele de corpuri umane.

Detectoarele cu senzor piroelectric pot fi dotate cu diferite tipuri de lentile: volumetrică, pentru animale de casă, tip perdea sau tip coridor. Fiind un senzor pasiv, se utilizează în special în dispozitive de alarmă, în detectarea pătrunderilor neautorizate. Aria de detectare este determinată de partea optică și de dimensiunile geometrice ale detectorului.

O configurație obișnuită pentru un senzor PIR este prezentată în figura 1. Sursa dispozitivului FET (pin2) se conectează printr-o rezistență de 100 kΩ la masă și devine semnal de intrare pentru etajele de amplificare care urmează. Amplificatoarele au limitată banda la aproximativ 10 Hz pentru a elimina zgomotul de înaltă frecvență. Urmează un comparator cu fereastră care

TYPICAL CONFIGURATION



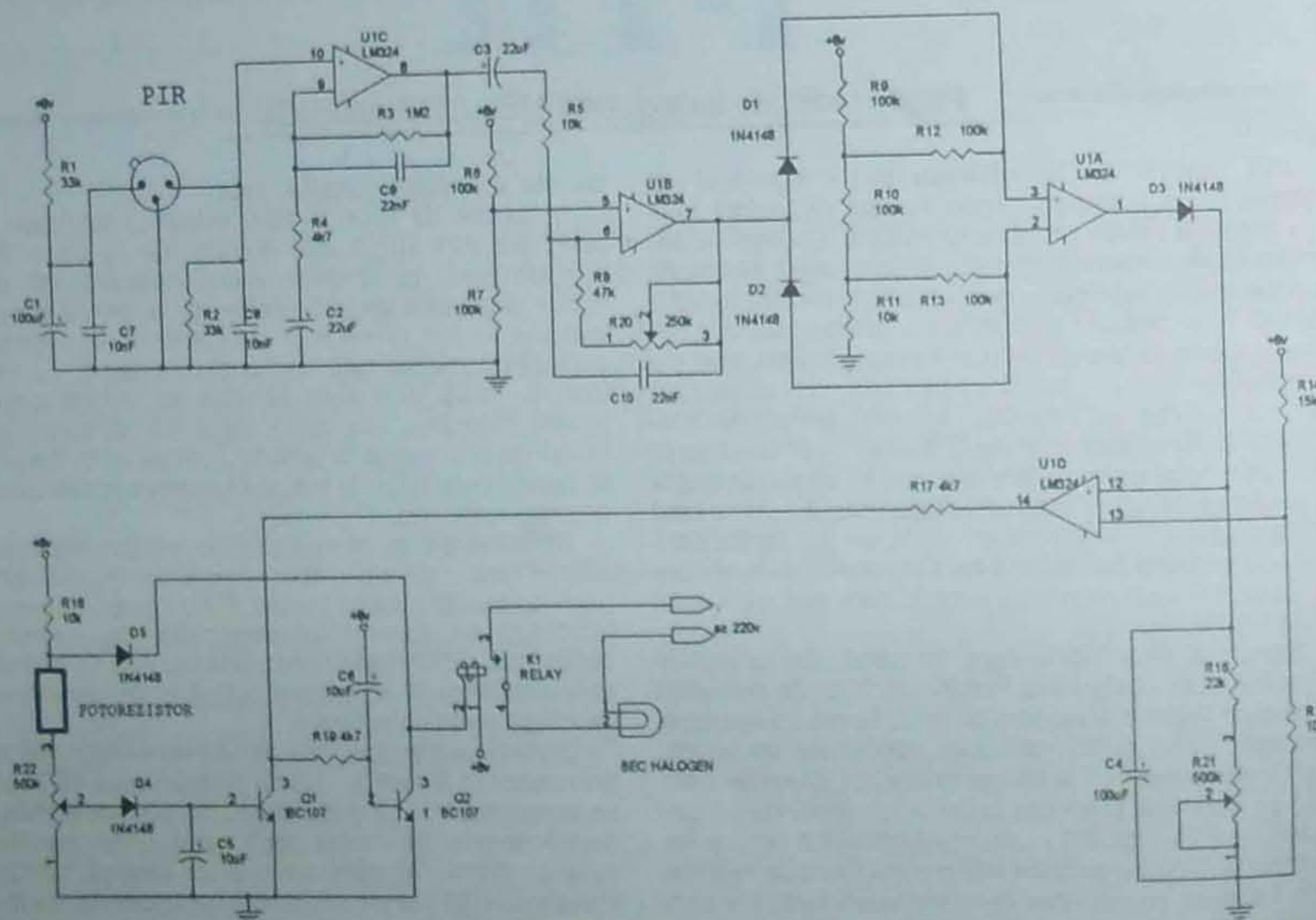
1

poate să fie activat atât de variația pozitivă cât și de cea negativă a semnalului de la ieșirea senzorului.

În figura 2 este prezentată schema electrică (ridicată) a unui produs larg răspândit și economic, "LAMPĂ CU HALOGEN COMANDATĂ CU SENZOR DE MIȘCARE". Schema este realizată în jurul circuitului integrat LM324, care conține 4 amplificatoare operaționale și respectă blocurile din schema de principiu. Elementul de sesizare PIR este alimentat prin R1 și R2 (33 kΩ). Semnalul cules de pe R2 este amplificat cu un etaj format din două amplificatoare, U1C și U1B, cu factorul de amplificare mai mare de 200. Amplificatoarele

sunt în montaj de curent alternativ, primul neinvertor, cu factorul de amplificare aproximativ egal cu raportul  $A = 1 + (R3/R4)$ , următorul în montaj invertor, cu factorul de amplificare  $A = (R20+R8)/R5$ . Din potențimetrul semireglabil R20 (SENSI) se ajustează sensibilitatea montajului. C3 asigură izolarea din punct de vedere galvanic dintre amplificatoare. Prin diodele D1 și D2, ieșirea amplificatorului comandă comparatorul cu fereastră U1A; fără semnal la intrare (detectat de PIR), ieșirea comparatorului este aproximativ 0V. Orice salt pozitiv de tensiune de la ieșirea comparatorului se transmite prin dioda D3 și încarcă capacitatea C4, pornind temporiza-

2



torul realizat cu operaționalul U1D; acesta este de fapt un comparator de tensiune continuă, fixă pe intrarea inversoare și lent variabilă (scăzătoare) pe intrarea neinvertor. Ieșirea temporizatorului comandă prin R17 și R19 (4,7 kΩ) tranzistorul Q2, care anclanșează releul pentru aprinderea becului. Din potențimetrul semireglabil R21 (TIME) se modifică durata de aprindere a becului.

Montajul este completat cu un circuit de blocare a aprinderii becului pe timp de zi, realizat dintr-o fotorezistență și un tranzistor Q1, care blochează comanda în bază a lui Q1. Din potențimetrul semireglabil R22 (LUX) se modifică pragul de luminositate la care intră în acțiune tranzistorul Q1.

În continuare sunt prezentate câteva dispozitive PIR și scheme luate de pe "NET".

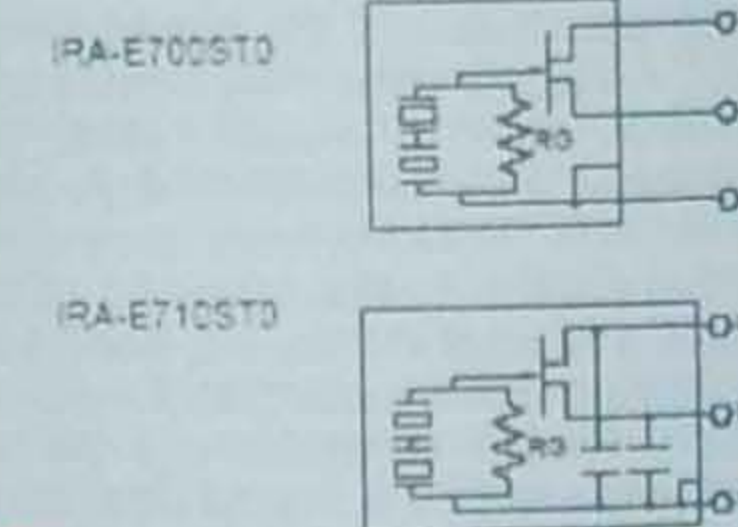
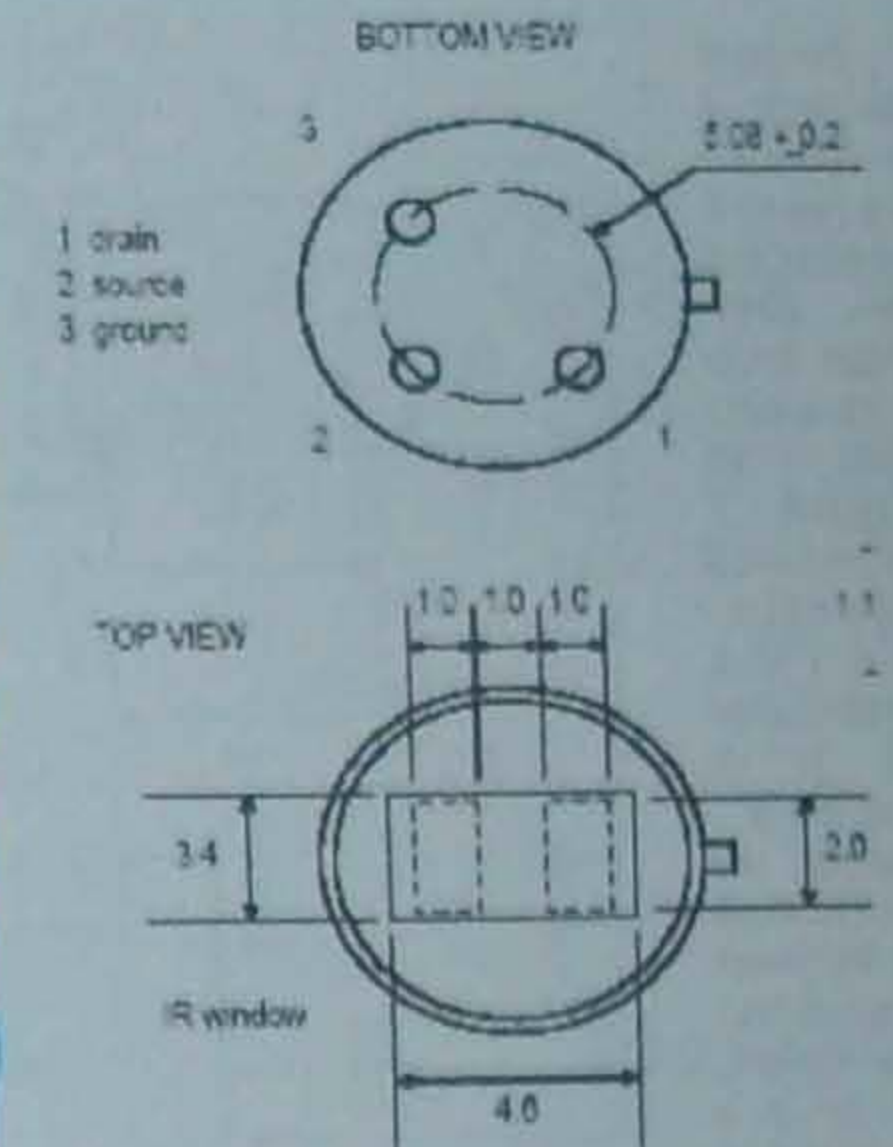
PIR325

ELEMENT SIZE	2 x 1, 2 elements
SPECTRAL RESPONSE μm (1)	5 ~ 14
NOISE μVpp	20
OUTPUT mv pp (2)	3900
OFFSET VOLTAGE volts (3)	1.0
SUPPLY VOLTAGE volts (4)	2.5 ~ 15
OPERATING TEMPERATURE °C	-30 ~ 70
STORAGE TEMPERATURE °C	-40 ~ 80



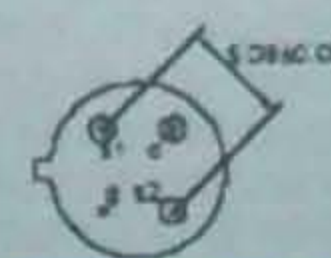
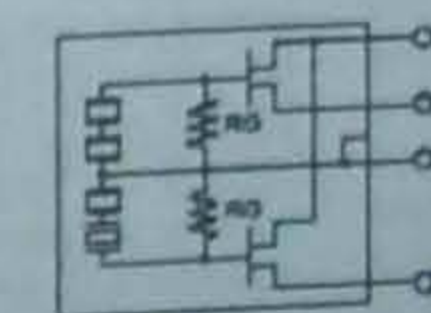
Rating (25 °C)

Part Number	IRA-E7005TD	IRA-E7105TD
Responsivity (500K, 1Hz, 1Hz)	4.3mV <sub>pp</sub> (Typ.)	
Field of View	α <sub>1</sub> =α <sub>2</sub> =45°	
Optical Filter	5μm long-pass	
Electrode	(2.0x1.0mm)x2	
Supply Voltage	2 to 15V	
Operating Temperature	-40 to 70°C	
Storage Temperature	-40 to 85°C	



Rating (25 °C)

Part Number	IRA-E9405T1
Responsivity (500K, 1Hz, 1Hz)	3.3mV <sub>pp</sub> (Typ.)
Field of View	α <sub>1</sub> =66° α <sub>2</sub> =60°
Optical Filter	5μm long-pass
Electrode	(1.35x1.0mm)x4
Supply Voltage	2 to 15V
Operating Temperature	-25 to 55°C
Storage Temperature	-40 to 85°C

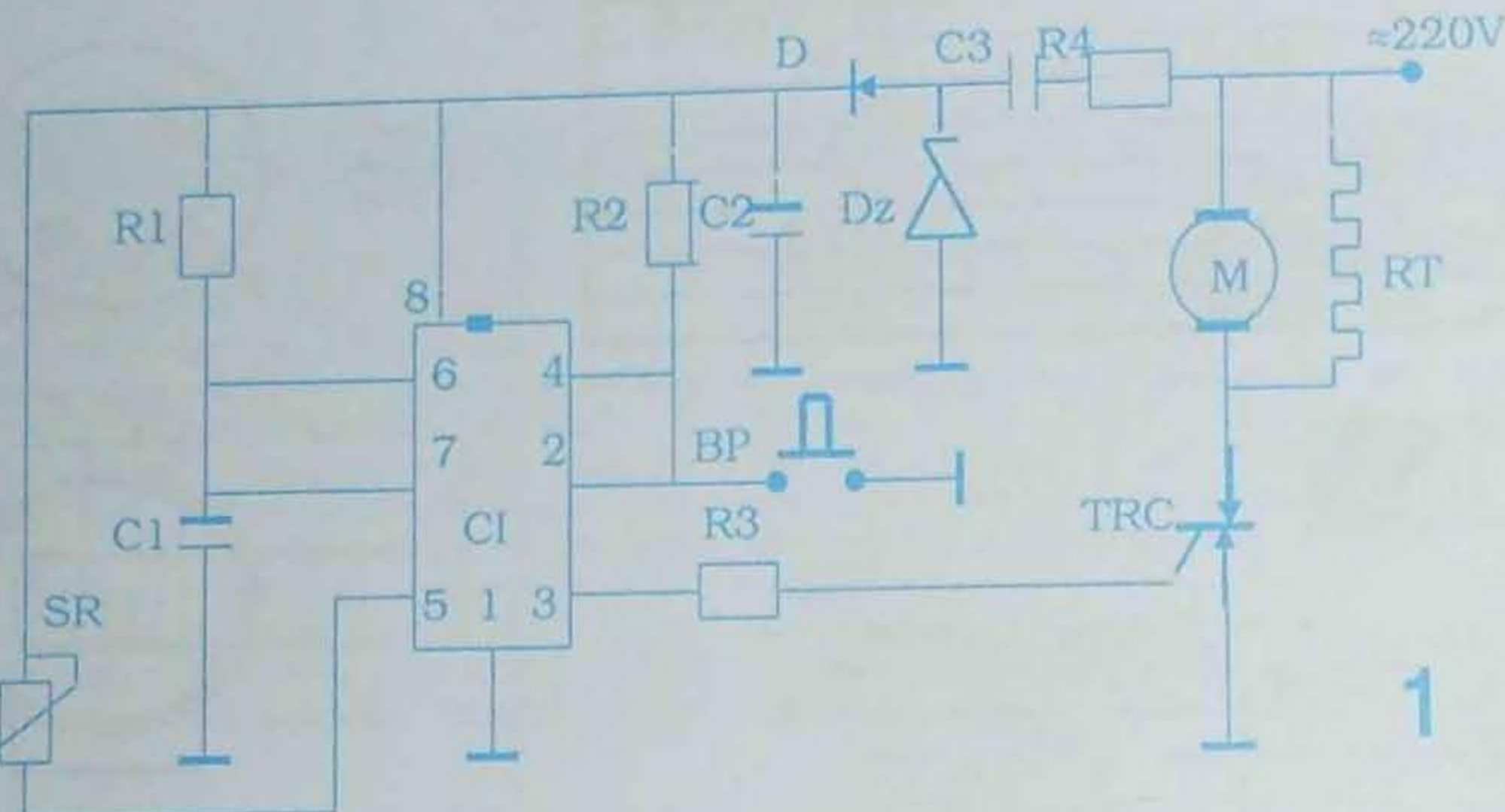




# APLICAȚII PRACTICE CU RELEE DE TIMP

Prof. dr. Ing. SORIN PISCATI

Releul de timp a cărui schemă electrică de principiu este prezentată în figura 1 comandă funcționarea motorului M și a rezistenței de încălzire R dintr-un uscător de mâini. Sunt multe



situații (de exemplu, săli de operații, grupuri sanitare publice etc.) în care nu este indicată ștergerea mâinilor după spălare. În astfel de cazuri se utilizează aparate electrice comandate de temporizatoare similare celui prezentat în figura 1. Imediat după spălare se apasă butonul de pornire BP. Ca urmare, motorul electric M și rezistența R sunt puse sub tensiune. Curentul de aer generat de un ventilator, antrenat de motorul M, trece peste rezistența R, care îl încălzește. Ținând mâinile ude în acest curent de aer cald, în câteva secunde – zeci de secunde excesul de umezeală dispăre.

În principiu, releul de întârziere este constituit din integratul  $\beta$ A555, care funcționează în regim de circuit blocant monostabil. Perioada de temporizare (funcționare a motorului M și a rezistenței termice R) se poate regla cu ajutorul potențiometrului SP. Semnalul de la ieșirea 3 a integratului  $\beta$ A555 atacă prin rezistența R3 poarta triacului TRC. Acesta se deschide și pune sub tensiunea rețelei motorul M și rezistența termică de încălzire a curentului de aer, R. Cu elementele pasive indicate în figura 1, durata temporizării poate fi reglată între 3 și 45 de secunde. Această perioadă de timp este optimă pentru uscarea

mâinilor. De menționat că apăsând butonul de pornire BP, motorul M nu pornește. Acesta intră în funcționare numai după eliberarea butonului BP. S-a ales această soluție pentru ca temporizatorul să asigure aceeași durată de funcționare a motorului M, indiferent de timpul cât a fost apăsat butonul BP.

O variantă a schemei electrice din figura 1 este dată în figura 2. La acest montaj, triacul din figura 1 a fost înlocuit cu releul electromagnetice REL. Instalația de comandă prezentată în figura 2 are avantajul că poate comanda orice fel de motor electric cu colector, asincron sau sincron. Curentul de rupere al contactelor releului (CR) este funcție de puterile însumate ale motorului M și rezistenței termice R. Partea de comandă fiind aceeași ca și la cel precedent, durata funcționării motorului electric M poate fi reglată cu potențiometrul liniar P între 3 și 45 de secunde. Dacă se dorește o durată de funcționare mai mare, fie că se reglează valoarea condensatorului C, fie că se apasă din nou butonul BP imediat după oprirea motorului electric M.

Montajele din figurile 1 și 2 își mai pot găsi și alte aplicații. De exemplu, la hotele de aerisire din bucătării sau ale grupurilor sanitare. Se mai pot utiliza și ca automate

(temporizatoare) de scară la blocuri sau clădiri administrative.

Varianta din figura 3 se utilizează frecvent în grupurile operatorii din spitale. După spălarea intensă a

mâinilor și dezinfectarea lor cu alcool sau alte substanțe specifice, medicii și personalul medical care efectuează intervenții chirurgicale nu trebuie să mai atingă butonul BP. Ducând mâinile în dreptul fantei pe unde este evacuat din aparat aerul cald, instalația trebuie să pornească automat motorul electric M și să acționeze în același timp rezistența termică R. Funcționarea aparatului se bazează pe reflectarea de către mâini a razelor de lumină generate de către o diodă electroluminiscentă (LED). Razele reflectate cad pe un fototranzistor care, la rândul său, prin intermediul unei aparaturi electrice a cărei schemă este prezentată în figura 3, activează motorul electric M și rezistența termică de încălzire a aerului, R. Pentru ca lumina din mediul ambiant să nu influențeze funcționarea aparatului electrice de comandă, razele de lumină emise de dioda electroluminiscentă și recepționate de fototranzistor sunt modulate în cod de impulsuri. Indiferent de intensitatea fluxului luminos ambiant, instalația prezentată în figura 3 funcționează fără probleme până la o distanță maximă de 25-30 cm a mâinilor față de gura de evacuare a aerului cald. Îndepărtând mâinile, fototranzistorul nu mai este iluminat și în consecință

alimentarea cu energie electrică a motorului M care antrenează ventilatorul și a rezistenței R se întrerupe.

Montajul prezentat în figura 3 își găsește o serie de aplicații și în industrie, ca element de restricție, interzicând pornirea mașinii respective atunci când mâna sau altă parte

a corpului operatorului sunt în zona activă de lucru. Mai poate fi folosit ca luminator de masă la macarale, poduri rulante etc.

## Descrierea aparatului și a funcționării ei

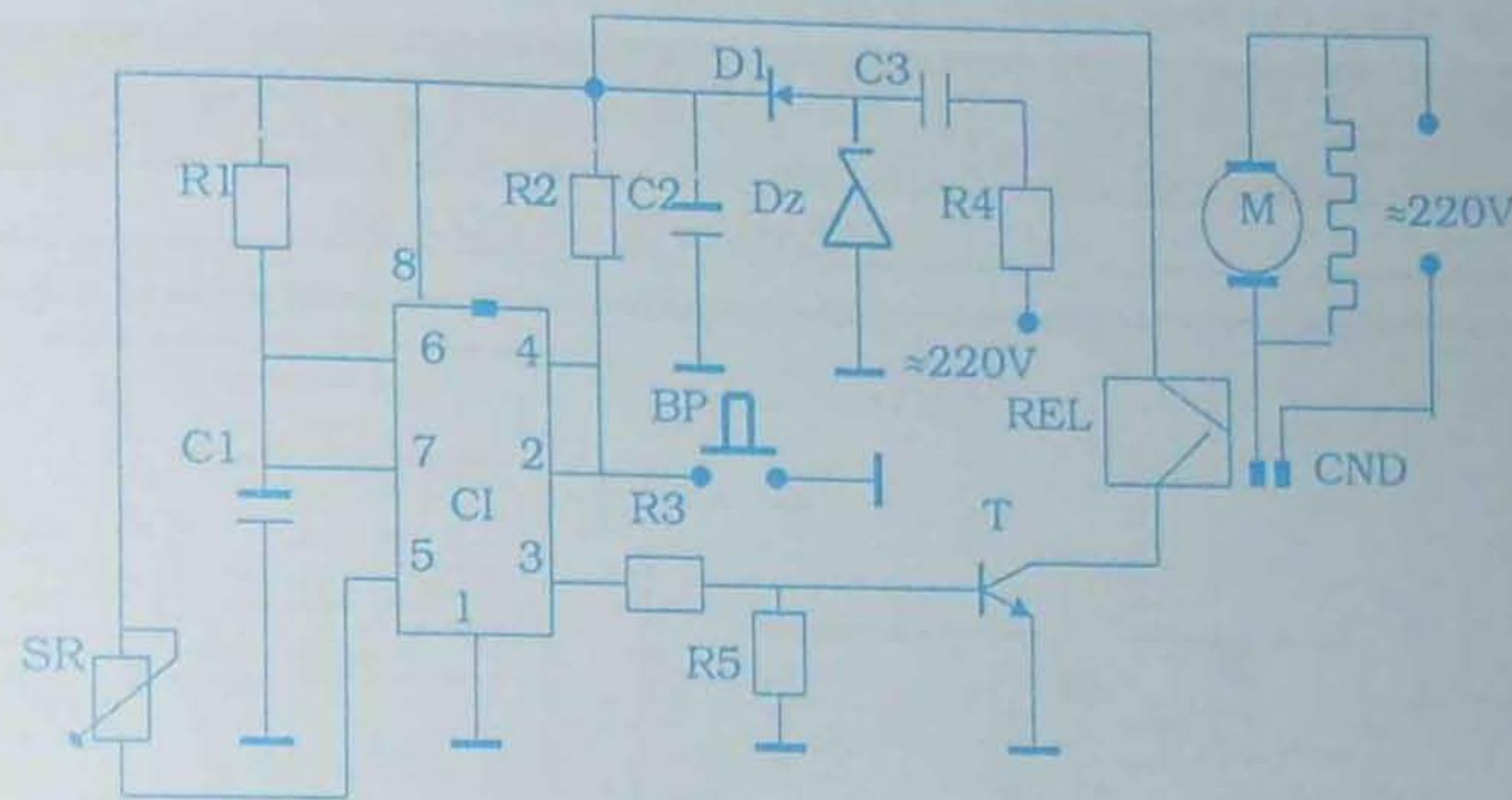
Instalația de comandă este alcătuită dintr-un oscilator în componența căruia intră două porți NAND din circuitul integrat CI1 de tip MMC 4011. Impulsurile electrice generate de acest oscilator sunt amplificate de etajul echipat cu tranzistoarele T1, T2 și trimise la dioda electroluminiscentă Ld (LED). Această diodă trebuie să fie de culoare albă. În paralel și la același nivel cu dioda electroluminiscentă Ld, la circa 40 mm distanță, este montat fototranzistorul Ft.

În starea de repaus a aparatului, fluxul luminos emis de Ld nu întâlnește în niciun fel partea sensibilă a fototranzistorului Ft. Lumina solară, a becurilor sau a altor surse luminoase nu are influență asupra montajului, deoarece având un caracter continuu, produce în fototranzistor o tensiune de asemenea continuă. Acest semnal nu poate ajunge la baza tranzistorului T3 din cauza condensatorului C6. Atunci când o persoană introduce mâinile în dreptul fantei active a montajului electronic, o parte din impulsurile luminoase emise de dioda Ld sunt reflectate și atacă fototranzistorul Ft. La rândul său, sub influența acestor impulsuri, fototranzistorul generează semnale electrice care, trecând prin condensatorul C6, atacă baza tranzistorului T5. Amplificate de acesta, trec prin C7 și ajung pe baza tranzistorului T3. După o nouă amplificare, intră în pinii 8, 9 (legați în paralel) ai porții inversoare P3 (figura 4). Semnalul inversat ajunge în final pe pinul 13 al porții P4 și este mixat cu cel generat de oscilatorul P1, P2 din integratul

MMC 4011. Mixarea se produce în poarta P4, deoarece semnalul oscilatorului atacă intrarea 13 a acestei porți. Semnalele (impulsurile) rezultate la ieșirea 11 a porții P4 (figurile 3 și 4) ajung prin rezistența R8 la intrarea 2 a circuitului integrat  $\beta$ E555.

De la ieșirea 3 a integratului,

D – 1N4007  
C1 – C5 – 10 $\mu$ F/16V  
C2 – 1000 $\mu$ F/25V  
C3 – 1 $\mu$ F/400V (nepolarizat)  
R1 – 1M $\Omega$   
R2 – 22k $\Omega$   
R3 – 40 $\pm$  66 $\Omega$   
R – 47 $\Omega$ /3W  
SR – 110k $\Omega$



impulsurile sunt preluate și redresate de grupul de diode D2, D3 (figura 3). Tensiunea pozitivă redresată ajunge în final pe poarta triacului TRC, prin divizorul R25, R26, rezistența R27 și etajul echipat cu tranzistoarele T6 și T7. Ca urmare, triacul TRC se deschide și pune sub tensiune motorul electric M al ventilatorului și rezistența termică RT de încălzire a jetului de aer. Prin retragerea mâinilor, după zvântare, fluxul impulsurilor recepționate de fototranzistorul Ft se întrerupe și ca urmare triacul TRC se blochează, scoțând de sub tensiunea rețelei motorul M și rezistența RT.

Deși instalația electrică prezentată în figura 3 pare relativ complexă, în realitate se poate realiza cu destulă ușurință, iar reglajele nu pun nicio problemă.

Pentru cei care doresc să realizeze o astfel de instalație, autorul se oferă să dea orice lămurire, prin intermediul redacției.

## Lista de piese (Figura 1)

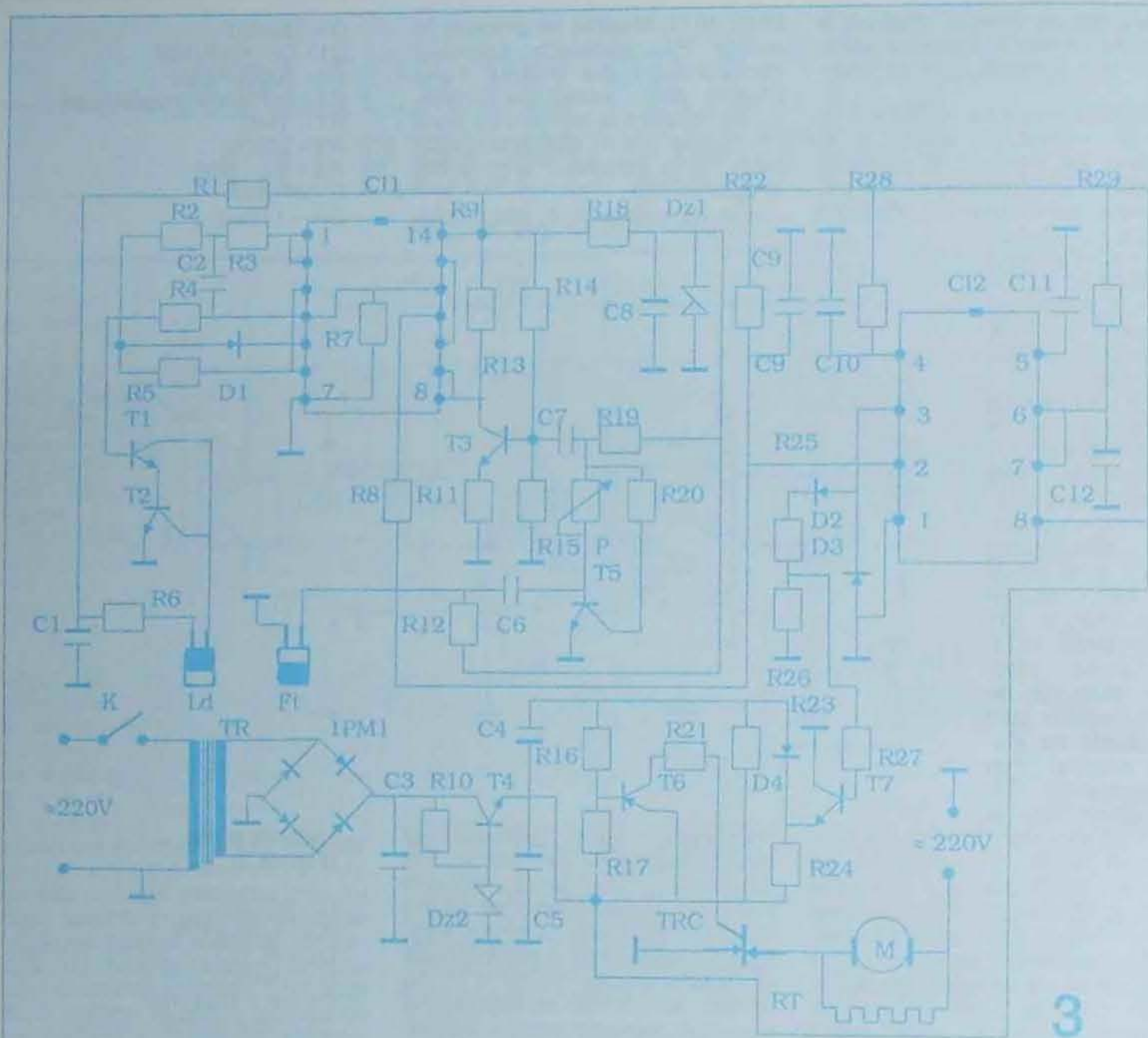
CI –  $\beta$ E555  
TRC – triac 400V/6A  
Dz – PL12Z

## Lista de piese (Figura 2)

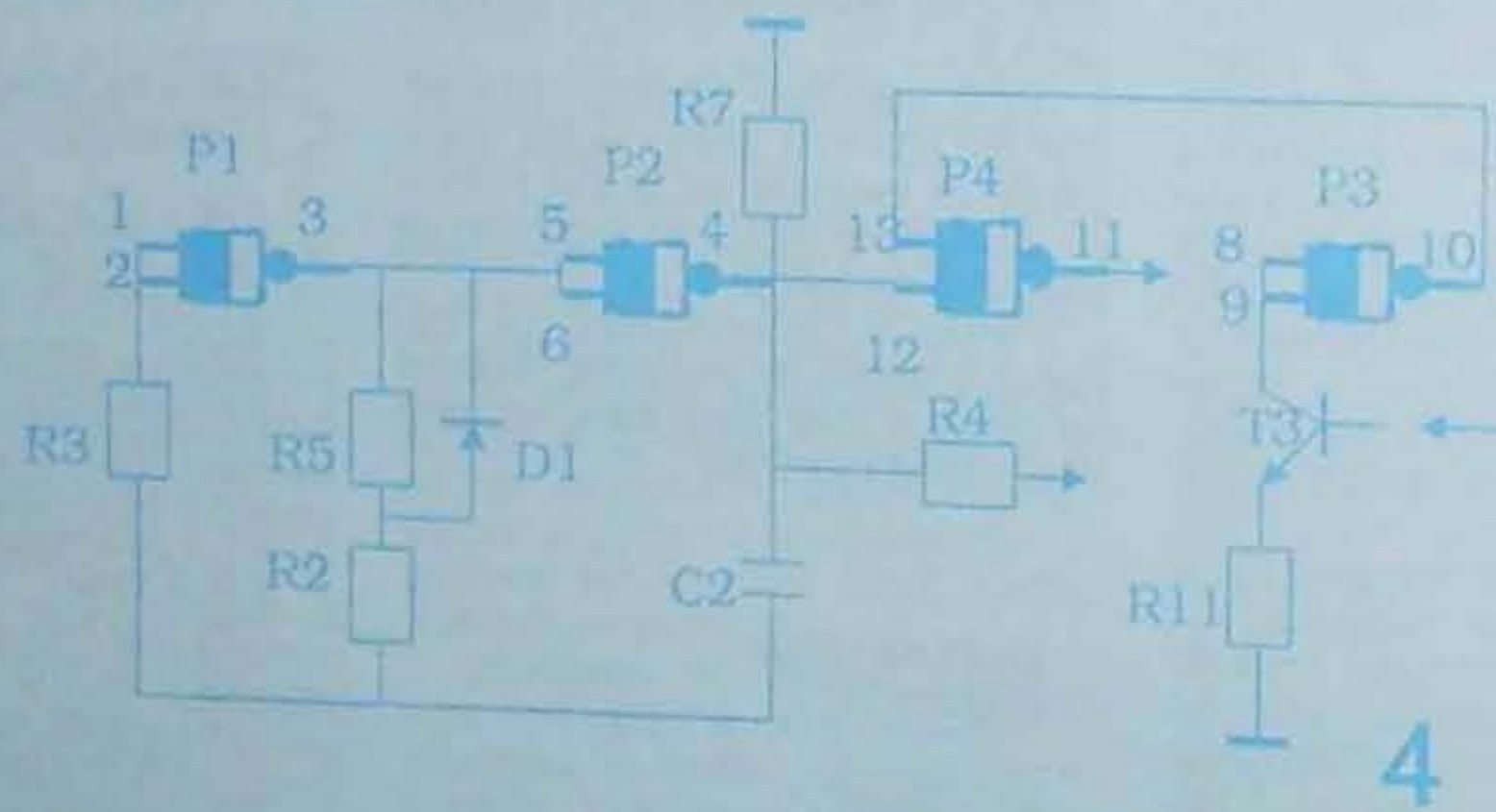
CI –  $\beta$ E555  
R3L – RL13/12V  
Dz – PL12Z  
D – 1N4007  
C1 – 5 $\times$  10 $\mu$ F/16V  
C2 – 1000 $\mu$ F/25V  
C3 – 1 $\mu$ F/400V (nepolarizat)  
R1 – 1M $\Omega$   
R2 – 22k $\Omega$   
R3 – 40 $\pm$  60 $\Omega$   
R4 – 47 $\Omega$ /3W  
R5 – 10k $\Omega$   
SR – 22k $\Omega$   
T – BD139

## Lista de piese (Figura 3)

CI1 – MMC4011  
CI2 –  $\beta$ E555  
T1, T3, T5, T7 – BC107B  
T2, T4 – BD139  
T6 – BD140  
D1 $\pm$  D4 – 1N4148  
LD – LED alb  
FT – fototranzistor  
PR – 1PM1  
Dz1 – DZ10  
Dz2 – PL13Z  
TRC – triac 400V/6A  
P – 100k $\Omega$  (liniar)  
TR – 220V/14V/15W  
C1 – 470 $\mu$ F/24V



- C2 - 22nF
- C3;C4;C5 - 1000µF/24V
- C6;C7;C9 - 1nF
- C8 - 10µF/25V
- C10; C12 - 100µF/25V
- C11 - 10nF
- R1 - 10Ω
- R2 - 1,2kΩ
- R3 - 470Ω
- R4; R8; R27 - 4,7kΩ
- R5;R22 - 27kΩ
- R6;R11 - 100Ω
- R7;R12 - 100kΩ



- R9; R13 - 47kΩ
- R10 - 330Ω
- R14 - 390kΩ
- R15;R16 - 12kΩ
- R26 - 1kΩ
- R18 - 3,3kΩ
- R19;R20;R24 - 24kΩ
- R21 - 130Ω
- R23 - 8,2kΩ
- R25 - 180kΩ
- R28 - 68kΩ
- R29 - 33kΩ

Cu un simplu circuit electronic (fig. 1) se poate realiza o aplicație ce permite automatizarea unei instalații de alimentare cu apă deservită de la un bazin sau de la rețea prin intermediul unei electrovalve (de la mașinile de spălat automate). Automatul descris permite udarea grădinilor de flori sau legume, în serie, a ghivecelor de flori când suntem plecați în concediu și nu are cine să ne ude florile. Schema determină pornirea electrovalvei numai la căderea întunericului și

de alimentare între 9 V-40 V.

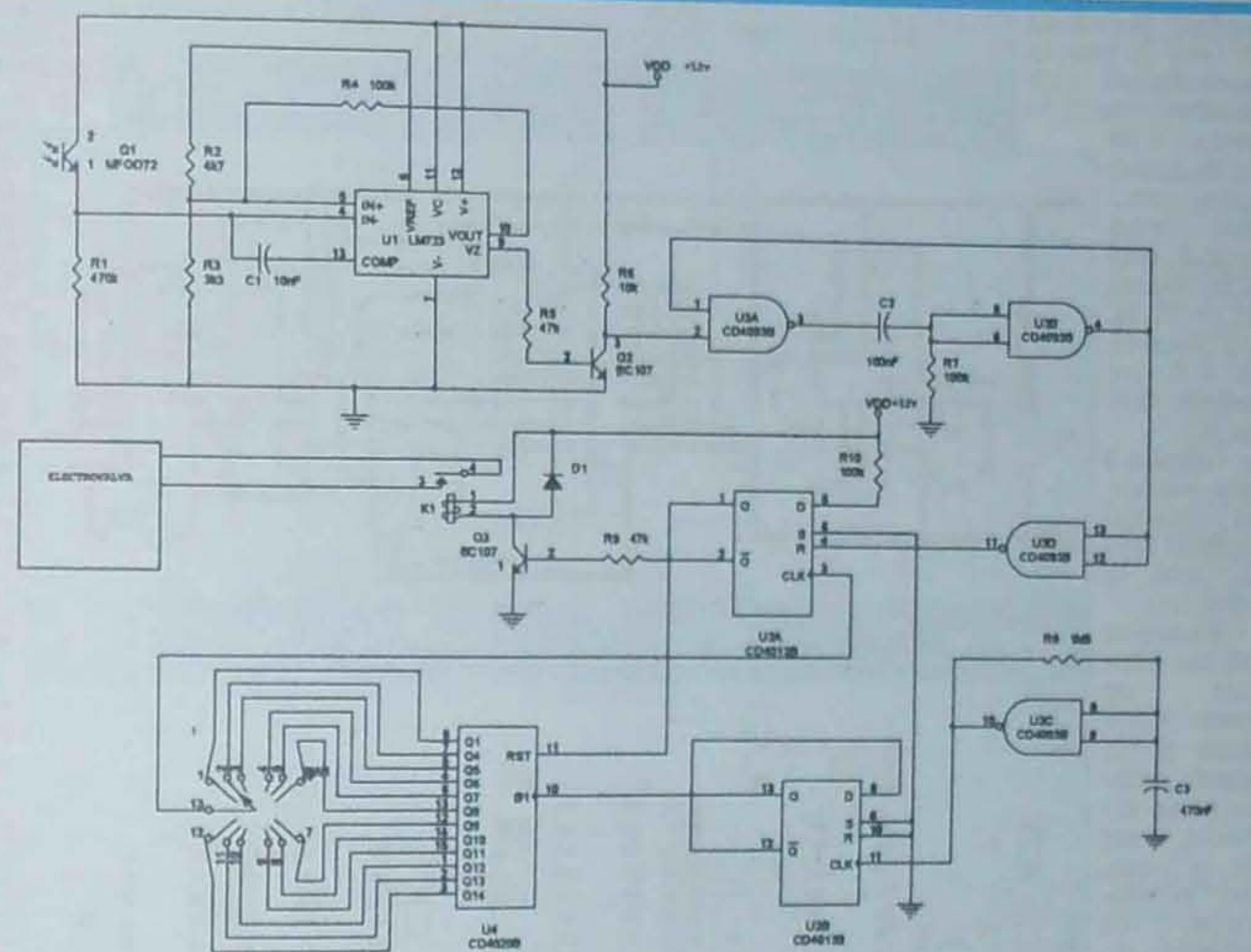
Intrarea neinvertor a comparatorului este conectată la divizorul rezistiv R2, R3 alimentat din tensiunea de referință; rezistențele pot să fie înlocuite cu un potențiomtru semireglabil de 10 kΩ-50 kΩ pentru un reglaj fin al momentului de acționare. Intrarea inversor este conectată la divizorul format de fototranzistor și R1. Cât timp fototranzistorul este luminat, tensiunea pe această intrare trebuie să fie superioară celei reglate cu divizorul R2, R3, iar tranzistorul Q2 (BC107) este blocat.

## ELECTROVALVĂ OPTICĂ

Ing. CORNEL ȘTEFĂNESCU

este menținută activă o perioadă de timp, determinată de poziția comutatorului SW1, de la câteva la câteva ore.

Elementul sesizor al montajului este un fototranzistor planar epitaxial cu Si, npn, tip ROL31 sau oricare altul. Fototranzistorul prezintă proprietatea că la întuneric rezistența între colector și emitor



este foarte mare, iar când este luminat rezistența scade foarte mult. Fototranzistorul Q1 împreună cu R1 (330 kΩ-470 kΩ) formează un divizor, iar variația de tensiune pe acesta este proporțională cu iluminarea ambientală sesizată de traductor și aplicată unui comparator. Circuitul de comandă și comparatorul utilizat este vechiul și cunoscutul integrat LM723 (sursa de tensiune, figura 2).

S-a optat pentru acest circuit deoarece conține o sursă de tensiune de referință stabilizată și compensată termic, un amplificator de eroare diferențial, un tranzistor de reglare, un tranzistor pentru circuitul de protecție (nu se utilizează în aplicația de față), posibilitatea de compensare în frecvență și o diodă stabilizatoare de 6,2 V. Curentul de ieșire maxim (pin 10) este de 150 mA, tensiunea de referință de 7,15 V și curentul de 15 mA, curentul de ieșire la terminalul Vz (pin 9) de 25 mA, tensiunea

Când traductorul este în întuneric, tensiunea pe intrarea neinvertor devine superioară și comandă deschiderea tranzistorului Q2. Rezistorul R4 (47 kΩ-100 kΩ) este introdus pentru a crea un mic histerezis și a înlătura eventualele oscilații în momentul comutării.

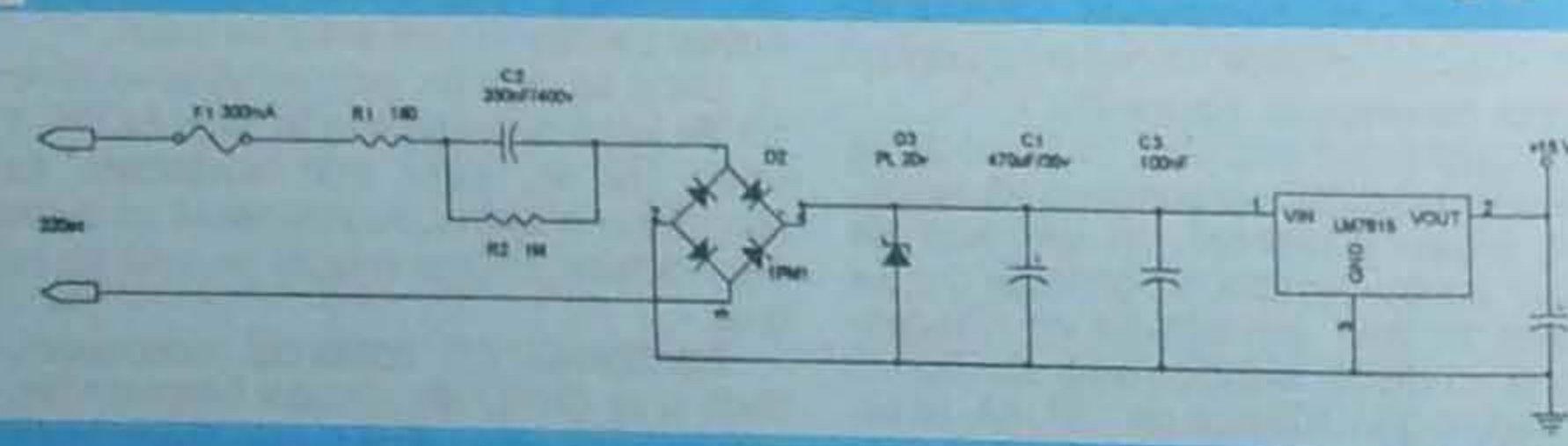
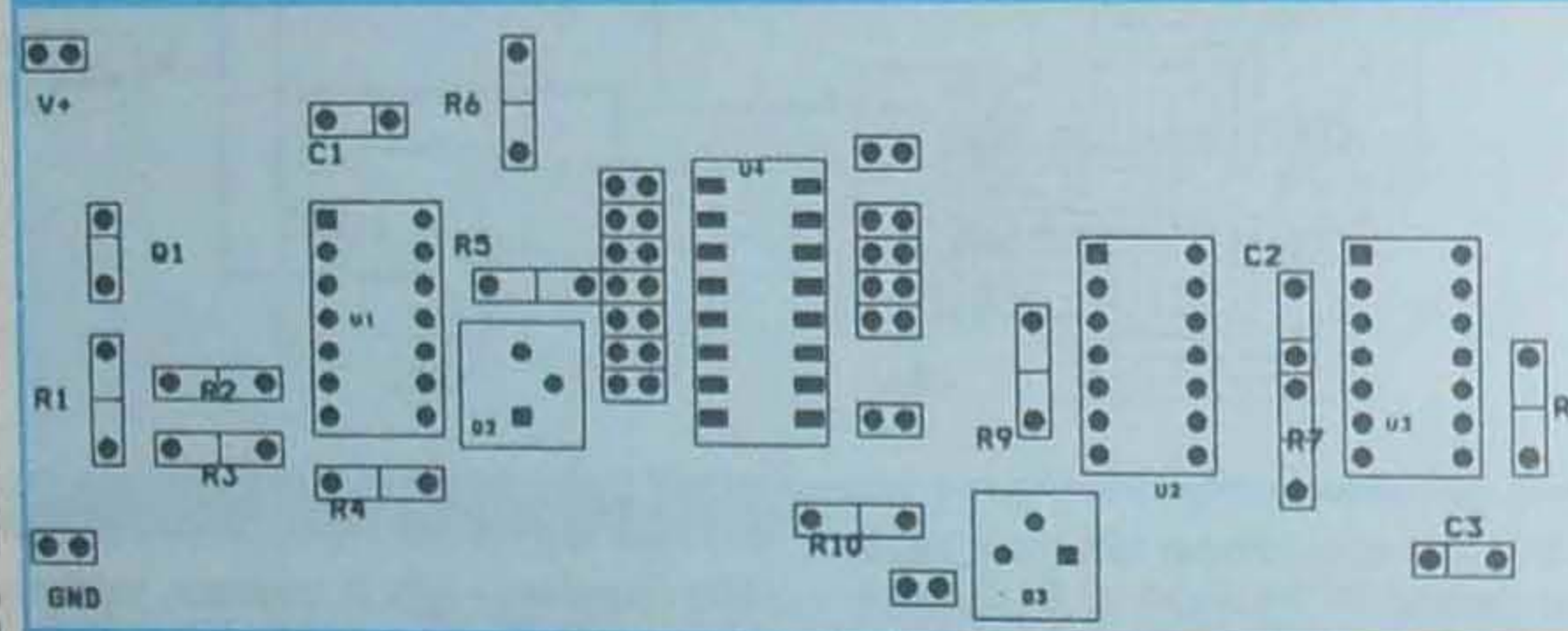
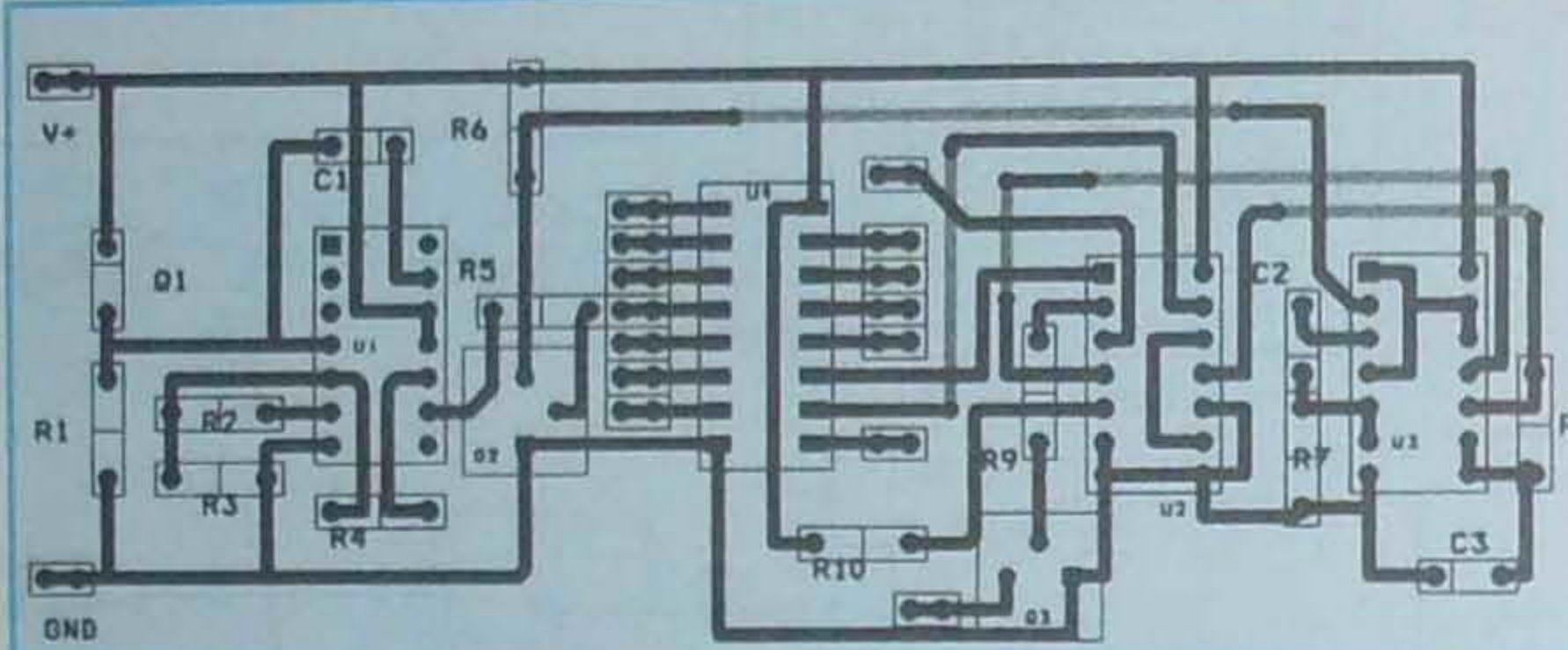
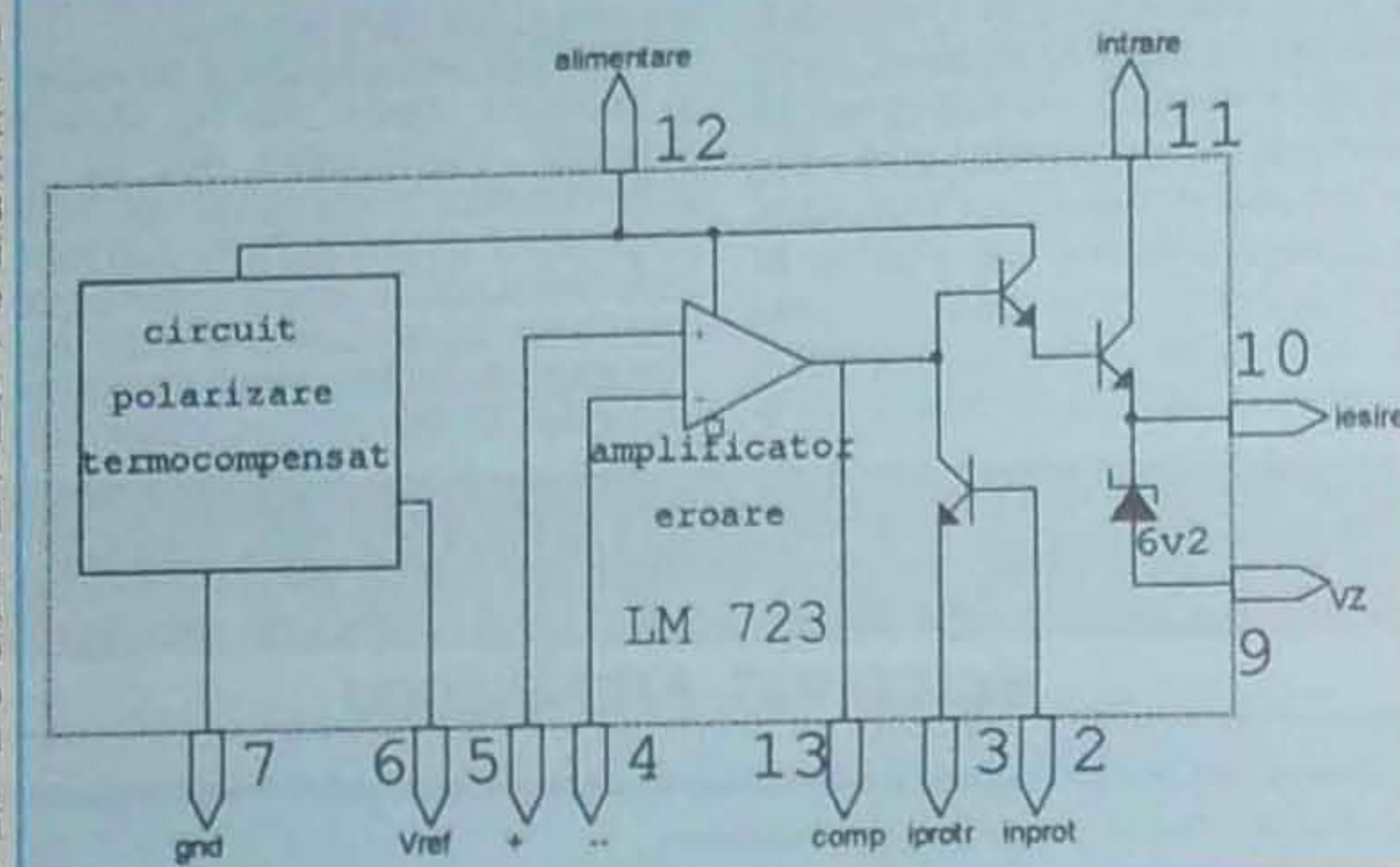
Dacă se dorește, prin conectarea directă, între pinul 10 de ieșire și masă sau în locul lui R6, a bobinei unui relee (12 V), care prin contactele sale comandă aprinderea unui bec, se realizează un automat de iluminat nocturn. Bobina releului nu este figurată în schema dată.

Tranzistorul Q2 comandă monostabilul realizat cu două porți ȘI-NU din circuitul integrat MMC4093; durata impulsului nu este critică și este determinată de valorile lui R7 și C2. Ieșirea monostabilului resetează bistabilul (1/2

MMC4013) pentru comanda electrovalvei. Timpul cât este comandat tranzistorul Q3 (BC107), deci și electrovalva, este determinat de temporizatorul realizat din numărătorul binar asincron de 14 biți MMC4020 și oscilatorul de tact, realizat cu o poartă ȘI-NU tip MMC4093, după o schemă clasică. Cu valorile din schemă, perioada semnalului de ceas la intrarea numărătorului este de aproximativ 1s. În funcție de poziția aleasă pentru comutator, durata minimă este de 2s (ieșirea Q1 pin 9), iar cea maximă de 2,2 ore (ieșirea Q14 pin 3).

În figura 3 este prezentat cablajul imprimat simplu strat la scara 1:1.

Montajul are un consum de curent foarte redus și din acest motiv se poate alimenta direct de la rețea, fără transformator, cu schema din figura 4. **Atenție la realizare și manipulare, pentru a nu se produce accidente!** Schema este simplă, componenta de bază este condensatorul C2 de 330 nF, care tre-



buie să fie cu un curent de pierdere cât mai mic, nepolarizat și cu tensiunea de lucru de 600 V (dacă se poate). Puntea redresoare, de tip 1PM4, poate să fie înlocuită cu 4 diode din gama 1N4004-1N4007. Urmează o filtrare și o prestabilizare la 20 V cu dioda Zener PL20Z, după care un stabilizator integrat cu trei terminale, LM 7815.

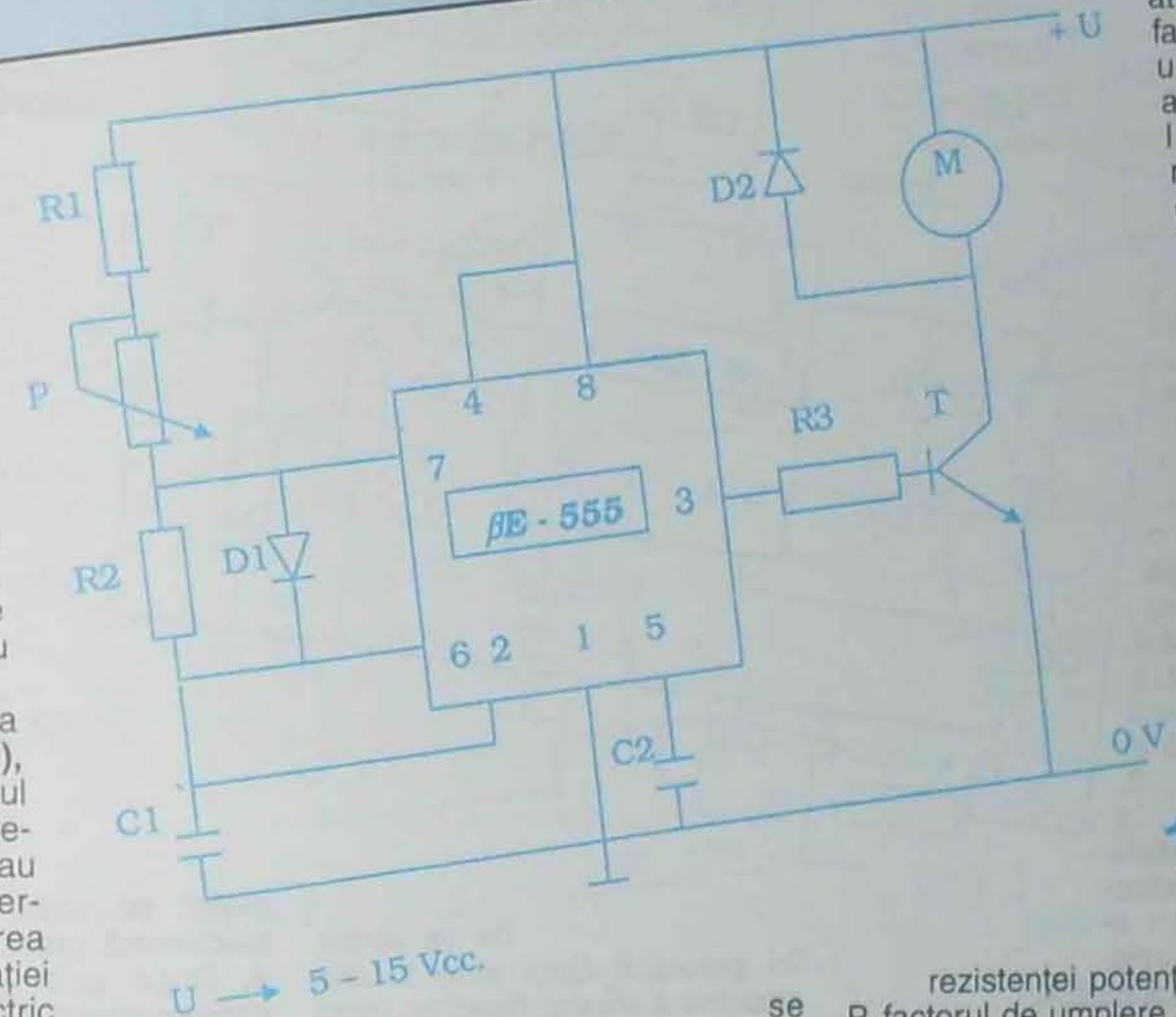
Pentru plantele de apartament este necesar un rezervor de 10-20 litri (sau mai mare), amplasat pe un suport așezat deasupra ghivecelor cu flori. La rezervor se conectează electrovalva, iar de la ea se poate pleca spre ghivecele cu flori fie cu un singur furtun, prins pe fiecare ghiveci și cu gaura în dreptul lui (capătul opus se obturează cu un dop), fie cu mai multe furtunașe flexibile, câte unul pentru fiecare ghiveci, de diametru mic, 2-3 mm. Dozarea apei se face prin dimensiunea găurii din dreptul ghiveciului și din reglarea timpului cât este acționată electrovalva. Trebuie avut în vedere faptul că planșele vor fi udate în fiecare zi, la lăsarea întinerului.

# VARIATOR de TURAȚIE pentru MOTOARELE de CURENT CONTINUU

În multe aplicații practice este nevoie ca motoarele electrice să-și regleze turația în limite largi. Dacă și momentul motor este cât mai constant, indiferent de turație, va fi cu atât mai bine.

Schemă electrică (fig. 1), realizată în jurul unui circuit integrat  $\beta E555$  sau echivalent, permite reglarea continuă a turației unui motor electric cu colector și magneți permanenți în circuitul de excitație, între zero și valoarea maximă suportată de motor. Puterea maximă a motorului ce poate fi comandat cu această schemă este de cca 50 W, dacă se utilizează pentru T1 un tranzistor 2N3055 cu radiator adecvat.

Reglajul turației se face prin variația factorului de umplere, frecvența semnalului rămânând practic constantă. Oscilatorul din figura 1, în componența căruia intră circuitul integrat  $\beta E555$ , este realizat după schema clasică, în care condensatorul C1



se încarcă prin rezistența R1, P și dioda D1 și se descarcă prin rezistența R2. Dacă prin condensatorul C se extrage (constant) un curent I1, încărcarea lui va fi întârziată, iar descărcarea accelerată. În acest mod, factorul de umplere devine reglabil, frecvența de oscilație rămânând constantă. Curentul mediu prin tranzistorul T, și în consecință prin motorul M, va avea și el o variație a intensității de la o valoare minimă (când practic rotorul motorului M nu se învârteste) și o valoare maximă. Pentru valorile din schema electronică prezentată în figura 1,

atunci când factorul de umplere are valoarea minimă, durata impulsului la ieșirea 3 a integratului  $\beta E555$  este de 5,5 ori mai scurtă decât durata pauzei. Pentru o anumită valoare

re a rezistenței potențiometrului P, factorul de umplere atinge valoarea maximă. Depășind această valoare, oscilația se întrerupe deoarece tensiunea pe condensatorul C1 nu mai poate atinge pragul de sus al comparatorului din circuitul integrat  $\beta E555$ . Tensiunea de ieșire la pinul 3 al integratului rămâne tot timpul în 1 (valoarea pozitivă maximă). În acest caz, curentul care trece prin tranzistorul T, și în consecință prin motorul M, are valoarea maximă; turația și momentul (deci puterea) au și ele valoarea maximă.

Tranzistorul T va fi montat pe un radiator termic adecvat. Dacă

este necesar să se comande motoare cu puteri mai mari, se vor utiliza tranzistoare finale mai puternice, dar curentul prin ieșirea 3 a circuitului integrat  $\beta E555$  nu trebuie să depășească valoarea maximă de 200 mA.

Montajul electronic prezentat în figura 1 permite numai reglarea turației motorului electric. În multe cazuri este suficient, dar sunt situații când trebuie menținut constant momentul dezvoltat de motor,

indiferent de valoarea turației reglate; este cazul unui mini-strung antrenat de un motor cu colector și magneți permanenți.

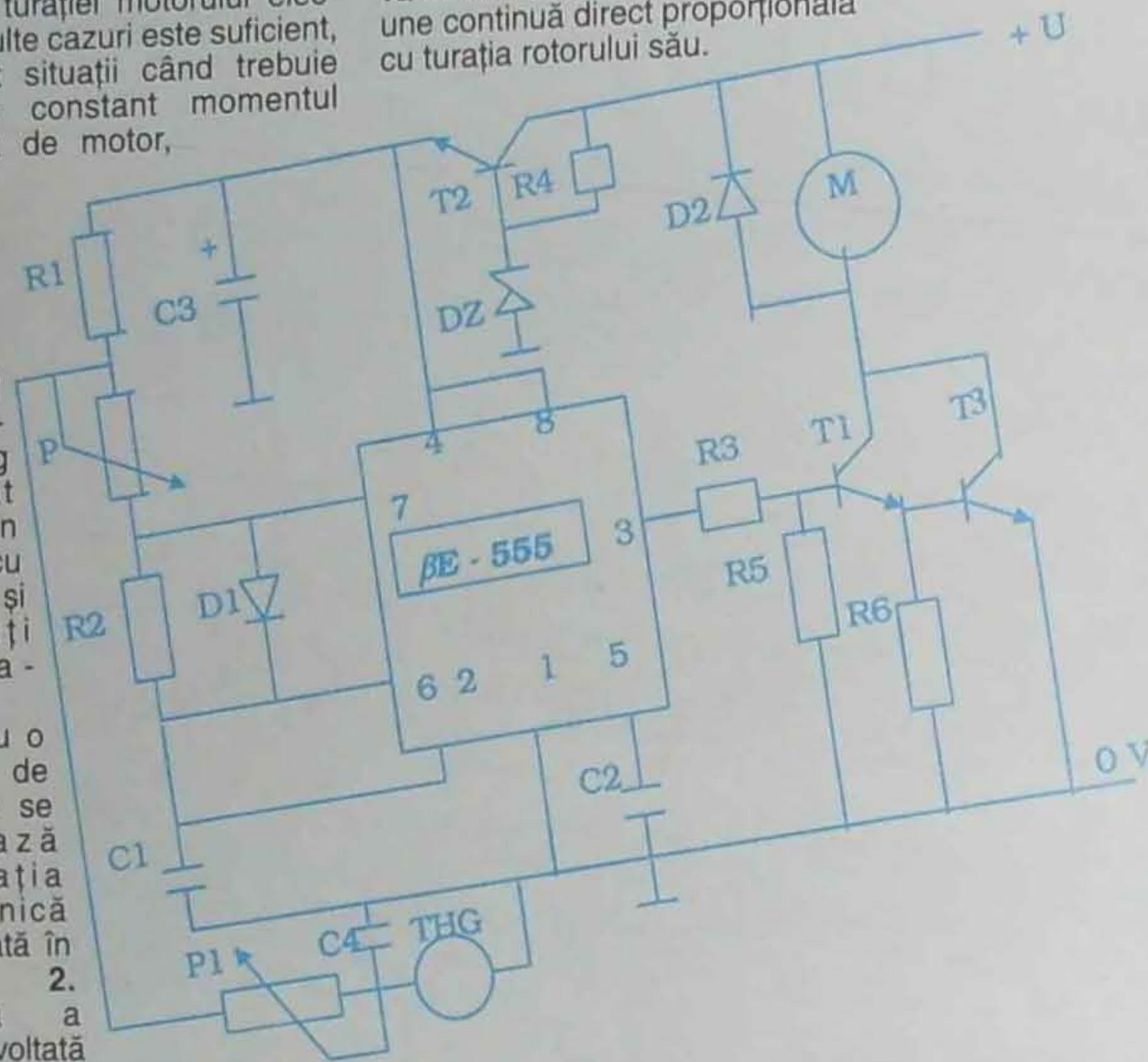
Pentru o astfel de aplicație se pretează instalația electronică prezentată în figura 2. Schema a fost dezvoltată din precedenta, căreia i s-au adus următoarele îmbunătățiri:

– alimentarea integratului  $\beta E555$  se face cu o tensiune stabilizată de montajul realizat în jurul tranzistorului T2;

– între ieșirea circuitului integrat  $\beta E555$  și tranzistorul final T3 s-a intercalat etajul preamplificator T1, echipat cu tranzistorul de putere medie BD139 sau BD237. În funcție de tranzistorul final T3, puterea motorului electric M poate ajunge la 1,5 kW, iar tensiunea de alimentare la 80-1000 Vc.c. În acest caz, dioda Zener se va alege la o valoare potrivită, astfel încât tensiunea la bornele 4 și 8 ale integratului  $\beta E555$  să nu depășească 18Vc.c.;

– etajul oscilator a fost echipat cu grupul TG, P și C3.

Tahogeneratorul TG este un motor de jucărie (Mabuchi, Johnston etc.), antrenat direct sau printr-o curelușă de casetofon, de motorul electric principal M. Având statorul cu magneți permanenți, acest tahogenerator va debita la bornele sale o tensiune continuă direct proporțională cu turația rotorului său.



2

Se va vedea în prealabil care este turația maximă a acestui motor; dacă turația sa maximă este inferioară celei a motorului M, atunci între acestea se va introduce un reductor de turație cu roți și curea de magnetofon sau casetofon. Ca tahogenerator este indicat un motor de casetofon (motor în perfectă stare de funcționare), care funcționează la 6 sau 12 Vc.c.

Cu potențiometrul P se reglează turația. Ambele scheme electronice (din figurile 1 și 2) se alimentează din acumulatori sau prin intermediul unui alimentator adecvat. Schema electrică a unui astfel de alimentator este prezentată în figura 3. Puterea

transformatorului de rețea TR, tensiunea  $U_s$  din secundarul acestuia și puterea punții redresoare PR se aleg în funcție de puterea maximă pe care trebuie să o debiteze motorul electric M.

Condensatorul electrolitic de filtraaj Cf va avea și el valori ale capacității cuprinse între 1000 și 10000  $\mu F$ , funcție de puterea motorului M. Cu cât puterea motorului este mai mare, cu atât și capacitatea lui Cf va fi mai mare. Pentru o putere a motorului M de 50-60 W, acest condensator va fi de 1000  $\mu F/40Vc.c.$  sau mai mare.

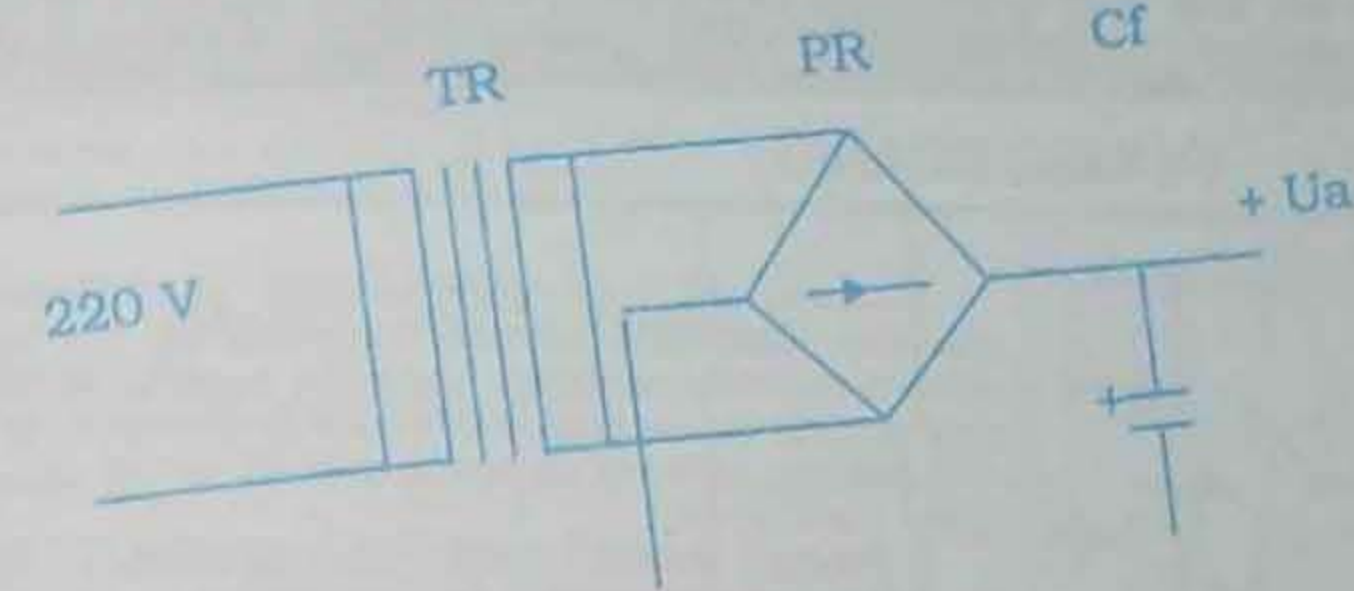
Pentru aplicații mai pretențioase, de mare precizie, în ceea ce privește turația și cuplul

motor, se poate utiliza schema electronică prezentată în figura 4. După cum se vede, între intrarea circuitului integrat  $\beta E555$  și tahogeneratorul TG a fost intercalat un circuit PID, realizat cu integratul  $\beta A 741$ . Prescrierea turației se realizează cu potențiometrul liniar P. Circuitul RC intercalat între pinii 2 și 6 ai amplificatorului operațional  $\beta A 741$  permite o funcționare nezmotoasă a motorului M.

Valoarea tensiunii de alimentare a etajului final și a motorului M se alege în funcție de caracteristicile electrice ale acestuia din urmă.

#### Lista de piese – Figura 1

R1 – 4,7k $\Omega$   
R2 – 47k $\Omega$



PR – punte redresoare, aceeași condiție ca pentru TR  
Cf – min. 1000  $\mu F$

#### LISTA DE PIESE Figura 4

R1 – 4,7k $\Omega$   
R2 – 47 k $\Omega$

#### LISTA DE PIESE – Figura 2

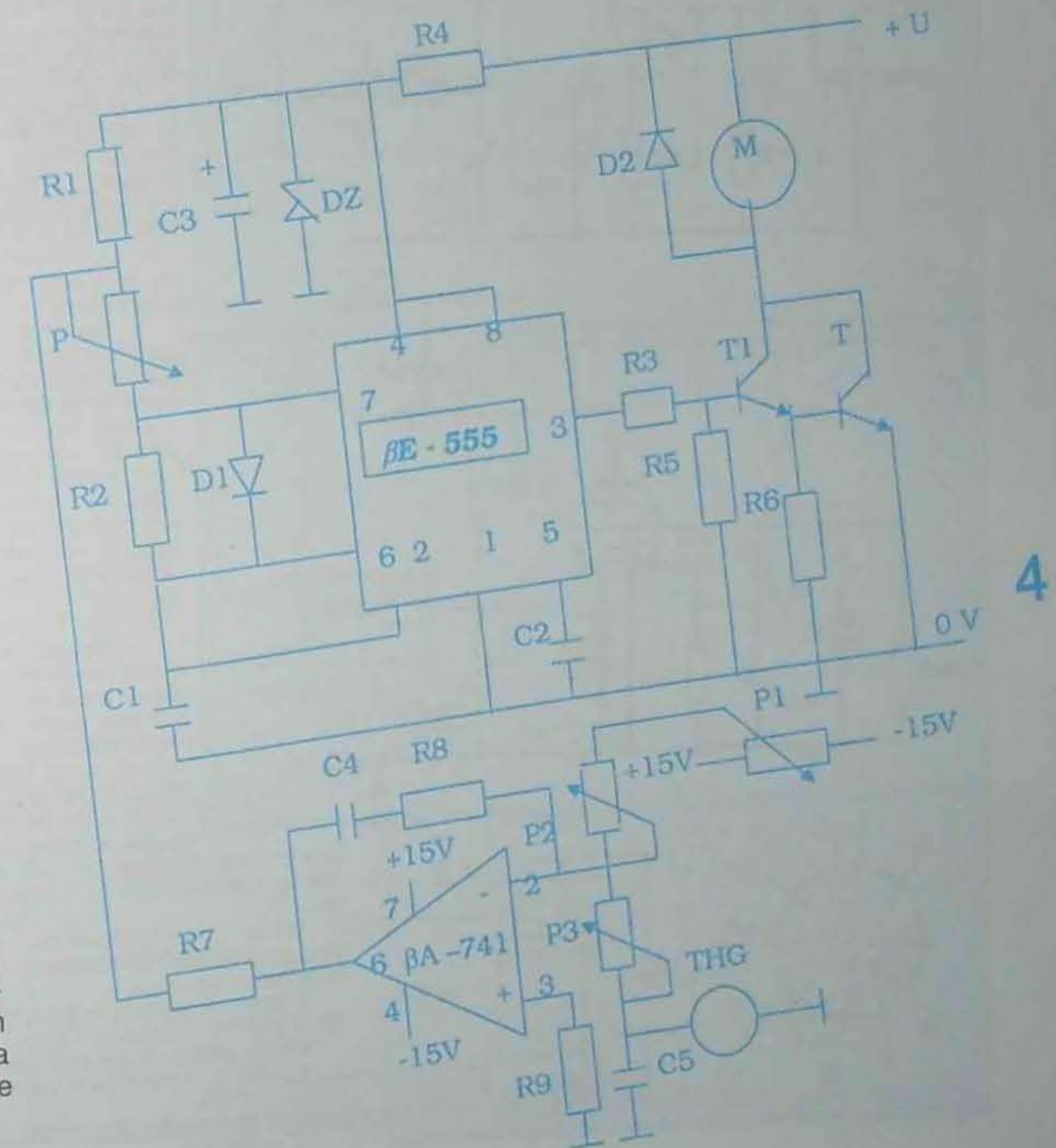
R1 – 4,7k $\Omega$   
R2 – 47k $\Omega$   
R3 – 180 ...  
680  $\Omega$   
P – 100 k $\Omega$   
(liniar)  
P1 – 10 k $\Omega$   
T1 – BD 139  
T – 2N3055  
D1 – 1N4148  
D2 – 1N4004  
C1; C4 – 100 nF  
C2 – 10 nF  
C3 – 1000  $\mu F/40V$   
R4 – 150 $\Omega$   
R5 – 1k $\Omega$   
R6 – 560 $\Omega$   
DZ – PL16Z

#### Explicație – Figura 3

TR – transformator rețea; se dimensionează după puterea motorului M. Puterea transformatorului TR trebuie să fie cu minimum 50% mai mare decât cea maxim absorbită de motorul M.

R3 – 180 ... 680 $\Omega$   
R4 – 39 ... 330 $\Omega$   
R5 – 1k $\Omega$   
R6 – 560 $\Omega$   
R7 – 1k $\Omega$   
R8 – 27k $\Omega$   
R9 – 10k $\Omega$   
T – 2N3055  
T1 – BD139  
P1; P2; P3 – 10k $\Omega$   
P – 100k $\Omega$   
C1; C4; C5 – 100nF  
C2 – 10nF  
C3 – 100 $\mu F$   
DZ – PL16Z

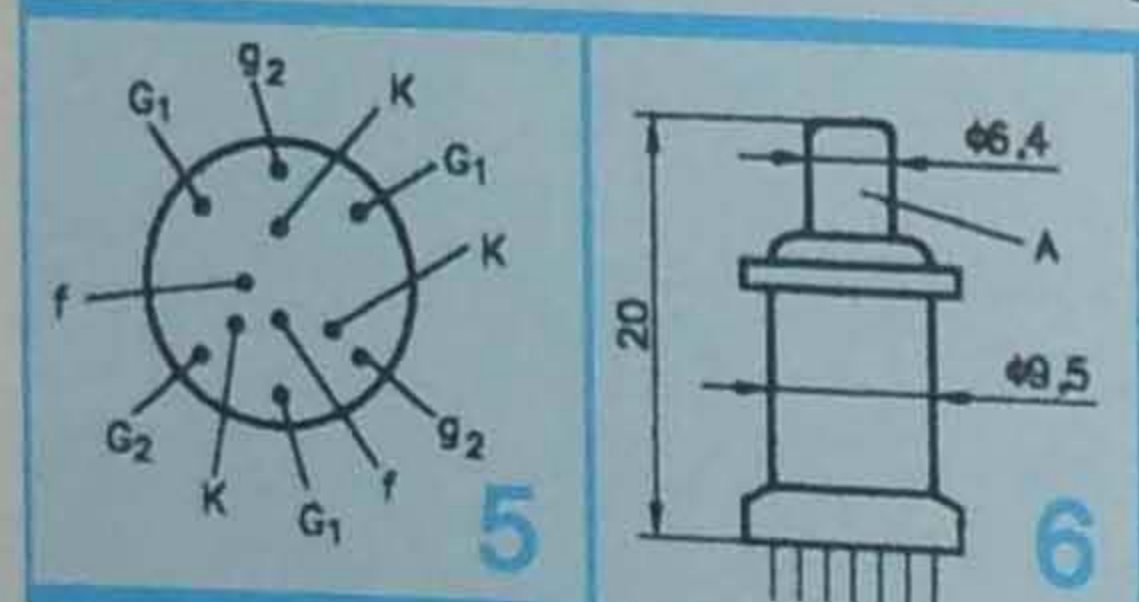
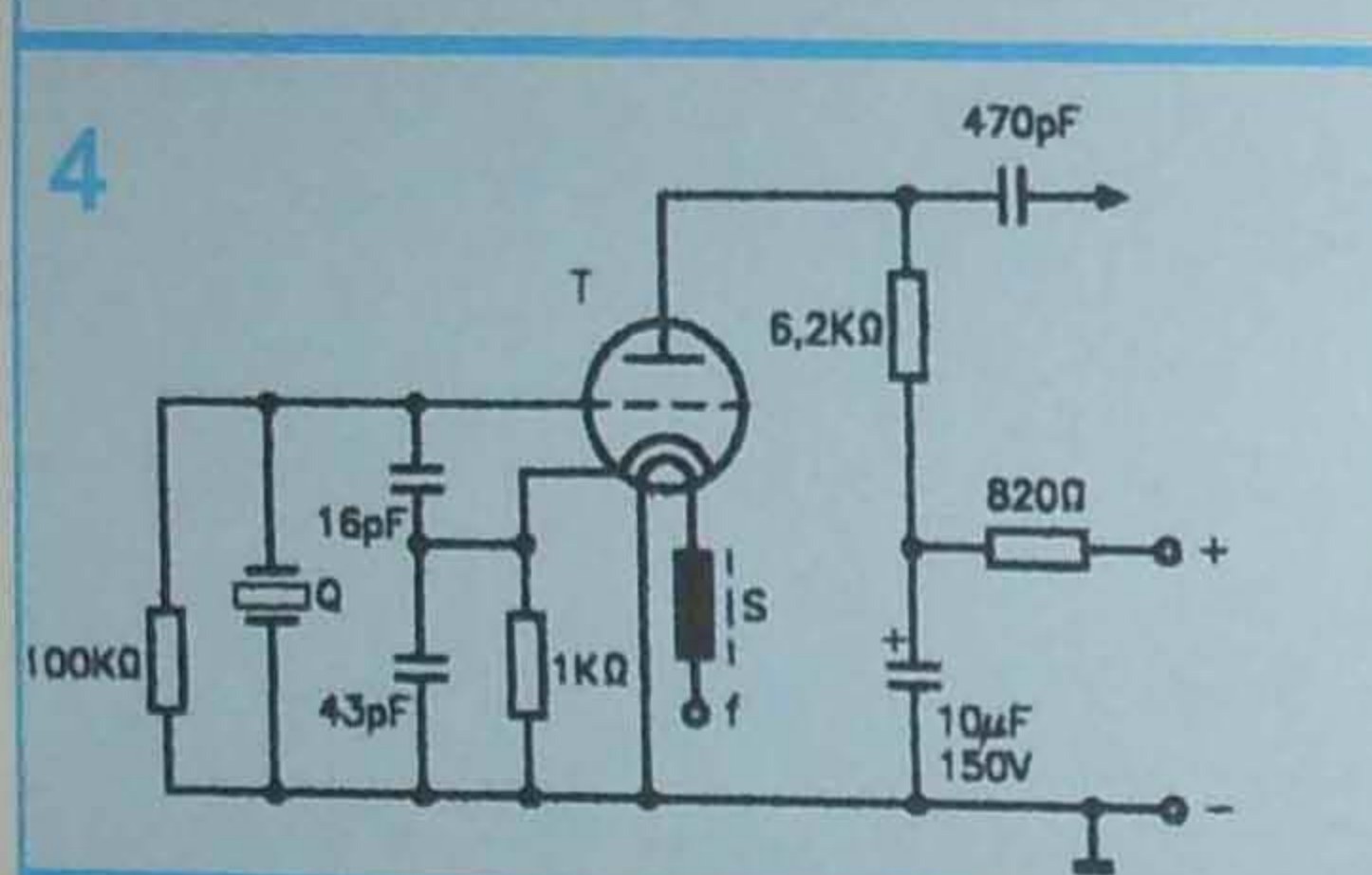
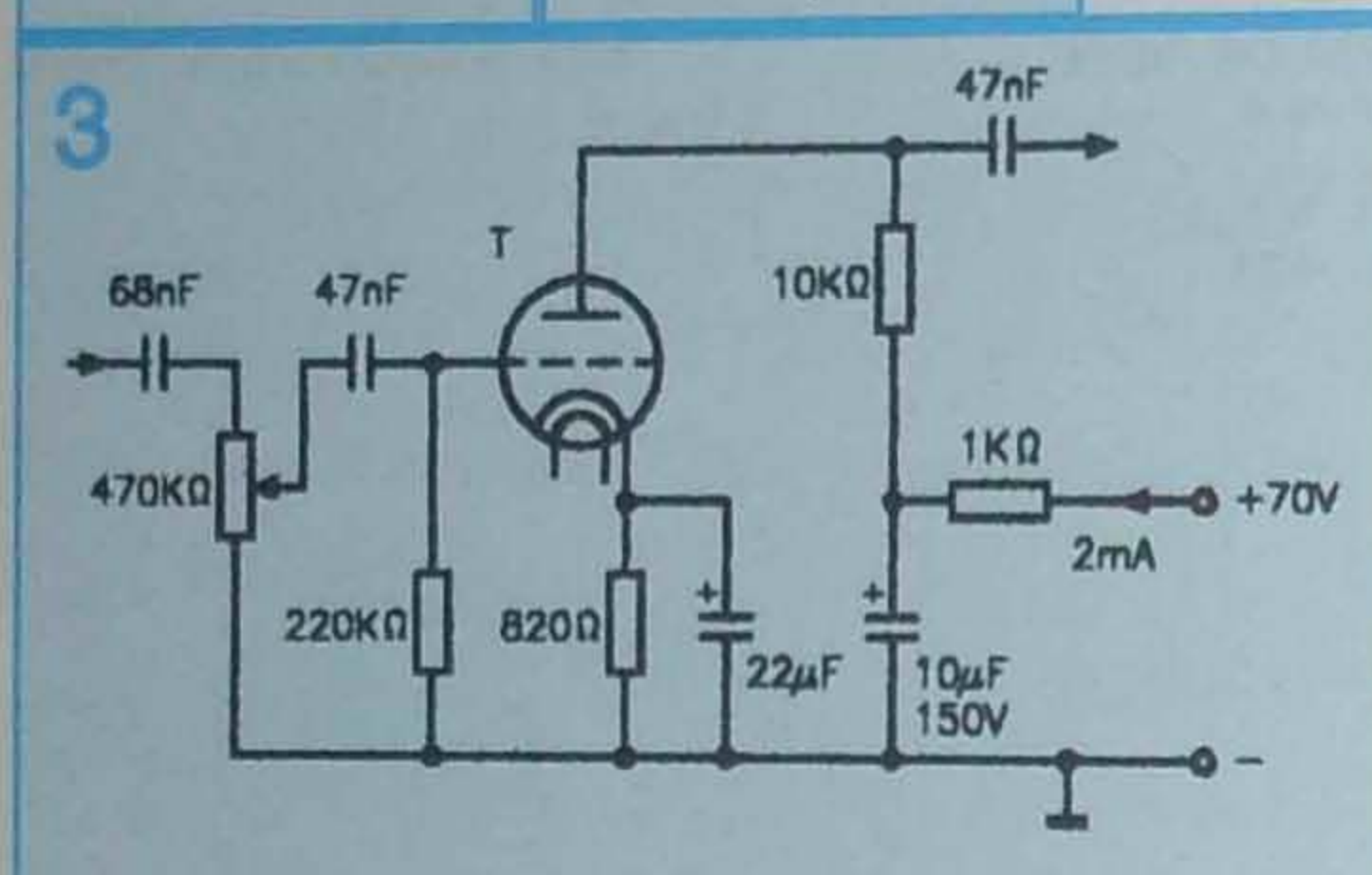
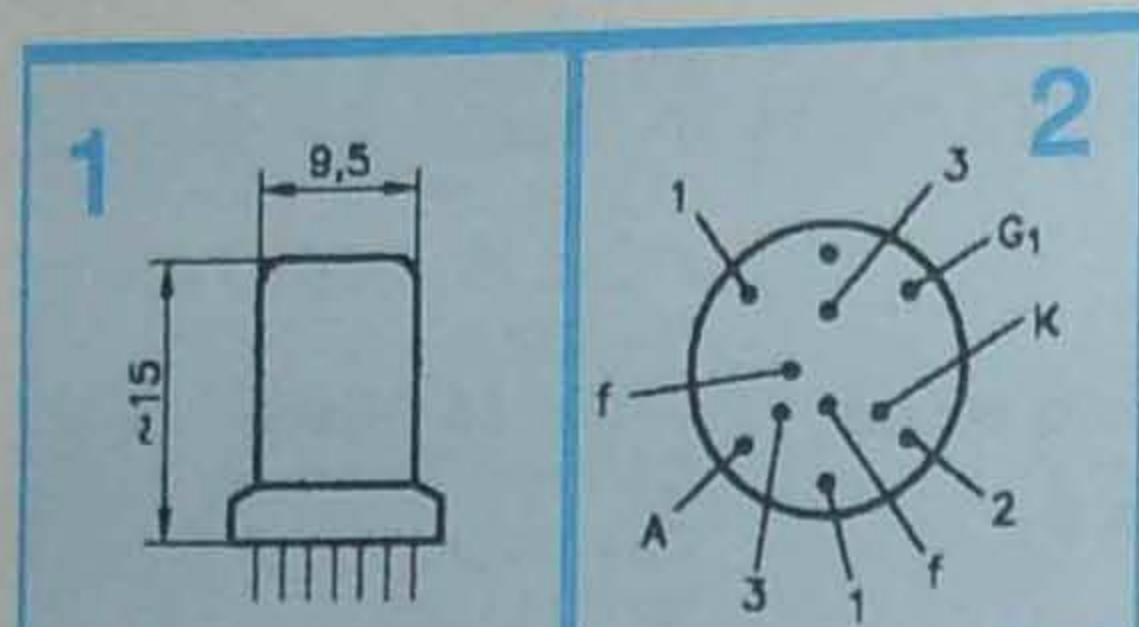
Toate potențiometrele vor fi liniare



4

# NOUTĂȚI VECHI: NUVISTOARELE

ROMEO BOARIU



Nuvistoarele sunt caracterizate prin dimensiuni mici, robustețe mecanică ridicată, frecvență de funcționare mare, zgomot redus și coeficient mare de amplificare. Acestea sunt doar o parte din caracteristicile care le-au impus, la un moment dat, având o utilizare pe scară largă și calități superioare altor tuburi electronice.

În figura 1 este prezentată capsula triodei nuvistor 6C51H, iar în figura 2, conexiunile la soclu ale aceluiași tub. După cum se observă, la soclul ceramic al tubului sunt disponibile mai multe conexiuni pentru același electrod intern al tubului, ușurând astfel realizarea montajelor. Astfel, cu "1" s-a notat conexiunea pentru G1, cu "2" conexiunea pentru A și cu "3" conexiunea alternativă pentru K.

Primul montaj realizat este prezentat în figura 3, de altfel cel mai la îndemână și cu rezultate care se "aud", confirmate de calitățile tubului: zgomot de fond redus, amplificare ridicată și sunet specific de tub electronic, calitate și fidelitate. Filamentul a fost alimentat cu tensiune continuă de 6,3 V, iar în timpul experiențelor am folosit rezistențe anodice cu valori cuprinse între 6,8 kΩ și 22 kΩ. Modificarea curentului anodic cuprinsă între 1,2-3 mA a condus la modificarea amplificării montajului.

Folosind același tub triodă nuvistor am realizat montajul din figura 4, ca oscilator cu cuarț. În tabelul 1 sunt trecute rezultatele obținute, folosind cristale de cuarț cu frecvențe diferite, precum și tensiuni anodice diferite. Filamentul a fost alimentat cu tensiune continuă de 6 V prin intermediul unui șoc S1, realizat pe un baston de ferită cu  $\varnothing$  2 mm și  $l = 20$  mm, pe care s-a bobinat pe o lungime de 15 mm sârmă de CuEm  $\varnothing$  0,25 mm.

În figura 5 sunt prezentate conexiunile de soclu ale tetrodei nuvistor 6  $\times$  12 H, cu aceleași posibilități multiple de folosire a terminalelor de ieșire, iar în figura 6, dimensiunile de gabarit ale acestuia. Montajul din figura 6 reprezintă o aplicație din domeniul audio și are în plus posibilitatea reglării factorului de amplificare al etajului odată cu modificarea tensiunii grilei-ecran. Ca etaj oscilator am realizat montajul din figura 8, folosind rezonatoare cu frecvențe diferite. În tabelele 2 și 3 sunt prezentate rezultatele obținute.

Pentru alimentarea montajelor prezentate propun realizarea unui montaj convertor alimentat de la o sursă de 6 V, caz în care filamentul se alimentează de la sursa în cauză. Montajul propus este prezentat în figura 9. Este vorba de un multivibrator cu frecvență ridicată, realizat cu tranzistoarele T1 și T2, și un etaj de ieșire cu T3, în colectorul căruia se găsește un transformator ridicător de tensiune. Pentru transformator am folosit un miez de ferită tip oală, cu AL = 2000, care conține în primar 12 sp. CuEm  $\varnothing$  0,4 mm, iar în secundar 150 sp. CuEm  $\varnothing$  0,2 mm. Întrefierul realizat pe miez este de 0,1 mm.

Bobina 2 este realizată pe o oală de ferită cu  $\varnothing$  12-15 mm, pe a cărei carcasă se bobinează sârmă CuEm  $\varnothing$  0,25 mm până la umplerea acesteia.

Tranzistoarele folosite pot fi înlocuite cu 2N2905 pentru T1 și T2 și BD 137-139 pentru T3.

Pentru datele din figura 9 s-au obținut următoarele rezultate:  $U = 6V$ ;  $u_0 = 105V$  pe o sarcină de 20 kΩ la ieșire,  $I_0 = 4mA$ ,  $I = 130mA$ .

$u_0 = 80V$  pentru un consum suplimentar în sarcină de 10 mA,  $I_0 = 300mA$ .

$$u = 5V; u_0/20k\Omega, I = 100mA$$

$$u_0 = 65V, I_0 = 10mA, I = 180mA$$

La o tensiune de alimentare a montajului de numai 3,5 V și un curent consumat la ieșirea de înaltă tensiune de 8 mA, tensiunea este de 50 V și curentul consumat de montaj de 140 mA.

Cablajul imprimat pe care a fost realizată sursa de alimentare este prezentat în figura 10.

Folosind tetroda nuvistor 6  $\times$  12 H, în figura 15 este prezentat un generator modulat în amplitudine, a cărui frecvență generată este stabilizată de cuarțurile Q1-Q3. Numărul rezonanțelor folosite poate fi mai mare, iar frecvențele acestora pot fi cuprinse în intervalul 3-50 MHz.

Modulația semnalelor de radiofrecvență se realizează pe catod, prin intermediul transformatorului Tr1. Acesta se va realiza pe un miez cu  $S = 0,5 cm^2$  și va cuprinde în primar 3500-4000 spire, iar în secundar 4500 spire, din sârmă de CuEm  $\varnothing$  0,07 mm.

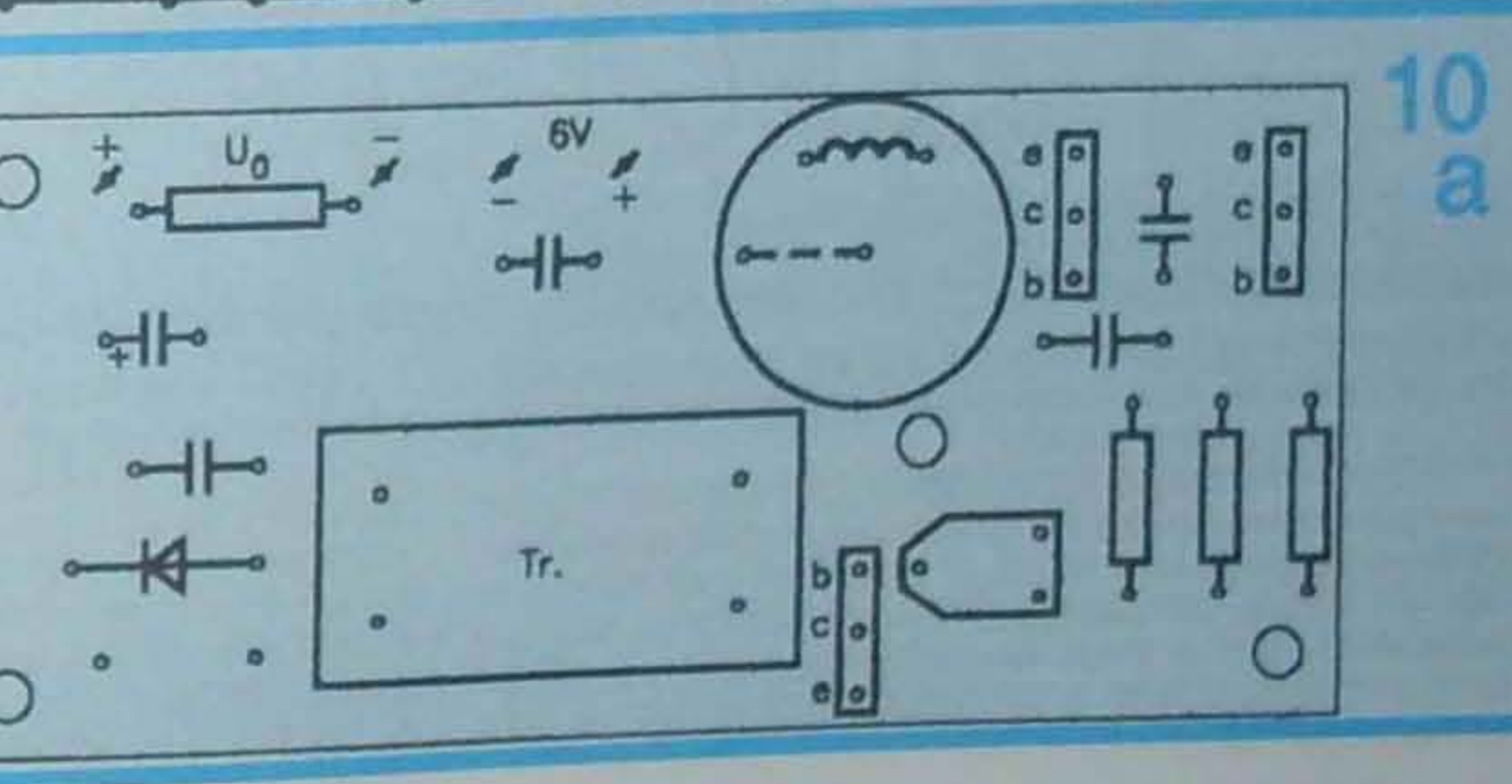
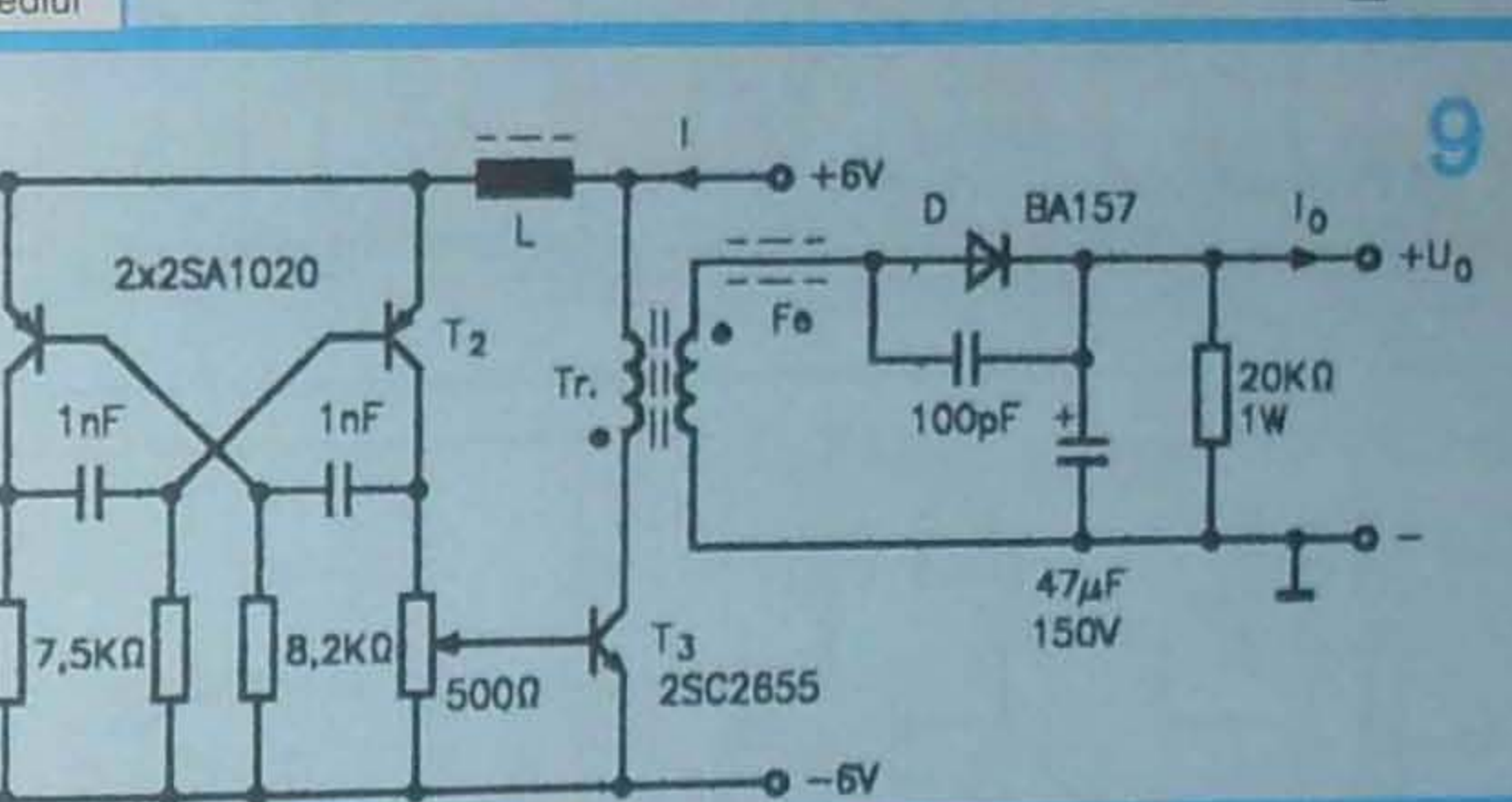
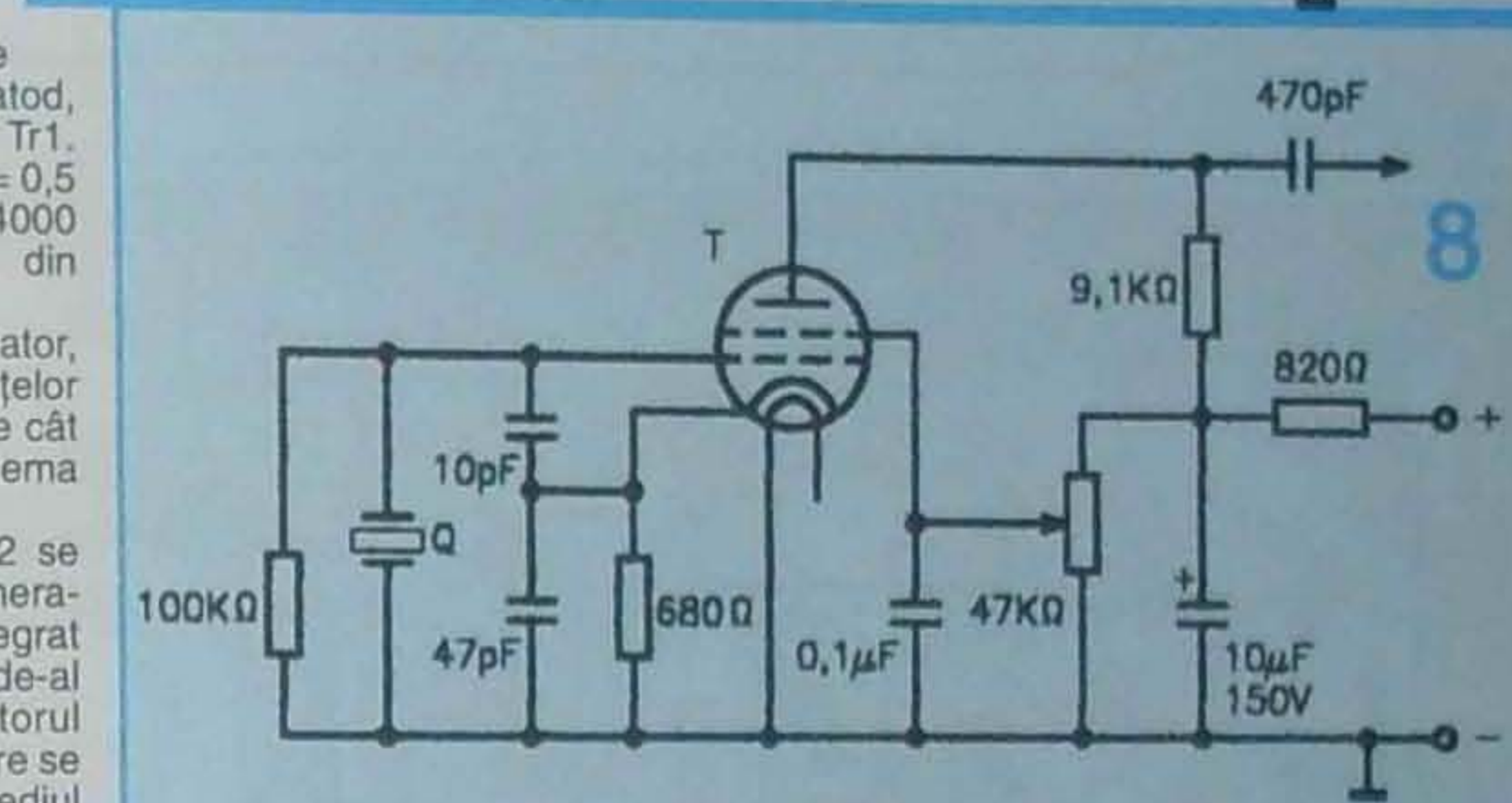
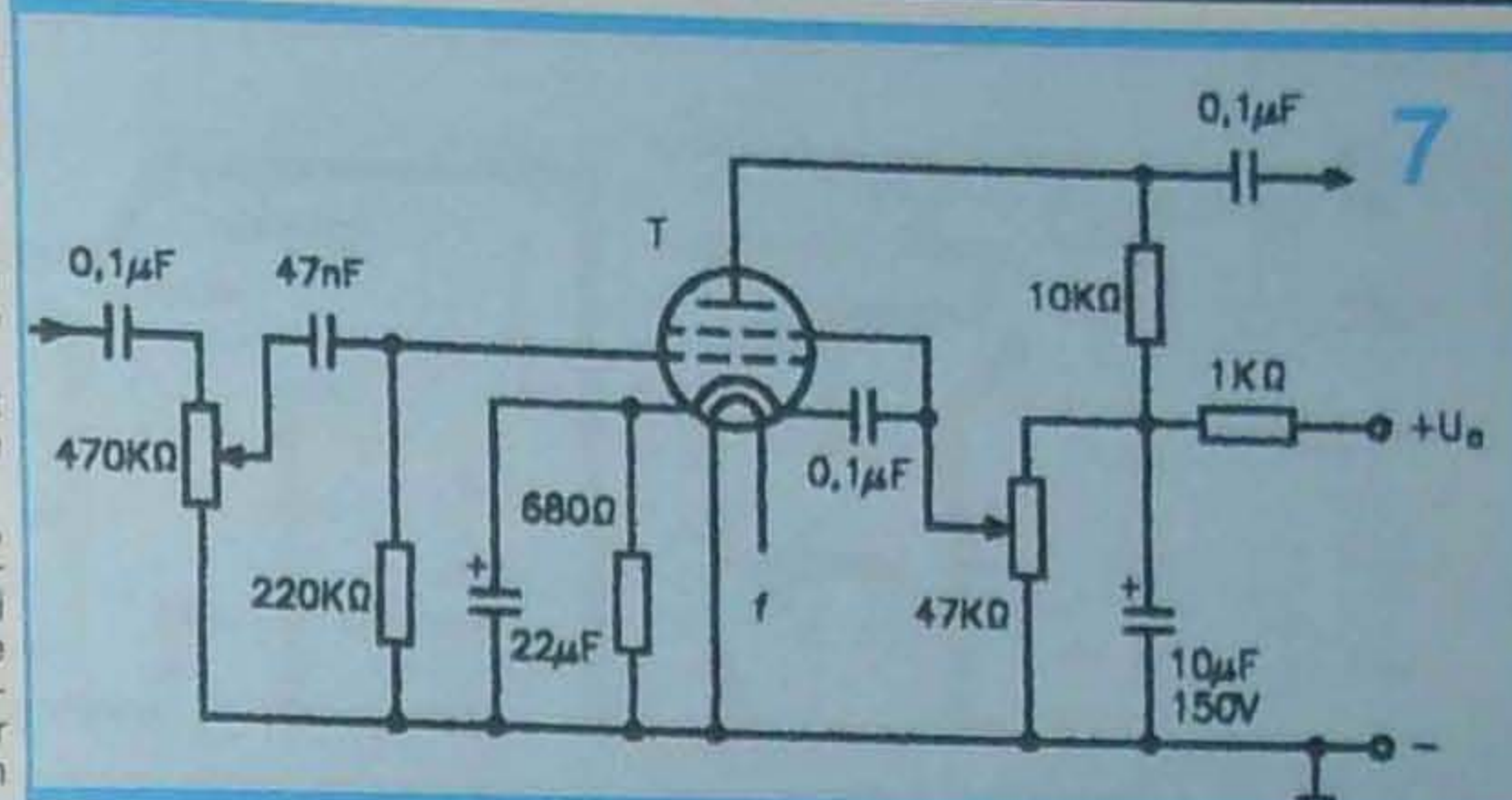
Se poate folosi un alt transformator, dar se va urmări ca valorile rezistențelor înfășurării primare și secundare să fie cât mai apropiate de valorile date în schema din figura 15.

Prin intermediul comutatorului K2 se poate folosi fie microfonul M, fie generatorul bitonal realizat cu circuitul integrat CDB 400. Nivelul semnalului în cel de-al doilea caz se alege cu ajutorul potențiometrului P2. Semnalul de ieșire se culege din anodul tubului prin intermediul condensatorului C1 și poate fi condus la o mică antenă, ca în cazul de față, sau la un divizor rezistiv, în cazul în care este nevoie de un semnal mai mic. Alimentarea montajului este prezentată în figura 12 și asigură toate tensiunile necesare unei bune funcționări.

În figura 16 este prezentat cablajul imprimat pe care a fost realizat generatorul (fața placată), iar în figura 17 circuitul imprimat pe care se realizează partea de alimentare. Varianta alimentării folosind convertorul ridicător de tensiune, din figura 9, rămâne valabilă.

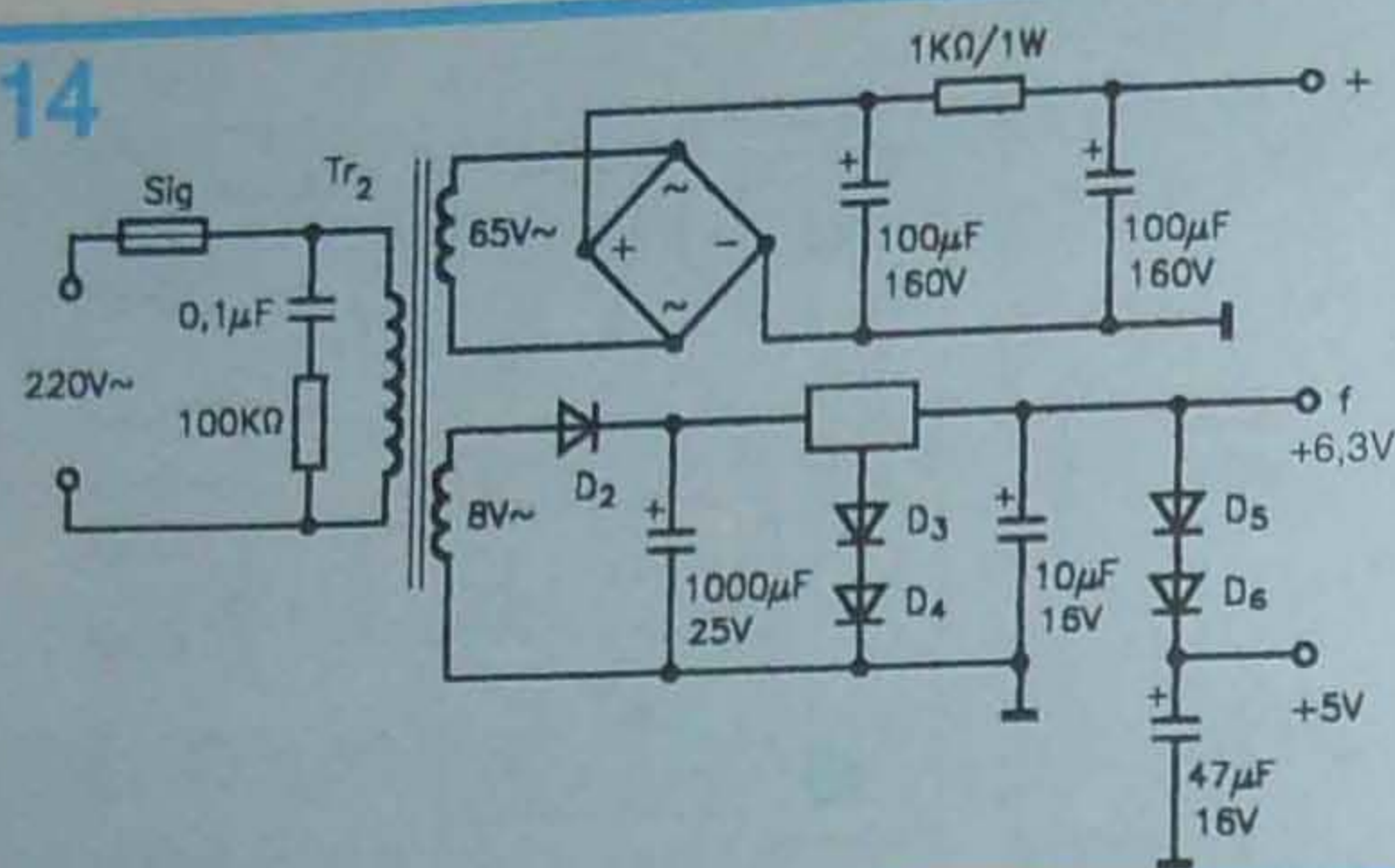
Pentru transformatorul Tr2 se va folosi un miez de fier cu secțiunea de  $4,5 cm^2$ , în primar se vor bobina 2450 spire CuEm  $\varnothing$  0,12 mm, iar în secundar, pentru 65 V - 730 spire CuEm  $\varnothing$  0,15 mm, iar pentru 10 V - 115 spire CuEm  $\varnothing$  0,65 mm.

Montajul din figura 11 este un receptor cu reacție folosind două pentode nuvistor 6  $\times$  12 H, prima, L1, ca





14



obține 6 V necesari circuitului de filament, în serie cu diodele D5 și D6 se vor mai inseria două diode, obținând astfel o tensiune de 6 V, din alimentația generală de 9 V.

În figura 12 este redată fața placată a circuitului imprimat pe care a fost realizat receptorul, iar în figura 13, fața placată pe care s-a realizat partea de audiofrecvență și care se va monta ca un modul vertical între punctele AA' de pe placa receptorului.

Bobinele L2 și L3 sunt identice și au fost realizate pe carcasa cu diametrul de 10 mm. Pentru banda de 14 MHz, cele două bobine au inductanța de 1,2 μH, iar condensatoarele de acord au următoarele valori: C1 = C8 = 100 pF, C7 = 7-20 pF, iar condensatorul variabil 10-50 pF pe fiecare secțiune. Cunoscând diametrul bobinei, D, în mm, și inductanța bobinei, L, celelalte valori au

fost determinate cu relațiile:  
- diametrul conductorului

$$d = \frac{D}{30} \sqrt{\frac{D}{L}}$$

- numărul de spire

$$n = \frac{1,5D}{d}$$

- lungimea bobinei

$$l = 1,5D$$

Inductanța bobinei se determină din relația:

$$LC_e = \frac{25330}{j^2}$$

în care valoarea frecvenței este dată în MHz,

iar C<sub>e</sub> este valoarea rezultantă a celor trei condensatoare pentru frecvența minimă din gamă,

$$C_e = C1 + \frac{C_{TM} * C_{VM}}{C_{TM} + C_{VM}}$$

În acest fel se pot determina valorile componente ale circuitelor de intrare și de detecție pentru orice gamă de frecvențe dorite.

**Bibliografie**

Colecția "Tehnum"  
Ioan Baciu, Radioreceptoare de unde scurte  
R. Piringer, Ch. Samachisa, S. Cserveny, Dispozitive electronice  
A. Săhleanu, N. Rosici, 73 scheme pentru radioamatori  
Gh. Stănculescu, Cartea radioamatorului

Tabelul 1

U <sub>V</sub>	50	50	50	65	65	65
QMHz	49,4	16	3,57	3,57	42,1	14,31
U <sub>V,ieș.</sub>	0,6	0,6	1,5	2	0,7	1,3
I <sub>mA</sub>	2,2	1,3	1,2	1,5	2,5	2,8

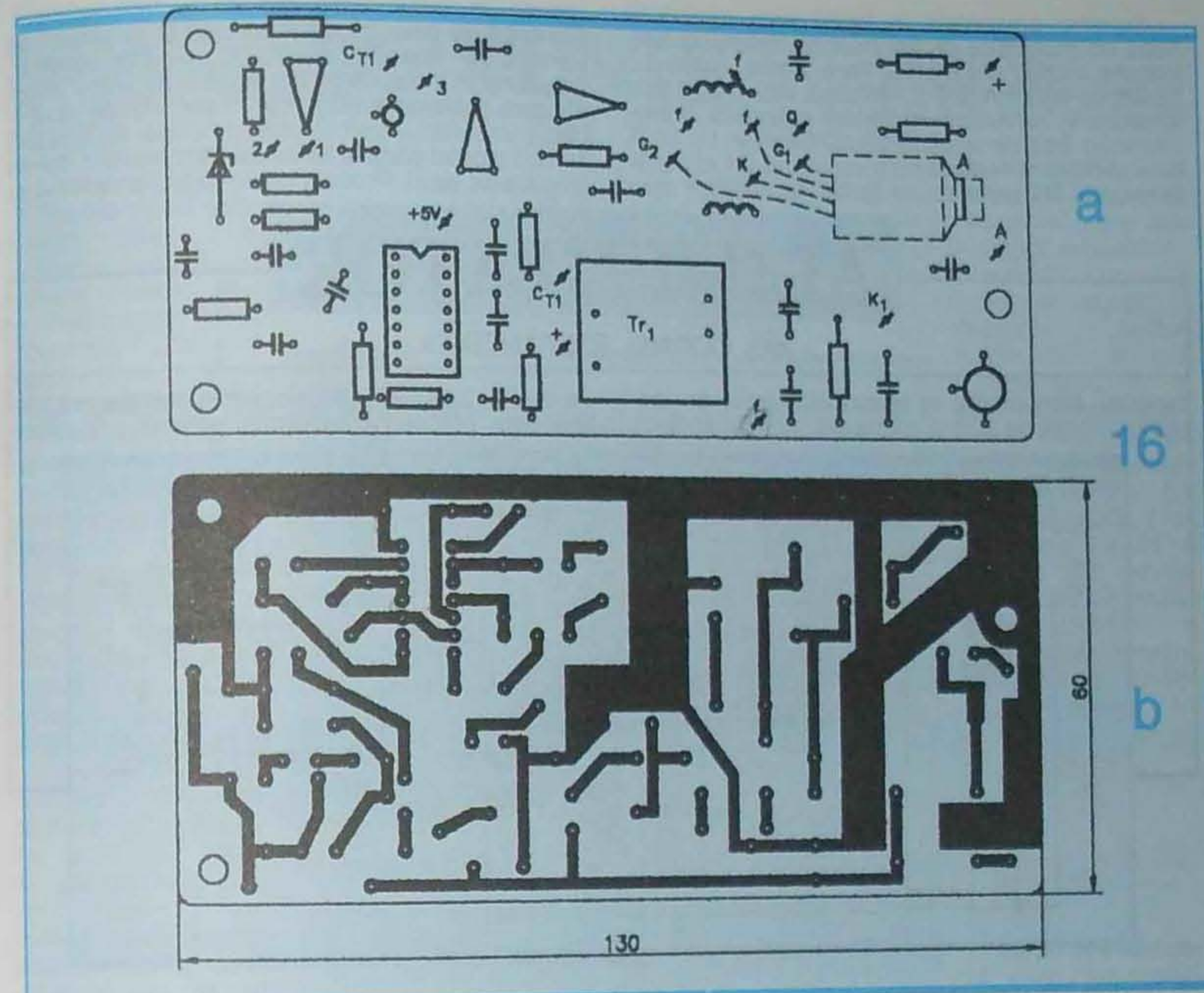
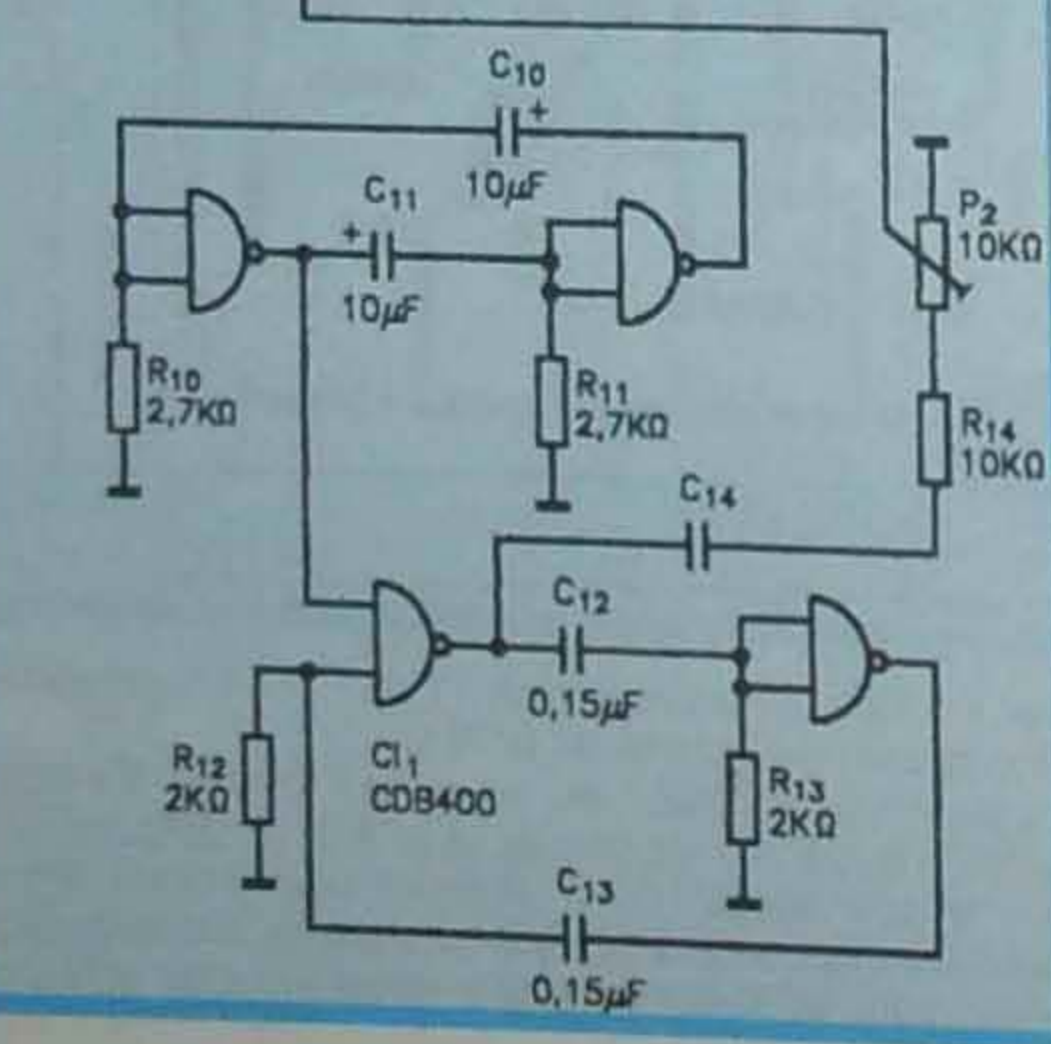
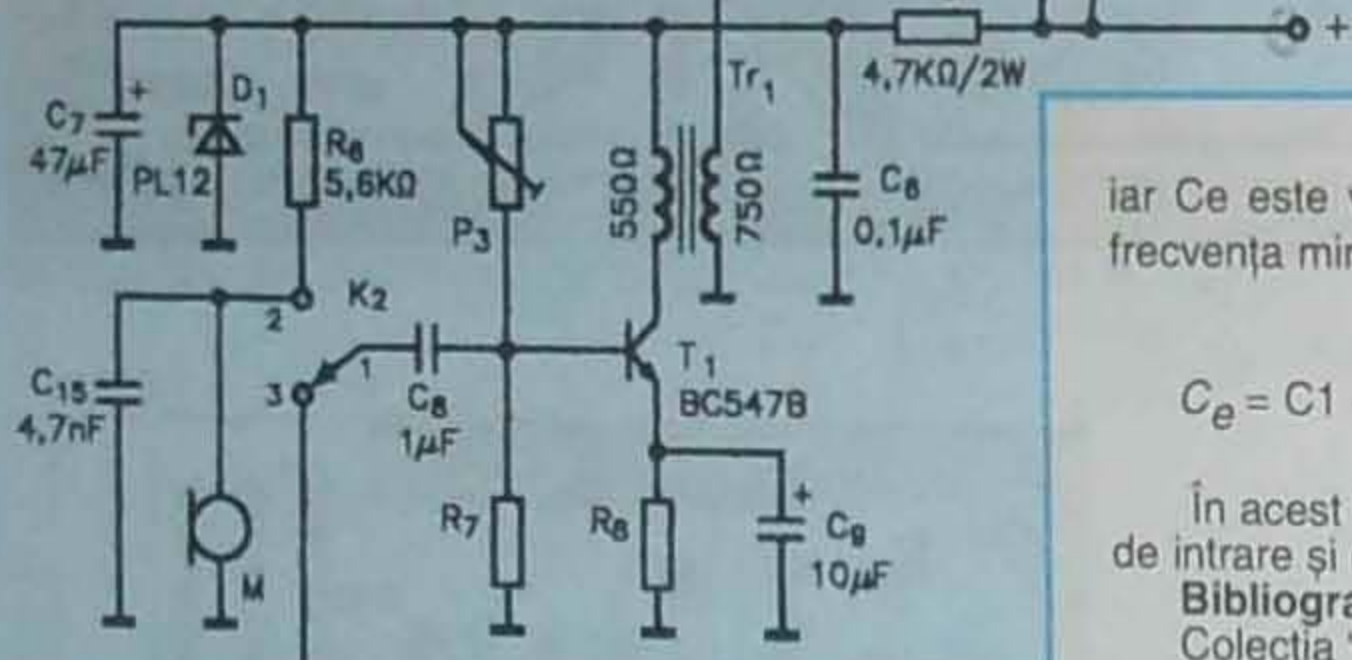
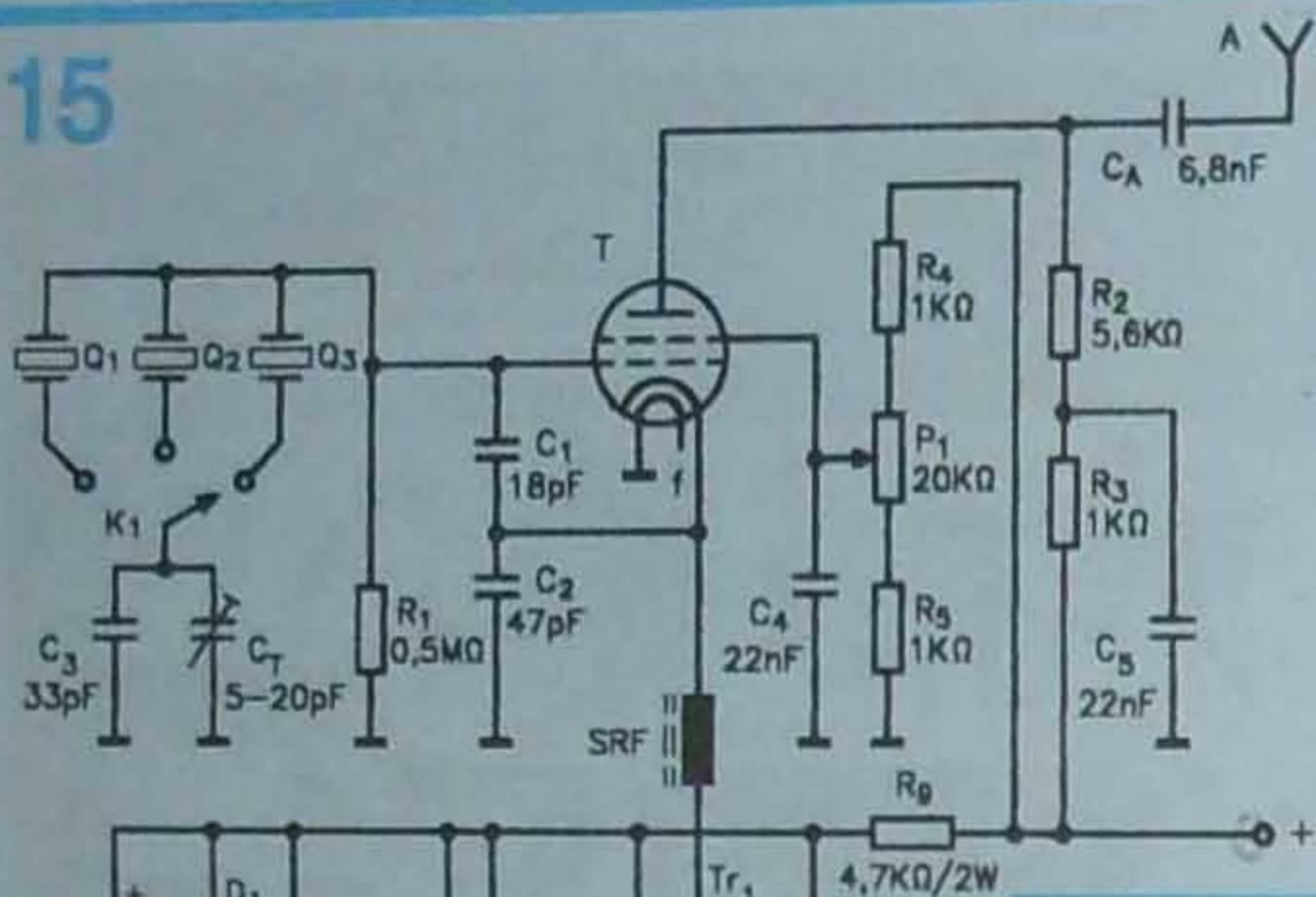
Tabelul 2

U <sub>eV</sub>	25	30	35	40	45
U <sub>aV</sub>	60	55	50	47	45
U <sub>ieș.v</sub>	1,4	2	2,4	2,7	3

$$F = 4\text{MHz } R_a = 9,1 \text{ k}\Omega$$

$$U_{alim} = 75 \text{ V}$$

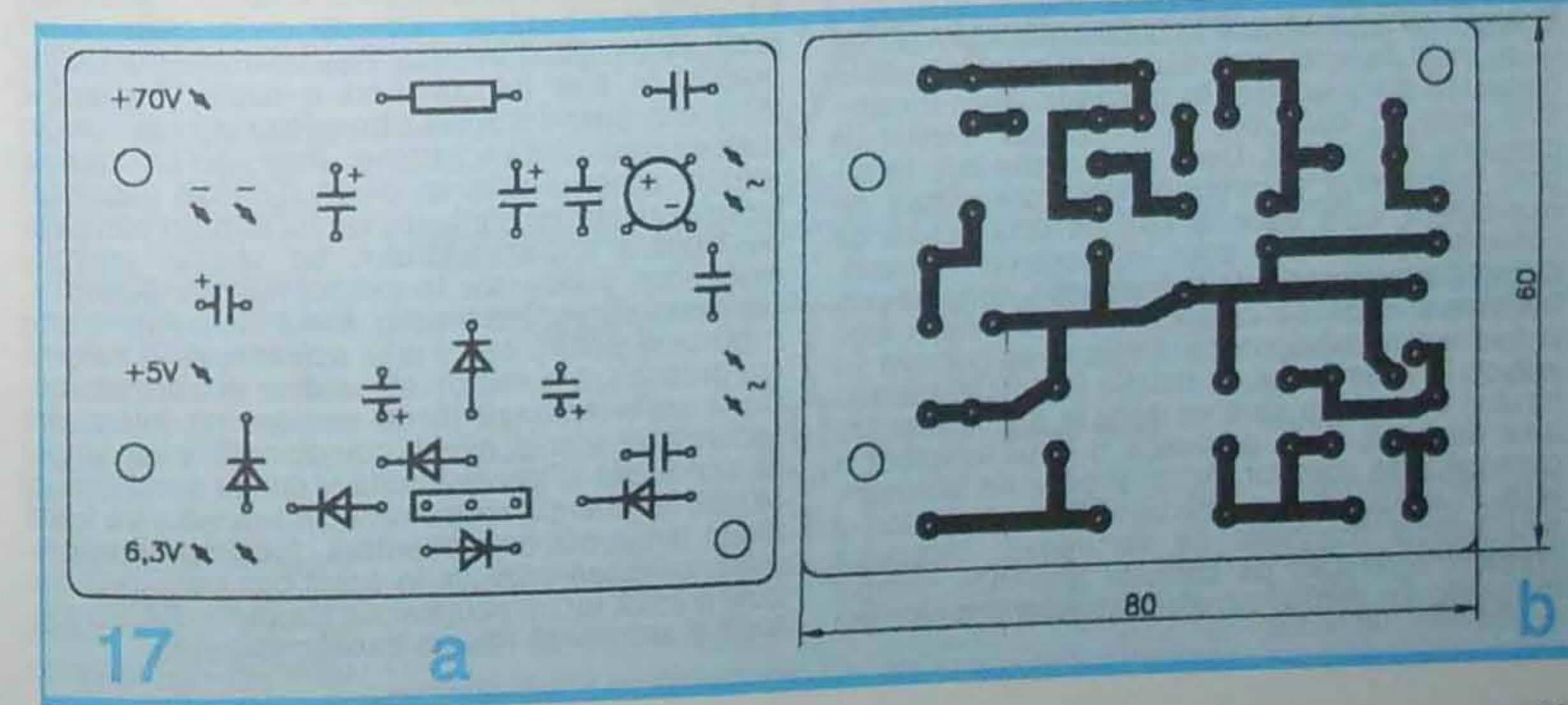
15



Tabelul 3

U <sub>eV</sub>	25	35
U <sub>aV</sub>	55	40
U <sub>icoV</sub>	0,35	0,75

F = 44,1MHz R<sub>a</sub> = 9,1kΩ  
U<sub>alim</sub> = 75V



Schema prezentată în figură este reproducă după un încărcător de acumulatori utilizat la telefoanele mobile SIEMENS, care poate debita un curent de 420 mA la 5 V. Montajul este o sursă de tensiune în comutație cu izolare galvanică (transformator) față de rețeaua de alimentare. La bază este oscilatorul realizat cu tranzistorul Q1 și transformatorul Tr1 pe miez de ferită, cu tensiuni mari

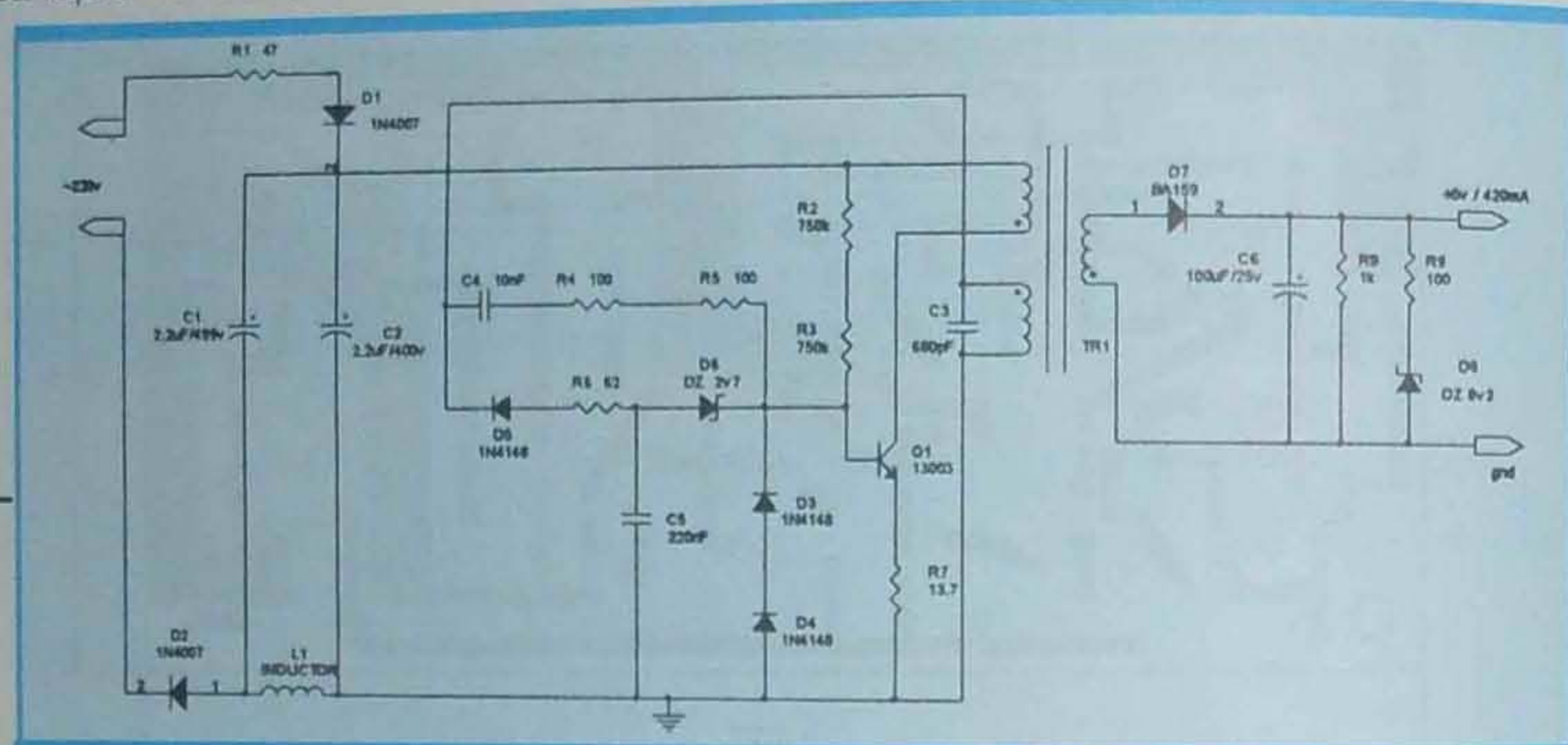
indusă în înfășurarea din baza tranzistorului. Curentul de colector tinde să scadă și sensul de variație a fluxului magnetic devine contrar, inducând în înfășurarea din bază o tensiune inversă, care determină reducerea curentului de bază și deci a curentului de colector, procesul continuând în mod repetat până la blocarea tranzistorului într-un timp foarte scurt. Procesul de conducție va fi reluat

# ALIMENTATOR

ING. CORNEL ȘTEFĂNESCU

de lucru. Alimentarea se realizează direct din tensiunea rețelei de 220 V, redresată monoalternanță

pe seama polarizării inițiale, când energia magnetică este complet transferată sarcinii prin inter-



cu diodele D1, D2 (1N4004) și filtrată cu C1, C2 (2,2 μF/400 V). Tranzistorul utilizat trebuie să suporte în colector tensiuni de ordinul sutelor de volți și este de tipul 13003 (în carcasă de plastic tip BC); în practică a fost înlocuit cu un tranzistor recuperat din montajul "becurilor economice". Rezistoarele R2, R3 (750 kΩ) sunt necesare pentru inițierea oscilațiilor, la punerea sub tensiune, prin polarizarea directă a bazei tranzistorului Q1. Energia se acumulează în bobina transformatorului cu miez de ferită, care asigură și reacția pozitivă necesară autooscilației în perioada când tranzistorul este în conducție și eliberează sarcini în perioada de blocare. Deci, la punerea sub tensiune, tranzistorul va primi o polarizare inițială de deschidere, care duce la apariția unui curent de colector foarte mic prin înfășurarea primară. Datorită fenomenului de autoinducție, curentul prin înfășurare tinde să crească liniar. Conform legii inducției electromagnetice, înfășurarea primară va induce în înfășurarea de reacție (din baza tranzistorului) o tensiune care va duce la mărirea curentului de bază, care provoacă o nouă creștere a curentului de colector. Acest proces de autoexcitație în avalanșă durează până când tranzistorul sau miezul magnetic se saturează. Incetarea creșterii curentului de colector anulează câmpul magnetic din miezul transformatorului și tensiunea

mediul înfășurării secundare și al diodei D7. Sensul înfășurării secundare este astfel ales încât D7 să fie deschisă când tranzistorul este blocat (nu deținem date despre transformator). La acest fel de scheme, frecvența de repetiție a fenomenelor depinde foarte mult și de consumul în sarcină. Prin rezistoarele R4, R5 (100 ohmi) și C4 (10 nF) se asigură comutarea tranzistorului, iar R6 (62 ohmi), D5 și C5 formează un redresor de tensiune negativă care se aplică în baza tranzistorului prin D6 (în practică a fost înlocuită cu o diodă Zener DZ 2V7), menținând blocarea tranzistorului mai ales în perioadele de lipsă a sarcinii. Avantajul principal al acestor scheme este că dioda (D7) din secundar furnizează curent consumatorului doar în perioada de blocare a tranzistorului, pe seama energiei magnetice acumulate în miezul transformatorului. Din punct de vedere practic, acest lucru este foarte important, pentru cazul unui scurtcircuit în sarcină (se protejează sursa de alimentare și tranzistorul). Dacă se inversează dioda sau sensul înfășurării secundare, atunci există coincidență între timpul de conducție al tranzistorului și cel de conducție al diodei, iar energia consumată de sarcină este luată direct din sursa de alimentare, transformatorul nu mai stochează energia. În acest caz secțiunea trebuie mărită, iar un scurtcircuit suprasolicită tranzistorul și saturează miezul transformatorului.

# PUNTE RLC SIMPLĂ

Elev RADU UNGUREANU

Desigur că o punte de măsură RLC este bine venită în laboratorul unui radioamator constructor, cu condiția să fie simplă și, în consecință, ieftină, ușor de realizat practic și cât mai utilă prin ceea ce poate măsura.

Puntea ce se prezintă în continuare cred că îndeplinește aceste condiții. Ea poate măsura, în câte patru subgame:

- rezistențe electrice, între 1 ohm și 1 megaohm;
- inductanțe, între 1 microhenry și 1 henry;
- capacități, între 1 picofarad și 1 microfarad.

Urmărindu-se simplitatea schemei și ușurința măsurărilor, puntea nu a fost prevăzută și cu posibilitatea de a măsura unghiul de pierderi al elementelor de circuit reactive (condensatoare și bobine). De la început vreau să precizez că, cine nu posedă un potențiomtru de precizie multitură, de 1 kilohm sau de 10 kilohmi, să nu se apuce să construiască această punte.

Schema de principii simplificată a punții de curent alternativ este prezentată în figura 1. Impedanța de măsurat,  $Z_x$ , poate fi de următoarele trei forme:  $R_x$ , când se măsoară rezistențe,  $j\omega L_x$ , când se măsoară inductanțe, și  $1/j\omega C_x$ , când se măsoară capacități.

Condiția de echilibru a punții, pentru măsurarea  $R_x$  sau  $L_x$ , este:

$$Z_x \times Z_2 = Z_0 \times Z_1$$

Când se măsoară  $C_x$ , se comută în prealabil K1 și K2, iar condiția de echilibru

devine:

$$Z_x \times Z_1 = Z_0 \times Z_2$$

Pentru toate cele trei feluri de mărimi de măsurat, se obțin concluziile:

- condițiile de echilibru al punții nu depind de frecvența semnalului sinusoidal ce-o alimentează în timpul măsurătorii. Ca urmare, această frecvență poate fi oricare (de regulă, în domeniul audio-frecvenței), și nici instabilitatea ei în timp nu deranjează;

- în toate cele trei cazuri, valorile parametrilor  $R_x$ ,  $L_x$ ,  $C_x$  măsurăți sunt proporționale cu  $Z_1 = R_1$ . De aici, nevoia ca R1 să fie rezistența etalonată a unui potențiomtru de precizie (multitură). Se obține:

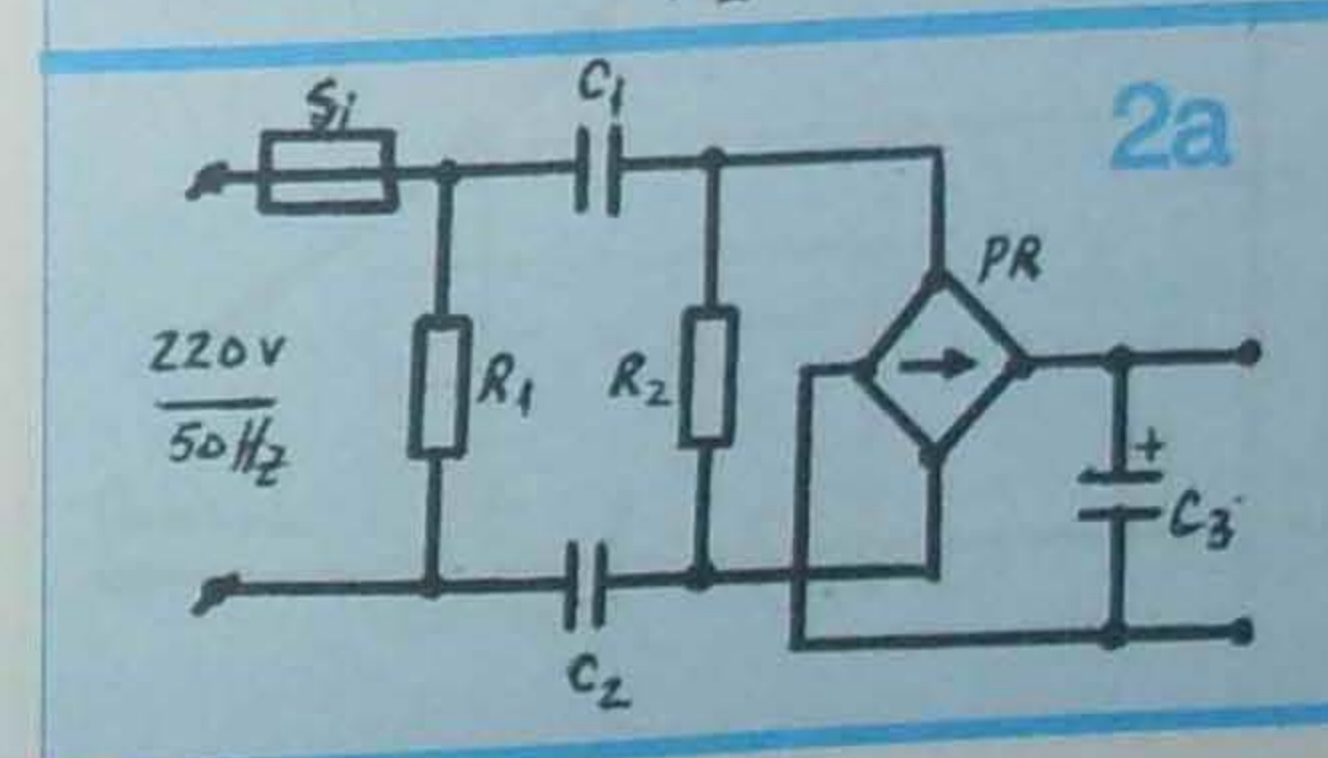
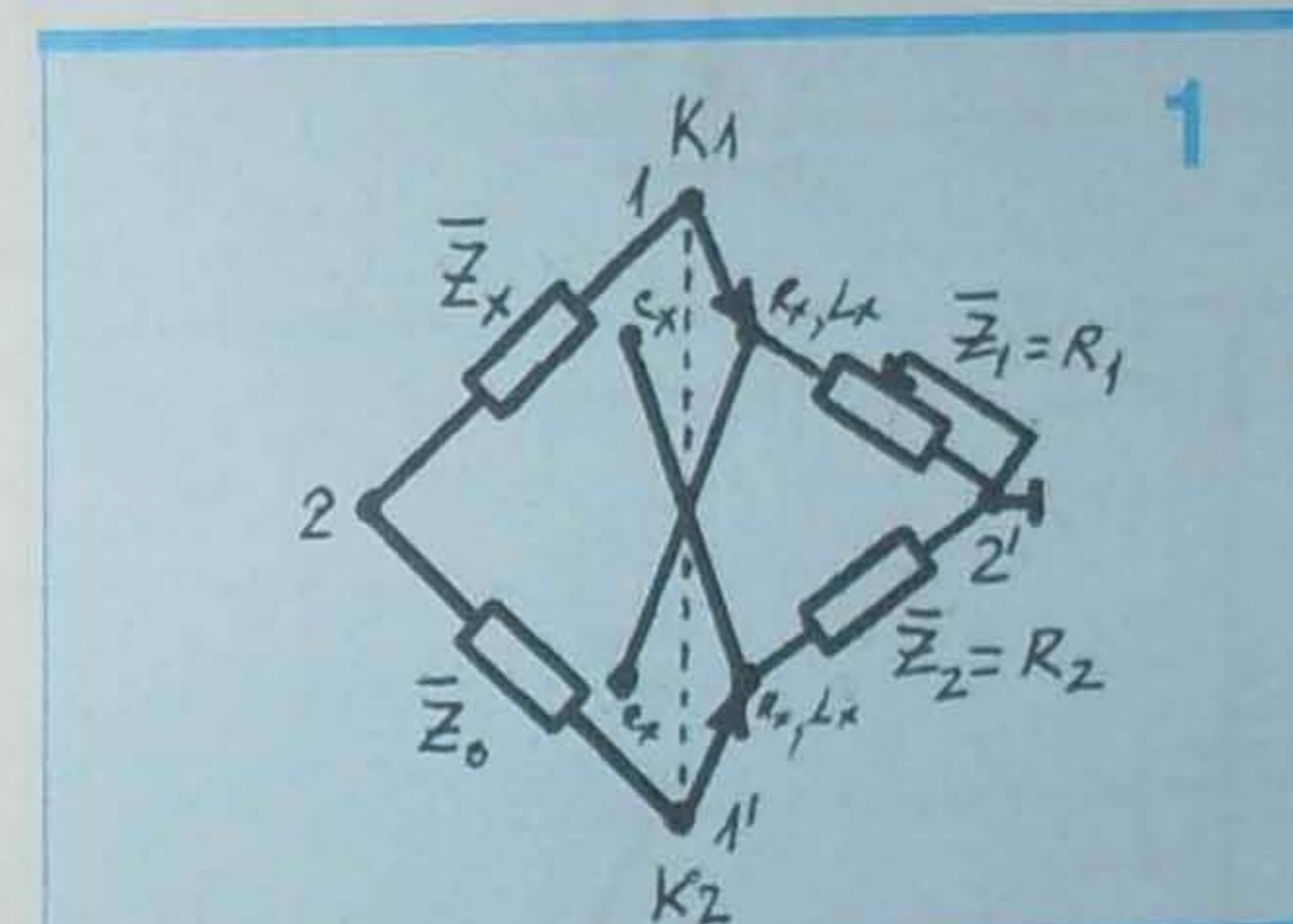
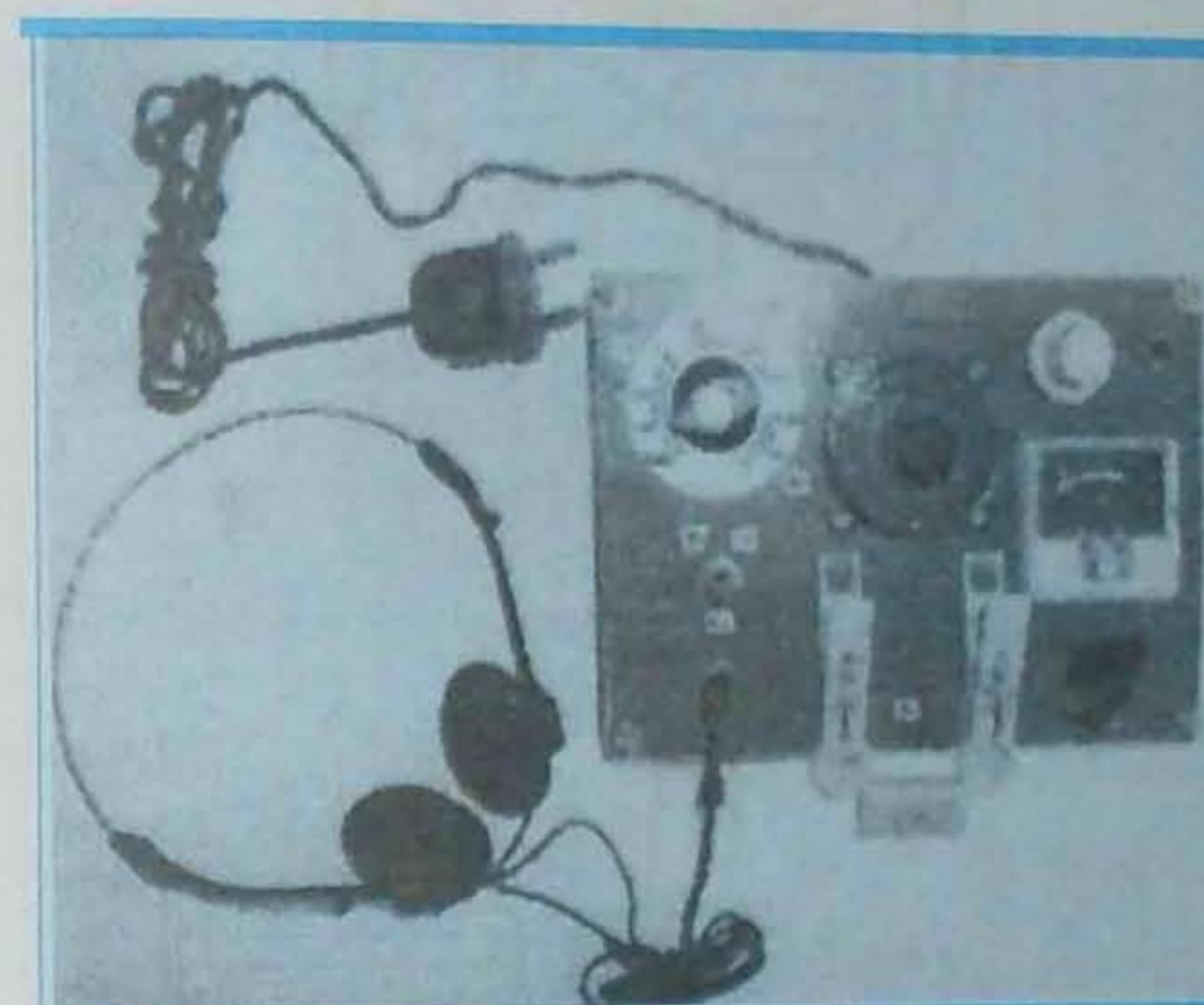
$$R_x = \frac{R_1 \times R_0}{R_2}; L_x =$$

$$\frac{R_1 \times L_0}{R_2}; C_x = \frac{R_1 \times C_0}{R_2}$$

La puntea realizată (vezi fotografia) s-au folosit: R1 = 1000 ohmi (cu scala gradată și demultipliator 1 : 10) și R2 = 10 ohmi (rezistor fix de precizie 1%, tip RPM, 1 W).

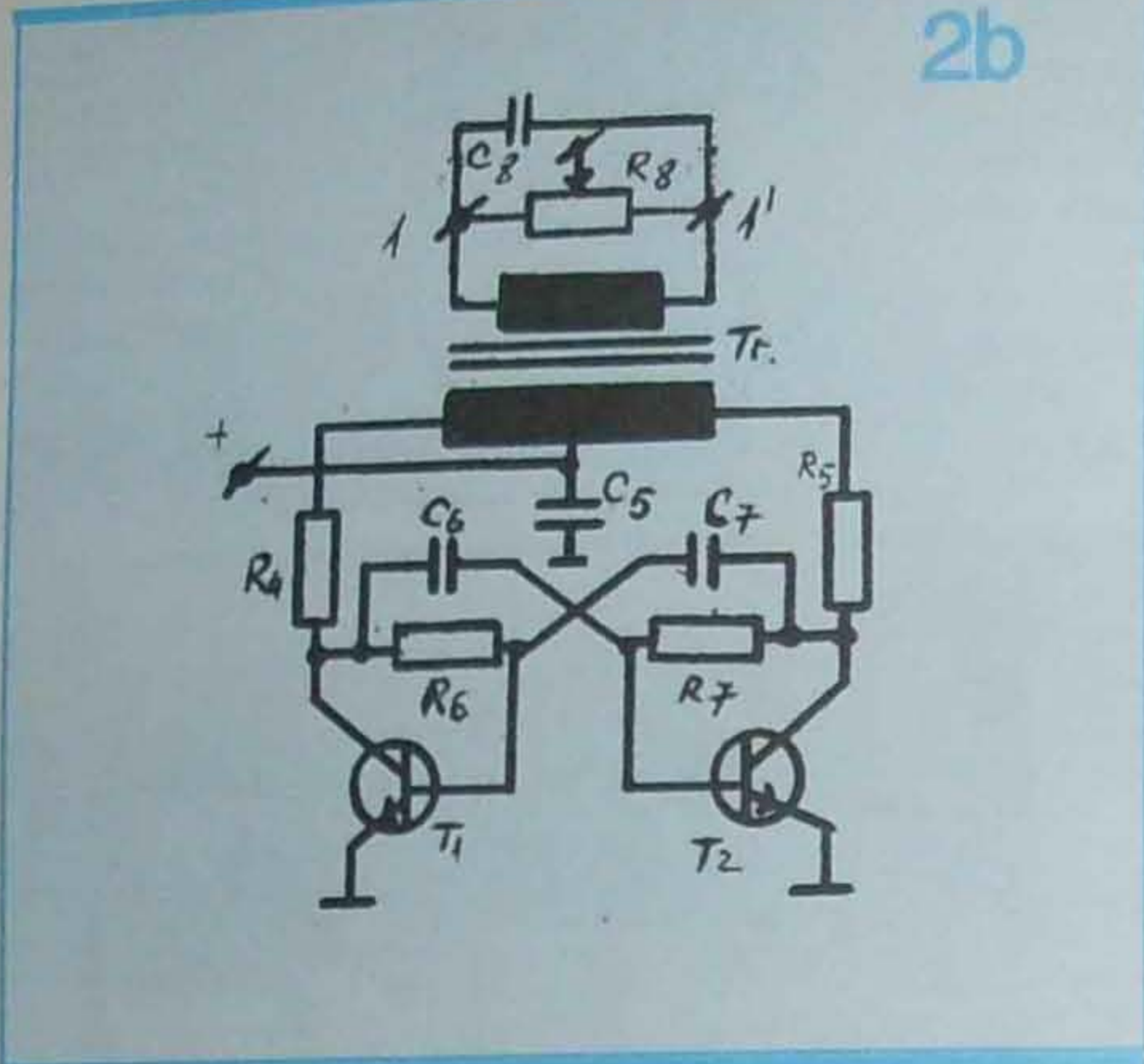
Comutarea subgamelelor de măsură se face prin variația decadică, în 4 trepte, a constantei de proporționalitate a subgamei, R0/R2 și C0/R2. Acest lucru se realizează cu ajutorul unui comutator rotativ, cu un singur galet și 1 x 12 contacte.

Schema de principii prezintă simplificări și inovații. În figura 2 se dau schema alimenta-

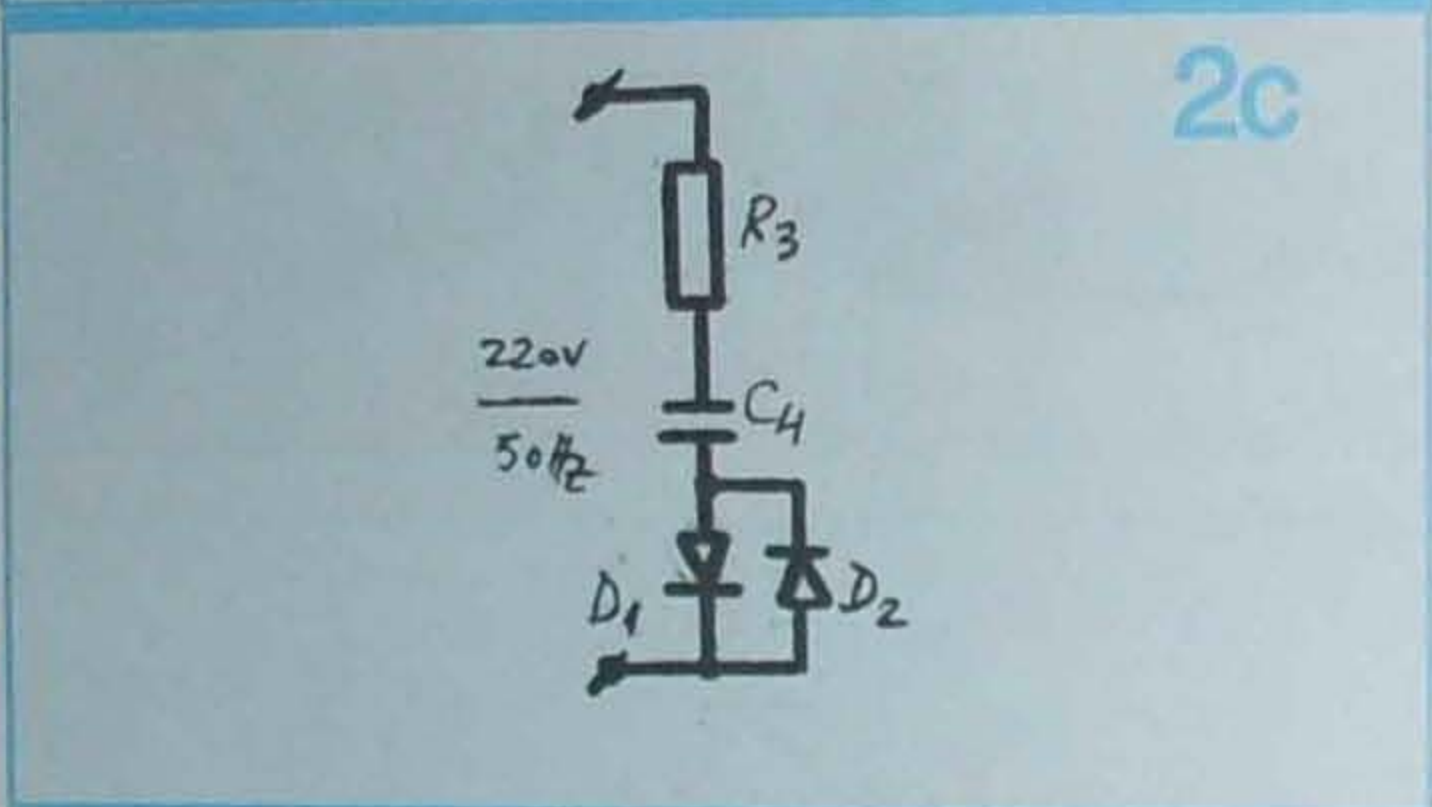




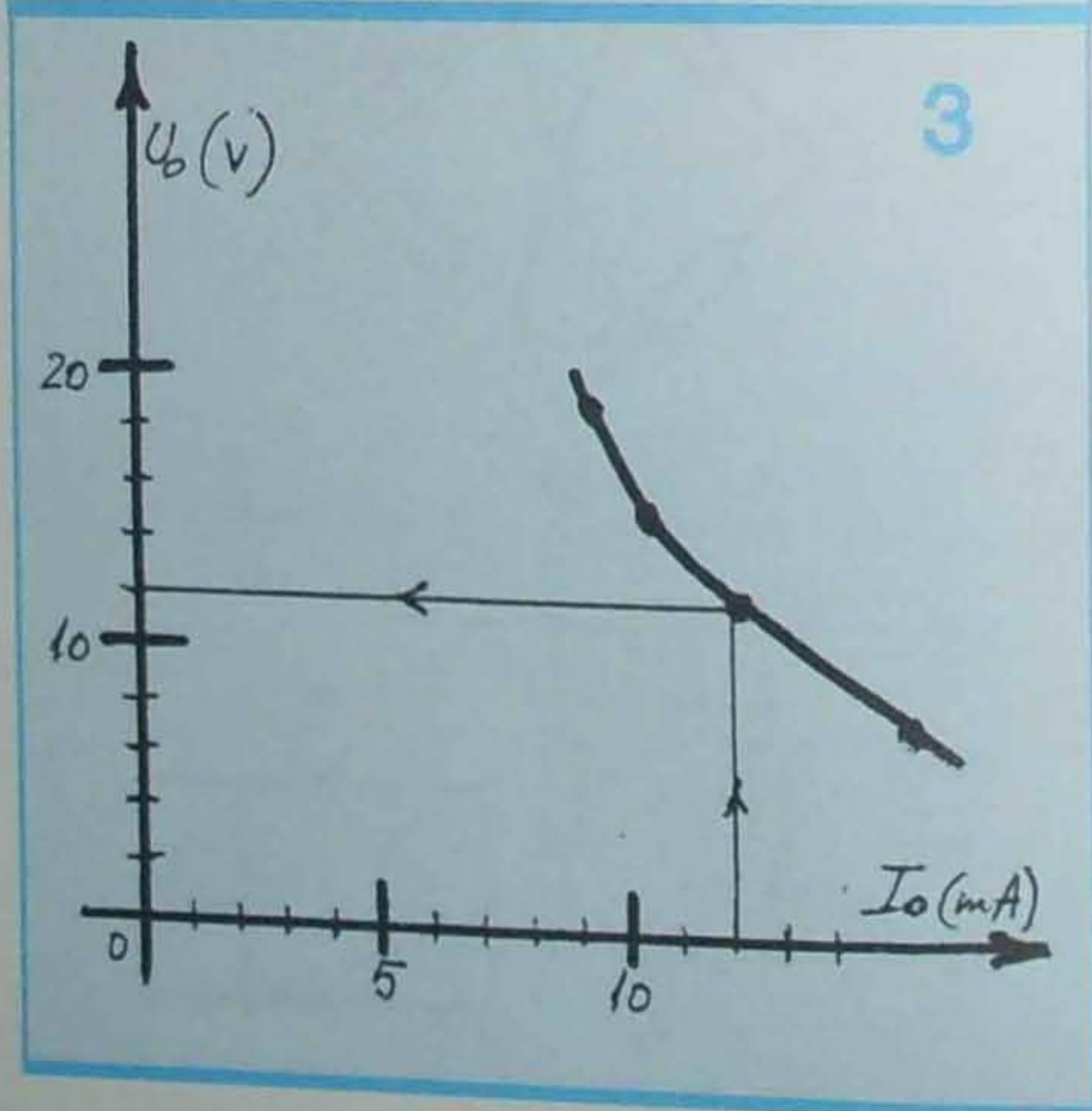
torului de la rețea (s-a dorit ca puntea să aibă o alimentare independentă) și a generatorului de tensiune alternativă. S-a optat pentru un alimentator simplu, fără transformator de rețea, care în zilele noastre este o componentă foarte costisitoare, aceasta și pentru faptul că intensitatea necesară a curentului redresat este mică, cca 15 mA (figura 3). Cu toate că randamentul unui asemenea redresor este scăzut, s-a mizat pe faptul că, oricum, o măsurătoare cu puntea nu poate dura mult. Generatorul care alimentează puntea (figura 2b) este format dintr-un multivibrator simetric, cu două tranzistoare BC107, care oscilează pe frecvența de 1000 Hz, și un mic transformator (driver) cu priză mediană pe una din înfășurări, recuperat de la un vechi radioreceptor portabil. Tensiunea de atac a punții (care nu trebuie să aibă nicio bornă la masă) se ia de la înfășurarea secundară. Un condensator de capacitate fixă în paralel pe bobina secundară transformă tensiunea



2b



2c



3

tip "meandre" în tensiune sinusoidală, iar potențiometrul R8, scos pe panoul punții, reglează nivelul tensiunii ce se aplică circuitului de măsură (sensibilitate). În figura 2c se dă schema indicatorului tensiunii de rețea, iar în figurile 4a și 4b se prezintă desenul cablajului imprimat și modul de echipare a plăcii comune pentru alimentator și generatorul sinusoidal.

În ce privește realizarea circuitului de măsură al punții propriu-zise, recomand constructo-rilor amatori să înceapă prin procurarea celor trei seturi de câte patru valori, pentru R0, L0, C0. Aceste valori etalon trebuie să fie cunoscute cu o precizie foarte mare, de aceasta depinzând precizia punții noastre. Schema de principiu este dată în figura 5. În proiectarea circuitului imprimat trebuie ținut cont că potențiometrul R1 are axul scos pe panoul punții, de care este fixat la fel ca și comutatorul dublu 1 x 2 (K1, K2). Cablajul imprimat este simplu de conceput, având fizice cele 12 componente etalon. Din fotografia aparatului realizat se mai poate observa modul ingenios (comod și... gratuit, practic) în care s-au realizat bornele de conectare exterioară a lui Zx (în general, la

punți, aceasta constituie o problemă). Pentru realizarea contactelor de prindere s-au folosit două cârlige de rufe (!) din masă plastică, cu metalizarea fălcilor cu ajutorul unei folii metalice elastice (este recomandată tabla subțire din tombac).

Echilibrarea cât mai perfectă a punții se poate urmări atât cu ajutorul unei perechi de căști, cât și cu ajutorul unui voltmetru electronic cu diodă semiconductoare, care folosește ca indicator de nul un microampermetru de 100 μA, de casetofon (figura 6). Figurile 7a și 7b prezintă cablajul imprimat și echiparea modulului indicator al punții.

Notă. Componentele etalon R0, L0, C0 se montează aerian, având un cap de sprijin pe comutatorul K. Vom reveni cu unele detalii constructive în numărul viitor.

LISTA DE COMPONENTE

Generator și sursa de alimentare

- R1 = 1MΩ/1W
- R2 = 680Ω/5W
- R3 = 6,2kΩ/0,5W
- R4 = R5 = 1kΩ/0,5W
- R6 = R7 = 10kΩ/0,5W
- R8 = 6,8kΩ (pot. panou)

- C1 = C2 = 1,5μF/200V
- C3 = 1000μF/35V
- C4 = 0,1μF/630V
- C5 = 0,1μF/100V
- C6 = C7 = 68nF/100V
- C8 = conf. Tr

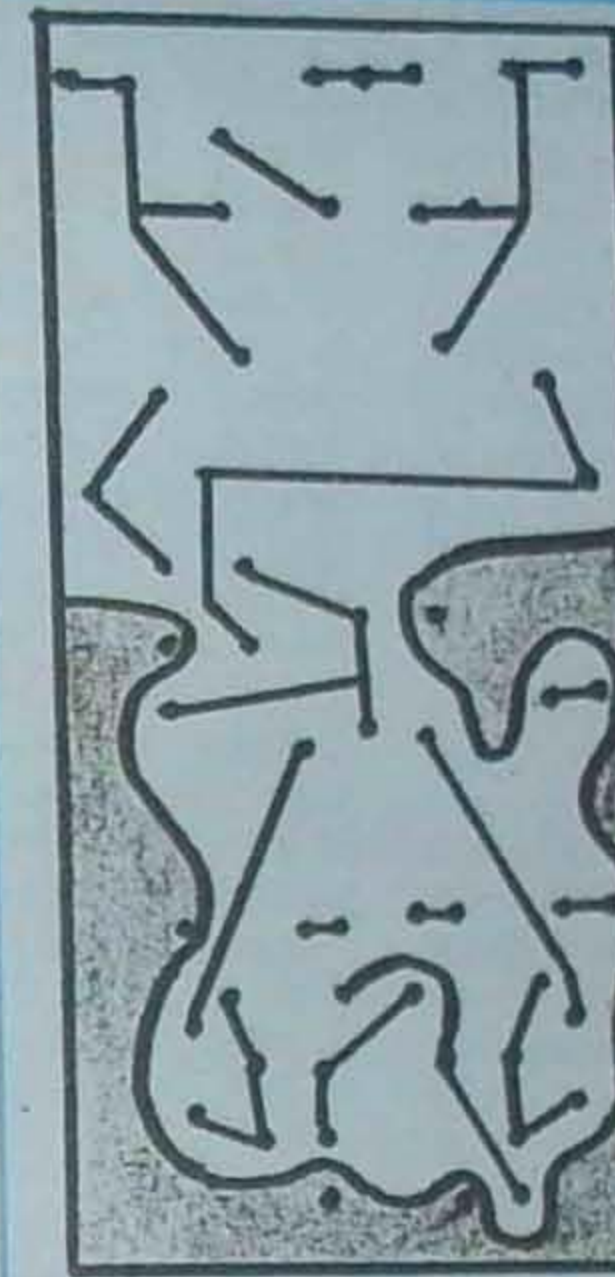
- PR = 1PM1
- D1 = 1N4003
- D2 = LED - roșu
- T1 = T2 = BC107

Indicatorul punții

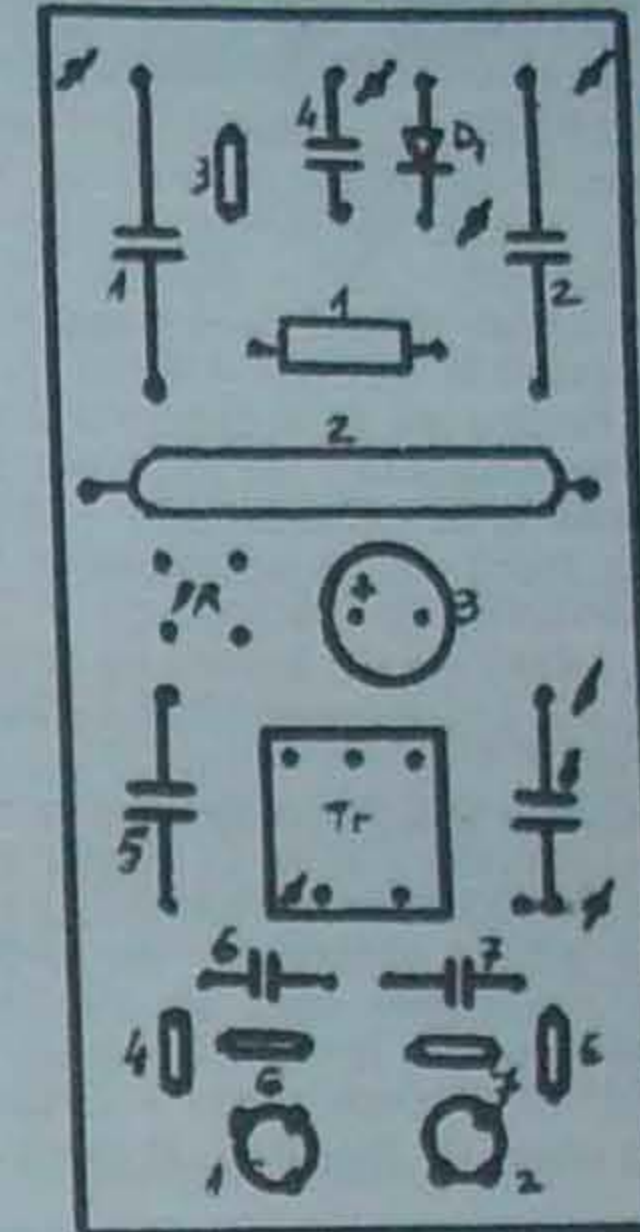
- R1 = 6,8kΩ
- R2 = 4,7kΩ (semiregl.)
- R3 = 220Ω/0,5W
- R4 = conf. → μA

- C1 = 10μF (Ta)
- C2 = 47μF (Ta)

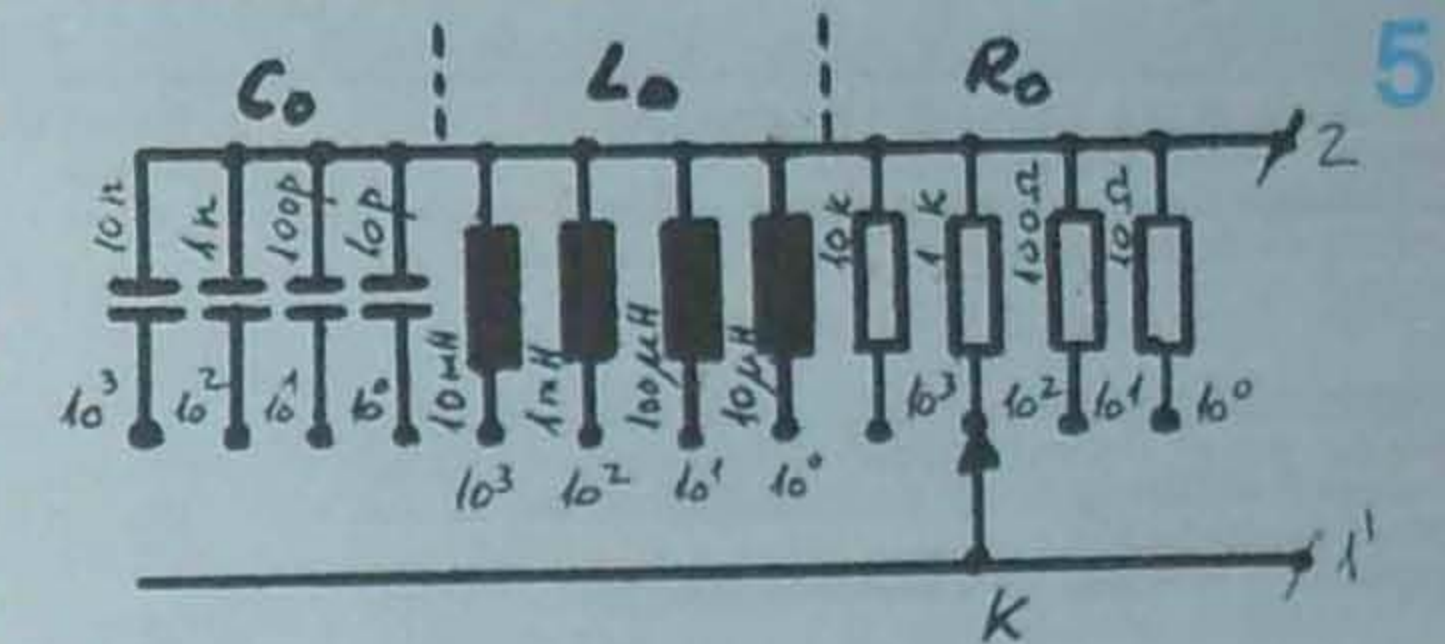
- C = căști
- D = 1N914



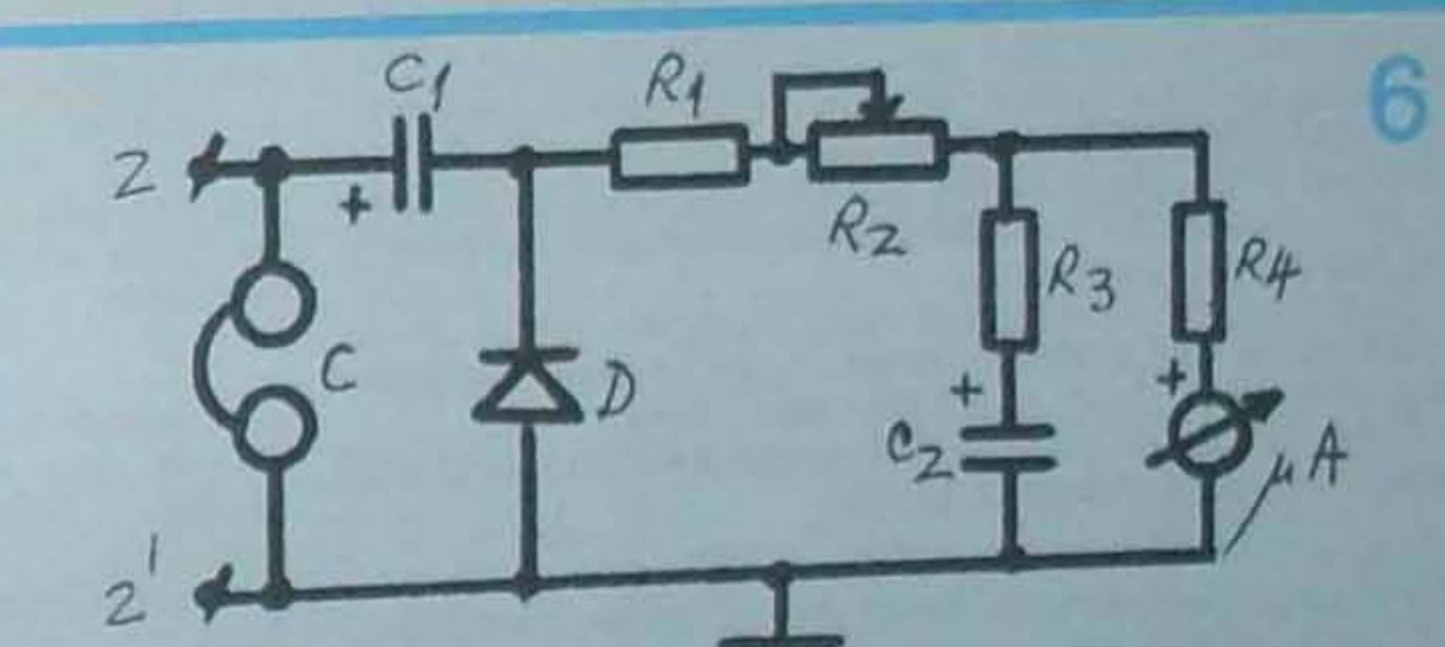
4a



4b



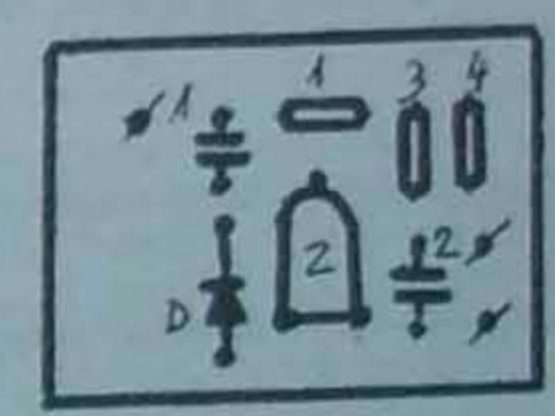
5



6



7a



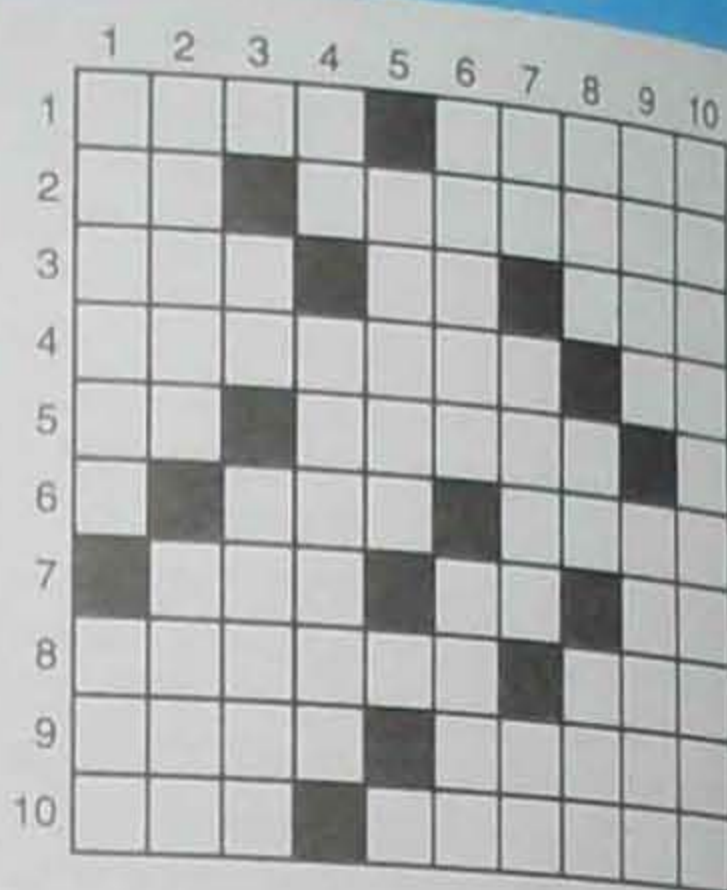
7b

# REVELION 2007

**ORIZONTAL:** 1) Prăjitură festivă nelipsită de la masa de Revelion – Se spune la mulți ani. 2) Servit cu carne la masă – Vas de pământ în care se servește vinul. 3) Face vinul șpriț – Bir! – Băutura lupilor de mare. 4) Preparat culinar nelipsit de la masa de Revelion (pl.) – Aflate în grup! 5) Tort golf – Sumă ce se îndexează cu trecerea fiecărui an. 6) E deschisă tuturor prietenilor în noaptea de Anul Nou – Un pește servit la... tavă! 7) Le sună ceasul la fix – Casian Jipa – Miez de plăcintă! 8) Servită la aperitiv și ca umplutură la plăcintă – Sustin globurile în pomul de Crăciun (sg.). 9) Castraveciori buni pentru... salată – Sală în care se desfășoară masa de Revelion. 10) Loc rezervat celor cu aprobare de sus – Au mulți ani.

**VERTICAL:** 1) A ura cu paharul în mână – Loc unde se poate consuma o țârie. 2) Masă mare, ca aceea de Revelion – Arată ca o balenă. 3) Puse în sare! – Sunt făcute cu prilejul sărbătorilor de iarnă. 4) Înscrise la toastare! – Oaspeții care se înfruptă cu bunătațile servite de Revelion. 5) A servi musafirii cu mâncare și băutură. 6) E o potaie (fam.) – E plină de lumină și belșug în seara de Revelion. 7) În veci! – Se ridică în

bloc – Dată la mijloc! 8) Omul prevăzător îl face iarna – Se spune la mulți ani – Începe alunecarea! 9) Cinste făcută superiorului – E prezent în programul de Revelion. 10) Și acum, în încheiere, tradiționala urare pe care redacția revistei **Tehnum** o adresează tuturor cititorilor săi cu prilejul Anului Nou 2007 (3 cuv.).  
Dicționar: ORCA, ALU.



Gheorghe Brașoveanu

## CÂND OAMENII DE ȘTIINȚĂ ZÂMBESC

Fizicianul rus Piotr Nikolaevici Lebedev (1866-1912) era un înverșunat dușman al erudiției sterile.  
- Biblioteca mea – spunea el adesea – conține mai multe cunoștințe decât posed eu. Totuși, nu ea este un fizician celebru, ci eu!

Un om lipsit de orice har i-a spus într-o zi fizicianului și scriitorului german Georg Christoph Lichtenberg (1742-1799):  
- Sunteți cult, inteligent, dar aveți niște urechi mari, care vă anulează aceste calități.

Lichtenberg, care avea într-adevăr acest defect fizic, i-a răspuns:  
- Închipuți-vă urechile mele și creierul dumneavoastră. Această combinație, ce măgar cu aer de noblețe ar da!

Medicul german Rudolf Virchow (1821-1902), creatorul teoriei patologiei celulare, care explica apariția bolilor prin modificările petrecute la nivelul celulelor, i-a cerut, la un examen, unui student să vorbească despre funcțiile splinei, pe atunci foarte puțin cunoscute.

- Vă rog să mă scuzați, a răspuns studentul, dar în acest moment nu-mi mai amintesc nimic despre aceste funcțiuni. Înainte de examen, însă, le-am știut foarte bine.  
- Păcat, a replicat Virchow. Ești singurul om care le știa și tocmai dumneata a trebuit să le uiți.

La un examen, profesorul Rudolf Virchow întrebă un student:  
- Ce tratament ai aplica unui bolnav cu mandibula luxată?  
- O mandibulă luxată poate fi repusă printr-o lovitură rapidă și puternică. Aș încerca, deci, să-i aplic bolnavului o lovitură bine plasată.

- Așa. Și mai departe?  
- Păi, domnule profesor, aș sări cât colo, spre a nu primi o lovitură de răspuns...

Scriitorul și filozoful francez Voltaire mergea cu diligența, însoțit de câțiva admiratori, într-o călătorie de plăcere.  
- Gata corabia lui Noe? a întrebă un glumeț, înainte de a se urca în trăsură.

- Încă nu, a răspuns Voltaire. Mai lipsește un măgar...

Cândva, un prieten i se lăuda filozofului grec Aristippos (435-360 î.Hr.) că devorase foarte multe cărți. Dar filozoful îi răspunse:

- Sănătoși nu sunt cei ce devorează mult... ci sunt cei ce digeră bine.

Aristotel (384-322 î.Hr.), cel mai mare filozof al Greciei antice, fondatorul școlii peripatetice și educatorul lui Alexandru cel Mare, a fost întrebă:  
- Ce riști dacă minți?  
Iar filozoful răspunse prompt:  
- Să nu mai fi crezut nici când spui adevărul.

Invitat la o masă, filozoful și omul politic englez Francis Bacon (1561-1626) fu întrebă, la un moment dat, de vecinul său:  
- După părerea dumneavoastră, maestre, care este vârsta potrivită pentru căsătorie?  
Filozoful îi răspunse zâmbind:  
- Orice vârstă poate fi bună: la tinerete ț-e iubită, la o vârstă mai înaintată, o bună prietenă, iar când ne mai pierdem din puteri, la bătrânețe, soția ne îngrijește ca o adevărată soră mai mare.

Poetul și filozoful persan Saadi (1213-1292) bătu într-o zi la ușa unui mare bogătaş, cerându-i un mic împrumut. Bogătaşul, fiind un om de afaceri de factură josnică, îl întrebă pe filozof:  
- Cum îți explici că înțeleptul bate la ușa bogatului și niciodată un bogătaş nu va bate la ușa înțeleptului?

- Cât se poate de simplu: înțeleptul cunoaște binefacerile bogăției, în timp ce bogătaşul nu cunoaște binefacerile înțeleptului.

Odată, când celebrul savant german Wilhelm Humboldt (1767-1835) era grav bolnav, s-a răspândit vestea, dintr-o neînțelegere, că marele om de știință ar fi murit. Un pasionat antropolog trimite atunci o scrisoare unui prieten de-al savantului, rugându-l să-l ajute să obțină permisiunea de a efectua măsurători pe craniul defunctului.

Răspunsul l-a primit chiar din partea lui... Humboldt, în mâinile cărui ajunsese scrisoarea.  
"Cu părere de rău – scria acesta – vă anunț personal că nu vă pot ajuta cu craniul meu, deoarece mai am nevoie de el o perioadă de timp. Mai târziu poate..."

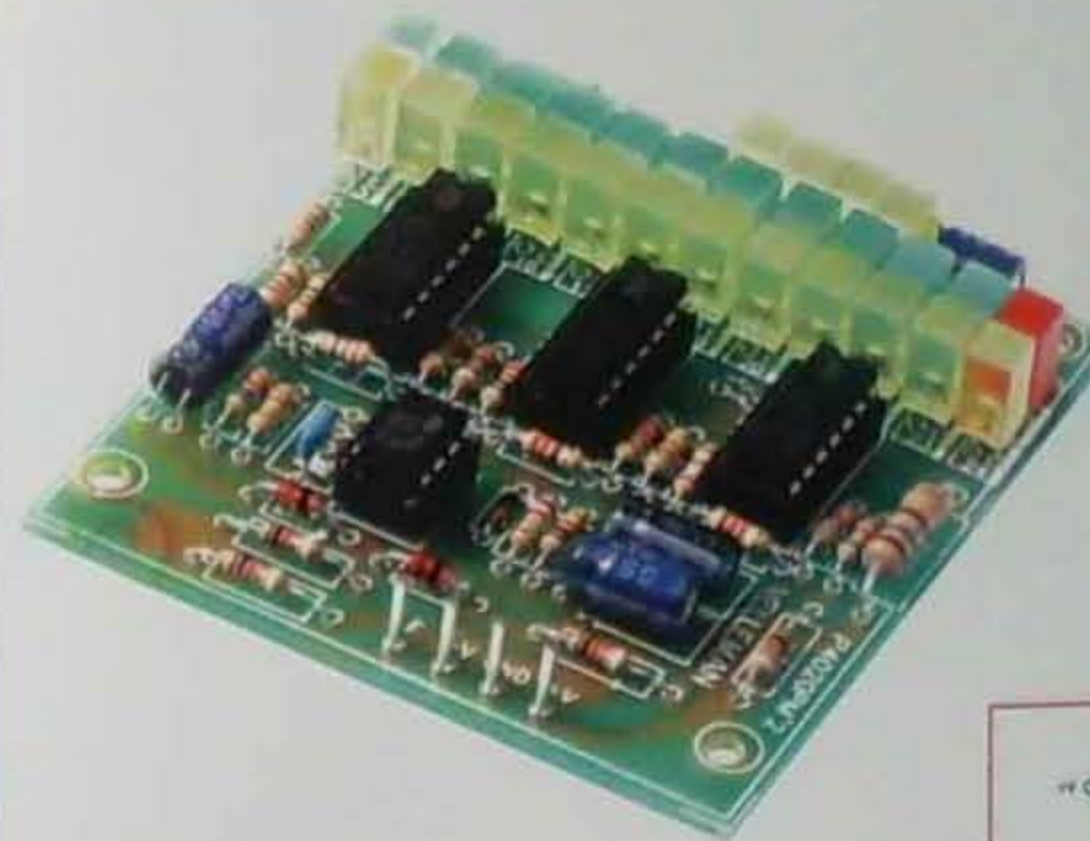
Culese și prelucrate de Gheorghe Brașoveanu

REVISTA  
REVISTELOR

În rubrica de față vă supunem atenției două articole publicate în nr. 63/august 2004 al revistei *Electronique magazine*.

### Un detector de proximitate (pag. 25)

Varianta propusă are la bază un oscilator de înaltă frecvență, aranjat astfel încât să funcționeze aproape de punctul critic de ieșire din oscilație. În acest fel, atunci când o persoană se apropie de (sau atinge) placa senzor (CAPTEUR), oscilația încetează și în consecință releul se eliberează. În oscilator se poate folosi un tranzistor de tip BC107 sau similar, iar pentru acționarea releului a fost indicat un tranzistor Darlington de tip BC517.



În etajul de intrare care prelucrează semnalul AF pentru depistarea nivelului instantaneu maxim este folosit un amplificator operațional (IC1) de tip LF357, iar cele 12 comparatoare folosite în fiecare canal sunt conținute în trei circuite LM339 (comparatoare de tensiune cuadruple). Pentru T1 este indicat un tranzistor de tip BD136.

### VU-metru stereo pentru amplificator HI-FI (pag. 26-29)

Acest VU-metru cu LED-uri a fost proiectat pentru atașarea la un amplificator AF stereo, fiecare bară aferentă unui canal fiind compusă din 12 LED-uri. Astfel, el permite indicarea puterii AF în gama 0,001W – 100 W. În cazul unui amplificator mono, cele două bare de LED-uri se pot lega în serie, gama puterilor indicate fiind astfel extinsă la 0,001 W-400 W.

