

Tehniium

FONDATĂ ÎN ANUL 1970

ANUL XXXIV, Nr. 354

REVISTĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

Număr editat cu sprijinul Ministerului Educației și Cercetării



REVISTĂ
TRIMESTRIALĂ

3 septembrie
2004

PROIECTAREA
UNUI AMPLIFICATOR AUDIO HI-FI

INCINTE ACUSTICE -
TENDINTE ȘI NOUȚĂȚI

ECHIPAMENT DE AUTOMATIZARE
A CUPTOARELOR DE PÂINE

APARAT DE PROTECȚIE
A MODELELOR TELECOMANDATE

ACUMULATOARELE:
UTILIZARE -
REGENERARE

Semnalăm în rubrica de față câteva construcții practice prezentate de revista „Conex Club” în ultimele sale numere. Suntem convinși că ele vor stârni interesul multora dintre cititorii noștri, deoarece pe aceste subiecte am primit și noi la redacție numeroase întrebări și solicitări. La care, iată, răspundem inclusiv prin această informare „telegrafică”. Cei interesați sunt rugați să apeleze direct la sursele citate.



ANEMOMETRU/ Măsurarea vitezei vântului

Nr. 59, 07-08/2004, pag. 60-61

Este descrisă construcția aparatului, cu schițe, fotografii, desenul circuitului imprimat. Schema electrică este prezentată sub forma unei interfețe pentru PC, comunicația realizându-se pe portul serial, din care se face și alimentarea.

CONVERTOR UUS CCIR-OIRT

Nr. 57, 05/2004, pag. 40-41



Acest convertor oferit de firma **Conex Electronic** permite recepționarea posturilor de radio ce emit în banda CCIR, folosind receptoare radio prevăzute cu banda OIRT.

EMITĂTOR TELECOMANDĂ 2 canale



RECEPTOR TELECOMANDĂ 2 canale



Nr. 58, 06/2004, pag. 23-25

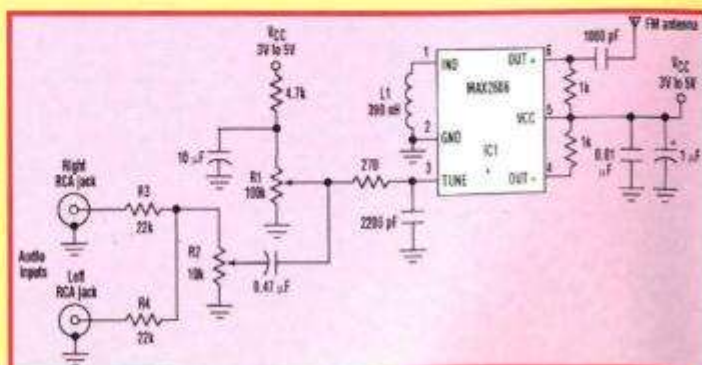
Montajele sunt realizate de firma **Conex Electronic** sub formă de kituri, având numerele de cod CNX202 și, respectiv, CNX203.

MINIEMIȚĂTOR FM

Nr. 45, 05/2003, pag. 50



Acest miniemițător FM, realizat cu circuitul integrat MAX2606, poate asigura, de exemplu, legătura între un sistem audio „home” și un aparat de radio portabil.



Stimați cititori,

În numărul de față nu am reușit să includem rubrica „Poșta redacției”, dar asta nu înseamnă că au fost ignorate numeroasele dv. propuneri, sugestii și solicitări, chiar unele critici pe care ni le-am însușit, fiind pertinente și bine intenționate. Mai puțin ne interesează semnalele indirecte primite de la câțiva foști colaboratori apropiați de-ai lui TEHNIIUM, care de doi-trei ani tot „cântă prohodul” revistei și par a fi dezamăgiți că ea nu a „murit”, totuși, după ce domniile lor au hotărât să nu o mai sprijine. Fără comentarii.

Ne pare rău că în unele orașe și municipii, cititorii noștri mai întâmpină încă dificultăți cu procurarea revistei. Dumneavoastră, domnii *Ion Petreanu* (mun. Dej), *Alexandru Bot* (Lugoj), *Mircea Alin Bărbulescu* (com. Bogați, jud. Argeș) ș.a. veți primi contra ramburs numerele solicitate. Soluția cea mai bună, acolo unde mai există probleme cu difuzarea, este să vă abonați la revistă, fie la cel mai apropiat oficiu poștal, fie la S.C. Presa Națională S.A. Prețul și adresa editorului sunt trecute pe revistă, domnule *Jozsef Bereczki*.

Scrisorile dv., domnii *Valentin Mircea Neagoe* (Târgoviște), *Constantin Duca* (Sibiu), *Mircea Alin Bărbulescu* (com. Bogați, jud. Argeș), *Stamatin Radu* (Galați) ș.a. au fost date specialiștilor noștri pe respectivele domenii și urmează să primiți răspunsurile prin poștă.

Nu deținem cataloage cu prețuri pentru componente electronice banale, domnule *Adrian Mârza* (Moinești). Acum fiecare magazin are prețurile lui, pe care le „indexează” după cursul valutar, dar adeseori și după bunul plac, căci legea permite. Așa se face că una și aceeași piesă o poți cumpăra, de exemplu, cu 10.000 lei, dar și cu 20.000 lei sau chiar cu 30.000 lei. Așadar, vizitați magazine mai multe, comparați, și abia apoi cumpărați.

Cărți și reviste de electronică, la prețuri foarte convenabile, găsiți în anticariate și prin târgurile de vechituri, domnule *Petru Zaiț* (Argel, jud. Suceava).

Ne pare rău, domnule *ing. Mihai Hulață* (loc. Agăș, jud. Bacău) că v-ați supărat pe TEHNIIUM pentru cele peste 80% articole de electronică. Este adevărat, din păcate, că ponderea altor domenii a scăzut, dar aceasta nu înseamnă că redacția nu vrea: este o rezultată a „jocului” cerere-ofertă. Desigur, vom mai publica (atunci când vom primi de la colaboratori) și construcții de generatoare electrice sau microhidrocentrale. Cealaltă sugestie a dumneavoastră – instalații pentru brichetarea rumegușului – este și ea tentantă, dar din câte am reușit să aflăm deocamdată, în țară la noi nu s-au realizat încă astfel de proiecte (există câteva instalații din import). Pentru o documentare preliminară, vă sfătuim să luați legătura cu Institutul Național al Lemnului din București, tel. 2331556, fax 2331514.

Aveți dreptate, domnule *Ilie Stoica* (Urziceni), reluarea rubricii foto ar fi bine venită. Am dat și noi „sfoară-n țară”, așteptăm oferte de articole.

Din păcate, numeroasele dumneavoastră propuneri de articole, domnii elevi *Cătălin Macovei* (Botoșani) și *Alexandru Bot* (Lugoj), nu inspiră încredere pentru a fi publicate în TEHNIIUM.

Excepțională propunerea dv., domnule *Ion Petreanu* (Dej), de a iniția o rubrică privind întreținerea și repararea aparaturii electrocasnice. TEHNIIUM a mai avut asemenea tentative în decursul timpului, dar nu a prea găsit „meseriași” de încredere care să o susțină, date fiind precauțiile deosebite ce se impun (pericol de electrocutare), ca și riscul unor eventuale eșecuri costisitoare, pentru care autorii soluțiilor propuse pot fi trași la răspundere. Desigur, agreăm ideea de a încerca din nou și așteptăm articole pe acest domeniu, cu condiția ca autorii să își asume răspunderea pentru corectitudinea celor prezentate.

Alexandru Mărculescu

SUMAR

CONSTRUCTORUL ÎNCEPĂTOR	pag. 4-16
Factorul beta și măsurarea lui Valorile normalizate ale rezistențelor Circuitul basculant Schmitt Minister pentru LED-uri	
HI-FI	pag. 17-20
Incinte acustice – tendințe și noutăți pe piața românească	
PROIECTUL DE ABSOLVIRE	pag. 21-25
Proiectarea unui amplificator audio HI-FI	
LABORATOR	pag. 26
Etalonarea punților de măsură RLC	
LA CEREREA CITITORILOR	pag. 27-42
Cititorii întreabă – specialiștii răspund Depanarea multimetrului digital DT830B28 Sistem automat de menținere a poziției Acumulatori: utilizare - regenerare Aplicații practice ale circuitului integrat 555 Capacimetru digital	
AUTOMATIZĂRI	pag. 43-51
Relu de timp cu întârziere la cupiere Aplicații practice cu releu de timp Echipament de automatizare a cuptoarelor de pâine	
CITITORII RECOMANDĂ	pag. 52-61
Un amplificator economic Practica realizării bobinelor cu miez de ferită Un cântar ușor de construit Amplificator AF TDA 1910	
TEHNIIUM MODELISM	pag. 62-66
Aparat de protecție a modelelor telecomandate Alarmă sonoră pentru aeromodele Conector automat pentru navomodele	
REVISTA REVISTELOR	pag. 67

TEHNIIUM

Revistă pentru constructorii amatori
Fondată în anul 1970
Anul XXXIV, nr. 354, septembrie 2004

Editor

SC Presa Națională SA
Piața Presei Libere nr. 1, București

Redactor-șef: fiz. Alexandru Mărculescu
Secretariat - macheta artistică: Ion Ivașcu

Redacția: Piața Presei Libere nr. 1,
Casa Presei Corp C, etaj 1, camera 121
Telefon: 224.21.02 Fax: 222.48.32
E-mail: presanationala@yahoo.com

Correspondență

Revista TEHNIIUM, Piața Presei Libere nr. 1
Căsuța Poștală 68, București – 33

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 „Tehnium” 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 telefoanele:
224.21.02; 224.38.22 sau la FAX 222.48.32

Conform art. 205-206C.P., întreaga răspundere juridică pentru
conținutul articolelor revine exclusiv autorilor acestora.

FACTORUL BETA ȘI MĂSURAREA LUI

Pagini realizate de fiz. Alexandru MĂRCULESCU

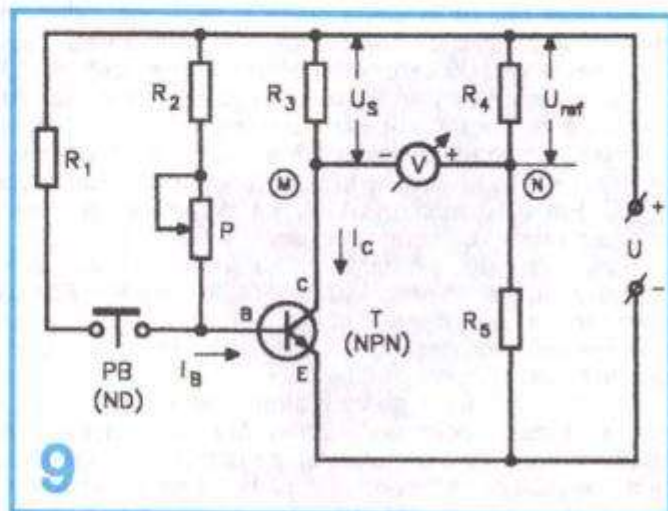
(Urmare din nr. trecut)

Am încheiat episodul precedent cu promisiunea că vom modifica schema din figura 9 (pe care o reproducem din nou alăturat, pentru o urmărire mai comodă), în vederea realizării unei alte variante de betametră cu citire directă, dar care să nu necesite instrument de măsură. Scopul acestui demers este de a obține un betametră portabil, robust și de dimensiuni reduse, alimentat dintr-un set de miniacumulatori, având totodată o precizie de măsurare satisfăcătoare.

Varianța precedentă de betametră, având la bază schema din figura 9, a folosit următorul "algorithm" de măsurare, care poate fi urmărit mai ușor pe graficul din figura 11, trasat cu o curbă volt exagerată a caracteristicii $I_C = f(I_B)$ a tranzistorului de măsurat:

- cu ajutorul potențiometrului P se ajustează curentul de bază I_B astfel încât curentul de colector I_C să atingă valoarea I_{C1} prestabilită (constantă, cunoscută); în acel moment ne aflăm în punctul P1 de pe caracteristică, având coordonatele (I_{B1}, I_{C1}) ;
- prin apăsarea butonului PB se dă o creștere constantă (prestabilită) curentului de bază I_{B1} , având valoarea $\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$;
- noii valori I_{B2} îi corespunde pe caracteristică un alt punct, P2, având coordonatele (I_{B2}, I_{C2}) ;
- conform definiției factorului beta

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} = \text{tg} \alpha \quad (1), (3)$$

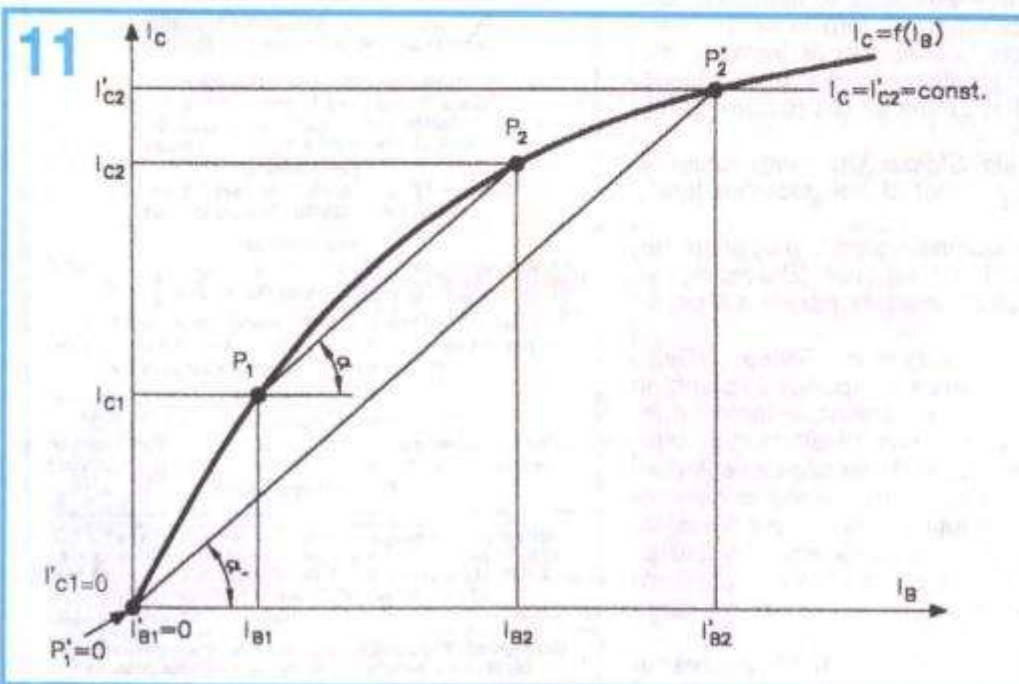


rezultă că în aceste condiții, cu $\Delta I_B = \text{constantă}$, determinarea lui beta se reduce la măsurarea creșterii $\Delta I_C = I_{C2} - I_{C1}$ a curentului de colector, care este direct proporțională cu beta.

Noua variantă propusă inversează acest "algorithm" de măsurare, în sensul că nu va mai opera cu variații ΔI_B constante, ci cu variații ΔI_C constante (prestabilite). Noile puncte de pe caracteristica $I_C = f(I_B)$ între care se va face măsurarea sunt P'1 și P'2, cu simplificarea că punctul P'1 este luat chiar în originea O a axelor $O I_B$ și $O I_C$. Această opțiune, evident simplificatoare, nu introduce erori semnificative în cazul tranzistoarelor actuale

cu siliciu, care au curenți reziduali I_{CEO} practic neglijabili. Celălalt punct, P'2, va fi punctul de pe caracteristica $I_C = f(I_B)$ a tranzistorului de măsurat care corespunde unei anumite valori prestabilite I'_{C2} a curentului de colector, valoare pe care o vom menține constantă pentru toate măsurătorile. Acestui prag I'_{C2} îi va corespunde un curent de bază necesar I'_{B2} , mai mic sau mai mare, după cum tranzistorul măsurat are factorul beta mai mare sau mai mic.

În acest caz simplificat, expresia factorului beta dată de (1) și (3) devine:



$$\beta = \frac{I'_{C2}}{I'_{B2}} = \operatorname{tg} \alpha' \text{ cu } I'_{C2} = \text{constant} \quad (6)$$

În figura 12 am redat o variantă a schemei din figura 9, adaptată acestui nou "algoritm" de măsurare propus (reprezentat sugestiv în figura 13). Se subînțelege că rezistența de sarcină (de colector) R_C va fi și ea constantă, ceea ce înseamnă că pragului de curent I'_{C2} îi va corespunde un prag al căderii de tensiune de la bornele lui R_C , pe care l-am notat:

$$U_p = R_C \cdot I'_{C2} \quad (7)$$

Atingerea acestui prag U_p (prin creșterea progresivă a curentului de bază, rotind fin cursorul potențiometrului P) va fi indicată luminos, de exemplu prin aprinderea bruscă sau stingerea bruscă a unui LED, folosind un detector de prag, DP.

Revenind la expresia (6) a lui beta și înlocuind pe I'_{B2} cu valoarea sa dată de (4)

$$I'_{B2} = \frac{U - U_{BE}}{\mathfrak{R}} \quad (8)$$

obținem:

$$\beta = \frac{I'_{C2}}{U - U_{BE}} \cdot \mathfrak{R} = k \cdot \mathfrak{R} \quad (9)$$

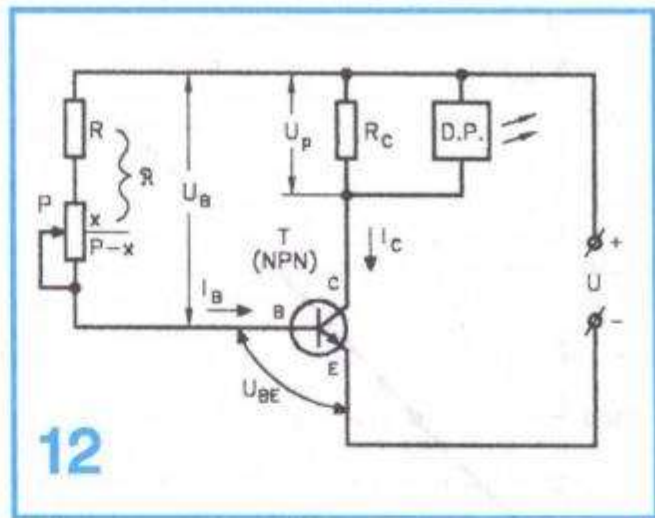
unde cu \mathfrak{R} am notat suma dintre valoarea rezistenței de limitare R și valoarea rezistenței înseriate a lui P la atingerea pragului de măsurare U_p .

În cuvinte spus, valorile lui beta sunt direct proporționale cu valorile rezistenței totale \mathfrak{R} din circuitul de bază, la atingerea pragului de măsurare U_p . Constanta de proporționalitate

$$k = \frac{U_p}{R_C(U - U_{BE})} = \frac{I'_{C2}}{U - U_{BE}} \quad (10)$$

este cea care va dicta precizia etalonării / corespondenței numerice $\beta = f(\mathfrak{R})$ ce va fi marcată pe scala gradată atașată potențiometrului P, presupus liniar. Pentru a obține o precizie bună de măsurare (o valoare k "suficient de constantă"), deducem din (10) că trebuie să asigurăm simultan:

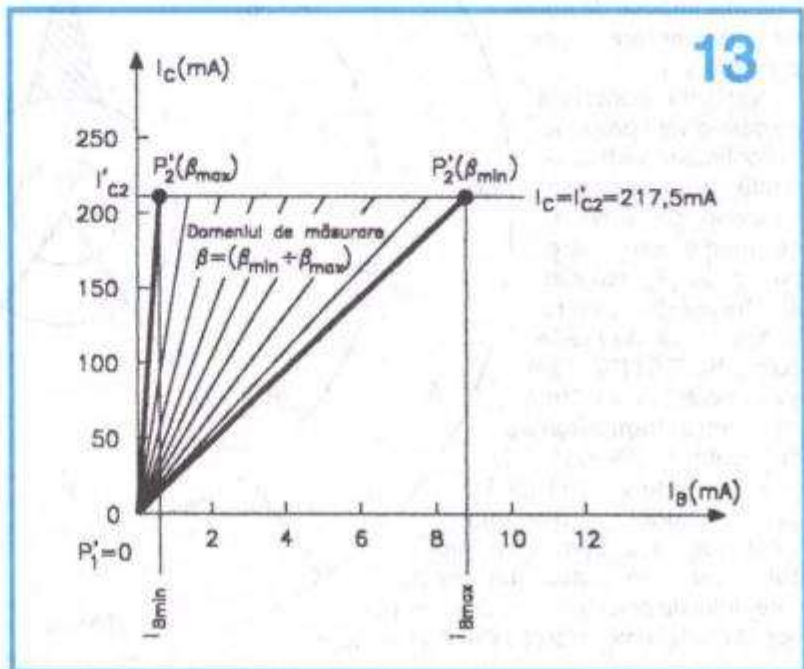
- o valoare cât mai constantă a tensiunii de alimentare U;
- o valoare cât mai constantă (în timp, cu temperatura, în funcție de curent etc.) a rezistenței R_C ;



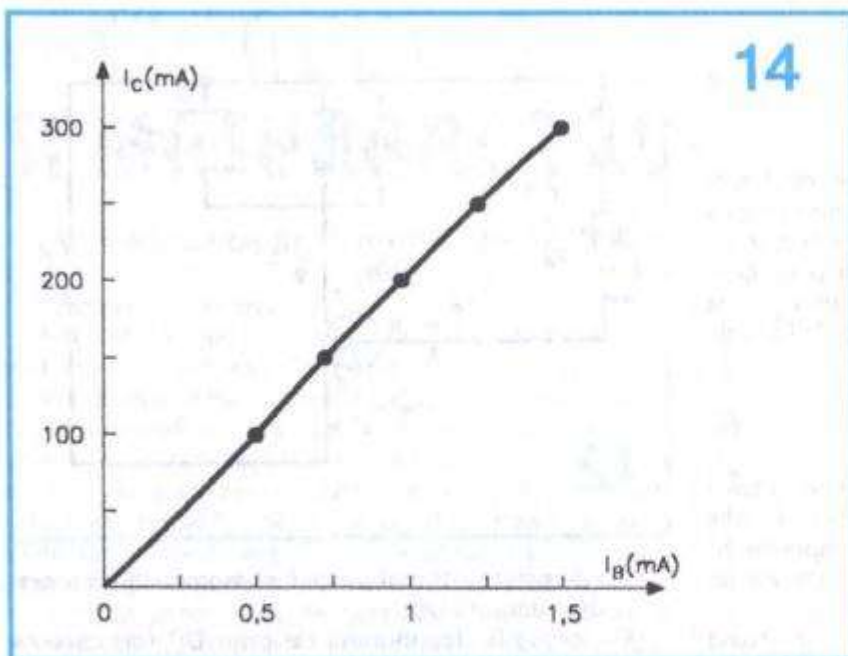
- o detectare cât mai precisă și reproductibilă a pragului de măsurare U_p .

Cu excepția detectorului de prag DP (de care ne vom ocupa la realizarea unei variante concrete de betametr), elementele de principiu s-au cam clarificat, sperăm, în ceea ce privește realizabilitatea unui betametr bun bazat pe schema din figura 12. Ca o paranteză încurajatoare (pentru eventualii sceptici, care vor considera că este prea simplu ca să fie bun), menționez că folosesc de prin anul 1980 un tester beta realizat după acest principiu. Cu ajutorul lui am făcut sortări rapide, împerecheri multumitoare de tranzistoare, chiar "ordonarea" după valorile beta a întregii mele "zestre" de tranzistoare. Ulterior, când mi-am construit și eu un betametr de precizie, am avut plăcuta surpriză să constat că bătrânul meu tester nu m-a păcălit nici măcar cu o singură inversiune în această ordonare.

Ar mai trebui poate semnalat (cu riscul repetării celor arătate în introducerea acestui serial) că un inevitabil



14



pragul I'_{c2} undeva între 200 mA și 300 mA, pentru a nu fi nici prea mic, dar nici prea mare în raport cu posibilitățile sursei de alimentare. Desigur, dacă tranzistoarele măsurate aici vor fi ulterior folosite la curenți mult mai mari, va trebui să avem în vedere o diminuare (cu 10%-20%) a valorilor măsurate. Oricum, măsurătorile efectuate în această plajă vor constitui un bun punct de referință ca valori absolute și un foarte bun indiciu de comparație între diferitele exemplare de tranzistoare disponibile.

Cu titlu informativ (dar și "justificativ"), în tabelul alăturat sunt prezentate câteva perechi de valori corespondente (I_B , I_C), în plaja $I_C = (0-300 \text{ mA})$, determinate experimental pentru un exemplar oarecare de tranzistor (β) 2N3055H, în condițiile $U = 5V$; $R_c = 4,7\Omega$.

$I_C \text{ (mA)}$	50	100	150	200	250	300
$I_B \text{ (mA)}$	0,24	0,49	0,72	0,96	1,22	1,50

factor de eroare sistematică, ce afectează toate măsurătorile și în același sens (deci mai ușor de contracarat sau de compensat postmăsurare) îl reprezintă compromisul făcut în mod deliberat la alegerea valorii de prag I'_{c2} (de fapt a plajei $0-I'_{c2}$ a curentului de colector) pentru care se face măsurarea lui beta. Într-adevăr, la proiectarea concretă a betametruului, realizatorul trebuie să facă un compromis în ceea ce privește alegerea lui I'_{c2} , ținând cont simultan de diverse cerințe contradictorii sau de factori practici limitanți, cum ar fi: cerința (dorința firească) de a putea compara rezultatele obținute cu datele de catalog; dorința de a face măsurătorile în condiții cât mai apropiate de cele în care vor fi puse să funcționeze tranzistoarele măsurate; limitările impuse de sursa de alimentare preconizată ș.a.

Varianta concretă pe care o vom propune în continuare va fi destinată tranzistoarelor cu siliciu, de tip NPN, de medie sau mare putere. În [4], valorile lui $h_{21E}(=\beta)$ pentru tranzistoarele de medie putere BD135 (137, 139) sunt indicate la $I_C = 150 \text{ mA}$, iar pentru tranzistoarele de putere 2N3055, la $I_C = 4A$. Este evident că în cazul unei alimentări autonome, așa cum vom propune, nu vom putea lua pragul curentului de colector de ordinul amperilor. Un compromis acceptabil ar fi să alegem

Pe baza acestor date a fost trasat graficul din figura 14, adică porțiunea "de început" a caracteristicii $I_C = f(I_B)$ a tranzistorului în cauză. Observăm că graficul este practic liniar pe această porțiune, deci am putea alege valoarea noastră de prag I'_{c2} oriunde în intervalul $(0-300 \text{ mA})$. O vom lua însă, așa cum am motivat deja, undeva între 200 mA și 300 mA, având în vedere și cerința de a obține un prag de tensiune U_p , conform relației (7), care să fie detectabil



ușor și suficient de precis, fără a fi nevoiți să mărim prea mult valoarea rezistenței R_c (ceea ce ne-ar depărta de condiția $U_{CE} = \text{constantă}$ din definiția factorului beta).

Betametrul cu citire directă - Varianta 2

În continuare, după modelul propus pe baza schemei din figura 12, vom "proiecta" un *betametrul pentru tranzistoare cu siliciu de tip NPN, de medie și mare putere*, cu condiția impusă de a fi un aparat portabil, deci cu sursă autonomă de alimentare.

Dintre multiplele opțiuni posibile la ora actuală, am ales varianta unei surse de alimentare alcătuită dintr-o grupare în serie a patru miniacumulatori Ni-Cd de tip 1,2 V/750 mAh. În stare bună și proaspăt încărcat, un astfel de set are în gol o tensiune de până la 5,2 V-5,3 V, iar în sarcină de 250 mA o tensiune la borne în jur de 5 V (pe mai multe seturi am măsurat între 4,9 V și 5,1 V).

Ca atare, propun ca valoare de calcul $U = 5\text{ V}$, realizatorul având tot interesul să o verifice (și la nevoie să o corecteze) în funcție de propriul lui set de astfel de acumulatori, bineînțeles proaspăt încărcate la începerea fiecărei "sesiuni" de măsurători.

Din motivele pe larg expuse anterior, propun alegerea rezistenței de sarcină (de colector) R_c cu valoarea de $4,7\Omega$. Exemplarul folosit se va măsura, firește, în prealabil, pentru a ne asigura că R_c este în plaja orientativă $4,6\Omega \div 4,8\Omega$. Pentru precizia betametruului, însă, esențial nu este ca valoarea lui R_c să fie cât mai exact cea propusă pentru calcul ($4,7\Omega$), ci ca valoarea respectivă să fie cât mai constantă. De aceea, vom alege pentru R_c un rezistor bobinat, cu clasă de precizie cât mai bună și cu puterea de disipație de 5W, evident (și intenționat) supradimensionată.

Urmează stabilirea pragului de curent I'_{c2} , în plaja propusă anterior (200 mA-300 mA), astfel încât să se realizeze prin (7) un prag U_p convenabil. Având în vedere faptul că detectorul de prag DP propus va fi un circuit basculant de tip trigger Schmitt, o valoare convenabilă a pragului de tensiune este $U_p = 1\text{ V}$. De aici ar rezulta un prag de curent $I'_{c2} = 1\text{ V}/4,7\Omega \approx 213\text{ mA}$.

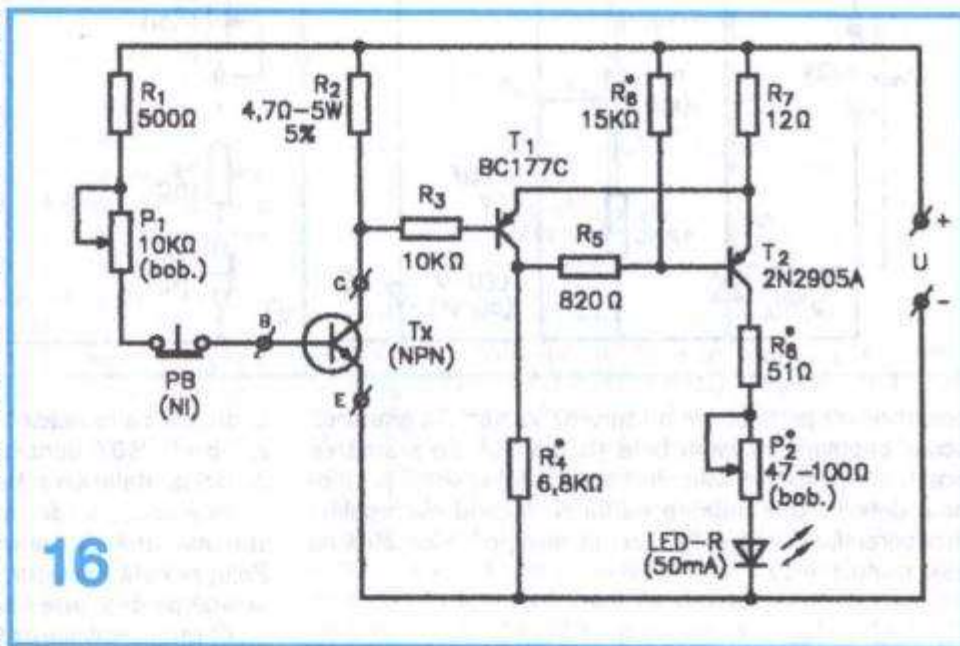
Înlocuind $U = 5\text{ V}$ și $I'_{c2} = 213\text{ mA}$ în (10), obținem pentru constanta de proporționalitate valoarea $k \approx 0,049 (\Omega^{-1})$. Pentru comoditatea etalonării $\beta = f(\beta) = k\beta$, suntem tentați să "retușăm" puțin valoarea lui I'_{c2} , astfel încât să obținem $k = 0,05 (\Omega^{-1})$. Din (10) deducem că valoarea necesară în acest scop este $I'_{c2} = 217,5\text{ mA}$.

În fine, pentru $R_c = 4,7\Omega$, rezultă din (7) că pragul de tensiune necesar în acest caz va fi $U_p = 1,022\text{ V}$.

Dacă în urma măsurărilor atente rezultă o valoare diferită a rezistenței de colector, de pildă $R_c = 4,8\Omega$, evident va trebui corectat corespunzător pragul U_p (în exemplul dat, $U_p = 1,044\text{ V}$), pentru a păstra valoarea convenabilă $k = 0,05 (\Omega^{-1})$.

Urmează acum să stabilim *domeniul de măsurare propus*, (β_{\min} ; β_{\max}), în funcție de care vom calcula valorile necesare pentru rezistența de limitare R și pentru potențiometrul P .

Pentru tranzistoarele de medie și mare putere, cu siliciu, un $\beta_{\max} = 400$ ar fi arhisuficient. Un calcul rapid ne arată însă că în acest scop am avea nevoie de o valoare $\beta_{\max} = \beta_{\max} / k = 8000\Omega$, adică de un potențiometru (bobinat) de cca $7,5\text{ k}\Omega$, mai greu de procurat. Valorile uzual întâlnite pentru P sunt cele de $5\text{ k}\Omega$ (respectiv $4,7\text{ k}\Omega$), iar următoarea de $10\text{ k}\Omega$. Pentru $P = 5\text{ k}\Omega$ plus $R = 500\Omega$, deci pentru $\beta_{\max} = 5500\Omega$, ar rezulta $\beta_{\max} = 275$, ceea ce nu este acoperitor, mai ales pentru tranzistoarele de medie putere. Pe de altă parte, pentru $P = 10\text{ k}\Omega$ plus $R = 500\Omega$ ar rezulta $\beta_{\max} = 525$, o limită cam prea mare, dar oricum acoperitoare, chiar dacă extremitatea maximă a domeniului nu va fi practic atinsă niciodată, probabil.



Decizia revine realizatorului, dar noi vom opta aici pentru o valoare $P = 10\text{ k}\Omega$ (potențiometru bobinat, cu diametrul bobinei cât mai mare și cursa unghiulară activă a cursorului cât mai mare).

Valoarea β_{\min} măsurabilă (când P este complet scos din circuit) este dictată de valoarea rezistenței de limitare R ($=\beta_{\min}$). Dacă ne propunem ca limită inferioară a plajei de măsurare valoarea $\beta_{\min} = 25$, rezultă o valoare necesară a rezistenței de limitare $R = 500\Omega$. Deoarece am optat pentru $P = 10\text{ k}\Omega$, rezultă o limită superioară a plajei de măsurare $\beta_{\max} = 525$, corespunzătoare lui $\beta_{\max} = R+P = 10500\Omega$.

Bineînțeles, potențiometrul P îi vom atașa o scală circulară divizată echidistant pe întreaga cursă unghiulară activă a cursorului, iar butonul cursorului va fi cu "cioc" (sau alt tip de pointer) care să permită decelarea cât mai precisă a diviziunii corespunzătoare pragului de comutație.

Dacă dispunem de un potențiometru "fin" (diametru mare al bobinei, cursă unghiulară activă mare), putem

efectua divizarea în 100 de intervale echidistante, prin diviziuni $d = (0 \div 100)$. Pe aceeași scală astfel divizată sau pe o altă scală concentrică, vom marca valorile intermediare "rotunde" ale lui beta, de exemplu reperele $\beta = 25-50-100-150-200-250-300-350-400$.

Correspondența diviziuni - β se deduce ușor pe baza ecuației de etalonare (9), unde vom lua $k = 0,05 (\Omega^{-1})$:

$$\beta = 0,05 (\Omega^{-1}) R(\Omega) = 0,05(R+x) \quad (11)$$

În acest scop se va folosi tabelul alăturat, din care în final se vor reține doar prima și ultima linie, adică tocmai

Up riguros constante, valoarea lui k mai depinde de valoarea tensiunii de alimentare U (și a căderii de tensiune U_{BE} , pe care o putem presupune constantă, de aproximativ 0,65 V).

Cu tensiunea de alimentare U , în cazul setului de acumulatori propus, supoziția anterioară $U = 5 \text{ V}$ = constantă este mai greu de îndeplinit, dar și de verificat în practică, mai ales atunci când utilizăm betametru în regim portabil (deci când nu avem posibilitatea să măsurăm tensiunea, nici să reîncărcăm acumulatorii, după o eventuală

funcționare mai îndelungată). Într-adevăr, capacitatea acumulatorilor fiind de 750 mAh, iar curentul absorbit de circa 250÷275 mA (incluând aici și pe cel absorbit de detectorul de prag DP), este de așteptat ca tensiunea la bornele setului să scadă semnificativ la o funcționare mai îndelungată a betametruului, ceea ce afectează, evident, valoarea lui k .

De exemplu, să presupunem că tensiunea ar scădea până la $U = 4,7 \text{ V}$. Din (10)

deducem că în acest "moment" valoarea coeficientului k ar fi $k = 0,0537$, sensibil mai mare decât cea considerată de noi la etalonarea betametruului.

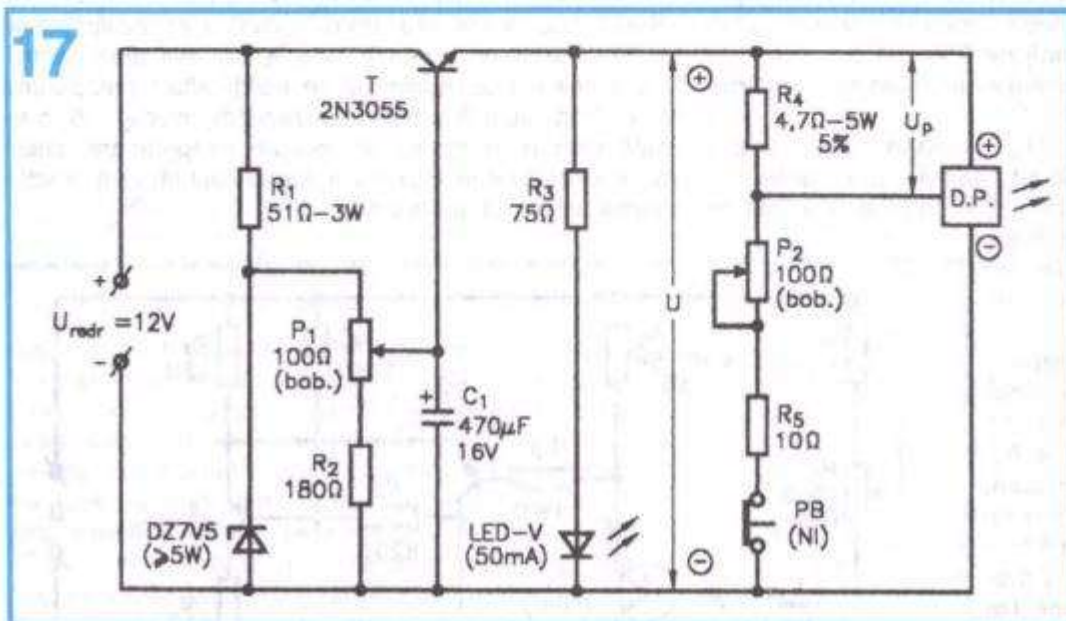
Și atunci ce-i de făcut, că doar nu vom renunța la o variantă atât de simplă de betamtru liniar portabil? Soluții există, desigur, fiecare constructor urmând să o aleagă pe cea care i se va părea mai convenabilă.

O primă soluție ar fi să se folosească acumulatori de capacitate mai mare, astfel ca tensiunea la bornele setului să nu scadă semnificativ (cu mai mult de cca 0,05 V) după - să zicem - o oră de funcționare continuă. Oferte în acest sens există, doritorii nu au decât să exploreze piața.

O a doua soluție, pentru cei ce vor ține să folosească tot acumulatorii recomandați (mai mici, mai ieftini, mai ușor de procurat și de încărcat), ar fi să se realizeze un set nu de patru, ci de șase astfel de acumulatori în serie, căruia să i se atașeze un mic stabilizator de tensiune, ajustat pentru $U = 5 \text{ V} (\pm 0,05 \text{ V})/300 \text{ mA}$.

În fine, o a treia soluție pe care o menționăm este să rămânem tot la setul propus inițial, căruia îi vom determina experimental plaja maximă de variație acceptabilă din punctul nostru de vedere, $U = (U_{\min} \div U_{\max})$, după care vom "compensa" variația lui U în această plajă, corectând valoarea pragului de curent I'_{C2} (respectiv a pragului de tensiune U_p) astfel încât constanta de proporționalitate k să aibă în permanență valoarea aleasă, $k = 0,05 (\Omega^{-1})$.

De exemplu, să presupunem că acceptăm o plajă maximă de variație $U = (4,6 \text{ V} \div 5,1 \text{ V})$, care corespunde



corespondența β - diviziuni, care ne va servi la gradarea scalei circulare în valori beta (figura 15). La marcarea scalei de măsurare, valorile beta din tabel vor fi poziționate definitiv prin măsurarea lui R , făcând eventualele mici corecții necesare, în cazul în care potențiometrul nu este perfect liniar.

β	25	50	100	150	200	250	300	350	400
$R=R+x (\Omega)$	500	1000	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000
$x (\Omega)$	0	500	1500	2500	3500	4500	5500	6500	7500
diviziuni	0	5	15	25	35	45	55	65	75

Am realizat astfel etalonarea "teoretică" (prin calcul) a betametruului nostru liniar, operație ce a fost foarte mult ușurată de alegerea unei valori "rotunde" pentru constanta de proporționalitate din ecuația de etalonare (9), respectiv $k = 0,05 (\Omega^{-1})$.

Confirmarea practică a acestei etalonări va fi cu atât mai bună (precizia măsurărilor cu atât mai mare) cu cât vom reuși să asigurăm mai constante valoarea pragului de comutație "teoretic" $I'_{C2} = 217,5 \text{ mA}$ (căruia pentru $R_C = 4,7 \Omega$ îi corespunde pragul în tensiune $U_p = 1,022 \text{ V}$) și a coeficientului $k = 0,05 (\Omega^{-1})$.

Dacă ne uităm însă atent la semnificația (10) a coeficientului k , observăm că pentru R_C , I'_{C2} și, respectiv,

bine nevoilor practice uzuale. Din expresiile (10) ale coeficientului k deducem ușor că în acest scop va trebui să asigurăm posibilitatea de reglaj al pragului de curent în plaja $I_{C2} = (197,5 \text{ mA} \div 222,5 \text{ mA})$, respectiv, pentru $R_C = 4,7 \, \Omega$, a pragului de tensiune în plaja $U_P = (0,928 \text{ V} \div 1,046 \text{ V})$. Deoarece detectorul de prag DP va fi realizat pentru prag de tensiune, înseamnă că, rotunjind acoperitor, va trebui să-l concepem astfel încât pragul său de comutație să poată fi reglat cât mai fin (și, firește, reproductibil) în plaja $U_P = (0,92 \text{ V} \div 1,05 \text{ V})$.

Vom propune imediat o posibilă variantă pentru detectorul de prag care să răspundă acestei cerințe. Înainte de a o face, a mai rămas de clarificat o problemă, și anume cum vom efectua "corecția" lui U_P (pentru a păstra constant $k = 0,05$) atunci când - pe teren fiind, de pildă - nu avem posibilitatea de a măsura tensiunea U și pragul U_P ?

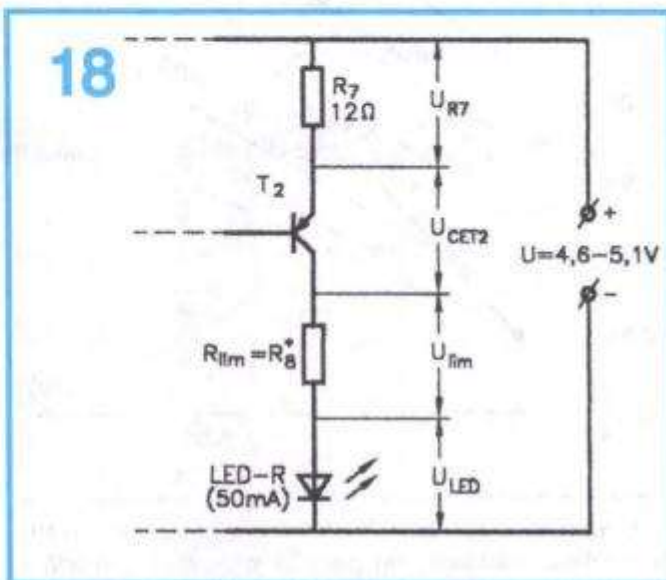
Răspunsul este foarte simplu: prin "calibrarea" sau "etalonarea" scalei beta într-un singur punct, folosind în acest scop un tranzistor Tet, cu factorul beta cunoscut, preferabil având o valoare rotundă și cât mai mare, de exemplu $\beta_{et} = 300$. Astfel, înaintea fiecărei serii (nu prea lungi) de măsurători, vom "remăsura" tranzistorul Tet. Dacă valoarea indicată va diferi semnificativ de cea cunoscută, β_{et} , vom ajusta fin pragul U_P al detectorului, reluând (la nevoie, repetat) măsurătoarea, până când vom obține citirea corectă a lui β_{et} . Dacă prin reglarea lui U_P în plaja existentă (cea calculată anterior), măsurarea suficient de precisă a lui β_{et} nu este posibilă, înseamnă că tensiunea de alimentare U a "ieșit" din plaja de variație maximă acceptată, deci se impune reîncărcarea setului de acumuloare. Dacă etalonarea este posibilă și se face suficient de precis, putem trece la măsurarea unor tranzistoare necunoscute, constanta $k = 0,05 \, (\Omega^{-1})$ fiind astfel restabilită pentru un timp.

Desigur, acest mod de compensație este puțin incomod și presupune să avem în permanență cu noi tranzistorul etalon, dar cu timpul intră în rutină, iar intervalul de timp dintre reîncărcările obligatorii ale setului de acumuloare scade simțitor. Este recomandabil, însă, să facem rapid această "calibrare" - chiar independent de starea de încărcare a acumuloarelor - pentru că ea ne asigură în privința etalonării scalei de măsurare, compensând simultan variațiile tensiunii de alimentare U și eventualele abateri ale lui R_C de la valoarea "de calcul" de $4,7 \, \Omega$.

Schema practică a betametrului propus, care ține cont de datele inițiale alese și de rezultatele calculelor preliminare de mai sus, este prezentată în figura 16. Observăm că față de schema "de plecare" din figura 12, în circuitul de bază al tranzistorului de măsurat T_x a mai fost intercalat un buton prin apăsare (cu revenire) PB, având contacte normal închise, iar detectorul de prag DP a fost "concretizat" sub forma unui circuit basculant de tip trigger Schmitt (tranzistoarele T_1 - T_2 și piesele aferente), care are ca indicator de stare - implicit indicator de atingere a pragului de basculare - un LED roșu, model cu curentul maxim de 50 mA (pentru a fi mai ușor de urmărit în caz că efectuăm măsurători la lumina zilei). Pentru a nu lungi prea mult descrierea betametrului propriu-zis, principiul de funcționare a circuitului trig-

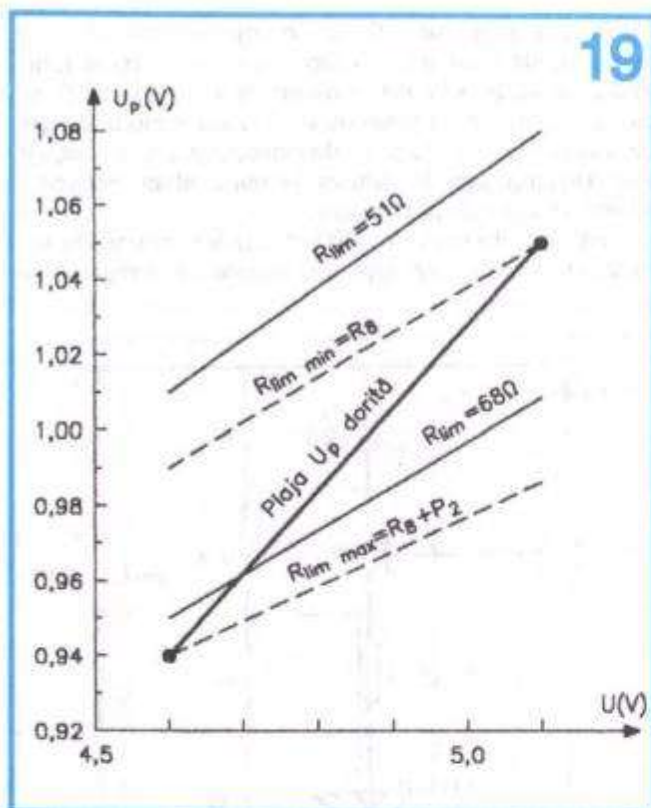
ger Schmitt este reamintit într-un articol separat în acest număr, unde sunt date și trei exemple concrete (unul fiind chiar acesta folosit în betametrul din figura 16) și, de asemenea, sunt prezentate și două metode simple de ajustare fină a pragului de basculare. De aceea, ne vom rezuma aici la câteva remarci strict necesare privind detectorul de prag ales.

Întâi, se observă că LED-ul rămâne aprins (la iluminarea maximă) atât timp cât căderea de tensiune pe



rezistența R_2 este sub valoarea de prag U_P prestabilită, el stingându-se brusc și complet atunci când, prin manevrarea potențiometrului P_1 , căderea de tensiune U_{R2} atinge pragul U_P . Reamintim că măsurarea se face prin creșterea treptată a curentului de bază (manevrarea fină a cursorului lui P_1), până la bascularea detectorului de prag, respectiv stingerea bruscă a LED-ului, moment în care se citește pe scala atașată lui P_1 valoarea corespunzătoare β_x . Dacă vrem să repetăm mai fin măsurătoarea, dăm foarte puțin înapoi cursorul lui P_1 , dar LED-ul nu se va reaprinde, din cauza binecunoscutului histerzis al circuitului trigger Schmitt. Tocmai de aceea am intercalat în circuitul de bază butonul PB, normal închis, a cărui apăsare scurtă întrerupe un moment curentul de bază, implicit anulează căderea de tensiune pe R_2 , astfel că se poate relua măsurătoarea (LED-ul se reaprinde la apăsarea lui PB și rămâne aprins și după eliberarea butonului deoarece am dat în prealabil puțin înapoi cursorul lui P_1 , deci la restabilirea curentului de bază, căderea de tensiune U_{R2} se află sub pragul U_P , dar de această dată foarte aproape de el).

Schema detectorului de prag este simplă, sigură în funcționare și suficient de sensibilă pentru scopul propus. Trebuie însă precizat că montajul necesită o prealabilă ajustare experimentală pentru acoperirea sigură și optimă a plajei U_P propuse, deoarece între diversele exemplare folosite pentru T_2 și LED pot exista diferențe semnificative în ceea ce privește căderea de tensiune U_{CE} , respectiv căderea de tensiune în direct pe LED. Această ajustare vizează îndeosebi valorile lui R_4 , R_6 , R_8 și P_2 .



Deoarece sursa care va alimenta betametru (setul de miniacumulatori) nu permite ajustarea comodă a tensiunii U în plaja maximă acceptată, este recomandabil ca în acest scop să ne improvizăm un mic stabilizator de tensiune alimentat de la un redresor de rețea, astfel dimensionat încât să putem regla fin tensiunea de ieșire U în plaja 4,6 V ÷ 5,1 V. Personal am folosit montajul din figura 17, care pe lângă stabilizatorul reglabil mai conține și divizorul (ajustabil fin) $R_4 - P_2 - R_5$, cu ajutorul căruia se pot stabili la bornele lui R_4 căderi de tensiune corespunzătoare plajei U_p propuse.

Practic vom alimenta detectorul de prag din figura 16 (realizat provizoriu cu valorile indicate) de la stabilizatorul reglabil din figura 17 și vom efectua pe rând măsurători ale căderilor de tensiune din etajul echipat cu T2 (conform notațiilor din figura 18), precum și ale pragului corespunzător de basculare, pentru valorile extreme ale tensiunii de alimentare (4,6 V și, respectiv, 5,1 V) și pentru diferite valori ale rezistenței R_{lim} . Rezultatele obținute se trec într-un tabel ca acesta de mai jos, pe baza lor urmând a se deduce prin interpolare - extrapolare valorile $R_{lim\ min}$ și $R_{lim\ max}$ care asigură acoperirea plajei propuse $U_p = (0,92 \text{ V} \div 1,05 \text{ V})$.

	U (V)	U_{R7} (V)	U_{CET2} (V)	U_{lim} (V)	U_{LED} (V)	U_p (V)
$R_{lim} = 51\Omega$	5,1	0,52	0,30	2,36	1,94	1,08
$R_{lim} = 51\Omega$	4,6	0,44	0,24	2,00	1,90	1,01
$R_{lim} = 68\Omega$	5,1	0,44	0,22	2,55	1,90	1,01
$R_{lim} = 68\Omega$	4,6	0,37	0,19	2,16	1,87	0,95

În exemplul din tabel s-au făcut măsurătorile amintite pentru două valori ale lui R_{lim} , și anume 51Ω și 68Ω , pentru care au rezultat plajele de variație a lui U_p între 1,01 V ÷ 1,08 V și, respectiv, 0,95 V ÷ 1,01 V. Remarcăm că valoarea tensiunii de prag U_p este practic determinată de căderea de tensiune pe rezistența R_7 , la care se adaugă un termen aproximativ constant, reprezentând căderea de tensiune pe jonțiunea bază-emitor a tranzistorului T1 în momentul blocării lui T2. Pentru exemplul dat a rezultat experimental:

$$U_p \approx U_{R7} + (0,56 \text{ V} \div 0,58 \text{ V}) \quad (12)$$

Pe baza datelor din tabel am trasat graficele din figura 19, care reprezintă variația $U_p = f(U)$ pentru cele două valori ale lui R_{lim} .

În final, prin interpolare - extrapolare am dedus valorile lui R_{lim} (valoarea minimă și valoarea maximă) care asigură acoperirea plajei dorite U_p :

$$R_{lim\ min} \approx 56\Omega; R_{lim\ max} \approx 75\Omega$$

Practic am ales (în schema detectorului de prag din figura 16) $R_8 = 51\Omega$ și $P_2 = 25\Omega$ - bobinat, valori care s-au confirmat bine experimental.

Modul de lucru cu betametru descris rezultă din prezentarea anterioară. Totuși, introducerea potențiometrului P2 pentru corecția tensiunii de prag U_p în funcție de valoarea concretă a tensiunii de alimentare U (astfel încât să avem în permanență $k = 0,05 \Omega^{-1}$, deci ca etalonarea scalei atașată potențiometrului P1 să rămână cât mai precis valabilă), complică puțin măsurarea. După cum am mai amintit, aceasta presupune ca înaintea fiecărei serii de măsurători (pentru care estimăm că tensiunea U va rămâne practic constantă), să "calibrăm" scala prin măsurarea unui tranzistor etalon, Tet, al cărui factor beta, β_{et} , îl cunoaștem suficient de precis. De exemplu, să zicem că avem $\beta_{et} = 300$. Pentru această "calibrare" vom proceda în felul următor: alimentăm betametru (se aprinde LED-ul roșu); dăm cursorul lui P1 în extremitatea corespunzătoare lui β_{max} , respectiv diviziunea 100 pe scala atașată lui P1 (fig. 15); racordăm la bornele B, E, C ale betametruului tranzistorul Tet, care va fi echipat cu un mic radiator termic; manevrăm treptat cursorul lui P1 în sensul creșterii curentului de bază, până la bascularea detectorului de prag, semnalată de stingerea LED-ului; dăm foarte puțin îndărăt cursorul lui P1, apăsăm scurt butonul PB (LED-ul se reaprinde) și manevrăm de data aceasta foarte fin cursorul lui P1; la stingerea LED-ului citim pe scală valoarea beta măsurată. Dacă am citit cu bună aproximație valoarea $\beta = 300$ ($= \beta_{et}$), nu este (încă) necesară calibrarea scalei, așa că putem trece la măsurarea unor tranzistoare necunoscute. Dacă valoarea citită diferă semnificativ de 300 (de pildă cu mai mult de $\pm 5\%$, respectiv de ± 15 unități beta), vom trece la corecția din potențiometru P2, reluând măsurătoarea, la nevoie repetat (de două-trei ori), până când vom măsura $\beta \approx 300$. De observat că rezistența înseriată a lui P2 trebuie să crească pe măsură ce tensiunea de alimentare U scade și viceversa.

(Continuare în nr. viitor)

La solicitarea domnului N. Danciu (București) și, bineînțeles, cu speranța că informația va fi utilă și altor constructori amatori începători, reproducem alături un tabel cuprinzând valorile normalizate ale rezistențelor de fabricație industrială, repartizate pe clasele E3, E6, E12, E24, E48, E96, E192.

Conform unor reglementări internaționale, aceste clase de fabricație au fost stabilite în funcție de toleranțele valorilor nominale (abaterile maxime procentuale de la valoarea nominală), astfel: E6 - toleranța $\pm 20\%$; E12 - toleranța $\pm 10\%$; E24 - toleranța $\pm 5\%$; E48 - toleranța $\pm 2\%$; E96 - toleranța $\pm 1\%$; E192 - toleranța $\pm 0,5\%$.

Este ușor de observat că indicele clasei de fabricație arată, de fapt, cu câte valori distincte de rezistență se "acoperă" fiecare domeniu decadic ($0,1 \Omega - 1 \Omega$; $1 \Omega - 10 \Omega$; $10 \Omega - 100 \Omega$ etc.).

Să presupunem că avem nevoie de o rezistență cu valoarea de 5Ω . Observăm că în tabel valorile normalizate sunt indicate pentru decada 100-1000, deci, făcând abstracție de factorul zecimal de multiplicare, vom căuta valoarea 500. Ea însă nu figurează în nici una din clase, așa că vom alege valoarea normalizată cea mai apropiată, care este: 470 (adică $4,7 \Omega$) pentru clasele E3, E6 și E12; 510 (adică $5,1 \Omega$) pentru clasa E24; 511 (adică $5,11 \Omega$) pentru clasa E48 și 499 (adică $4,99 \Omega$) pentru clasele E96 și E192.

VALORILE NORMALIZATE ALE REZISTENȚELOR

E192	E96	E48	E24	E12	E6	E3
100	100	100	100	100	100	100
101						
102	102					
104						
105	105	105				
106						
107	107					
109						
110	110	110	110			
111						
112	112					
114						
115	115	115				
116						
117	117					
118	118					
120			120	120		
121	121	121				
123						
124	124					
126						
127	127	127				
129						
130	130		130			
132						
133	133	133				
135						
137	137					
138						
140	140	140				
142						
143	143					
145						
147	147	147				
148						
150	150		150	150	150	
152						
154	154	154				
156						
158	158					
160			160			
162	162	162				
165						
166	166					
169	169	169				
172						
174	174					
176						
178	178	178				
180			180	180		
182	182					
184						
187	187	187				
189						
191	191					
193						
195	195	195				
196						
200	200		200			
203						
205	205	205				
208						
210	210					
213						
215	215	215				
218						
221	221		220	220	220	220
223						
226	226	226				
229						
232	232					
234						
237	237	237				
240			240			
243	243					
246						
248	248	248				
252						
255	255					
258						
261	261	261				
264						
267	267					
270			270	270		
274	274	274				
277						
280	280					
284						
287	287	287				
291						
294	294					
298						
301	301	301	301			
305						
309	309					
312						

E192	E96	E48	E24	E12	E6	E3
316	316	316				
320						
324	324					
328			330	330	330	
332	332	332				
336						
340	340					
344						
348	348	348				
352						
357	357					
361			360			
365	365	365				
370						
374	374					
379						
383	383	383				
388			390	390		
392	392					
397						
402	402	402				
407						
412	412					
417						
422	422	422				
427			430			
432	432					
437						
442	442	442				
448						
453	453					
459						
464	464	464				
470			470	470	470	470
476	476					
481						
487	487	487				
492						
499	499					
505						
511	511	511	510			
517						
523	523					
530						
536	536	536				
542						
549	549					
556			560	560		
562	562	562				
569						
576	576					
583						
590	590	590				
597						
604	604					
612						
619	619	619	620			
626						
634	634					
642						
649	649	649				
657						
665	665					
673						
681	681	681	680	680	680	
690						
698	698					
706						
715	715	715				
723						
732	732					
741						
750	750	750	750			
759						
768	768					
777						
787	787	787				
796						
806	806					
816			820	820		
825	825	825				
835						
845	845					
856						
866	866	866				
876						
887	887					
898						
909	909	909	910			
920						
931	931					
942						
953	953	953				
965						
976	976					
988						

Circuitul basculant (trigger) Schmitt are o răspândire foarte largă în montajele electronice - inclusiv în cele concepute de amatori - datorită simplității sale, precum și siguranței și preciziei în funcționare. Privit ca un *circuit de transformare a semnalelor electrice*, el îndeplinește funcția de a transforma un semnal de intrare U_i , variabil în timp după o lege oarecare, într-un semnal de ieșire U_o de formă "crenelată", ale cărui niveluri (palierul superior, respectiv palierul inferior), ca și duratele de tranziție între ele, depind exclusiv de construcția internă a triggerului. Bascularea între

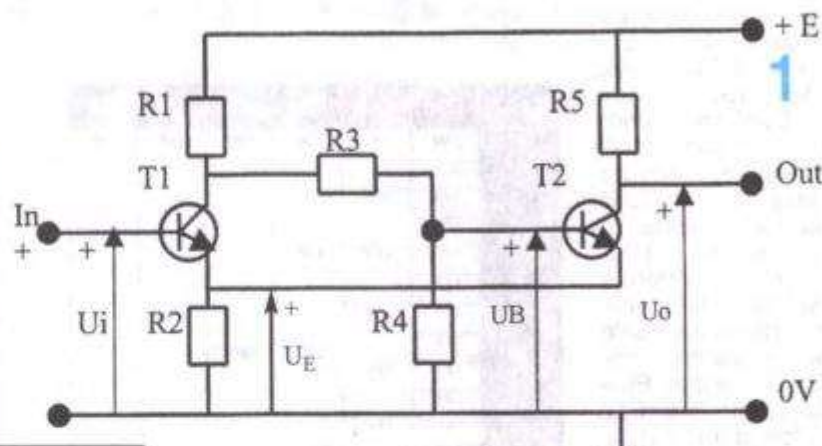
- starea 2, când T1 este saturat și T2 blocat.

Ca atare, mărimile caracteristice ale acestor două stări le vom marca prin indicii ("sus") corespunzătorilor, 1, respectiv 2.

Să presupunem că aplicăm la intrarea circuitului o tensiune continuă U_i , crescătoare de la zero, cu polaritatea indicată pe schemă. Pentru $U_i = 0$ este evident că tranzistorul T1 va fi blocat. În schimb, tranzistorul T2 va conduce, având baza polarizată prin rezistențele R1 și R3. Pentru ca T2 să fie efectiv saturat - astfel încât să fie îndeplinită condiția din ipoteza simplificatoare - nu avem decât să

CIRCUITUL BASculANT SCHMITT

Fiz. Alexandru MĂRCULESCU



nivelul superior și cel inferior ale semnalului de ieșire și, respectiv, bascularea inversă, între nivelul inferior și cel superior, au loc pentru două valori de prag distincte ale tensiunii de intrare U_i , decalajul (diferența) dintre cele două praguri fiind numită histerezis. Deosebit de important este faptul că și valorile acestor praguri depind exclusiv de construcția internă a circuitului (și de valoarea tensiunii de alimentare). Această foarte bună separare între circuitul semnalului de intrare și circuitul de ieșire explică răspândirea largă a triggerului Schmitt, folosit ca detector/discriminator de prag/nivel, formator de impulsuri, divizor de frecvență etc.

În literatura de specialitate, triggerul Schmitt este încadrat în clasa circuitelor basculante astabile cu cuplaj în emitor.

Schema de principiu a circuitului basculant Schmitt, în forma sa cea mai simplificată, este cea din figura 1, atunci când tranzistoarele T1 și T2 sunt de tip NPN (pentru tranzistoare PNP se inversează doar polaritatea tensiunii de alimentare E). În afara pieselor componente, pe schemă au mai fost notate:

E - tensiunea sursei de alimentare (continuă, foarte bine filtrată, preferabil stabilizată);

U_i - tensiunea variabilă aplicată la intrare;

U_o - tensiunea de ieșire;

U_E - potențialul comun (față de masă) din emitoarele tranzistoarelor T1 și T2;

U_B - potențialul (față de masă) din baza tranzistorului T2.

Pentru descrierea modului de funcționare vom face ipoteza simplificatoare (de altfel, foarte aproape de situația reală) că *triggerul Schmitt are doar două stări posibile:*

- starea 1, când tranzistorul T1 este blocat și T2 este saturat;

ajustăm convenabil raportul divizorului rezistiv (R_1+R_3) / R_4 . Prin aceasta ne-am plasat în starea 1 de funcționare. Tranzistorul T1 blocat îl putem asimila printr-un întrerupător deschis, iar tranzistorul T2 saturat printr-un întrerupător închis (neglijând pe U_{CE2} la saturație, foarte mică în raport cu tensiunea de alimentare E), rezultând astfel schema echivalentă din figura 2. Cu această aproximare, curentul de colector al lui T2 este dat de raportul $E / (R_5+R_2)$. Potențialul din emitorul lui T2 (care, evident, este și potențialul din emitorul lui T1) are în acest caz expresia:

$$U_E^1 = \frac{R_2}{R_5 + R_2} E \quad (1)$$

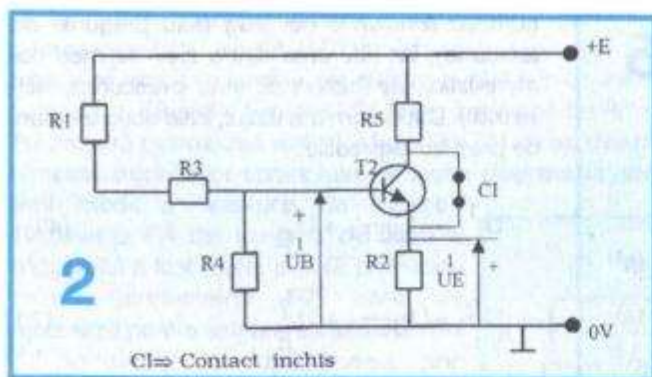
iar potențialul din baza lui T2 este

$$U_B^1 = \frac{R_4}{R_1 + R_3 + R_4} E \quad (2)$$

În realizarea practică a montajelor de tip trigger Schmitt se face, de obicei, "aranjamentul" simplificator (dar nu obligatoriu) de a se alege $R_1 \ll (R_3+R_4)$. Cu această supoziție, expresia lui U_B^1 devine:

$$U_B^1 \approx \frac{R_4}{R_3 + R_4} E \quad (3)$$

Condiția ca tranzistorul T2 (cu siliciu, evident) să fie saturat cere ca potențialul din baza sa să fie mai mare cu cel puțin cca 0,65 V decât potențialul din emitor. Observăm din expresia simplificată (3) că această condiție poate fi ușor îndeplinită prin simpla ajustare a raportului dintre rezistențele R3 și R4.



Pentru a realiza bascularea circuitului din starea 1 în starea 2, să creștem treptat valoarea tensiunii de intrare U_i . Revenind la schema de principiu din figura 1, observăm că tranzistorul T1 va rămâne în continuare blocat până în momentul în care tensiunea U_i (potențialul din baza sa) va depăși cu cel puțin 0,65 V potențialul din emitor, adică pe U_E^1 , dat de relația (1). Notăm cu U_i^1 acest prag, care are expresia:

$$U_i^1 = 0,65V + \frac{R_2}{R_5 + R_2} E \quad (4)$$

La atingerea pragului $U_i = U_i^1$, tranzistorul T1 (cu siliciu) începe să conducă. Apariția curentului său de colector duce la scăderea potențialului din colector, implicit a căderii de tensiune pe divizorul R3-R4. Aceasta conduce la scăderea curentului injectat în baza lui T2, implicit la scăderea curentului de colector al lui T2 și a potențialului comun din emitoare, U_E , care, prin reacția pozitivă specifică acestui cuplaj, atrage după sine creșterea și mai accentuată a curentului de colector al lui T1. Se produce astfel un proces cumulativ foarte rapid (raportat la creșterea lui U_i) care în final duce la intrarea în saturație a lui T1, simultan cu blocarea lui T2. Prin aceasta, circuitul a basculat în starea 2 de funcționare, pe care creșterea în continuare a tensiunii de intrare U_i nu o mai poate modifica.

Procedând ca în cazul precedent, să substituim de data aceasta pe T1 printr-un întrerupător închis și pe T2 printr-un întrerupător deschis. Obținem schema echivalentă din figura 3, de unde deducem ușor:

$$U_E^2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E \quad (5)$$

$$U_B^2 = U_E^2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} < U_E^2 \quad (6)$$

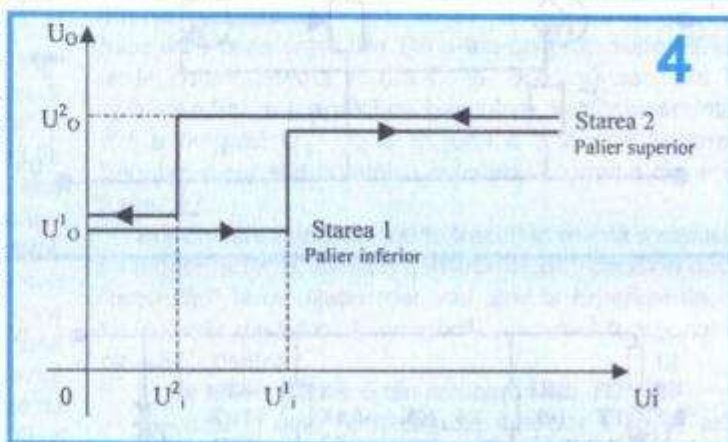
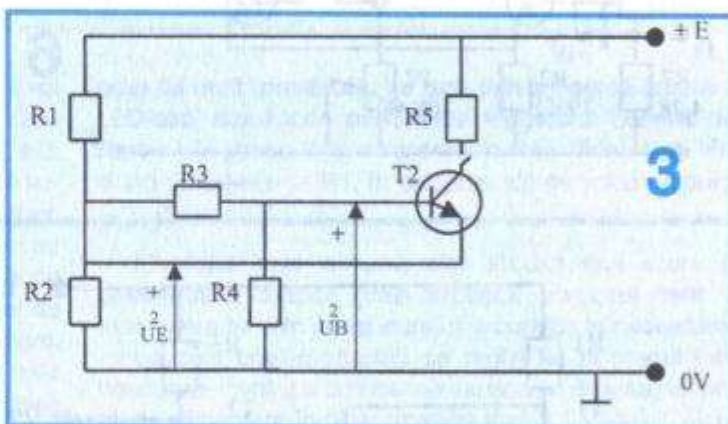
Se reconfirmă astfel starea blocat a tranzistorului T2, al cărui potențial în bază este mai mic decât potențialul din emitor.

În practică, valoarea rezistenței R5 se ia întotdeauna mai mică decât valoarea lui R1. Astfel, din compararea relațiilor (1) și (5) rezultă că $U_E^2 < U_E^1$.

Pentru a determina bascularea inversă a circuitului, din starea 2 în starea 1, trebuie să scădem valoarea tensiunii de intrare U_i , și anume până la un prag U_i^2 , care este mai mic decât pragul U_i^1 . Într-adevăr, tranzistorul T1 având în emitor potențialul U_E^2 (mai mic decât U_E^1), va începe să iasă din saturație din momentul în care potențialul din baza sa, adică U_i , va atinge pragul aproximativ:

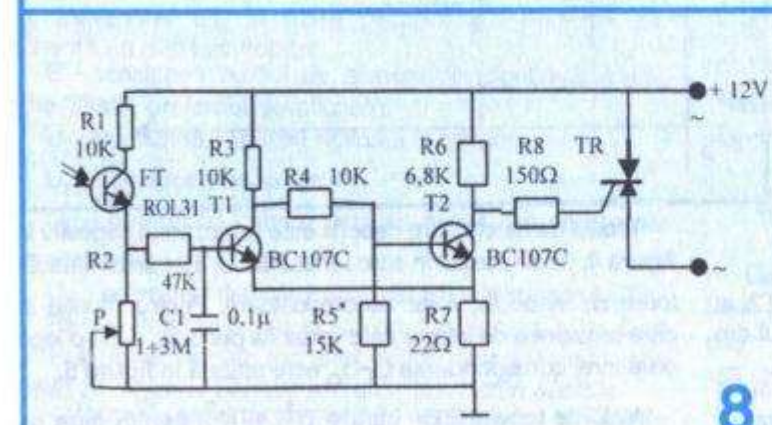
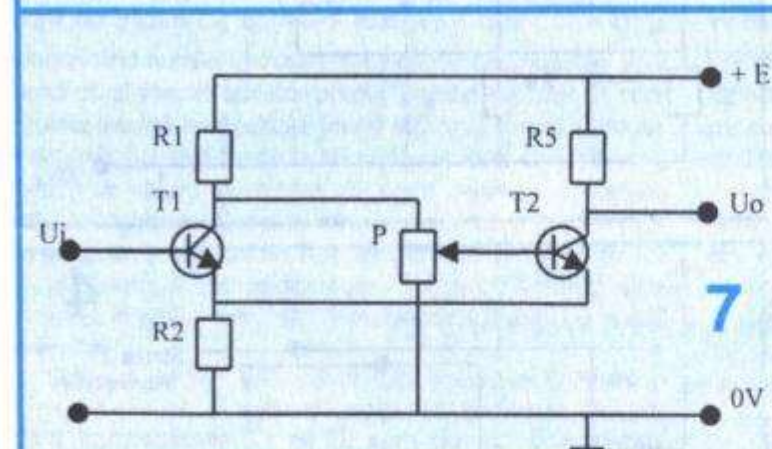
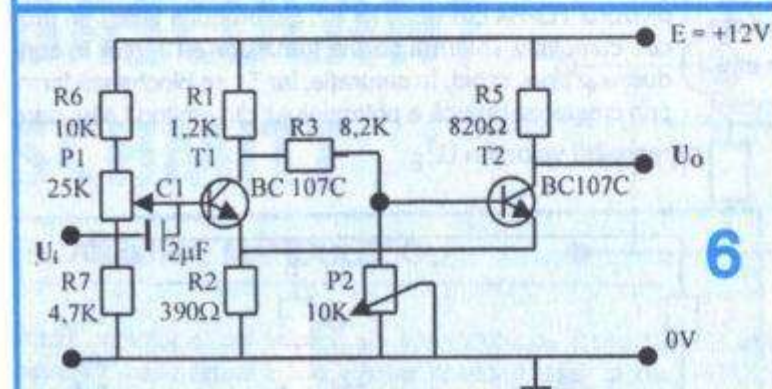
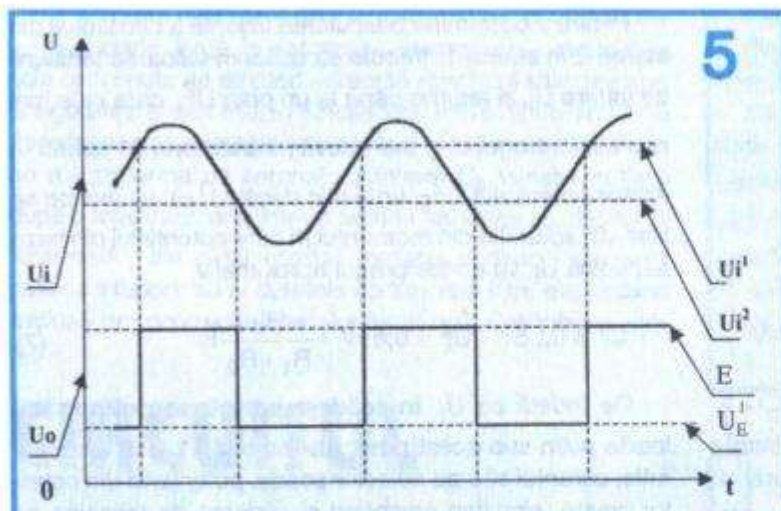
$$U_i^2 = 0,65V + U_E^2 = 0,65V + \frac{R_2}{R_1 + R_2} E \quad (7)$$

De îndată ce U_i , în scădere, atinge și apoi coboară foarte puțin sub acest prag, tranzistorul T1 iese din saturație, curentul său de colector scade, potențialul din colector crește, simultan crescând și căderea de tensiune pe divizorul R3-R4 din baza lui T2. Se produce iarăși un proces cumulativ, în urma căruia tranzistorul T2 intră în conducție și apoi, rapid, în saturație, iar T1 se blochează ferm, prin creșterea bruscă a potențialului din emitorul său, care recapătă valoarea U_E^1 .



Modul de funcționare descris este reprezentat sugestiv în figura 4, pentru cazul în care tensiunea U_i este linear crescătoare și, respectiv, linear descrescătoare. Pentru situația în care tensiunea de intrare este variabilă periodic, după o lege oarecare, corespondența U_i - U_O este arătată în figura 5.

Valorile tensiunii de intrare U_i^1 și U_i^2 pentru care se produce bascularea circuitului dintr-o stare în alta se



numesc *tensiunile de prag* (sau pragurile de tensiune), iar diferența dintre ele - *lățimea caracteristicii de histerzis* (sau prescurtat, *histerzis*). După cum am văzut, cele două tensiuni de prag au expresiile:

$$U_i^1 = U_{BET1} + U_E^1 \quad (4')$$

$$U_i^2 = U_{BET1} + U_E^2 \quad (7')$$

unde U_{BET1} este căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T1 la saturația acestuia, având valoarea de cca 0,60÷65 V pentru tranzistoarele cu siliciu (practic am întâlnit cazuri și cu U_{EBT1} sub 0,6 V).

Nivelurile palierelor semnalului de ieșire U_o sunt:

- pentru starea 1, când T2 este saturat, dacă neglijăm U_{CET2} la saturație, conform figurii 2, avem:

$$U_o^1 = U_E^1 = \frac{R_2}{R_5 + R_2} E \quad (8)$$

- pentru starea 2, când T2 este blocat, avem

$$U_o^2 = E \quad (9)$$

În ceea ce privește *realizarea practică* a circuitelor de tip trigger Schmitt, punctul de plecare îl reprezintă aplicația concretă (montajul complex) în care acestea urmează să funcționeze, ca etaje distincte. Ca atare, de regulă sunt cunoscute (impuse) valoarea tensiunii de alimentare E și a curentului maxim de colector al lui T2, de unde rezultă valoarea aproximativă însumată a rezistențelor R2 și R5, respectiv $(R2 + R5) \approx E / I_{CT2max}$.

Pentru a ușura proiectarea circuitului, în unele lucrări sau articole se fac recomandări privind dimensionarea relativă a rezistențelor. De pildă, în [2] se propune alegerea unui curent de colector maxim pentru T2 de circa 10 mA, iar între valorile rezistențelor R1, R2, R5 se recomandă corelațiile aproximative

$$R5 \approx \frac{2}{3} R1; R2 \approx \left(\frac{1}{5} + \frac{1}{3} \right) R1 = (0,3 \div 0,5) R5 \quad (10)$$

Ținând cont de aceste recomandări, în articolul menționat se propune varianta practică de circuit trigger Schmitt din figura 6. Acest montaj - pe care îl recomandăm și noi spre experimentare constructorilor începători, pentru familiarizarea cu "secretele" triggerului Schmitt - reprezintă un formator (generator) de semnale

rectangulare (dreptunghiulare, "crenelate") care își găsește multiple întrebuințări în laboratorul propriu. La intrare se aplică un semnal sinusoidal, cuplat prin condensatorul C1. Din potențiometru P1 (care împreună cu R6 și R7 asigură polarizarea statică a bazei lui T1) se ajustează simetria crenelurilor semnalului de ieșire ("centrarea" valorii medii a tensiunii de intrare). Rezistența R4 din schema de bază a triggerului a fost materializată provizoriu prin potențiometru P2, care se ajustează pentru asigurarea saturației lui T2 în starea 1, după aceea, prin măsurare, fiind înlocuit cu o rezistență fixă echivalentă. Desigur, experimentarea și optimizarea unui astfel de montaj - pentru a fi cu adevărat instructive - presupun vizualizarea simultană a semnalelor de intrare și de ieșire, folosind un osciloscop cu două spoturi.

Pentru a ajusta între anumite limite (restrânse) valorile tensiunilor de prag, în [3] se recomandă configurația circuitului din figura 7, unde divizorul fix R3-R4 a fost înlocuit prin potențiometru P. Personal am apelat la acest artificiu într-un caz concret, e drept, mai pretentios (pe care îl voi prezenta în încheiere), dar am fost dezamăgit de rezultatele obținute, așa că am fost nevoit să "inventez" altă metodă. De fapt, privind relațiile (4) și (7) care exprimă valorile aproximative ale celor două tensiuni de prag, observăm că raportul variabil oferit în acest procedeu de potențiometru P are mai puțin de a face cu pragurile de tensiune, el vizând mai degrabă asigurarea condiției de saturație pentru tranzistorul T2, în starea 1 de funcționare.

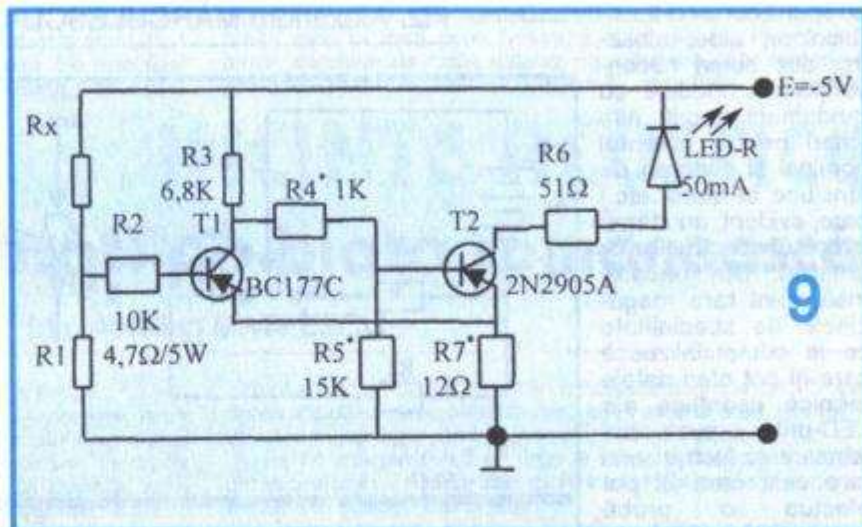
Un alt exemplu concret de circuit trigger Schmitt este dat în figura 8. Aplicația reprezintă un automat de lumină fotocomandat, de exemplu aprinderea unui bec de rețea (în serie cu triacul TR, alimentat de la rețeaua de 220 V.c.a. prin intermediul unei siguranțe fuzibile adecvată - elemente nefigurate în schemă pentru simplificare) la lăsarea întinericului și viceversa, stingerea becului la ivirea zorilor. În astfel de situații este preferabil ca poarta triacului să fie comandată ferm, după principiul "da sau nu" ("totul sau nimic"), funcție pe care poate s-o îndeplinească foarte bine un circuit trigger Schmitt. Nu vom comenta montajul, fiind foarte simplu, ci doar vom preciza că în acest caz este de dorit un histeresis mai redus, motiv pentru care s-a luat o valoare foarte mică pentru rezistența comună din emitoarele tranzistoarelor T1 și T2. Într-adevăr, calculând diferența celor două praguri de tensiune date de relațiile aproximative (4) și (7) obținem expresia H a histeresisului (cu notațiile din figura 1):

$$H = U_1^1 - U_1^2 \approx \frac{R_2(R_1 - R_5)}{(R_1 + R_2)(R_5 + R_2)} \quad (11)$$

care poate fi făcut oricât de mic dorim, prin simpla reducere a valorii lui R2.

Un ultim exemplu de trigger Schmitt îl dăm în figura 9. Acest montaj l-am conceput și experimentat special pen-

tru a servi ca detector de prag (de tensiune, respectiv de curent ce traversează divizorul R1-Rx), în schema unui betametrul cu indicație luminoasă, alimentat dintr-un set de patru miniacumulatoare Cd-Ni cu tensiunea însumată de cca 5 V. Indicatorul propriu-zis îl constituie un LED roșu, model având curentul maxim de 50 mA. Detectarea



pragului dorit (prestabilit) se face prin stingerea bruscă a LED-ului, adică prin bascularea triggerului Schmitt din starea 1 în starea 2, în momentul în care căderea de tensiune pe rezistența R1, în creștere, atinge valoarea pragului U_1^1 .

Montajul este simplu, dar studiul mai atent al betametrului amintit (vezi articolul "Factorul beta și măsurarea lui" din acest număr) a condus la necesitatea introducerii unei modalități de reglaj fin al pragului de basculare, pentru a compensa variația (scăderea) tensiunii de alimentare în plaja aproximativă 5,1 V÷4,6 V. Aici a intervenit "invenția" pomenită anterior, și anume înlocuirea rezistenței fixe R6 printr-un grup serie R6+P, unde potențiometru P (25-47 Ω , bobinat) servește la ajustarea fină a pragului de basculare. Valoarea orientativă a pragului U_1^1 se ia în jurul a 1 V, prin alegerea (taionarea experimentală) a rezistenței comune din emitoare, R7.

În încheierea acestei scurte treceri în revistă a circuitului trigger Schmitt, lansăm constructorilor începători două "provocări" la meditație (dar mai ales la experimentare). Cu notațiile din figura 1, ce modificări suferă funcționarea circuitului pentru:

- a) rezistența comună din emitoare nulă, $R_2 = 0$?
- b) cazul în care rezistența de colector a lui T1 este aleasă mai mică decât a lui T2, adică $R_1 < R_5$?

Bibliografie

1. Colecția revistei TEHNIUM, 1974-1992
2. La Bascule de Schmitt, Le Haut Parleur, nr. 1629, pag. 201-202
3. L. Doboș, Circuite basculante în practica radioamatorilor, Editura Tehnică, București, 1972

Răspândirea tot mai largă a LED-urilor ca indicatoare de funcționare în aparatura electronică, iar mai nou și ca elemente constitutive ale unor corpuri de semnalizare sau chiar de iluminat, a făcut ca rata lor de vânzare să crească semnificativ. Totodată, au apărut noi și noi tipuri de LED-uri (bicolore, albe, albastre, alte culori neconvenționale, modele cu randament sporit, alte valori pentru curentul nominal și căderea de tensiune în direct etc.) care, evident, au stârnit interesul constructorilor amatori. Din păcate, însă, sunt rare magazinele de specialitate ce le comercializează care îți pot oferi datele tehnice esențiale ale LED-urilor expuse spre vânzare și încă și mai rare cele care îți pot efectua o probă funcțională concludentă.

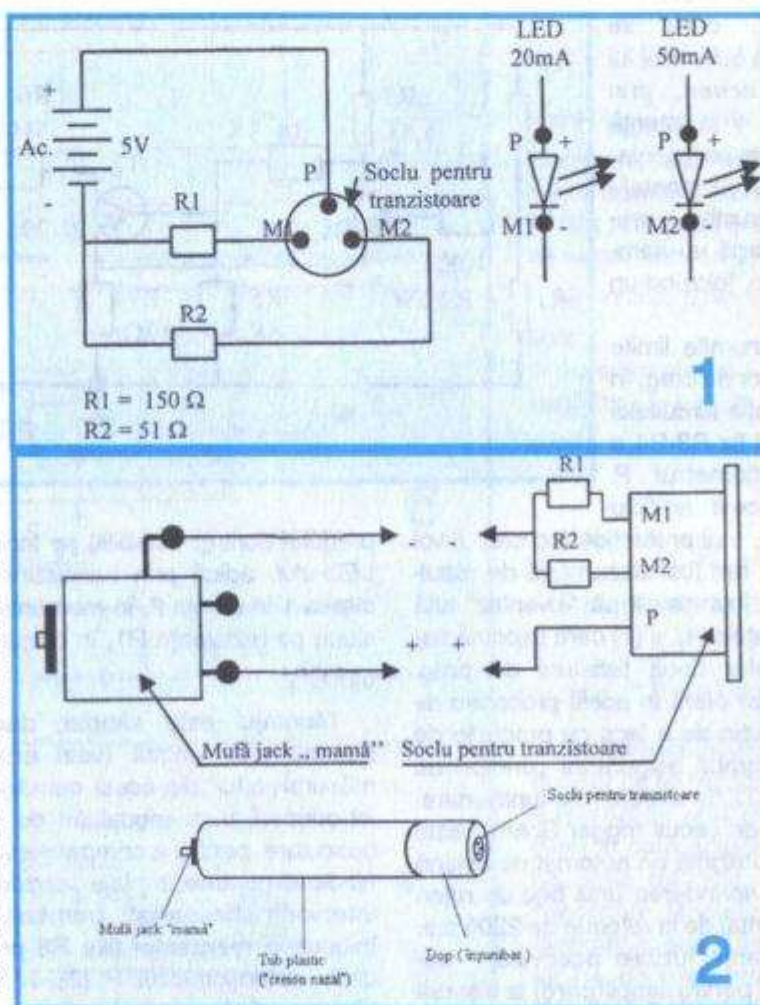
De aceea mi-am construit - și îi invit și pe alți constructori interesați să o facă - un minitester pentru LED-uri de o simplitate extremă și având dimensiuni atât de mici încât poate fi "încasat" într-un tubuleț circular din plastic cu diametrul interior de cca 15 mm și lungimea de 45-50 mm (tubul de la un "creion" nazal uzat, de la un flacon de medicamente, de la un ruj adecvat ca dimensiuni).

Alimentarea minitesterului trebuie să fie, evident, autonomă. Personal mi-am construit o sursă de cca 5V prin montarea în serie (într-un suport pentru patru baterii R6, care se găsește în comerț) a patru miniacumulatoare Ni-Cd de 1,2V/750 mAh fiecare. Cordonul bifilar racordat la suport l-am echipat la celălalt capăt cu o mufă jack "tată" tip mono (decu două contacte), notând polaritatea celor două contacte, de pildă plusul la contactul interior. Firește, această sursă o folosesc în numeroase alte scopuri, de obicei pentru testarea unor componente electronice, motoare etc. achiziționate de ocazie prin târguri, având grijă ca acumulatoarele să fie întotdeauna suficient de încărcate.

Minitesterul pentru LED-uri l-am realizat conform schemei de principiu din figura 1. Pentru racordarea la sursa de alimentare (Ac.) am folosit o mufă jack „mamă” tip mono, iar pentru conectarea la tester a LED-urilor de verificat am apelat la un soclu pentru tranzistoare (de la vechile aparate de radio rusești). Borna centrală P (fosta „bază”) am legat-o direct la plusul sursei, iar celelalte borne M1 și M2 le-am legat la minusul sursei, prin inter-

MINITESTER pentru LED-uri

Fiz. Alexandru MĂRCULESCU



mediul câte unei rezistențe de limitare, R1 și, respectiv, R2. Valorile celor două rezistențe le-am ales astfel încât între bornele P-M1 să se poată testa nepericulos LED-uri având curentul maxim admis de 20 mA, iar între bornele P-M2 LED-urile cu un curent maxim admis de 50 mA.

Desigur, în funcție de "interesul" realizatorului, aceste valori pot fi modificate sau eventual se mai poate adăuga o bornă (și o rezistență de limitare), de pildă pentru LED-urile de 5 mA.

Realizarea practică a testerului este sugerată în figura 2. Pentru o montare comodă în tub se poate proceda astfel:

- presupunând că tubul folosit este închis la un capăt (fund), iar la celălalt capăt are un dop care se introduce fest prin presare sau prin înșurubare, vom monta în fundul tubului mufa jack "mamă", practicând în prealabil în fundul tubului o gaură atent centrată, cu diametrul de 6,5 mm. Mufa se introduce prin tub și se prinde de capătul-fund cu piulița ei. Înainte de montare, pe terminalele mufei care vor fi racordate la sursă prin mufa jack "tată" a acesteia se lipește două corzoane lițate flexibile, diferit colorate (roșu-plus, albastru-minus), suficient de

lungi pentru a depăși celălalt capăt al tubului;
- în capacul (dopul) tubului, care se va introduce în celălalt capăt, se fixează soclul pentru tranzistoare;

- se lipește apoi de terminalele M1 și M2 cele două rezistoare, capetele libere ale acestora se leagă împreună și se conectează la firul de minus care vine de la mufa jack "mamă", iar firul de plus de la mufă se lipește pe terminalul P al soclului de tranzistoare;

- se introduce dopul în capătul respectiv al tubului, asigurându-ne că nu este posibilă vreo "atingere" neizolată care să ne creeze probleme.

Pentru a considera construcția încheiată, este recomandabil să marcăm în vreun fel cele trei borne ale soclului pentru tranzistoare la care se vor racorda piciorușele LED-urilor de verificat. De pildă, cu un punct de vopsea roșie borna P (plus) și cu câte un punct de vopsea albastră bornele M1 și M2 (minus); pentru că la borna M2 se racordează catodul LED-urilor de curent mai mare (50 mA), punctul de vopsea albastră corespunzător va fi mai mare. O astfel de convenție este greu de uitat.

La acest capitol am avea multe de povestit: și bune și rele! Ofensiva publicitară orientată către Home - Theatre îi determină pe cei cu bagaj redus de cunoștințe în domeniu să creadă că viitorul unei audiții de calitate este reprezentat de un sistem audio 5.1, 6.1 sau 7.1, de multe ori cifrele menționate ascunzând o enigmă greu de descifrat, ca și multe standarde Dolby, Dolby Surround, DTS etc. Revistele orientate către acest domeniu sau cele înrudite nu reușesc să expliciteze corect termenii pentru că ei reprezintă traduceri ale unor reviste străine, orientate către publicitate. Nu este de mirare că toate echipamentele prezentate sunt cele mai tari...! Desigur, cei care urmăresc mai multe numere ale aceleiași reviste pot avea surprize de genul: amplificatorul X este "cel

**Motto: Atât dai,
De jumătate merge,
Un sfert FACE!**

niul audio, care și-au construit incinte acustice cu calități deosebite utilizând traductoare profesionale. Vă veți pune întrebarea: de ce traductoarele profesionale nu sunt mai des utilizate în construcția incintelor HI-FI comerciale? De multe ori prețul este factorul care limitează utilizarea lor. Pe de altă parte, cerințele de ordin estetic, cu utilizarea unor materiale scumpe (material lemnos deosebit, materiale compozite,

INCINTE ACUSTICE

Tendințe și noutăți pe piața românească

Ing. Aurelian MATEESCU

mai cel" de pe suprafața Pământului în cadrul testului "științific" din numărul Y al revistei, pentru ca peste 3-4 numere, la un alt test "științific", același amplificator să fie considerat mai mult decât modest. Nu voi da nume de reviste sau mărci de echipamente, dar, la un preț mediu de 4-5 EUR/revistă, în lei la cursul zilei, informația furnizată este hilară. Cel mai neplăcut este faptul că acei "cunoscători" vând mai departe informația hilară, lăudându-se cu banii dați pe revistă (deci foarte credibilă!).

Este neplăcut că lipsa informației este și în prezent la fel de acută în acest domeniu ca și înainte de 1989, prețurile prohibitive, de circa 300.000 lei/revistă blochează accesul, în special al tineretului, care nu poate trage concluzii pertinente nici asupra realizărilor comerciale, nici asupra tendințelor actuale. În domeniul realizărilor DIY, situația este și mai grea, Internetul neoferind informația compatibilă cu piața românească.

Revenind la audiolili, iubitorii unei audiții de calitate, aceștia știu că:

- accesul la înregistrări audio pe mai multe canale nu există pe piața noastră, la fel și în cazul înregistrărilor HDCD sau SACD;

- eventualul acces ocazional la aceste înregistrări nu justifică investiția în echipamente deosebit de scumpe. În plus, înregistrările mai vechi nu pot fi transformate în noile formate fără bizerării acustice datorate artificilor electronice. Ca exemplu, ascultați înregistrările pe CD ale Beatles-ilor din perioada de început. Remasterate pe CD de pe benzi mono, veți obține efecte bizare dacă roțiți potențiometrul de balans de la un capăt la celălalt;

- nu poți obține o audiție de calitate folosind un sistem audio dedicat Home-Theatre echipat cu "boxe" fenomenale de mărimea unei portocale, asistate de un subwoofer de plastic cât un coș de gunoi, purtând o siglă "de marcă", la un preț imbatibil de 100-200 USD;

- din păcate, posibilitățile financiare limitate ale marii majorități a audiolililor se reflectă în oferta pieței, limitată la produse ieftine, cu performanțe pe măsură și pretenții susținute doar publicitar;

- și oferta de componente, în special de traductoare acustice de calitate, se limitează în comerț la produse "made in China", vândute precum cartofii, fără alte date decât ce este menționat pe etichetă.

Să trecem în revistă unele tendințe reflectate în realizările firmelor cu tradiție din lume în construcția incintelor acustice. Cel mai pregnant trend actual este utilizarea tot mai frecventă a traductoarelor acustice de uz profesional în realizarea incintelor de casă. Acest curent nu este o noutate, în decursul timpului mulți constructori reputați au utilizat traductoare profesionale în incintele "de casă". Ca exemplu, seria de incinte acustice "L" produsă de JBL are corespondență în gama profesională (incinta L90 are corespondent monitorul de studio 4412A). Cei care navighează pe Internet pot găsi informații interesante privind realizările unor reputați ingineri din dome-

niul audio, care și-au construit incinte acustice cu calități deosebite utilizând traductoare profesionale. Vă veți pune întrebarea: de ce traductoarele profesionale nu sunt mai des utilizate în construcția incintelor HI-FI comerciale? De multe ori prețul este factorul care limitează utilizarea lor. Pe de altă parte, cerințele de ordin estetic, cu utilizarea unor materiale scumpe (material lemnos deosebit, materiale compozite,

Pe de altă parte, se recurge la unele artificii pentru reducerea prețului de cost al traductoarelor profesionale în vederea utilizării în aplicații domestice:

- înlocuirea șasiului turnat din aliaje ușoare, o componentă scumpă, cu un șasiu ambutisat din tablă. Dacă nu se face rabat la calitatea și grosimea tablei, substitutul este satisfăcător;

- înlocuirea membranei celulozice armate cu diverse fibre cu membrane obținute prin procedee moderne, mai ieftine;

- modificări ale altor componente sau înlocuirea cu altele cu cost mai scăzut.

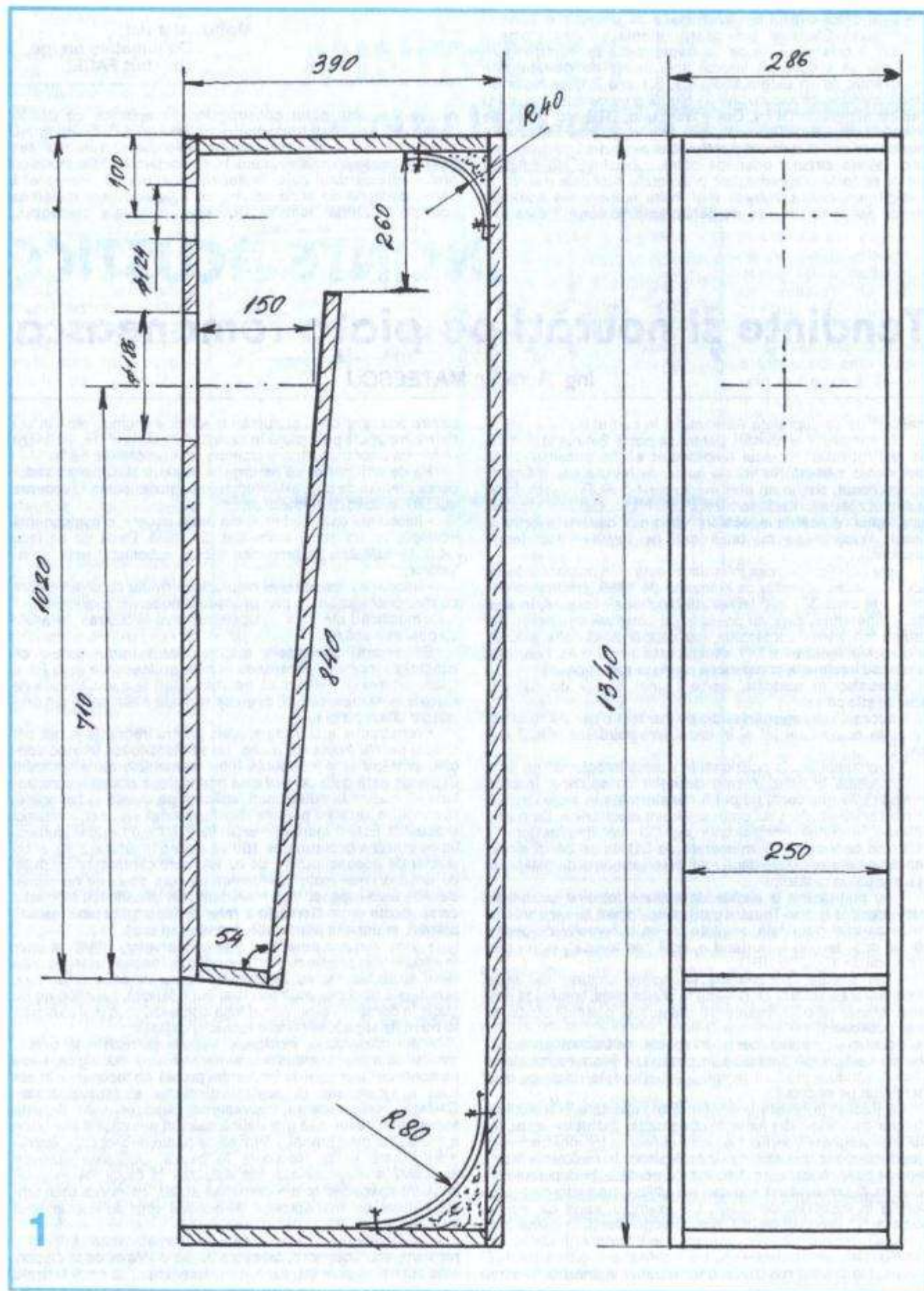
Să vedem diferențele majore dintre traductoarele de echipază incintele domestice și cele profesionale (sau PA = public address). Evident că ne vom referi la traductoarele de calitate în ambele cazuri, ceea ce exclude mare parte din produsele aflate pe piață:

- constructiv, atât traductoarele pentru frecvențe joase, cât și cele pentru frecvențe înalte, nu se deosebesc în mod special, existând corespondență între elementele ce le compun. Diferența este dată de calitatea materialelor utilizate, care trebuie să reziste la puteri mari, aplicate pe durată îndelungată, în condițiile păstrării parametrilor funcționali electrici, mecanici și acustici. Este o mare diferență, însă, între un woofer domestic cu puterea declarată de 100 W, având în jurul a 2 kg, și un woofer de aceeași putere de uz PA, care cântărește cel puțin de două ori mai mult. Bineînțeles că sunt diferențe nu numai datorită unui magnet mult mai mare, dar și calitatea celorlalte componente este diferită (mă refer la suportul bobinei, lacuri, adezivi, materialul pentru rila, membrana etc.);

- domeniul pro pare mult mai conservator, utilizarea unor materiale fiind predilectă, în timp ce în domeniul domestic s-au făcut și se fac mereu experimentări, se introduc soluții noi, rezultatele fiind mai mult sau mai puțin fericite, sancționate de piață. În domeniul profesional însă contează mult mai mult performanțele sigure, verificate tehnic și calitativ;

- din construcție, wooferele trebuie să reziste la sarcini mari și ca atare suspensiile membranei sunt mai rigide, ceea ce conduce la creșterea frecvenței proprii de rezonanță în aer liber a wooferului la același diametru al traductoarelor. Calitativ, însă, redarea frecvențelor joase este de departe superioară: basul este mai definit datorită amortizării mai bune a oscilațiilor membranei, astfel că se poate deosebi clar instrumentul care emite frecvența în cauză. Utilizarea aproape exclusivă a membranelor din celuloză în cazul PA asigură, conform specialiștilor din domeniul audio, obținerea unui timbru natural, cel mai aproape de sunetul emis de instrumentul muzical;

- wooferele PA, mai ales cele de diametre mari, asigură o presiune acustică mare, de peste 93-95 dB/W/m, ceea ce permite obținerea unor incinte cu randament bun, ce pot fi utilizate



și cu amplificatoare de puteri reduse sau echipate cu tuburi electronice, care au revenit puternic în actualitate;

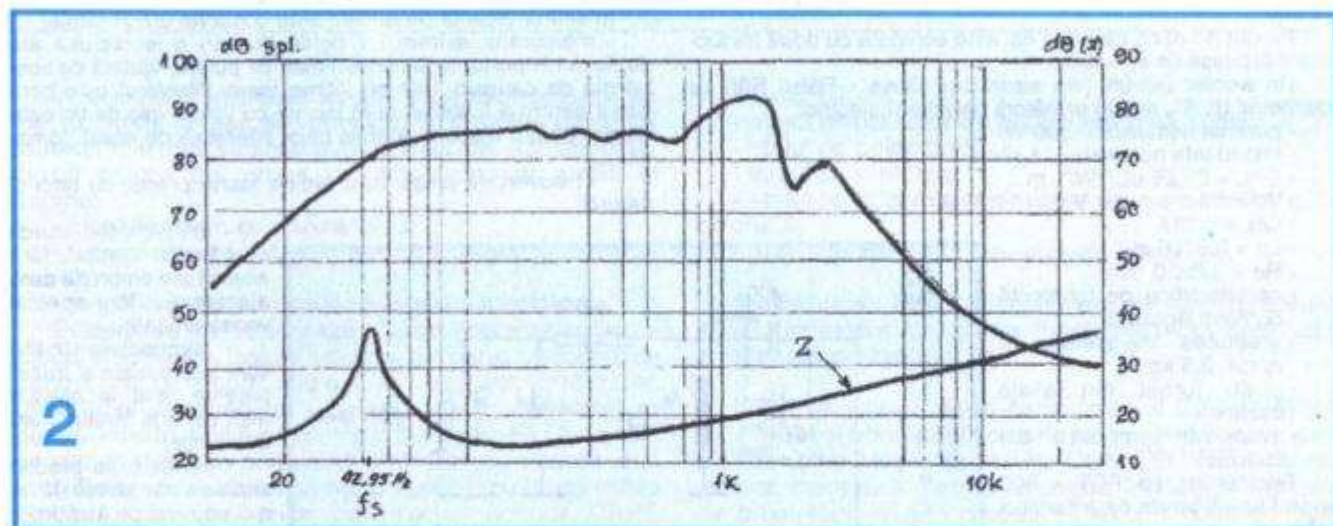
- datorită unui sistem magnetic bine proiectat și executat, răspunsul transient la semnale rapide este mult mai bun la wooferele PA;

- constanța parametrilor în fabricație este mult superioară față de domeniul "de casă". Bineînțeles că un produs al unei firme reputeate va întruni aceleași caracteristici calitative, dar costurile vor fi mult mai ridicate;

- traductoarele pentru frecvențe înalte sunt, constructiv, mai diferite decât în cazul wooferele. Se folosesc în domeniul PA traductoare numite drive de compresie, proiectate să suporte puteri mai mari în condițiile unui randament sporit și a unei presiuni acustice ce depășește curent 100 dB/W/m. Driverul este echipat cu un horn executat din materiale inerte

ductoare PA. Desigur, costul nu va fi același ca în cazul utilizării difuzoarelor ce se găsesc curent pe piață, fiind de 2-3 ori mai mare, dar rezultatele vor fi cu totul altele.

Această soluție nu a mai fost prezentată până acum în paginile revistei, dar, așa cum am procedat întotdeauna, voi prezenta numai soluții realizate integral de mine, ce pot fi nu numai vizionate, dar și ascultate și pentru care pot oferi detalii începând cu construcția și sfârșind cu procurarea materialelor necesare execuției. Nu aș fi propus această soluție dacă în ultimele luni nu aș fi lucrat cu componentele oferite de o firmă importatoare de difuzoare care a dovedit că are capacitatea de a oferi cele necesare: gama de traductoare, fișele tehnice complete ale acestora, consiliere tehnică, construcții de incinte de uz profesional, sonorizare și, nu în ultimul rând, service-ul necesar, atunci când este cazul. Firma importă traductoare de



acustic, având rolul de a asigura dispersia unei sonore emise. Echiparea traductorului cu hornul potrivit asigură posibilitatea utilizării și a acestui tip de traductoare în incintele domestice.

Pentru cei interesați, recomandăm vizitarea adreselor de Internet a doi specialiști în acustică, Drew Daniels (fost proiectant de aplicații la JBL Professional) și N. Eriks, audiofili recunoscuți, care își expun opiniile proprii privind subiectul în discuție.

Desigur că această parte introductivă va părea aridă și lipsită de finalitate dacă nu ne orientăm către domeniul practic. Aici, totul devine destul de nebulos. Ca să te orientezi către traductoarele pro sau PA nu sunt decât două soluții:

- să cumperi incinte profesionale, unde oferta este destul de mare, dar alegerea nu este chiar simplă. Aveți de ales din multe modele, dar multe se vor exclude de la bun început: modelele pentru sonorizări la nunți, chermize și alte evenimente, de calitate și proveniență îndoielnică. Se exclud și modelele pro destinate sonorizărilor în spații mari, deoarece nu vor corespunde utilizării în spații reduse, unde sunt alte cerințe.

Sunt adecvate utilizării în domeniul HI-FI domestic incintele denumite monitoare de studio. Acestea sunt utilizate de inginerii de sunet la mixarea semnalelor în sesiunile de înregistrări ca și la alte aplicații, deci trebuie să corespundă unor criterii stricte de neutralitate sonoră, linearitate a caracteristicilor de frecvență, putere pe timp îndelungat etc. În magazine sau la importatorii direcți veți putea procura monitoare de calitate produse de Tannoy, JBL, Carvin, Celestion, Hafler, Mackie, B&W, JMLab ș.a. O recomandare: dacă vă permiteți această soluție, nu comandați o pereche de astfel de incinte după ilustrația din catalog, datele producătorului și recomandarea importatorului; ascultați-o întâi, preferabil cu echipamentul cu care va alcătui un sistem (sursă semnal, amplificator). În general, monitoarele nu au un aspect estetic fantastic, unele sunt chiar urâte, dar sunetul este, de cele mai multe ori, superior unor incinte domestice cu un preț de 5-10 ori mai mare;

- cea de a doua soluție, mult mai ieftină și deci mai abordabilă, este construcția unei perechi de incinte utilizând tra-

la câțiva producători consacrați, între care P Audio și Selenium (SUA).

În cele ce urmează voi prezenta traductoarele P Audio în general, și în special pe cele cu care am putut lucra concret, prin bunăvoința importatorului.

P. Audio System Co.Ltd este producător de traductoare acustice profesionale cu locații de lucru, cercetare și proiectare în Europa, cele două Americi, Australia și cu facilitățile de producție de bază în Thailanda. În domeniul traductoarelor de joasă frecvență (woofere, subwoofere, midbass) firma realizează 7 serii de produse care acoperă cele mai diverse necesități de sonorizare (SD - seria de top, Challenger, Super Neo ce utilizează magneți de neodim, Professional - de înaltă performanță, TM - de mare interes pentru car audio, Blue Monster Coaxial și seria HP, cu preț modic prin utilizarea șasiilor din oțel ambutisat).

Domeniul de reproducere a frecvențelor înalte este acoperit de 6 serii de produse (SD, Super Neo, Professional, Blue Monster Coaxial, PHT și PST), la care se adaugă accesoriile (hornuri, adaptoare etc.). În prezent, departamentul de cercetare și proiectare dezvoltă și produse care sunt adaptate nevoilor pieții HI-FI. Am avut astfel ocazia să lucrez cu un tweeter cu calota de mătase și bobina de 1,25", dotat cu cameră posterioară de amortizare și con de dispersie exponențial. Sunetul emis de acest tweeter îl situează peste majoritatea traductoarelor cu mari pretenții și poate sta alături de produse ca Esotar (Dynaudio) sau Revelator (Scan-Speak) fără probleme.

Consecvent ideii de a experimenta o altă latură a incintei Voigt TQWT, am construit și experimentat o pereche de incinte de mari dimensiuni (1340 x 390 x 286 mm - fără plinta de sprijin), la care am operat unele modificări față de varianta de bază, deflectoarele de colț fiind executate din material plastic curbat.

Desenul de execuție al unei incinte (figura 1) nu relevă dificultăți de execuție mari. Panourile se vor tăia la un atelier dotat cu ferăstrău circular cu vernier, având în vedere că plăcile din interior trebuie să aibă strict aceeași dimensiune ca lățime

(250 mm). Materialul utilizat: PAL (MDF) cu grosimea de 18 mm. În cazul în care utilizați PAL acoperit cu folie (melaminat), adezivul utilizat va fi siliconul în locul aracetului. Strângerea plăcilor se va face cu șuruburi tip Rigips (preferabil cu pas mare), cu lungimea de 45 mm. Este bine ca la montajul plăcilor să lucreze două persoane pentru a ușura operațiunile. Rămân valabile toate indicațiile date la construcția incintelor TQWT cuprinse în ultimele numere ale revistei TEHNIIUM.

O mențiune privind montajul rețelei de separare în incintă: am optat pentru montarea plăcii filtrului pe două șuruburi M4 x 50 mm ce fixează placa de borne la partea inferioară. Partea superioară a plăcii de borne se prinde cu două șuruburi Rigips 3,5 x 25 mm. Între peretele din spate al incintei și placa filtrului se pune un strat de burete subțire (5 mm), lipit cu câteva puncte de preadez. Se va utiliza o placă de borne aurite pentru utilizarea de cabluri terminate cu fișe de tip banană radio (4 mm).

Incinta acustică pe două căi este echipată cu două traducătoare produse de P. Audio:

Un woofer BG-8K (din seria Bad Guys - Băieți Răi) cu diametrul de 8", având următorii parametri electrici:

- puterea nominală = 300 W
- impedanța nominală = 4 ohmi
- SPL = 85,26 dB/1W/1 m
- Volumul compliant Vas = 11,32 litri
- Qts = 0,387
- Le = 0,8706 mH
- Re = 3,3250 ohmi
- caracteristica de frecvență conform figurii 2.
- greutatea magnetului = aprox. 3,5 kg
- șasiu turnat din aliaje ușoare
- suspensie mărită din cauciuc

Tweeter de tip PCT - 300 având următoarele caracteristici tehnice:

- puterea nominală = 40 W RMS
- puterea muzicală = 80 W
- impedanța nominală 8 ohmi
- SPL = 91 dB/1W/1m
- domeniul de frecvență 1300-25.000 Hz
- diametrul bobinei 1,25"
- materialul calotei: mătase impregnată
- diametrul calotei = 1,5"
- horn din plastic
- cameră fonoabsorbantă posterioară închisă

Rețeaua de separare a fost calculată având în vedere că:

- wooferul și tweeterul au impedanțe diferite;
- wooferul prezintă unele neregularități în domeniul 800-1.500 Hz, care trebuie "netezite" din construcția filtrului;
- există o diferență de presiune sonoră de circa 5 dB în favoarea tweeterului, care trebuie redusă la nivelul wooferului cu ajutorul unui divizor adecvat;
- pentru o îmbinare liniară, rețeaua de separare de tip Butterworth de ordinul II, având panta de 12 dB/octavă, a fost calculată pentru intersecția la -6 dB la $F_t = 1.600$ Hz. Au fost operate unele modificări la testele de audiere, înainte de montajul final.

Rețeaua de separare este prezentată în figura 3. Execuția bobinelor se va face spiră lângă spiră, pe moșoare din material plastic cu diametrul de 40 mm și înălțimea bobinajului de 20 mm, cu sârmă Cu emailată cu diametrul de 1 mm. Bobina înseriată cu wooferul va avea 145 spire, iar bobina în paralel cu tweeterul, 150 spire.

O mențiune specială privind materialul fonoabsorbant: utilizarea unor traducătoare de calitate profesională implică, de regulă, utilizarea unui minim de material fonoabsorbant, în special pentru evitarea formării undelor staționare între pereții paraleli. Personal, am lipit cu puncte de adeziv pe unul din pereții laterali, un strat de circa 10 mm de lână sintetică pentru plapumă (se găsește de vânzare în grosimi diferite), material foarte puțin dens. Materialul ocupă porțiunea închisă, iar în

zona deschisă, până la gura incintei. Materialul se lipește înainte de închiderea peretelui lateral. Cei care doresc să experimenteze pot să introducă material fonoabsorbant, tăiat în fâșii lungi, plasate peste peretele interior înclinat. Aceste experimente se justifică atunci când se încearcă utilizarea altor tipuri de traducătoare, cu performanțe diferite, având în vedere că materialul fonoabsorbant în exces micșorează viteza de deplasare a aerului în tubul incintei și înrăutățește răspunsul transient la semnale rapide.

Caracteristicile tehnice sunt:

- puterea nominală = 100 W RMS
- puterea muzicală = 200 W
- impedanța nominală = 4 ohmi
- banda de frecvență reproducă = 40 Hz - 25.000 Hz cu o abatere de +/- 3 dB
- presiunea sonoră SPL = circa 86 dB/1W/1m
- În cadrul testelor de audiere s-au observat următoarele:
- membrana extrem de rigidă (kevlar) a wooferului are deplasări importante la niveluri mari de putere, ajutată de suspensia de cauciuc rulat cu lățime mare. Wooferul este conceput pentru a fi utilizat și în incinte cu volum mic de tip sub-woofer pentru mașină (atenție celor interesați de acest domeniu!);
- frecvențele joase sunt redade foarte precis, cu timbrul natural;

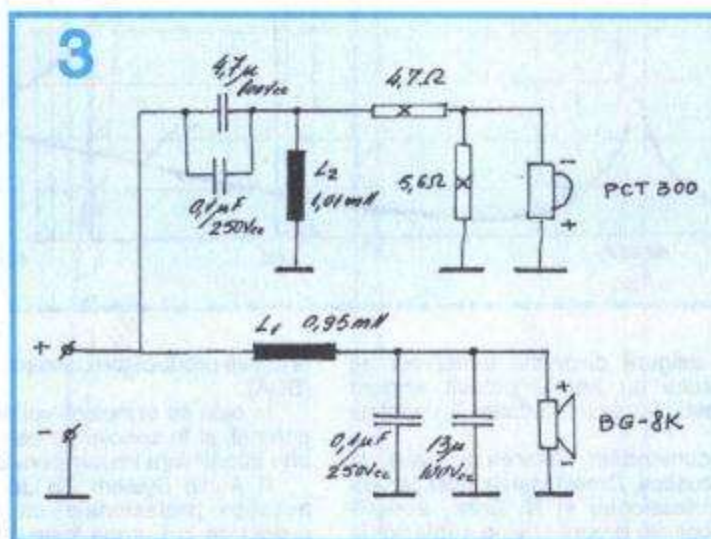
- frecvențele medii sunt foarte "curate", fără alterări ale timbrului care afectează în special vocea umană;

- frecvențele înalte sunt foarte clare și transparente, atât la niveluri mici, cât și la niveluri mari de audiere;

- incintele nu produc senzația de oboseală la nici un nivel de audiere;

- prestația tweeterului este la cel mai înalt nivel, comparativ cu cele mai noi realizări actuale;

- incintele se pot utiliza cu succes și ca incinte principale în cazul unui sistem Home Theatre, presiunea sonoră fiind apropiată de cea a incintelor de mici



dimensiuni din comerț.

Pentru recomandări privind construcția incintelor, procurarea traducătoarelor etc., contactați autorul articolului prin intermediul redacției sau direct (GSM 0744-846.249).

În numerele viitoare ale revistei vom publica, pentru cei interesați, proiecte de incinte de înaltă performanță și randament ridicat, comparative cu modele ca: 5800 (JBL), Prame HR2 (Prame Electroacoustique - Franța), CESAR (Davis Acoustics - Franța) și altele, care utilizează traducătoare Pro. De asemenea, vor apărea proiecte ale unor incinte P.A., care se pretează la sonorizări în spații închise sau deschise de mari dimensiuni, răspunzând astfel cerințelor cititorilor.

Incintele de mare randament sunt în prezent din ce în ce mai solicitate de audiofili datorită utilizării de amplificatoare de puteri mici, în special cu tuburi. În plus, aceste incinte asigură o reproducere mult mai vivace și mai transparentă a mesajului sonor.

Necesar PAL # 18 mm

Poz.	Denumirea	Buc.	Dimensiuni (mm)
1	Placă laterală	2	390 x 1340
2	Placă față	2	250 x 1020
3	Placă spate	2	250 x 1340
4	Capac superior	2	250 x 354
5	Capac inferior	2	250 x 372
6	Perete interior	2	250 x 840
7	Perete interior mic	2	250 x 54

PROIECTAREA unui AMPLIFICATOR AUDIO HI-FI (I)

Prof. ing. Emil Marian

În domeniul amplificatoarelor de audiofrecvență au fost abordate și realizate practic o multitudine de soluții tehnice, mai mult sau mai puțin sofisticate. Actualmente, există practic trei grupe de amplificatoare audio, și anume:

- amplificatoare cu tranzistoare;
- amplificatoare hibride (circuit integrat + tranzistoare);
- amplificatoare cu circuite integrate specializate.

Evident, se mai realizează și amplificatoare audio cu tuburi electronice, soluții scumpe și foarte performante pentru unii parametri audio. Din nefericire, procurarea unor tuburi electronice a devenit o dificultate majoră pentru constructorul amator de audiții HI-FI. Din acest considerent mi-am propus să abordez proiectarea unui amplificator de audiofrecvență de putere cu tranzistoare bipolare, pe care orice constructor amator CARE DOREȘTE SĂ ÎNVETE ELECTRONICĂ, SĂ SE PERFECȚIONEZE, URMÂND A DEVENI CEL PUȚIN TEHNICIANUL PROFESIONIST DE MÂINE, să o poată înțelege, aborda și finaliza cu succes.

Articolul se adresează cu precădere tehnicienilor electroniști care vor să prezinte un proiect de absolvire a unui liceu industrial în ceea ce privește examenul de competență profesională, dar poate fi abordat cu succes de către orice electronist amator. Este bun și pentru inginerii profesioniști în domeniu, care nu strică să-și mai actualizeze o serie de cunoștințe "rămase în beciurile memoriei".

Faptul că montajul ce urmează a fi proiectat este foarte flexibil, atât în ceea ce privește impedanța de sarcină pentru care va lucra, cât și puterea nominală debitată, constituie o "provocare tehnică" în ceea ce privește A ÎNVĂȚA, A CALCULA, A ȘTI, A REALIZA PRACTIC un amplificator performant.

Soluția tehnică a montajului ce urmează a fi prezentat permite obținerea unei puteri nominale situate în gama 20W-80W, având, evident, ca prim considerent al proiectării puterea utilă și impedanța incintelor acustice la care amplificatoarele se cuplează.

Este evident faptul că un amplificator audio actual nu mai poate fi decât cel puțin stereo.

Soluțiile tehnice ale firmelor specializate includ frecvent montaje "cuadro", "surround" etc., dar elementul de bază pentru fiecare canal audio rămâne amplificatorul audio mono performant, identic pentru fiecare grup transmițător de putere acustică.

Așa cum este precizat în toate manualele de specialitate, orice amplificator audio performant include o serie de etaje funcționale bine definite ca funcții și performanțe, și anume:

- etajul de intrare;
- etajul amplificator de tensiune;

- etajul pilot;
- etajul amplificator de putere electrică audio;
- etajul de polarizare;
- etajul de protecție;
- etajul reacțiilor de optimizare a funcționării amplificatorului;
- etajul de alimentare cu energie electrică.

Succesiunea etajelor funcționale ale amplificatorului audio (indiferent de grupa funcțională din care face parte) este prezentă în figura 1.

Inițial vom porni de la considerentul CE VREM SĂ OBTINEM și apoi, printr-o serie de relații de calcul simple, dar bine alese, va rezulta CUM OBTINEM soluția tehnică necesară. Pentru ușurarea înțelegerii modului de proiectare, mi-am propus să aleg o serie de date tehnice inițiale ale amplificatorului, o schemă electrică relativ simplă, dar performantă, urmând ulterior a dimensiona toate elementele componente ale montajului. În funcție de ceea ce își propune, în ceea ce privește puterea de ieșire a amplificatorului și impedanța lui de sarcină (a incintei), constructorul va urma același algoritm de calcul, schimbând doar datele inițiale ale problemei. Schema electrică propusă a amplificatorului audio de putere este prezentată în figura 2. Se observă că el prezintă toate etajele funcționale menționate anterior, urmând a fi dimensionate valorile componentelor electrice pasive și tipul componentelor electrice active. Ca exemplu de calcul se aleg următoarele date inițiale:

$$P_{OUT} = 50W \quad Z_{INC} = 4\Omega$$

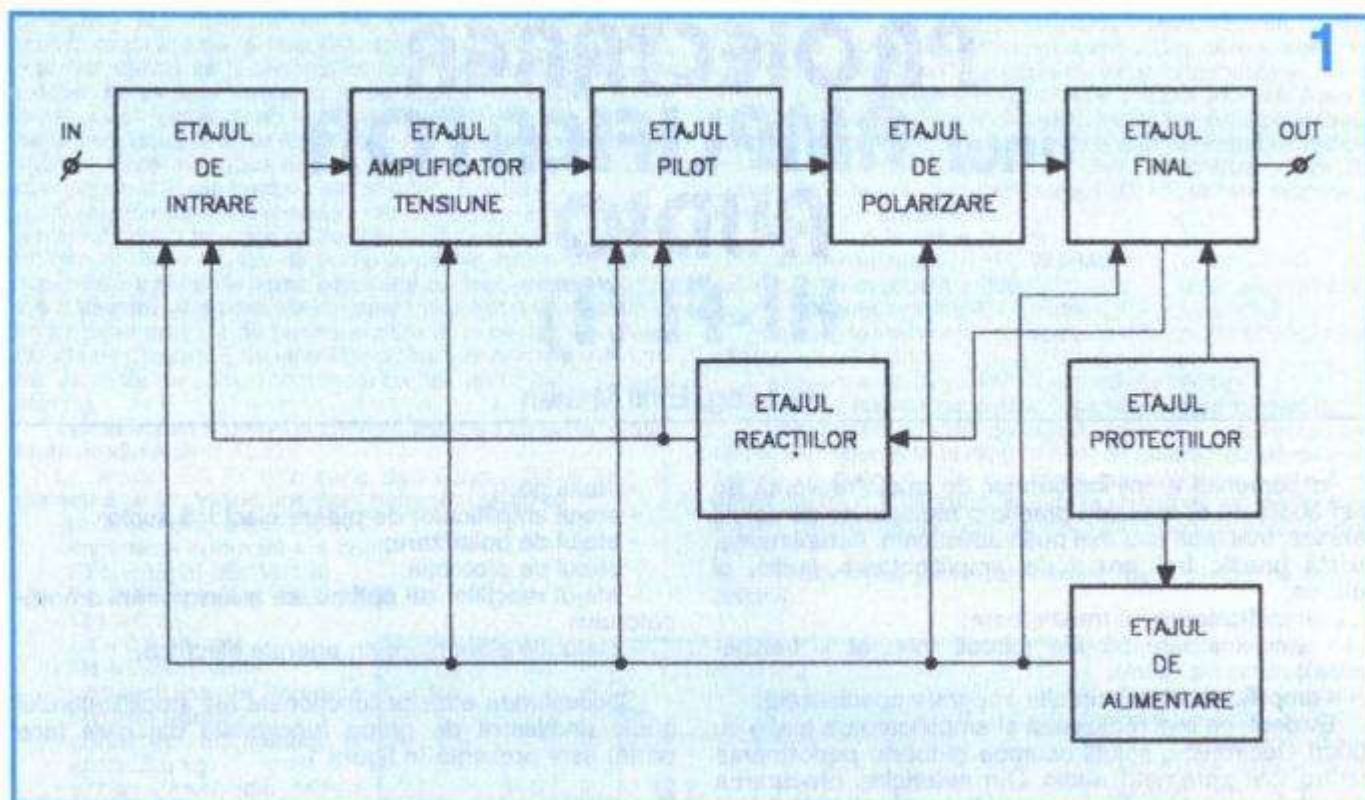
unde

P_{OUT} = puterea nominală a amplificatorului;

Z_{INC} = impedanța de sarcină a incintei acustice.

1. ETAJUL FINAL

Dimensionarea etajului final începe cu calculul tensiunii de alimentare V_{CC} și ulterior calculul curenților de vârf I_{ET11} și I_{ET12} proprii tranzistoarelor finale T_{11} și T_{12} . Se menționează că "excursia" vârf la vârf a tensiunii alternative de ieșire trebuie astfel aleasă încât tranzistoarele finale să nu lucreze în zona de blocare sau în zona de saturație. În caz contrar apar distorsiuni grave în timpul livrării puterii nominale de către amplificator. Practica a arătat faptul că trebuie "să ne luăm" o rezervă de tensiune, astfel încât excursia în tensiune a celor două tranzistoare finale T_{11} și T_{12} să se situeze în zona lor activă de lucru. Luând inițial o rezervă de tensiune de circa 4V, obținem:



1

$$V_{CC} = \sqrt{8P_N \cdot Z_{INC}} + 4 = \sqrt{8 \cdot 50 \cdot 4} + 4 = 44V$$

Curentul maxim din emitoarele tranzistoarelor T_{11} și T_{12} , I_{ET11} și I_{ET12} prezintă valoarea:

$$I_{ET11} = I_{ET12} = \frac{V_{CC} - V_{R21} - V_{R22} - 2V_o}{2Z_{INC}} = \frac{44 - 1 - 1 - 2}{2 \cdot 4} = 5A$$

unde

V_{R21} = căderea de tensiune pe rezistența R_{21}

V_{R22} = căderea de tensiune pe rezistența R_{22}

Am ales inițial $V_{R21} = V_{R22} \approx 1V$

V_o = tensiunea de saturație a tranzistoarelor T_{11} și T_{12} , aleasă de cca 1V.

În funcție de tipurile tranzistoarelor complementare T_{11} și T_{12} , se consultă catalogul și se găsesc acolo valorile exacte, urmând a se introduce în formula de calcul a curentului $I_{ET11} = I_{ET12}$ valoarea exactă a lui V_o .

Valorile rezistențelor R_{21} și R_{22} rezultă imediat

$$R_{21} = R_{22} = \frac{V_{R21}}{I_{ET11}} = \frac{V_{R22}}{I_{ET12}} = \frac{1}{5} = 0,2\Omega$$

Puterea maximă disipată de cele două rezistențe R_{21} și R_{22} , și anume $P_{DR21} = P_{DR22}$ se calculează:

$$P_{DR21} = P_{DR22} = R_{21} I_{ET12}^2 = 0,2 \cdot 5^2 = 5W.$$

Pentru stabilitatea termică a celor două rezistențe (își modifică puțin valoarea o dată cu încălzirea) alegem $R_{21} = R_{22} = 0,2\Omega/7W$.

Pentru alegerea tranzistoarelor T_{21} și T_{22} trebuie să mai ținem cont obligatoriu și de puterea disipată de acestea (se încălzesc), deci:

$$P_{DT21} = P_{DT22} = \frac{V_{CC} I_{RETMAX}}{8} = \frac{44 \cdot 5}{8} = 27,5W$$

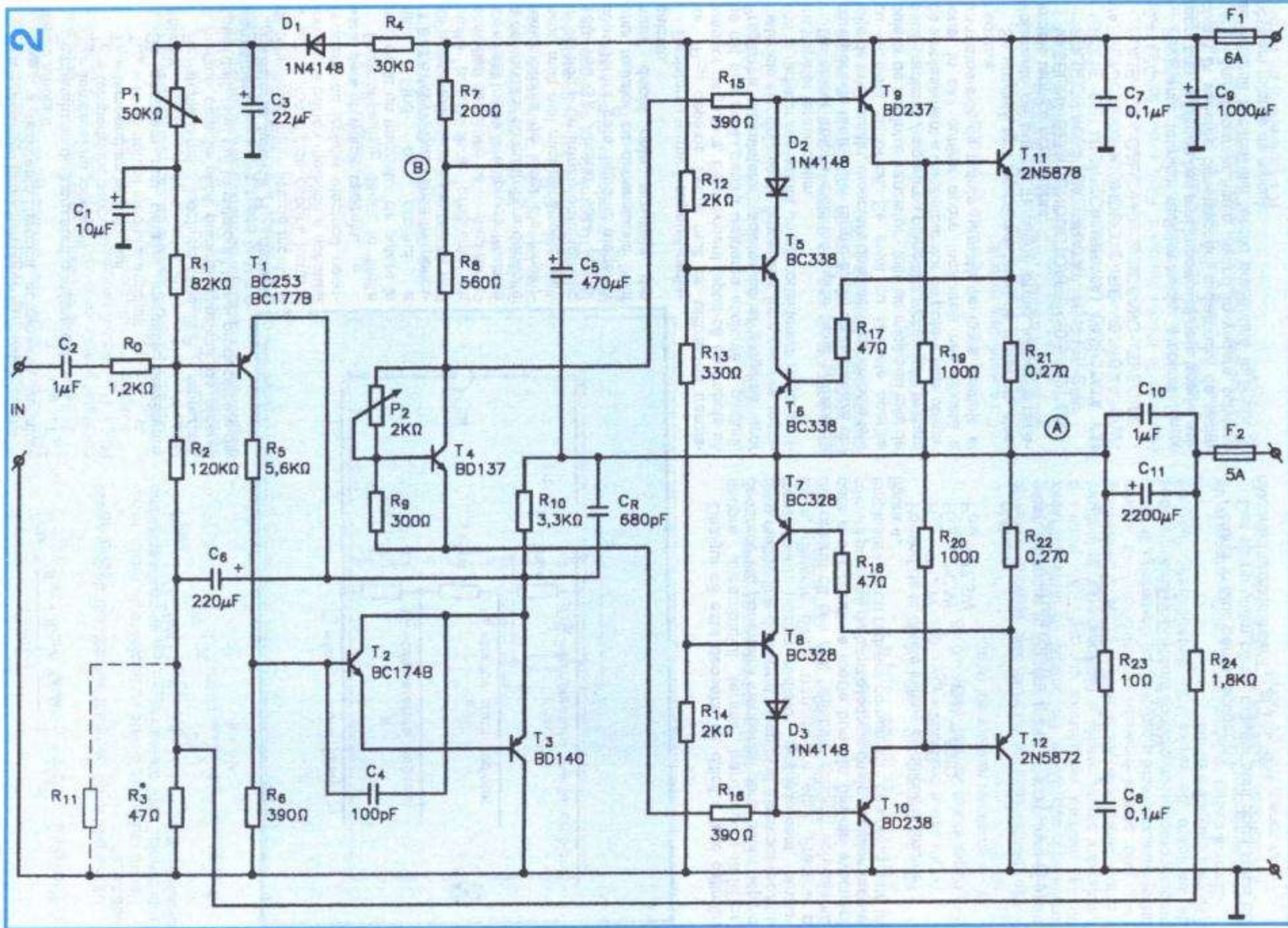
Evident, calculele s-au făcut pentru situația cea mai defavorabilă de lucru a celor două tranzistoare T_{21} și T_{22} .

Alegerea tranzistoarelor T_{21} , T_{22} ține cont de cei trei parametri principali, și anume V_{CC} , I_{CM} și P_{DT} . Consultând catalogul de tranzistoare, se poate imediat vedea că putem alege un dublet de tip $T_{11} = 2N3055$ ($2N3442$) și $T_{12} = BDX18$ sau asemănător. Pentru sarcini cu impedanță de ieșire $Z_E = 8\Omega$, se poate alege varianta $T_{11} = 2N5878$ și $T_{12} = 2N5872$, care suportă tensiuni colector - emitor mai mari (la varianta $Z_{INC} = 8\Omega$, $V_{CC} = 60-70V$). Un alt considerent extrem de important este ca factorul de amplificare în curent h_{21E} al celor două tranzistoare T_{11} și T_{12} să fie IDENTIC LA CURENȚI MARI ($I = 2-3A$). Sortarea lor este obligatorie pentru asigurarea unui procentaj de distorsiuni minim al amplificatorului audio (la $I = 3A$).

O altă problemă, extrem de importantă pentru etajul final, o reprezintă eliminarea căldurii datorate încălzirii celor două tranzistoare finale. Pentru acest lucru tranzistoarele finale vor fi prevăzute cu un radiator, realizat în majoritatea cazurilor din aluminiu, sau mai precis un profil de aluminiu cu aripioare, pentru a avea o eficacitate maximă (suprafață cât mai mare la un volum minim). Dar cât este de mare radiatorul? Pentru acest lucru a fost elaborată o schemă echivalentă care privește transferul energiei termice de la tranzistoare la radiator și ulterior mediului ambiant, prezentată în figura 3. În acest sistem există practic următoarele elemente:

P_{DM} = puterea disipată maximă

R_{JC} = rezistența termică echivalentă jonțiune-capsulă



R_{CR} = rezistența termică echivalentă capsulă-radiator
 R_{RMA} = rezistența termică echivalentă radiator-mediul ambiant

Temperaturile de lucru sunt următoarele:

T_J = temperatura joncțiunii

T_C = temperatura capsulei

T_R = temperatura radiatorului

T_{MA} = temperatura mediului ambiant

Să analizăm mai detaliat mărimile prezentate anterior.

Rezistența termică joncțiune-capsulă R_{JC} reprezintă o mărime caracteristică oricărui tranzistor de putere, specificată (sau nu) în catalogul firmei producătoare de tranzistoare.

Rezistența termică R_{JC} depinde de tehnologia intrinsecă de montaj a structurii monolitice proprii tranzistorului pe partea metalică a acestuia (evident, cu izolația electrică necesară) care constituie capsula.

Rezistența R_{JC} diferă în limite mici de la un tranzistor de putere la altul, fiind de ordinul a $(1,8 \div 2,5)^\circ\text{C/W}$. Dacă însă în montajul practic există un complex de mai multe tranzistoare, problema se complică deoarece pe același radiator există încălziri reciproce. Practica a demonstrat că nu trebuie depășite temperaturile de lucru ale joncțiunilor, mult mai mici decât cele date în catalogul de tranzistoare (practic $130 \div 150^\circ\text{C}$). Acesta este primul considerent care impune alegerea unui radiator cu dimensiunile "mai mari" decât cele rezultate din calcule.

Rezistența termică capsulă-radiator R_{CR} depinde foarte mult de utilizatorul tranzistoarelor de putere. Este evident faptul că ea trebuie să fie cât mai mică, pentru dispărea eficiență a căldurii. Pregătirea suprafețelor radiatorului și alegerea unor materiale electroizolante amplasate între capsula metalică și radiator reprezintă un alt considerent major pentru transfer termic optim.

De obicei izolația electrică foarte bună și totodată care permite un transfer termic optim se realizează din foițe de mică subțiri, umectate obligatoriu pe ambele fețe cu vâșelină siliconică. Se evită cu strictețe apariția bulelor de aer între tranzistor - foițe de mică sau foițe de mică - radiator. Asigurarea planeității radiatorului în zona de amplasament a tranzistoarelor de putere este obligatorie. În caz contrar apare încălzirea nejustificată a tranzistoarelor de putere, urmată de toate efectele ei negative.

Se prezintă mai jos câteva tipuri de materiale electroizolante, dar bune la transferul termic, alături de rezistențele termice echivalente:

VASELINĂ SEMICONDUCTOARE - $(0,5 \div 1,2)^\circ\text{C/W}$

FOLIE DE MICĂ (CALIBRATĂ) - $(1,1 \div 1,5)^\circ\text{C/W}$

FOLIE DE MICĂ (CALIBRATĂ) UMECTATĂ CU

VASELINĂ TERMOCONDUCTOARE - $(0,3 \div 0,45)^\circ\text{C/W}$

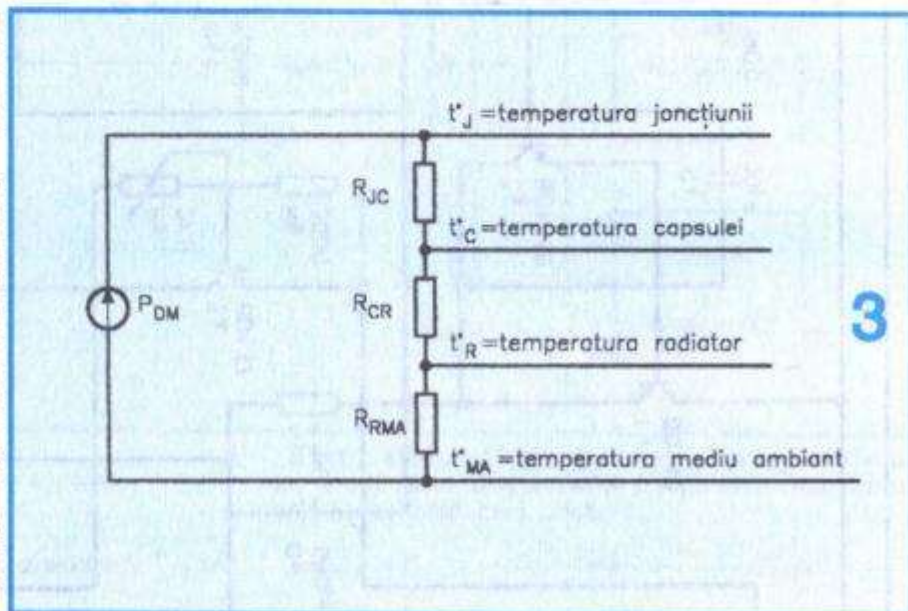
FOLIE DE CAUCIUC SILICONIC SPECIAL - $(0,4 \div 1)^\circ\text{C/W}$

Rezistența termică radiator-mediul ambiant R_{RMA} reprezintă mărimea cea mai importantă care trebuie calculată în vederea dimensionării radiatorului de răcire pentru tranzistoarele finale. Având în vedere schema echivalentă a circuitului termic prezentată în figura 3, obținem relațiile de calcul:

$$P_{DM} = \frac{T_J^0 - T_{MA}^0}{R_{JC} + R_{CR} + R_{RMA}}$$

de unde

$$R_{RMA} = \frac{(T_J^0 - T_{MA}^0)}{P_{DM}} - (R_{JC} + R_{CR})$$



Desigur că este deosebit de dificil a face estimări asupra ansamblului termic tranzistoare-radiator, deoarece toți parametrii menționați până acum depind de o multitudine de factori electrici și mecanici (poziție tranzistoare, poziție radiator, amplasament tranzistoare, distanța dintre tranzistoare etc.). Practica a demonstrat că cea mai "valabilă" schemă echivalentă care a dat rezultate foarte bune în privința evacuării căldurii produse de tranzistoarele finale complementare amplasate pe un radiator comun este cea prezentată în figura 4.

Pornind de la datele inițiale de calcul, și anume:

$$R_{JC} \approx 2^\circ\text{C/W}$$

$$T_J = 200^\circ\text{C}$$

$$R_{CR} \approx 2^\circ\text{C/W}$$

$$T_{RMA} = 50^\circ\text{C}$$

$$P_{DM} = 27,5\text{W}$$

obținem

$$(R_{JC} + R_{CR})_{\text{ANSAMBLU}} = (2+1) \parallel (2+1) = 1,5^\circ\text{C/W}$$

$$R_{RMA} = \frac{(T_J^0 - T_{MA}^0)}{P_{DM}} - (R_{JC} + R_{CR})_{\text{ANS}} = \left(\frac{200 - 50}{27,5} \right) - 1,5 \approx 4^\circ\text{C/W}$$

(rotunjit în plus pentru acoperire).

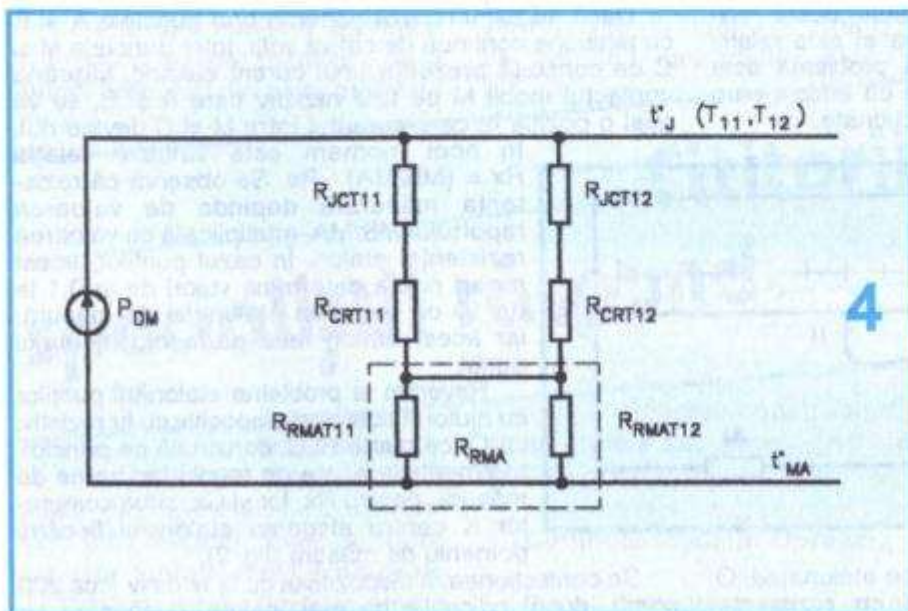
Dar să nu uităm că pe radiator sunt două surse de căldură, tranzistoarele T_{11} și T_{12} , deci

$$R_{\text{RADIATOR}} = \frac{R_{\text{RAA}}}{2} = \frac{4}{2} = 2^\circ \text{C/W.}$$

Ultima problemă pe acest subiect: cât de mare este radiatorul?

Pentru radiatoare dotate cu aripioare de răcire, rezistența termică echivalentă R_{RADIATOR} se poate aproxima folosind relația:

$$R_{\text{RADIATOR}} = 33 \frac{C_T^{1/4}}{\sqrt{\lambda + d}} + 650 \cdot \frac{2C_T}{S_T}$$



unde

$S_T \rightarrow$ suprafața totală a aripioarelor de răcire

$\lambda \rightarrow$ conductibilitatea termică a aluminiului
($\lambda = 220 \text{ W/m}^\circ\text{C}$)

$C_T \rightarrow$ constanta termică de convecție/radiație
($\text{m}^2^\circ\text{C/W}^{-1}$)

Se menționează următoarele valori uzuale:

- alb - poziție orizontală $\rightarrow C_T = 1$
- alb - poziție verticală $\rightarrow C_T = 0,85$
- negru eloxat orizontal $\rightarrow C_T = 0,5$
- negru eloxat vertical $\rightarrow C_T = 0,45$
- $d \rightarrow$ grosimea radiatorului (mm)

Se menționează că formula este valabilă numai în cazul în care raportul dintre volumul și suprafața radiatorului este sub 0,6 m. Recomand, în urma calculelor făcute, mărirea radiatorului cu cca 10% pentru o funcționare sigură, stabilă și fără probleme de încălzire a amplificatorului. În funcție de tipul profilului de aluminiu ales, prin câteva încercări, constructorul va estima dimensiunea corectă a radiatorului. Recomand, în urma probelor practice, un profil de aluminiu cu un singur rând de aripioare de răcire, cu dimensiunile: lungime 210 mm; înălțime 120 mm.

Dimensionarea rezistențelor R_{19} și R_{20} pornește de la următoarele considerente:

- funcționarea dubleților de tranzistoare T_9, T_{11} și T_{10}, T_{12} în zona activă de lucru;

- realizarea unei reacții negative locale de curent, care să prevină din start ambalarea termică a dubleților T_9, T_{11} și T_{10}, T_{12} .

Evitând o serie de calcule deosebit de complexe, s-a constatat practic că o valoare de cca $82+120 \Omega$ pentru R_{19} și R_{20} rezolvă problema.

Aleg pentru cele două rezistențe valorile:

$R_{19} = 100 \Omega$; $R_{20} = 100 \Omega$.

DE CE? Pentru o variație de curent a tranzistoarelor finale T_{11} și T_{12} între 0,5A și 5A (valoarea maximă) corespunde o variație de curent de cca 160 mA pentru tranzistoarele prefinale T_9 și T_{10} și simultan (analizând diagramele din catalogul de tranzistoare) o variație între 0,7 V și cca 1,1 V pentru tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor finale. Deci rezistența dinamică R_D de intrare a tranzistoarelor de ieșire va fi

$$R_D = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{1,1 - 0,7}{0,160} = 2,5 \Omega$$

Se observă că această valoare este nesemnificativă față de valorile rezistențelor R_{19} și R_{20} (100 Ω). Rezultă că amplificarea în curent a celor două tranzistoare finale se păstrează, dar cu avantajele majore precizate anterior la alegerea valorilor lui R_{19} și R_{20} .

Alegerea tranzistoarelor prefinale T_9 și T_{10} pornește tot de la considerentele menționate până acum, și anume U_{CEmax} , I_{Cmax} , P_{Dmax} .

$$\text{Pentru datele } U_{CEmax} \frac{V_{CC} \cdot I_{ET9}^0}{8} = \frac{44 \cdot 0,3}{8} = 1,6 \text{ W}$$

unde am calculat valoarea maximă a curentului de emitor, presupunând un factor de amplificare în curent al tranzistoarelor finale $h_{21E} \approx 20$.

$$I_{ET9} = \frac{I_{ET10}}{h_{21E}} = \frac{5}{20} = 0,25 \text{ A}$$

(majorând pentru siguranță $I_{ET9} = 0,3 \text{ A}$).

Cu aceste date rezultă:

$U_{CEmax} = 44 \text{ V}$; $I_{CM} = 0,3 \text{ A}$; $P_{Dmax} = 1,6 \text{ W}$.

Se aleg din catalog tranzistoarele prefinale

$T_9 = \text{BD137 (BD139)}$; $T_{10} = \text{BD138 (BD140)}$.

Pentru puteri mai mari ale amplificatorului (de exemplu, $P = 80 \text{ W}$), recomand grupul $T_9 = \text{BD237}$; $T_{10} = \text{BD238}$ sau altele similare ca parametri.

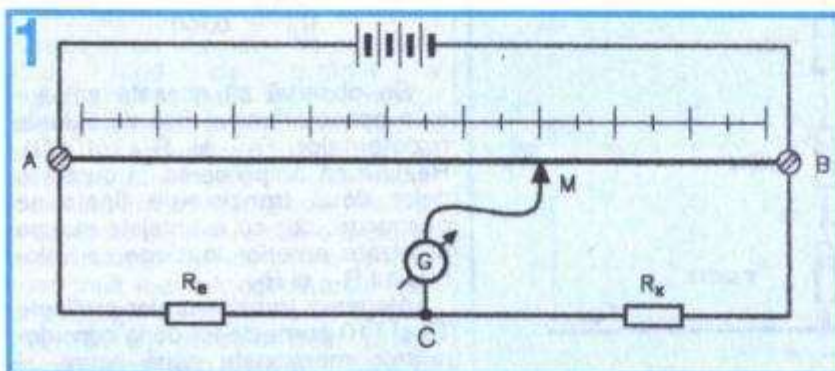
Să nu uităm însă că puterea disipată termic trebuie evacuată în mediul ambiant. Fără a mai face calcule complexe (ca în cazul finalelor T_{11} și T_{12}), practica a demonstrat că un profil U de aluminiu având lățimea și lungimea tranzistorului prefinal și înălțimea de cca 20 mm rezolvă eficient problema, disipând lejer o putere de cca 2W.

(Continuare în nr. viitor)

ETALONAREA PUNȚILOR de MĂSURĂ RLC

Ilie STOICA, Urziceni

Puntea pentru măsurarea rezistențelor, capacităților și inductanțelor este un aparat de măsură foarte bun pentru constructorul amator. Utilizarea ei este simplă și precizia măsurătorilor este mai mult decât satisfăcătoare. De asemenea, construirea ei este relativ ușoară, cu cheltuieli minime. Singura problemă este găsirea valorilor pentru piesele folosite ca etalon, care trebuie să fie cât mai exacte, deci selecționate.



Dar cea mai delicată operație rămâne etalonarea. O posibilitate este utilizarea unei cutii cu rezistențe decadice, dar înseamnă să se apeleze la bunăvoința unui laborator școlar sau de întreprindere, lucru de multe ori imposibil pentru unii constructori amatori. Pentru aceștia prezintă în cele ce urmează o metodă mai "demodată", dar mai accesibilă și suficient de precisă. Este vorba de metoda etalonării "cu fir rezistiv".

Pentru a înțelege despre ce este vorba, să ne amintim experiența lui Wheatstone (fig. 1): un fir rezistiv (nichelină, constantan etc.), cu lungimea de exact 1000 mm, este întins bine de-a lungul unei rigle gradate, între două suporturi (șuruburi) A și B. Se recomandă ca firul să fie mai subțire pentru a avea o rezistență totală de câteva sute de ohmi. Pe fir se poate fixa oriunde, cu ajutorul unui clește crocodil cu vârfuri ascuțite, un contact mobil M. În paralel, între A și B se mai introduc o rezistență etalon R_e cunoscută și o rezistență de măsurat

R_x , acestea interconectate în punctul C. Între C și M se află conectat un aparat de măsură de tip galvanometru (cu zeroul la mijlocul scalei).

Dacă se alimentează schema prin punctele A și B cu tensiune continuă de câțiva volți, între punctele M și C se constată prezența unui curent electric. Mișcând contactul mobil M pe firul rezistiv între A și B, se va găsi o poziție în care curentul între M și C devine nul.

În acel moment este valabilă relația $R_x = (MB/MA) \cdot R_e$. Se observă că rezistența măsurată depinde de valoarea raportului MB/MA, multiplicată cu valoarea rezistenței etalon. În cazul punților, acest raport poate determina valori de la 0,1 la de 10 ori valoarea etalonului de măsură, iar acest etalon face parte din montajul punții.

Revenim la problema etalonării punților cu ajutorul aceluiași dispozitiv cu fir rezistiv.

Orice punte RLC, construită pe principiul Wheatstone, are de regulă trei borne de măsură, pentru R_x , L_x și C_x , și un comutator K pentru alegerea etalonului fiecărui domeniu de măsură (fig. 2).

Se confecționează dispozitivul cu fir rezistiv (cca 200 ohmi), după indicațiile de mai înainte, după care se conectează la bornele de măsură ale punții conform figurii 3. Comutatorul K al punții se trece pe poziția zero sau se scoate din circuit.

Se reglează contactul M astfel ca să avem $AM = xMB$, unde x să aibă valorile de la 0,1 la 10, în felul următor:

Dacă $AB = 1000$ mm, atunci $AM + MB = 1000$.

Înlocuim $AM = x \cdot MB$ și rezultă $MB(x+1) = 1000$

Deci $MB = 1000 / (x + 1)$

Pentru $x = 0,1$ $MB = 1000 / (0,1+1) = 909,09$ mm

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

...

În mod analog se calculează MB pentru toate valorile principale ale lui x între 0,1 și 10.

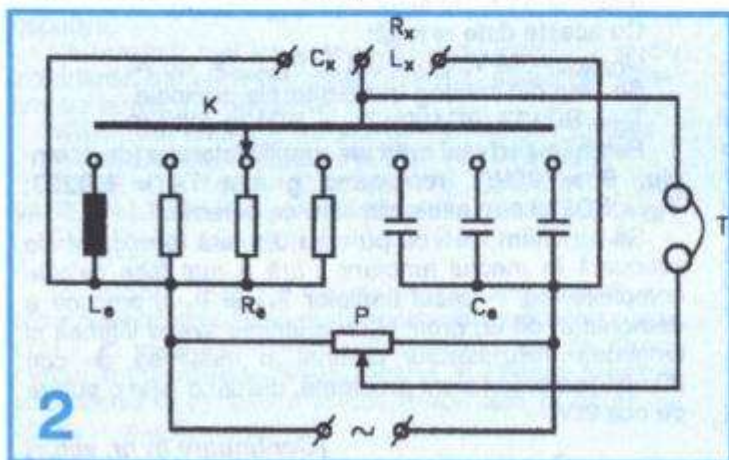
Cu ajutorul unei rigle gradate de 1000 mm sau al unei rulete întinsă, cu diviziunea zero în B și diviziunea 1000 în A, se fixează pentru fiecare x , contactul M la distanța MB calculată față de B.

Se echilibrează puntea cu ajutorul potențiometrului cu scală P, după care se notează pe scala acestuia valoarea respectivă a lui x .

Reamintesc faptul că rezultatele etalonării depind foarte mult atât de precizia valorilor pieselor etalon, cât și de calitatea acestora.

Cei cărora li se pare dificil de abordat asemenea procedeu de etalonare, pot recurge la metoda utilizării, în locul firului rezistiv, de rezistențe fixe anume alese, numai că și acestea trebuie selecționate la fel ca piesele etalon din punte.

(Continuare în pag. 44)



Domnule Ioan Radu Barbos,

Ne bucură interesul dv. pentru electronică și acustică, deci pentru revista TEHNIUM. Trebuie să remarc însă că prin specificul său, revista nu se situează la nivelul domeniului profesional, ea adresându-se îndeosebi tinerei generații, în scopul ridicării nivelului de cunoștințe, ceea ce se poate obține numai prin eforturi și din partea cititorului. Multe fenomene sau aspecte teoretice și practice au fost explicate de-a lungul timpului, din care motiv vă

reco-

un rezonator Helmholtz acordat pe o frecvență apropiată de frecvența de rezonanță a wooferei, sau chiar mai joasă. Modul de calcul al incintei este același cu al incintei bass-reflex.

Incinta denumită bookshelf nu este altceva decât o incintă suficient de mică pentru a putea fi amplasată pe raftul unei biblioteci. Sunt echipate cu woofere de max. 8" și un tweeter. De obicei sunt incinte cu două căi, mai rar pe trei sau mai multe căi.

- neizolarea corespunzătoare a celor două montaje față de masă, față de radiator a CI etc.;

- conexiuni greșite la intrarea sau ieșirea montajelor, care au putut determina intrarea în autooscilație, urmată de distrugere.

Nu este neapărat necesară utilizarea unui stabilizator de tensiune! Ca preamplificator puteți procura tot un kit din comerț, dar atenție la tensiunea de alimentare a kitului preamplificator.

Cititorii întreabă -

specialiștii răspund

mand să studiați colecția revistei dinainte și de după 1989. Totodată va fi necesar să reveniți asupra unor aspecte teoretice din manualele de fizică de liceu. Fără un studiu făcut din pasiune nu putem garanta înțelegerea fenomenelor care stau la baza funcționării unui montaj sau altul. În plus, satisfacția va fi cu atât mai mare când veți arăta prietenilor un montaj care funcționează și veți putea să le explicați și modul de funcționare!

Tubul de bass, subwooferul de mașină este o incintă care reproduce predominant frecvențele joase și foarte joase. Are forma cilindrică, putând fi mai ușor amplasat în portbagajul mașinii. Nu este proiectat să funcționeze ca incintă acustică în cameră. Frecvențele medii și înalte sunt reproduse de difuzoare separate, montate de obicei în portierele mașinii. Constructiv este un tub cu pereți groși executați din materiale inerte sonor (lemn, PAL, hârtie în straturi multiple, plastic etc.). La unul din capete se montează difuzorul numit woofer. Celălalt capăt este închis cu un capac în care se montează

Soluția constructivă: bass - reflex sau incintă închisă în 99% din cazuri.

Domnule Mădălin Oprescu,

Pentru că proiectul dv. a eșuat lamentabil, să examinăm care ar putea fi cauzele din datele furnizate în scrisoare.

Prima constatare: se pare că bagajul dv. de cunoștințe nu este prea bogat în domeniul electronicii. Un calcul sumar ne arată că pentru un amplificator stereo de 2 x 50 W, la care randamentul este, în clasă B, în funcție de schema adoptată, între 50-70%, necesită un transformator cu puterea de cel puțin 150 W. Deci acel cineva a construit corect transformatorul.

La prima probă, condensatoarele "au plesnit" pentru că au fost montate cu polaritatea greșită, sau puntea redresoare era defectă, sau există un scurt-circuit la ieșire!

La proba cu circuitele montate, spuneți că ați respectat toate sfaturile firmei, dar se pare că ceva a scăpat de sub control. Cauzele pot fi:

- conexiuni greșite pe alimentare;

Vă sfătuiesc să apelați la un prieten cu cunoștințe mai vaste în electronică pentru a nu risipi banii pe montaje care se distrug în fracțiuni de secundă.

Domnule Gabriel Olteanu,

Vă recomand să lăsați și posibilitatea de a fi contactat normal, prin telefon sau fax, mai ales dacă doriți un răspuns mai rapid, având în vedere apariția trimestrială a revistei. În plus, pentru un răspuns la obiect sunt necesare mai multe date pe care nu le am la dispoziție. Iată câteva întrebări:

- de ce aveți nevoie de o putere de 150 W?

- de ce trebuie să fie impedanța de 6 ohmi, în loc de valorile uzuale de 4 sau de 8 ohmi?

- în numerele din anul trecut și anul acesta sunt prezentate și soluții practice de incinte TQWT. De ce nu puteți aborda una din soluțiile prezentate? Din păcate nu vă pot lămurii fără un contact direct pentru stabilirea unor detalii. Pentru a obține un rezultat corespunzător investiției, este imperios necesară lămurirea tuturor aspectelor tehnice.

Ing. Aurelian MATEESCU

DEPANAREA *multimetrlui digital DT830B*

Încă de la început țin să vă mulțumesc foarte mult că mi-ați publicat articolul în paginile revistei TEHNIIUM. De asemenea, vă mulțumesc că mi-ați trimis și bani. În continuare aș vrea să vă propun încă un articol, privitor la depanarea instrumentului de măsurat DT830B, multimetru digital (MD) care folosește circuitul integrat 7106.

În ultimii zece ani au apărut pe piața noastră o multitudine de aparate de măsurat digitale, de la prețuri modice la prețuri piperate. De aceea, propun depanarea multimetrlui digital DT830B. Schema pe care o prezint este orientativă, pot surveni modificări de la o firmă la alta.

Pentru depanare se procedează în felul următor:

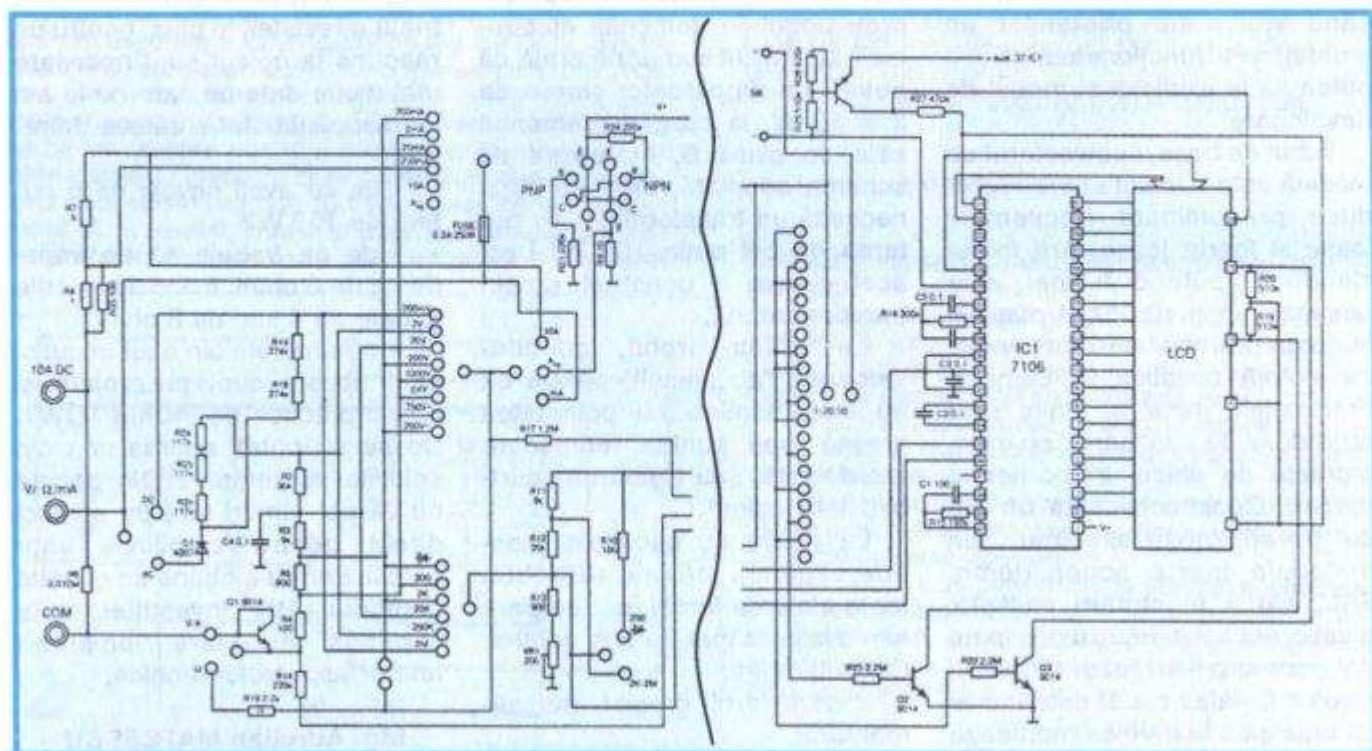
Se demontează capacul din plastic al aparatului, deșurubând cele două șuruburi. Se verifică vizual rezistențele de precizie și se observă cele arse. Se scoate sigu-

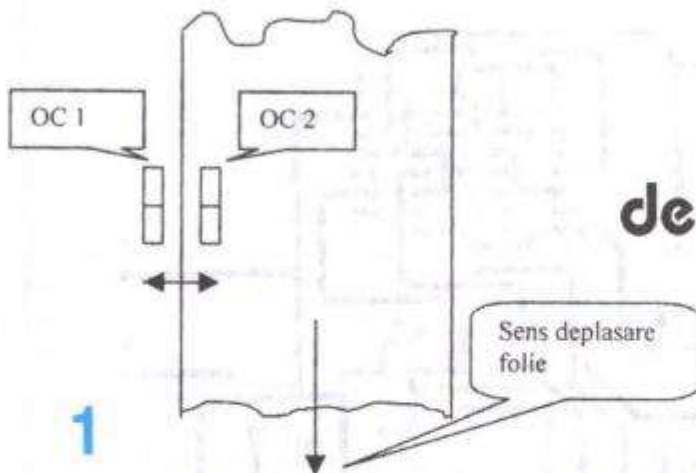
ranța de 0,2 A, se deșurubează cele trei holșuruburi și se scoate placa de circuit imprimat. Se scoate și afișorul cu cristale lichide, cu atenție. Se măsoară rezistențele de precizie cu un multimetru digital. Se înlocuiesc cu altele de aceeași valoare, cu peliculă metalică, de 1%.

Se va scoate C.I. 7106 cu ajutorul unei pompe de absorbit cositorul. Unele aparate au C.I. sub forma unei insule prinsă de o plăcuță de circuit imprimat de dimensiunea unui C.I. normal. Se va monta un soclu pentru C.I. Treckerile metalice, dacă s-au distrus, se vor înlocui cu tablă de cupru desprinsă de pe o placă de circuit imprimat și roluită pe un burghiu $\varnothing 0,8$ mm. Dacă nu se pot lipi pinii soclului, se vor scoate piesele, respectiv rezistențele și condensatoarele, se vor lipi pinii, și apoi se vor monta din nou condensatoarele și rezistențele.

Se montează în soclu C.I.

7106, se montează și afișorul cu cristale lichide, se introduce placa de circuit imprimat în carcasa aparatului și se montează cele trei holșuruburi. Se pune și siguranța de 0,2 A. Se măsoară între pinii 35 și 36 ai C.I. 7106 o tensiune de 100 mV. Dacă nu se obține, se încearcă a se înlocui rezistența cu una mai mică (sub 27 k Ω). Sunt și unele variante de aparate cu C.I. sub formă de „insulă” și prevăzute cu pini pentru a se monta un soclu pentru C.I. sau chiar C.I. Se vor tăia cu un cuțitaș cele 40 de trasee, se polizează (pilește) „insula” și se montează soclul. Se va monta o baterie de 9 V bună și se verifică funcționarea aparatului de măsurat cu ajutorul unor rezistențe de precizie și al unor surse de tensiune precise. C.I. se poate obține mai ieftin din talcioc sau bazar. Impedanța de intrare a multimetrlui este de 1M Ω .





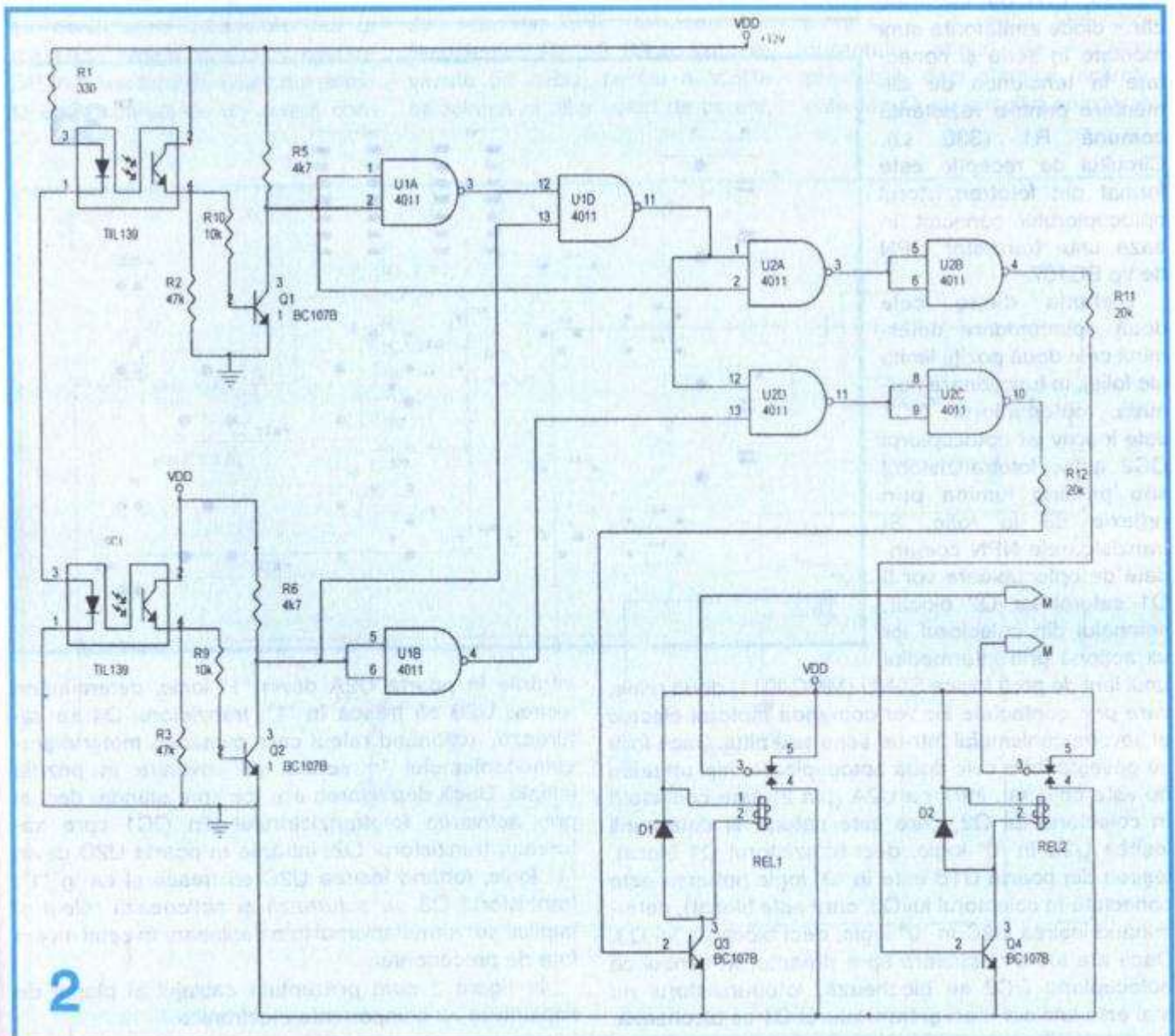
Posibilitățile de aplicare sunt numeroase, în general acolo unde comanda unui anumit organ de acționare sau de semnalizare poate fi obținută prin

SISTEM AUTOMAT de MENȚINERE A POZIȚIEI

Cornel ȘTEFĂNESCU

variația iluminării unui element fotosensibil. Sistemul îndeplinește funcția de menținere constantă a valorii unuia sau mai multor parametri ai unui proces tehnic.

Este suficientă apariția sau dispariția fasciculului luminos care cade asupra elementului fotosensibil pentru a comanda o acționare mecanică sau de altă natură. Montajul a fost utilizat la o mașină de ambalat, unde deplasarea foliei trebuie menținută între două

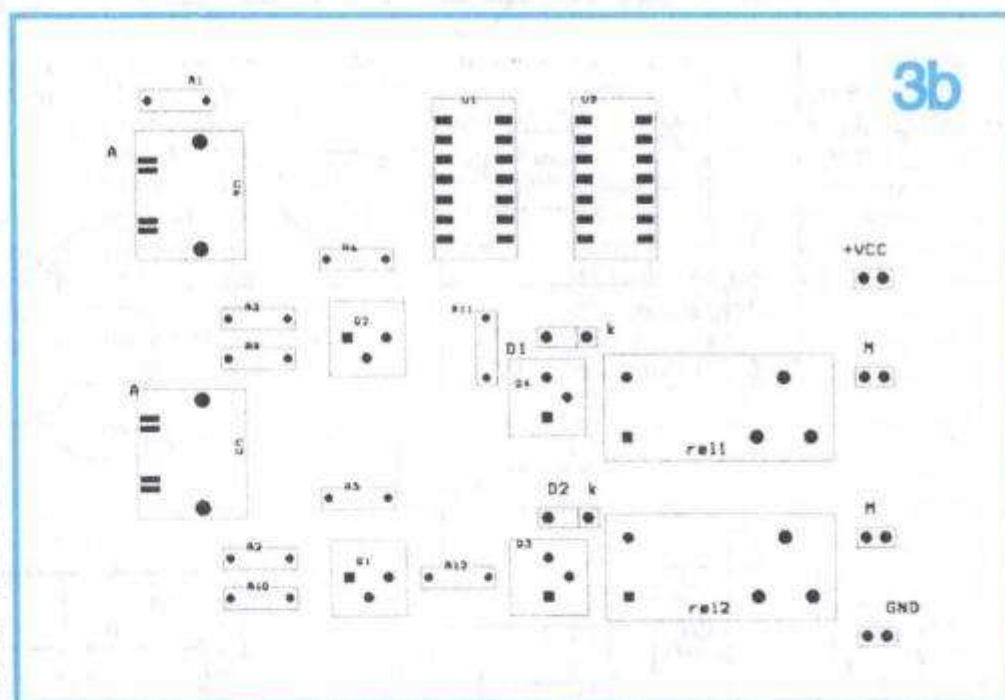
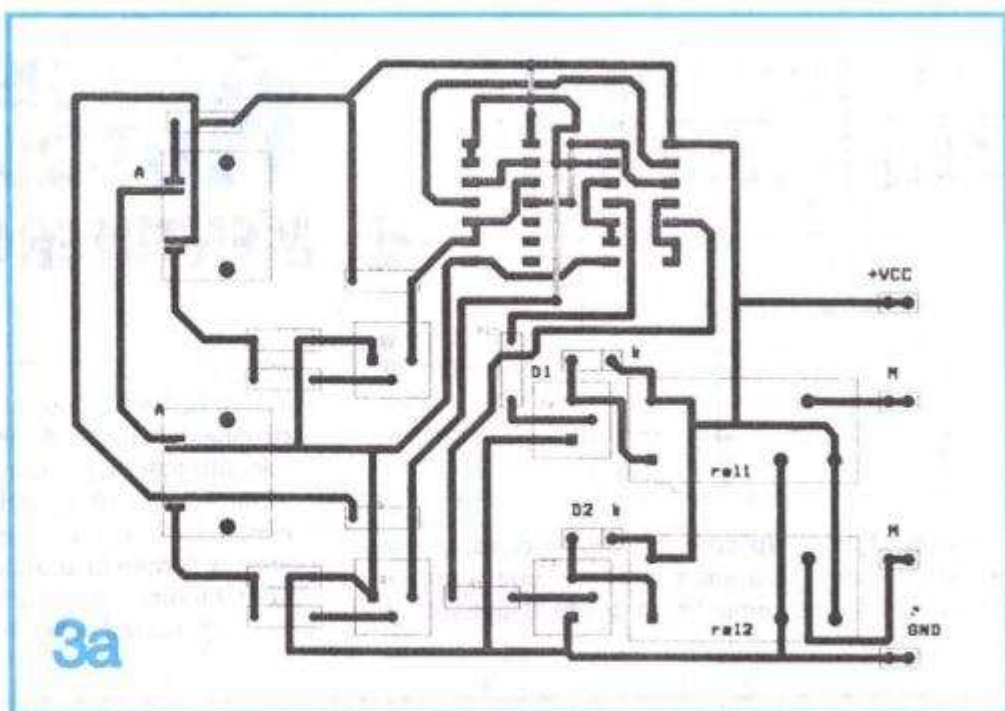


poziții limită (fig. 1). Indiferent de aplicație, sunt patru posibilități de funcționare:

- punerea în funcționare a circuitului comandat la apariția luminii;
- întreruperea funcționării circuitului comandat la apariția luminii;
- punerea în funcțiune a circuitului comandat la dispariția luminii;
- întreruperea funcționării circuitului comandat la dispariția luminii.

În schema electronică din figura 2 s-au utilizat două optocuploare de tip TIL139, LTH209 etc., ale căror diode emițătoare sunt montate în serie și conectate la tensiunea de alimentare printr-o rezistență comună R1 (330 Ω). Circuitul de recepție este format din fototranzistorul optocuplorului conectat în baza unui tranzistor NPN de tip BC107.

Distanța dintre cele două optocuploare determină cele două poziții limită ale foliei. În funcționare normală, optocuplorul OC1 este inactiv iar optocuplorul OC2 activ, fototranzistorul său primind lumina prin reflexie de la folie. Și tranzistoarele NPN comandate de optocuploare vor fi Q1 saturat iar Q2 blocat, semnalul din colectorul lor va acționa prin intermediul unui lanț de porți logice ȘI-NU (MMC4011) două relee, care prin contactele lor vor comanda motorul electric al servomecanismului într-un sens sau altul. Dacă folia se găsește între cele două optocuploare, nici un relee nu este acționat, intrarea U2A (pin 2) este conectată în colectorul lui Q2, care este saturat și determină ieșirea U2B în "0" logic, deci tranzistorul Q4 blocat, ieșirea din poarta U1B este în "0" logic (intrarea este conectată în colectorul lui Q2, care este blocat), determinând ieșirea U2C în "0" logic, deci blocarea lui Q3. Dacă are loc o deplasare spre dreapta, în sensul că optocuplorul OC2 se blochează, fototranzistorul nu mai este luminat, deci și tranzistorul Q1 se blochează,



intrările în poarta U2A devin "1" logic, determinând ieșirea U2B să treacă în "1", tranzistorul Q4 se saturează, acționând releul care comandă motorul servomecanismului în sensul de revenire în poziția inițială. Dacă deplasarea are loc spre stânga, deci și prin activarea fototranzistorului din OC1 care saturează tranzistorul Q2, intrările în poarta U2D devin "1" logic, forțând ieșirea U2C să treacă și ea în "1", tranzistorul Q3 se saturează și acționează releul și implicit servomecanismul la o deplasare în sens invers față de precedentul.

În figura 3 sunt prezentate cablajul și planul de implantare cu componente electronice.

Acumulatorare

UTILIZARE – REGENERARE

Cornel ȘTEFĂNESCU

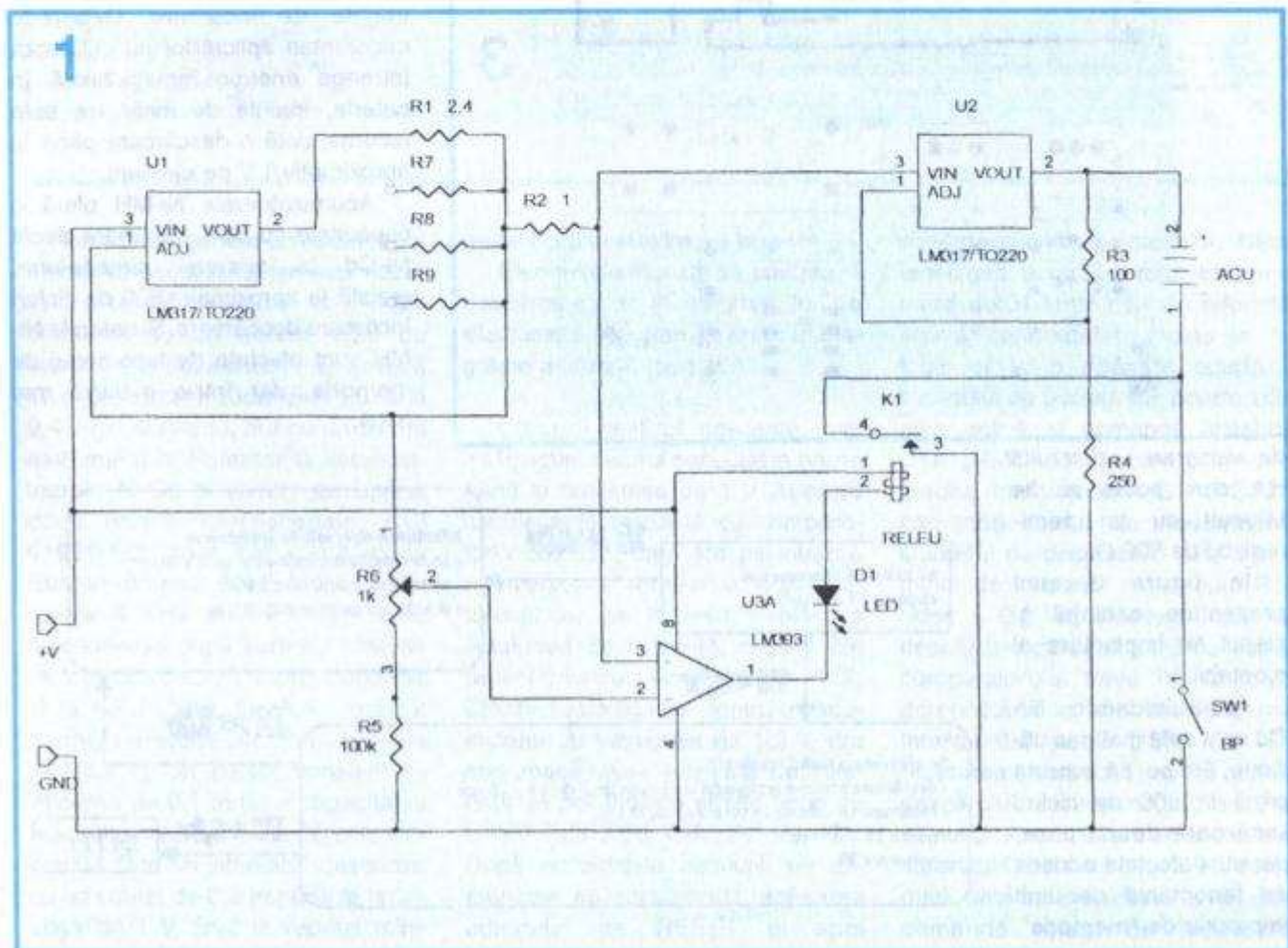
Cele mai des utilizate acumulatorare sunt cele cu nichel-cadmiu (Ni-Cd), nichel și hidruri metalice (Ni-MH) sau cele cu litiu Li-Ion. Acumulatorarele Li-Ion au o mare densitate de energie, permit rate mari de descărcare, au autodescărcare mică, dar sunt foarte scumpe. Tensiunea nominală pe element este de 3,6 V.

În figura 1 este prezentată o posibilă schemă electronică pentru încărcarea acestor acumulatorare. La conectarea acumulatorului și după apăsarea butonului cu revenire BP, în prima fază de încărcare acesta este încărcat cu un curent con-

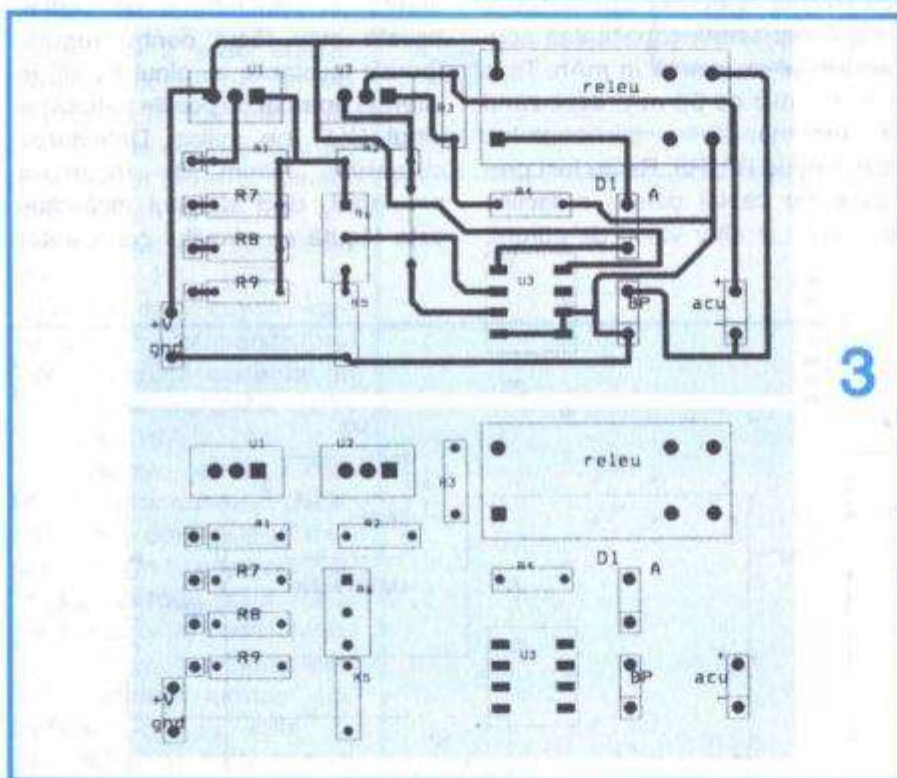
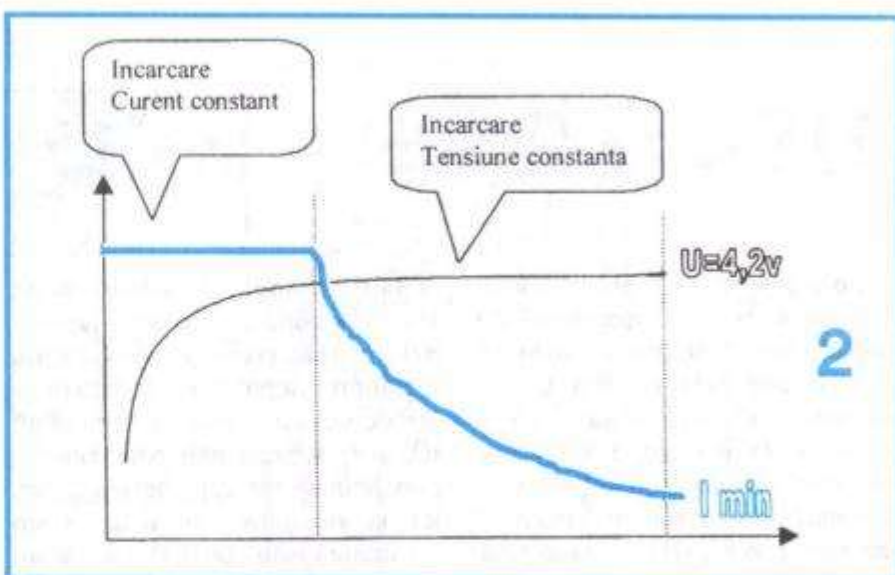
stant (vezi figura 2) determinat de U1 și R1, până ce tensiunea pe acumulator atinge valoarea de 4,2 V (pe element), după care urmează o încărcare cu tensiune constantă (U2); în această perioadă curentul prin acumulator este descrescător, iar la atingerea pragului minim încărcarea este oprită. Pragul minim este reglat la aproximativ 1/100C, unde C reprezintă capacitatea acumulatorului exprimată în mAh. Tipic este mai mic de 50 mA, depinzând de recomandările fabricantului. Rezistențele R7, R8, R9 au fost prevăzute pe cablaj pentru a facilita selectarea și altor valori de curent,

în funcție de necesități. Comutarea se realizează printr-un comutator scos pe panoul aparatului.

Valoarea curentului se determină cu formula $I = V_{ref} / R(7)...(9)$, unde V_{ref} este tensiunea regulatorului (1,25 V). Se pot utiliza și regulatoare cu tensiunea fixă (5 V), dar în acest caz puterea pe rezistență crește și atenție la implantarea pe cablaj, acesta este făcut pentru regulatoarele ajustabile cu pinul 1 (adj) în laterală (marcat cu pastila pătrată) și pinul OUT pe mijloc. Detectarea curentului minim de încărcare prestabilit, deci sfârșitul încărcării, este făcută cu circuitul comparator



LM 393 și rezistențele aferente $R2 = 1\Omega$, $R5 = 100\text{ k}\Omega$, $R6 =$ potențiomtru multitură $= 1\text{ k}\Omega$. Ieșirea comparatorului comandă un releu cu contacte normal deschise; bobina releului este inseriată cu o diodă LED D1, care luminează doar pe perioada de încărcare. Pentru reglaje se conectează o sarcină între punctul +acu și punctul gnd, prin care să circule curentul minim impus (de exemplu, 30 mA), se reglează R6 urmărind dioda LED: dacă era aprinsă, trebuie să o stingem, iar dacă este stinsă, mai întâi se aprinde și apoi se stinge. Tensiunea de ieșire +4,2 V depinde



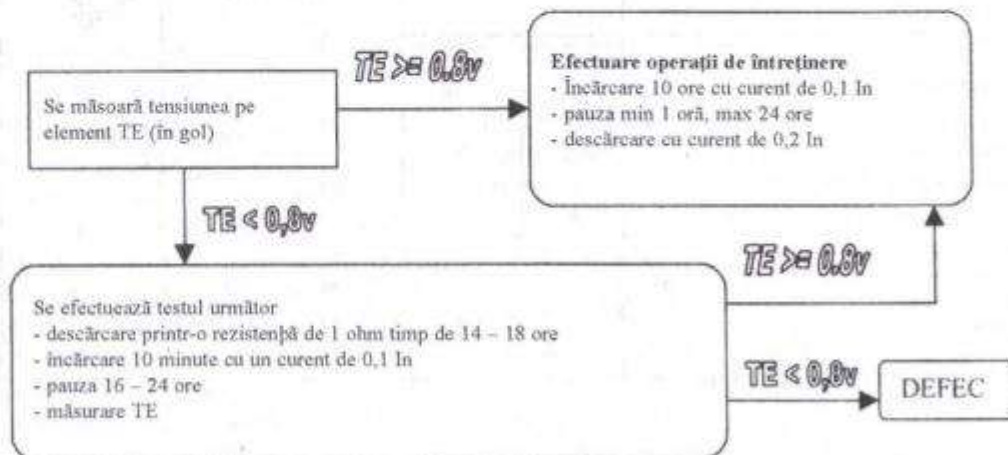
care determină scăderea progresivă a capacității aparente. Acest efect este de fapt o modificare în structura cristalină a electrozilor și apare cel mai adesea când acumulatorul este supraîncărcat timp îndelungat cu curent mic. Secretul pentru a reduce efectul de memorie constă în descărcarea completă a bateriei înainte de încărcare. Deoarece majoritatea aplicațiilor nu utilizează întreaga energie înmagazinată în baterie, înainte de încărcare este recomandată o descărcare până la aproximativ 1 V pe element.

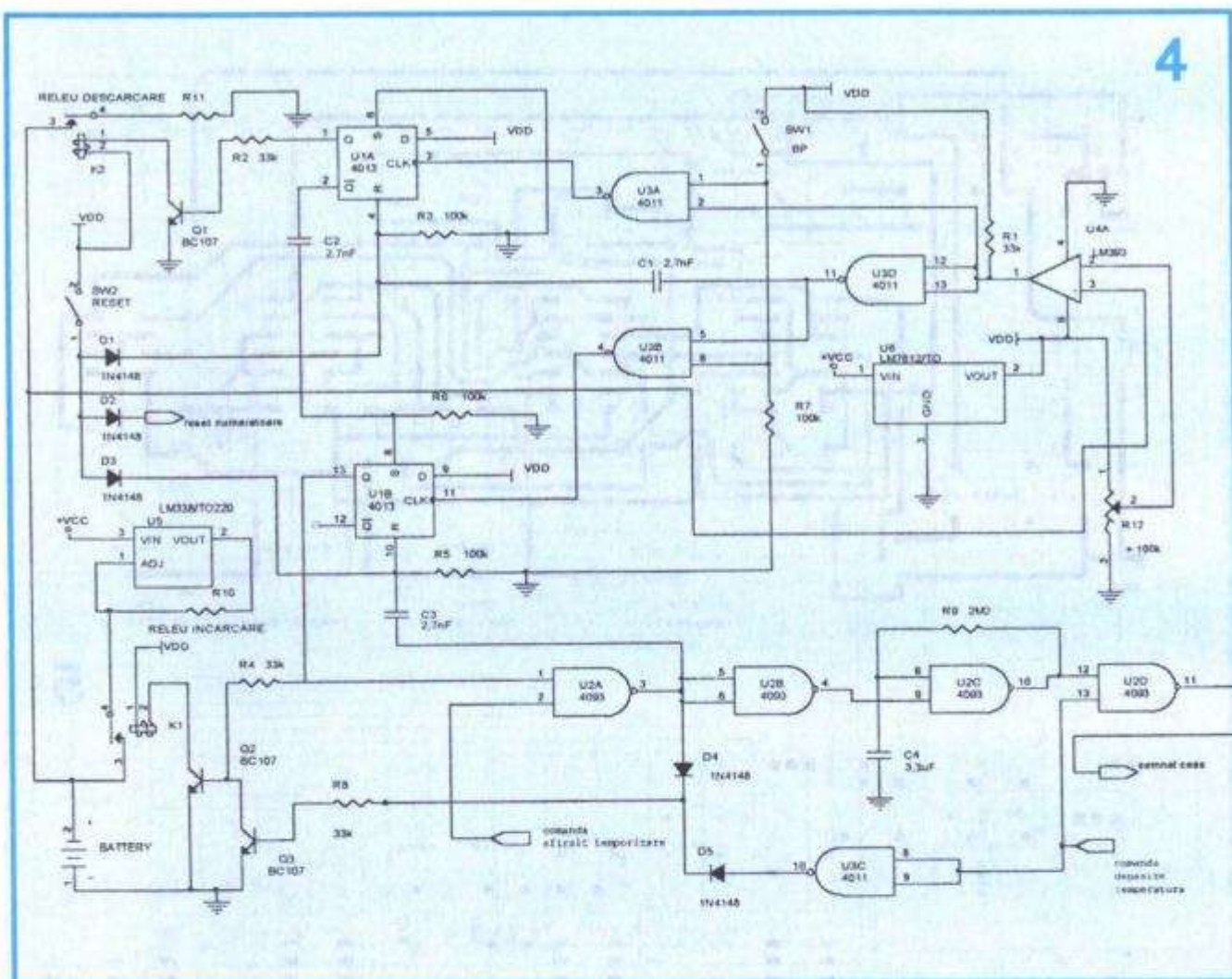
Acumulatorii Ni-MH oferă o capacitate cu 35% mai mare decât Ni-Cd la aceeași dimensiune, rezistă la aproximativ 600 de cicluri încărcare/descărcare. Și bateriile Ni-MH sunt afectate de fenomenul de memorie, dar într-o măsură mai mică.

de valoarea rezistorului R4, care poate să fie înlocuit cu un semi-reglabil de 500 Ω .

În figura 3 sunt prezentate cablajul și planul de implantare al montajului.

Acumulatorii Ni-Cd sunt cele mai des utilizate. Ele pot să suporte până la 500 de cicluri încărcare/descărcare, dar sunt afectate adesea de fenomenul denumit impropriu de "memorie",





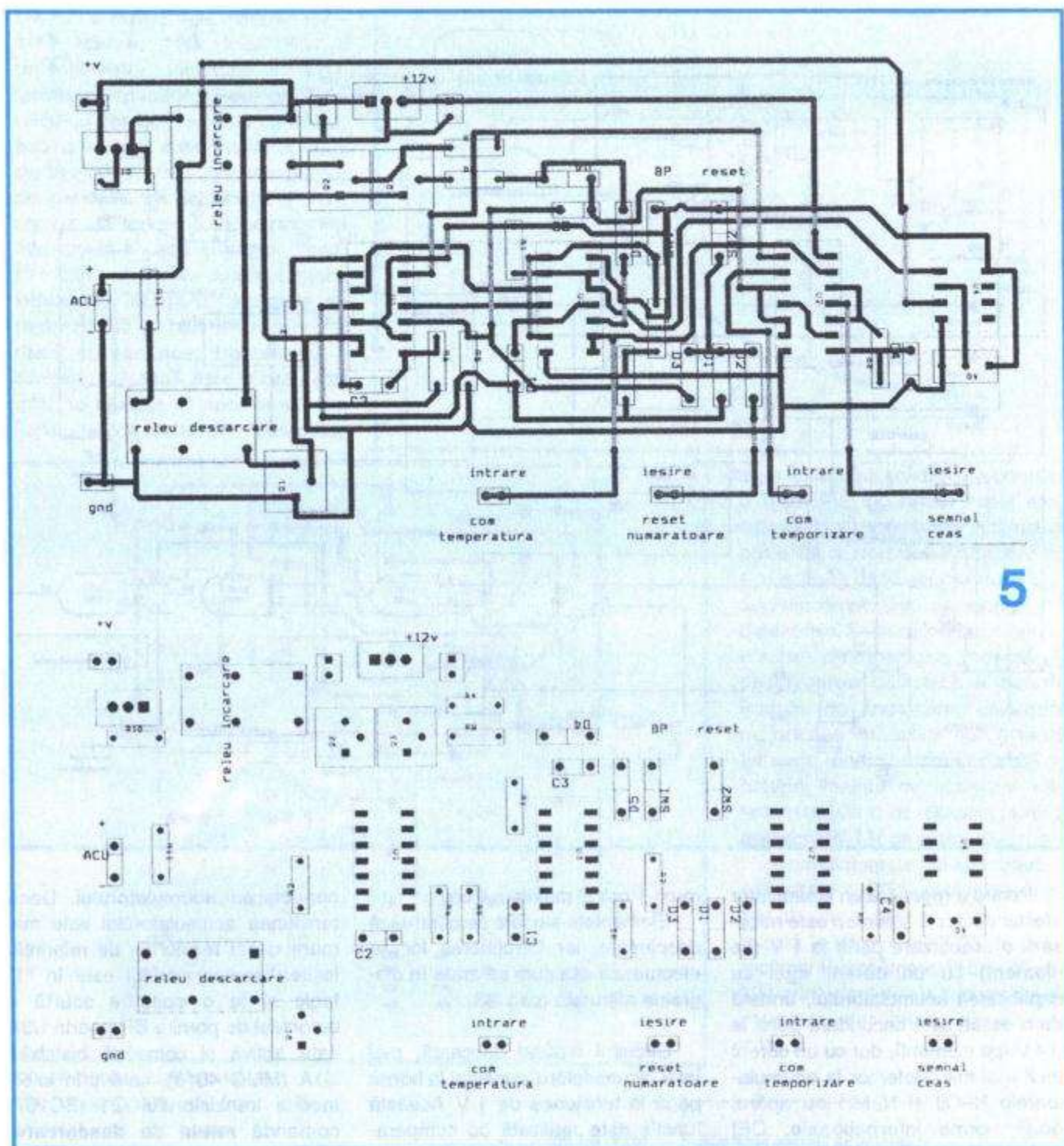
Pentru a regenera un acumulator afectat de acest fenomen este necesară o descărcare până la 1 V (pe element) cu un curent egal cu capacitatea acumulatorului, urmată de o descărcare secundară până la 0,4 V (pe element), dar cu un curent mult mai mic. Referitor la acumulatorii Ni-Cd și Ni-MH au apărut două norme internaționale, CEI 61951-1/2, care se aplică și în Europa din anul 2002. Montajul din **figura 4** este un încărcător care funcționează după normele utilizate de fabricantul SAFT, foarte cunoscut și la noi în țară. Conform acestor norme, un acumulator trebuie să fie încărcat cu un curent constant cu valoarea de 0,1 In (In = capacitatea acumulatorului) timp de 16 ore, elementul fiind în prealabil descărcat cu un curent de 0,2 In până la tensiunea de 1 V, ținut în repaus mini-

mum 1 oră și maximul 4 ore.

Elementele stocate se păstrează descărcate, iar întreținerea lor se efectuează așa cum se arată în diagrama alăturată (pag. 33).

Circuitul realizat descarcă, mai întâi, acumulatorul conectat la borne până la tensiunea de 1 V. Această funcție este realizată cu comparatorul LM 393, care are pe intrarea neinversoare tensiunea acumulatorului, iar pe intrarea inversoare tensiunea de referință, reglată din potențiometrul semireglabil R12. Circuitul este descris pentru un acumulator cu tensiunea de 1,2 V, dar prin modificarea tensiunii de referință se pot încărca și alte tipuri cu tensiuni de 3,6V, 4,8V, 6V, 9V, 12V. După conectarea tensiunii de alimentare se recomandă apăsarea butonului de RESET și apoi

conectarea acumulatorului. Dacă tensiunea acumulatorului este mai mare decât tensiunea de referință, ieșirea comparatorului este în "1" logic și la o apăsare scurtă a butonului de pornire BP, poarta U3A este activă și comandă bistabilul U1A (MMC 4013), care prin intermediul tranzistorului Q1 (BC107) comandă **releul de descărcare**. Curentul de descărcare este determinat de valoarea rezistorului R11 ($I_{des} = 0,2 I_n$). Această stare de descărcare durează până ce ieșirea comparatorului trece în "0" logic, determinând în acel moment, prin intermediul porții U3D, C1, R3 resetarea bistabilului U1A și oprirea descărcării. Ieșirea negată a bistabilului U1A, prin intermediul condensatorului C2 și rezistorului R6, determină setarea bistabilului U1B, care comandă **releul de încărcare**.



5

Durata încărcării este determinată de poziția comutatoarelor din temporizator. După scurgerea timpului programat de încărcare, ieșirea din poarta U2A trece în "1" logic și determină resetul bistabilului U1B (prin C3 și R5), blocând încărcarea acumulatorului, dar și a semnalului de ceas pentru temporizator. Curentul de încărcare este constant și cu valoarea determinată de cir-

cuitul integrat U5 (LM 338) și rezistorul R10, $I_{inc} = V_{ref} / R10$. Trebuie ținut cont de faptul că tot curentul de încărcare trece prin această rezistență, deci dacă se utilizează reglatoare de tensiune fixă, de exemplu 5V, la un curent de 1 A rezultă o putere de minimum 5 W pentru rezistență. Pentru diverse valori de curent, R10 se înlocuiește cu mai multe rezistoare conectate la un

comutator cu mai multe poziții. În figura 5 sunt prezentate cablajul și planul de implantare.

Temporizatorul are la bază un oscilator realizat cu o poartă ȘI-NU trigger Schmitt (U2C) din circuitul MMC 4093 (fig. 4) și un numărător binar asincron de 14 biți (fig. 6), care împreună cu două rețele rezistive R-2R formează două conver-

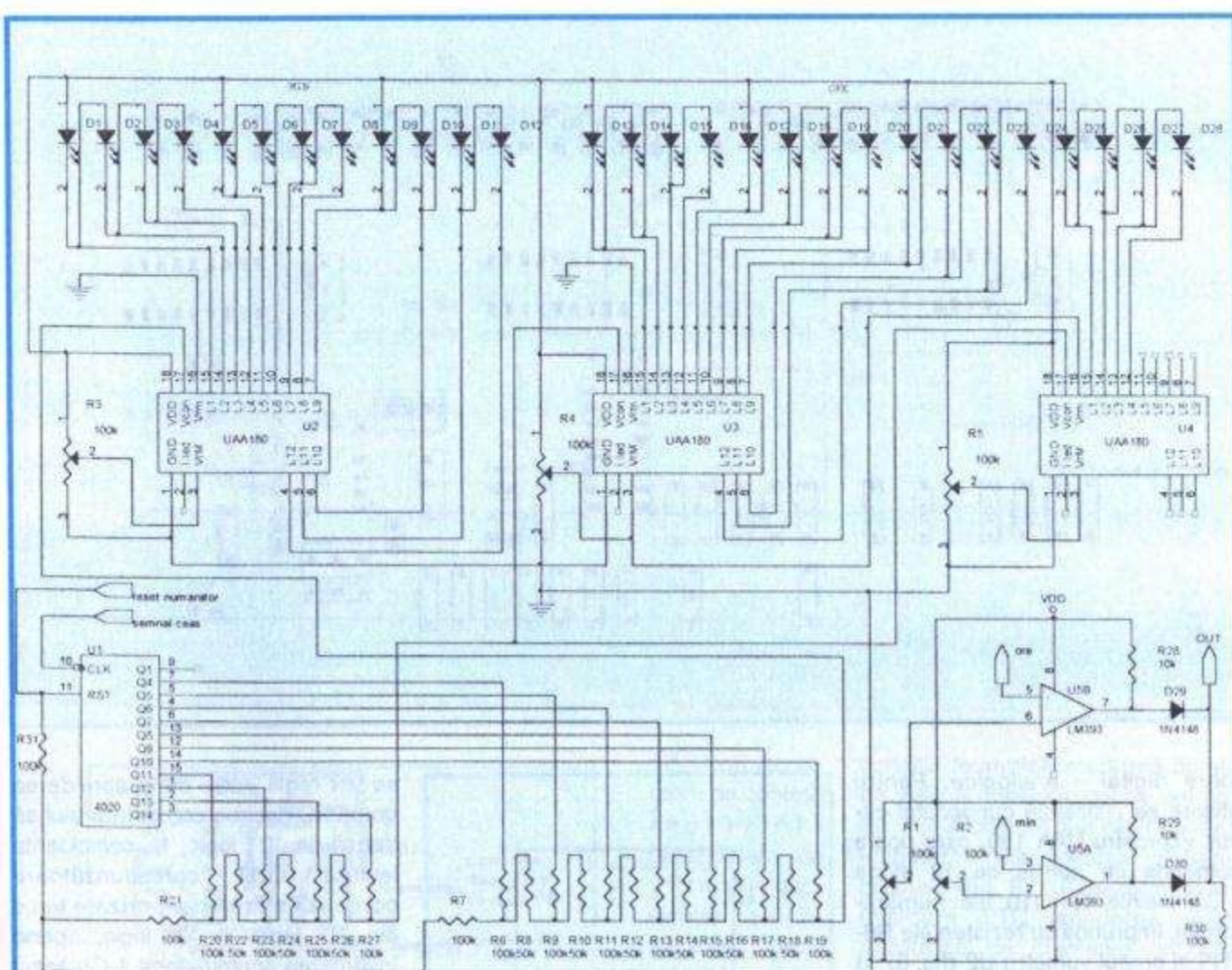
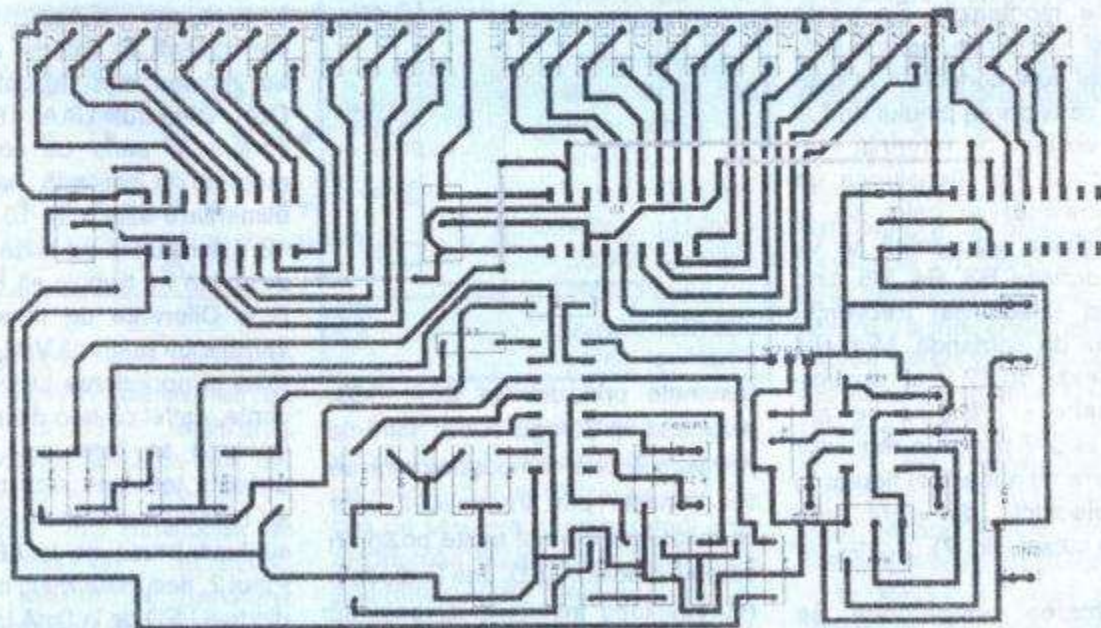
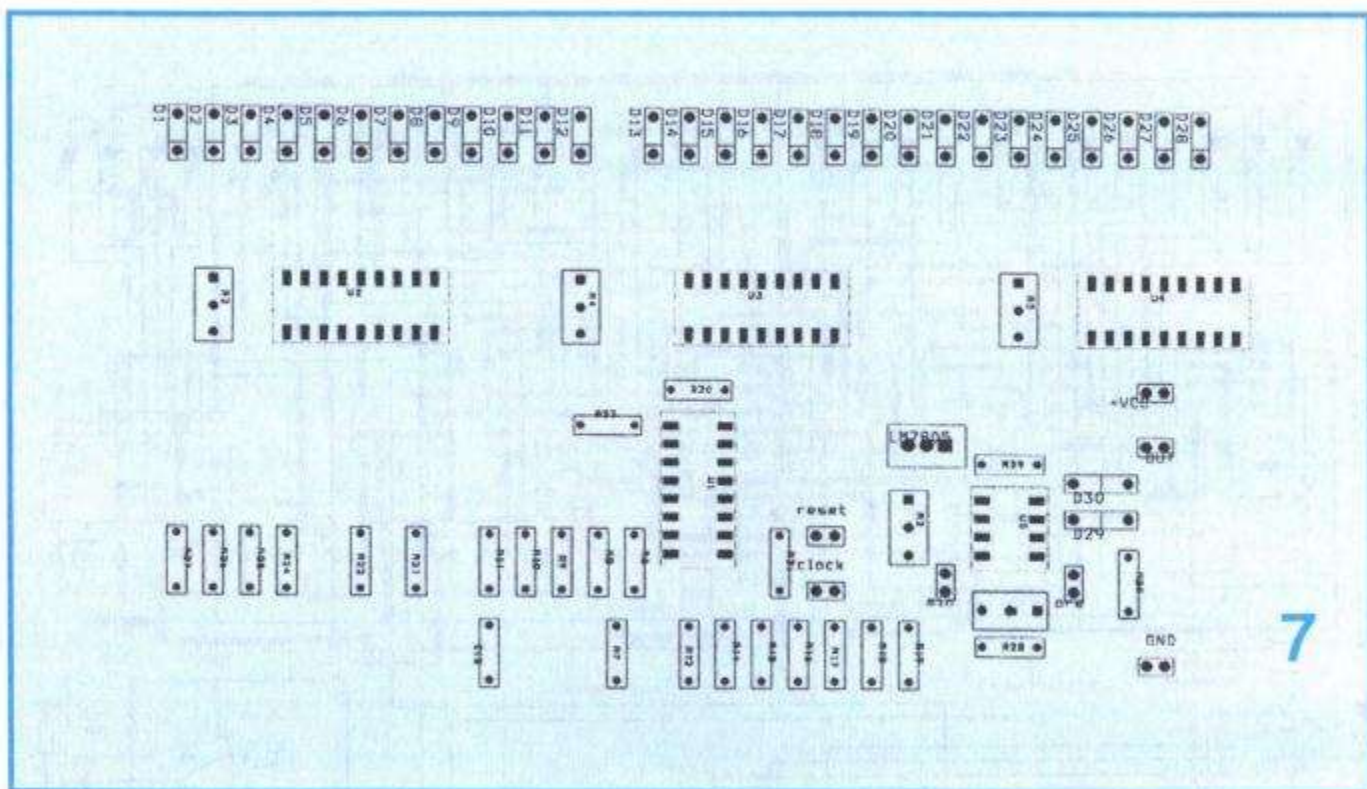


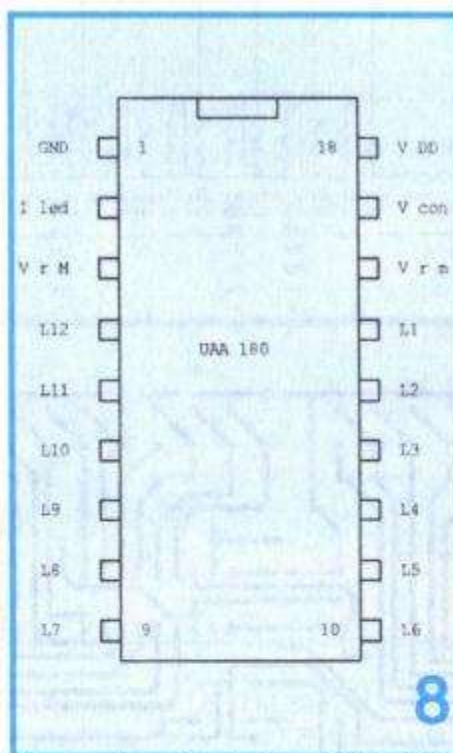
FIG. 1





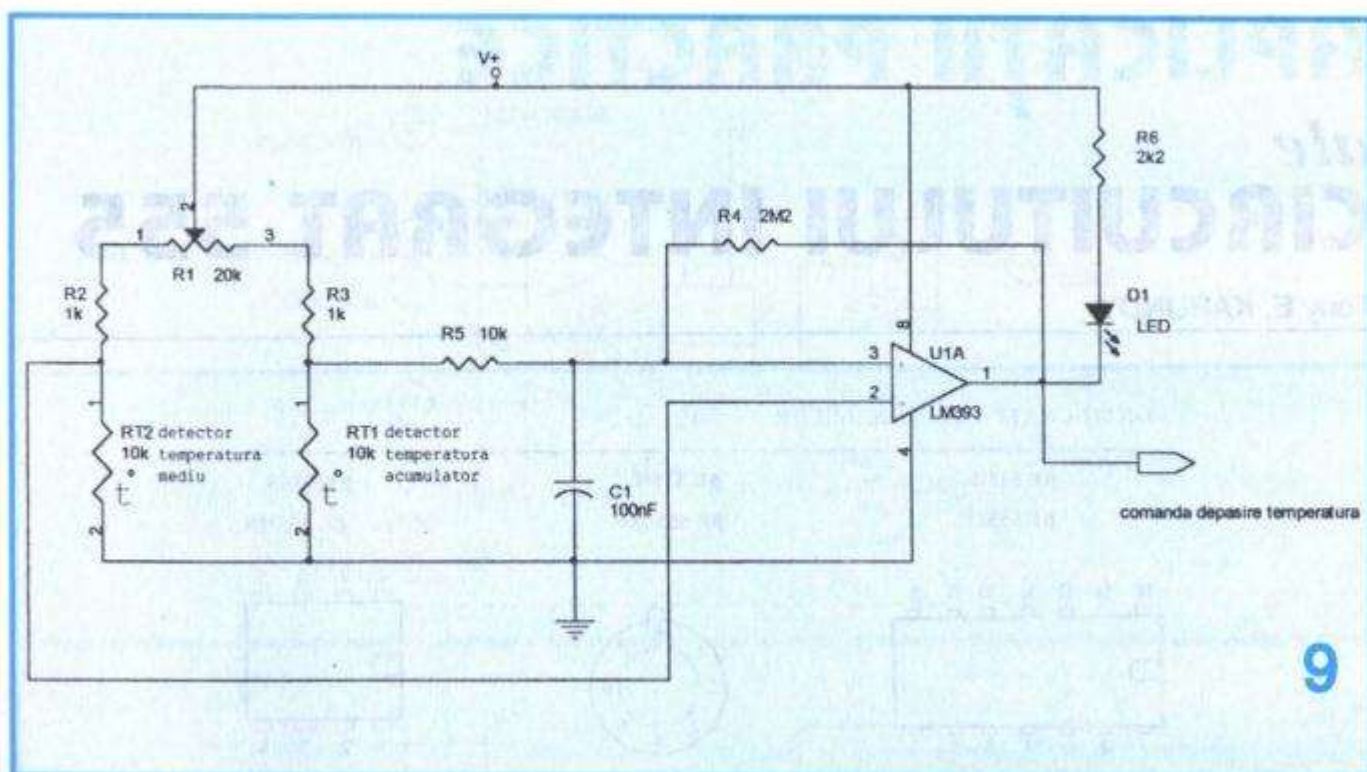
toare digital - analogice. Pentru afișare se utilizează cunoscutul circuit VU-metru UAA 180, care poate comanda un număr de 12 diode LED. Ieșirile Q4-Q10 ale număratorului, împreună cu rezistențele R6-R19 și primul vumetru U2 (fig. 6) va indica o oră din 5 în 5 minute, iar ieșirile Q11-Q14, rezistențele R20-R27 și celelalte două vumetre vor indica 15 ore din oră în oră (dioda D28 nu se montează). Se poate observa că vumetrele pentru indicarea orelor sunt conectate în cascadă, prin conectarea pinului VrM al primului (tensiunii de referință maximă) la pinul Vrm (tensiunea de referință minimă) al celui de al doilea. Reglarea vizualizării se va realiza în ordinea R3, R4, R5, prin modificarea (creșterea) frecvenței oscilatorului de comandă. Montajul se alimentează cu 12 V, iar convertorul numeric - analogic se alimentează la 5 V printr-un regulator LM7805 care nu a mai fost figurat în schema electrică, dar care este prezent pe cablaj (fig. 7).

Programarea temporizării se realizează cu cele două comparatoare LM393; ieșirile acestora sunt

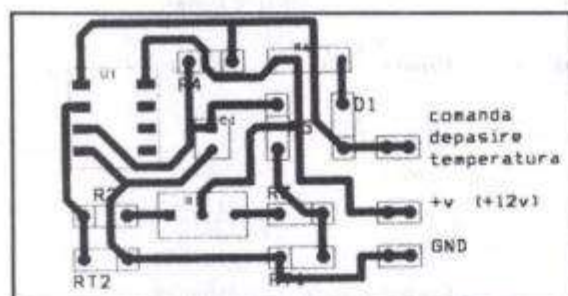


însurate prin diodele D29, D30, rezultând un ȘI logic cablat. Intrările neinvertate ale comparatoarelor se vor conecta prin intermediul unor comutatoare cu mai multe poziții în catodul diodelor LED, una la diodele reprezentând minutele, iar cealaltă la catodii reprezentând orele. Rezistențele semireglabile R1, R2

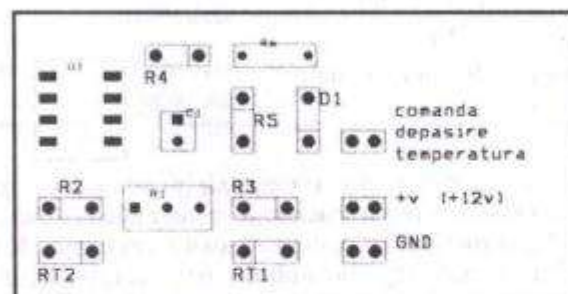
se vor regla astfel ca la aprinderea unui LED, ieșirea comparatorului să treacă în "0" logic, la coincidența ieșirea OUT corespunzătoare comenzii sfârșit temporizare trece din "1" logic în "0" logic, oprind încărcarea acumulatorului. Cu acest temporizator se poate programa un timp de minimum 5 minute și maximum 16 ore, cu pas de 5 minute (de exemplu, 12 ore și 15 minute - intrarea ore a comparatorului se conectează în catodul diodei D24, iar intrarea min în catodul diodei D3). Circuitul UAA 180 (fig. 8) conține o serie de comparatoare montate în cascadă, tensiunea de alimentare este între 10 V și maxim 18 V, tensiunea pe orice intrare față de masă nu trebuie să depășească 6 V. Diferența de tensiune dintre intrările de referință VrM, Vrm determină și aprinderea LED-urilor adiacente, astfel că la o diferență de 1V trecerea se face lent, iar cu cât această tensiune este mai mare = 4V (dar nu mai mult de 6V), trecerea se face brusc de la LED la LED. Pinul 2, Iled, determină curentul prin diodele LED de la 0mA la 10mA prin adăugarea unui divizor rezistiv; dacă este lăsat în aer (cazul nostru),



9



10



curentul prin diode este maxim 10 mA. Pinul 16, V_{rm} (tensiunea de referință minimă) reprezintă potențialul minim, acela pe care circuitul îl consideră ca referință de bază. Pinul 3, V_{rM} (tensiunea de referință maximă) reprezintă potențialul maxim de tensiune raportat la cel de referință, dar nu mai mult de 6 V (față de masă). Pinul

riguroasă a acestora.

Pentru încărcările rapide, în timp scurt, cu un curent de valoare mare, se recomandă și utilizarea unui circuit de sesizare a temperaturii acumulatorului. Se știe că la majoritatea acumulatorilor, temperatura lor crește când sunt încărcate la maxim și o supraîncărcare în aceste

17, V_{con} (tensiunea de control) reprezintă potențialul de controlat, care trebuie să se situeze între referința maximă și cea minimă.

Valoarea rezistențelor din componența rețelelor rezistive R-2R nu este critică, se pot utiliza și alte valori – 20k Ω -40k Ω , 150k Ω -300k Ω , 200k Ω -400k Ω etc., singura condiție este sortarea

condiții determină scurtarea duratei de viață a acestora, dar se pot produce și accidente prin explozia lor și eliminarea electrolitului. Schema propusă (fig. 9) utilizează două termistoare NTC (scăderea valorii rezistenței cu creșterea temperaturii), cu valoarea de 10 k Ω la 25°C și un comparator LM393. Termistoarele sunt fixate pe două plăcuțe separate de aluminiu (5 cm x 5 cm), unul pentru mediul ambiant, celălalt în contact cât mai bun cu acumulatorul. Legăturile cu termistorul se vor realiza cu cablu ecranat. Pentru vizualizare și reglare este necesară conectarea unei diode LED la ieșirea comparatorului. Senzorul de temperatură al acumulatorului se încălzește cu mâna, iar din rezistorul semireglabil R1 se va acționa pentru aprinderea diodei LED. Ieșirea detectorului de temperatură (**comanda depășire temperatură**) comandă oprirea temporizatorului, dar și a curentului de încărcare până la revenirea la temperatura normală, când se pornește automat temporizatorul și circuitul de încărcare.

În figura 10 sunt prezentate cablajul și planul de implantare cu componente.

APLICAȚII PRACTICE

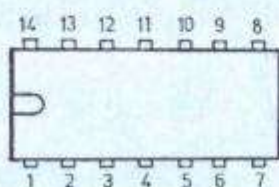
ale

CIRCUITULUI INTEGRAT 555

Tony E. KARUNDY

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

βE 555E
βE 555ME



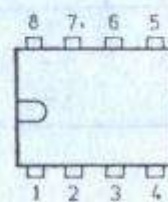
capsula TO 116
vedere de sus

βE 555H
βE 555 MH



capsula TO 99
vedere de sus

βE 555N
βE 555MN



capsula MP 48
vedere de sus

TO 116	TO 99 MP 48	Denumirea în limba română	Denumirea în limba engleză
4	1	Masă	Ground (GND)
5	2	Prag jos (PJ)	Trigger
6	3	Ieșire (O)	Output
7	4	Aducere la zero (ALO)	Reset
8	5	Control (C)	Control voltage
9	6	Prag sus (PS)	Threshold
10	7	Descărcare (DESC)	Discharge
11	8	Alimentare (V ⁺)	V _{CC}

Notă: Terminalele 1, 2, 3, 12, 13, 14 ale capsulei TO 116 sînt neconectate

1

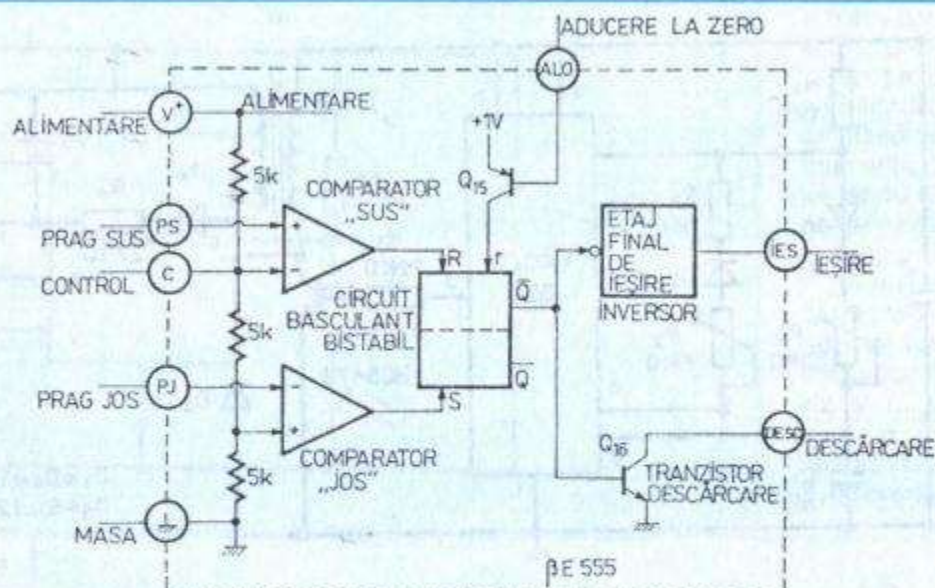
Circuitul integrat liniar 555 este foarte răspândit în lume, fiind fabricat de multe firme (βE555 - BĂNEASA S.A., LM 555 - National Semiconductor, NE555 - Signetics, MBLE, Philips, μA 555 - Fairchild, MC 1455 - Motorola, SN 72555 - Texas Instruments, TDB 0555 - Siemens etc.) și folosit în multe aplicații. Multe dintre aceste aplicații au fost publicate și în revista TEHNIIUM de-a lungul anilor, dar destul de puține din momentul ce cititorii revistei... mai vor!

Multe aplicații la care CI-555 se pretează se datoresc schemei lui interne, fericit concepută. Fizic, circuitul 555 se prezintă în 3 capsule diferite (figura 1). Recomandăm cititorilor noștri care vor dori să experimenteze vreo schemă cu 555 să planteze în montaj un soclu pentru TO 116, în care vor putea introduce, cu îndemânarea respectivă, atât CI în capsula MP 48, cât și în TO 99. Înainte de a trece mai departe, atragem

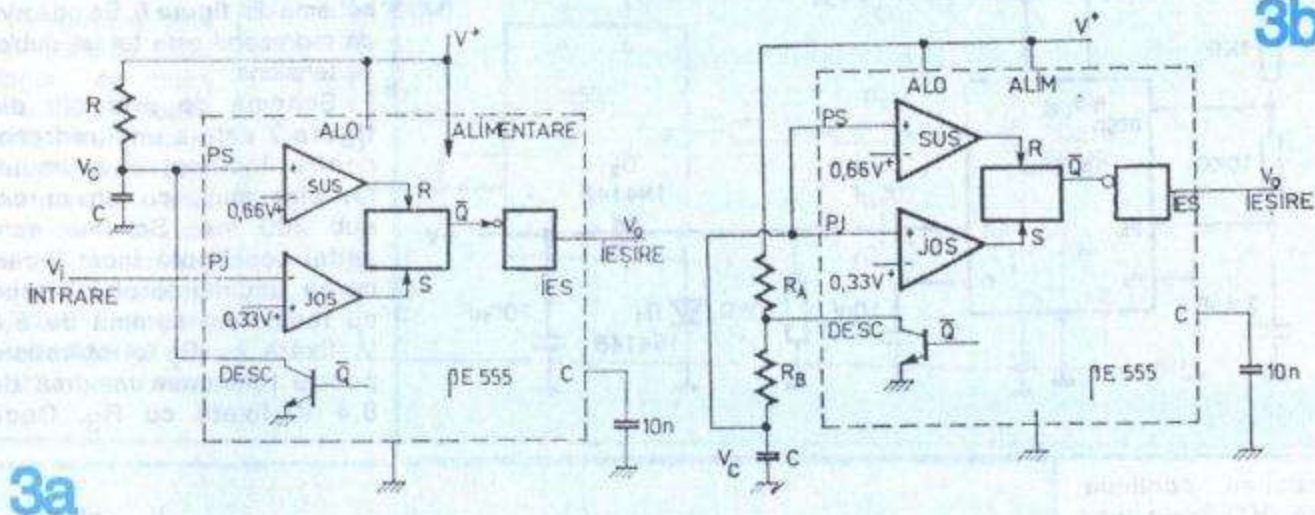
atenția constructorilor amatori să nu se lase amăgiți de vreun circuit integrat rusec al cărui indicativ începe cu K 555, urmat de două litere rusești și un număr. Nu este vorba de 555 care ne trebuie, eventual, nouă, ci este vorba de o întreagă clasă de circuite de tip TTL cu putere redusă (LS - LOW Schottky).

În figura 2 este prezentată schema bloc internă a CI-555, pe care nu o comentăm. În figura 3 a și b se dau cele două scheme de montaj de bază în aplicațiile cu CI-555: a - circuit monostabil și b - circuit astabil (multivibrator).

În schemele de principiu ale diverselor aplicații, CI-555 apare, deci, fie în funcția de monostabil (funcția de bază - "timer"), fie în funcția de multivibrator. Acestea sunt cele două funcții convenționale ale circuitului, deși există - mult mai puține - și aplicații neconvenționale (în numărul 4/2003 al revistei noastre, CI-555 este prezen-



2



3a

3b

tal într-o schemă de AAF). Vom trata, în cadrul unui serial de articole, aplicațiile CI-555 (fără a fi exhaustive) în felul următor:

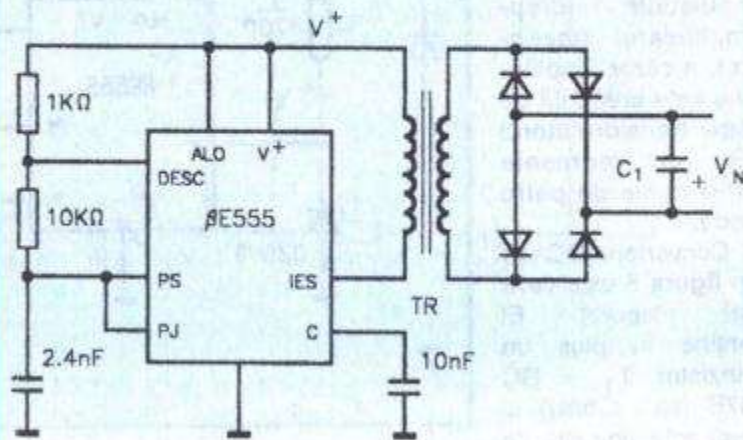
- aplicații cu CI-555 ca oscilator;
- aplicații cu CI-555 ca monostabil;
- aplicații complexe (mai multe CI-555 în schemă, sau în combinație cu tranzistoare sau alte circuite integrate).

Domeniile de utilizare a aplicațiilor sunt varii: montaje hobby de divertisment, mici automatizări în gospodărie, electronică auto etc.

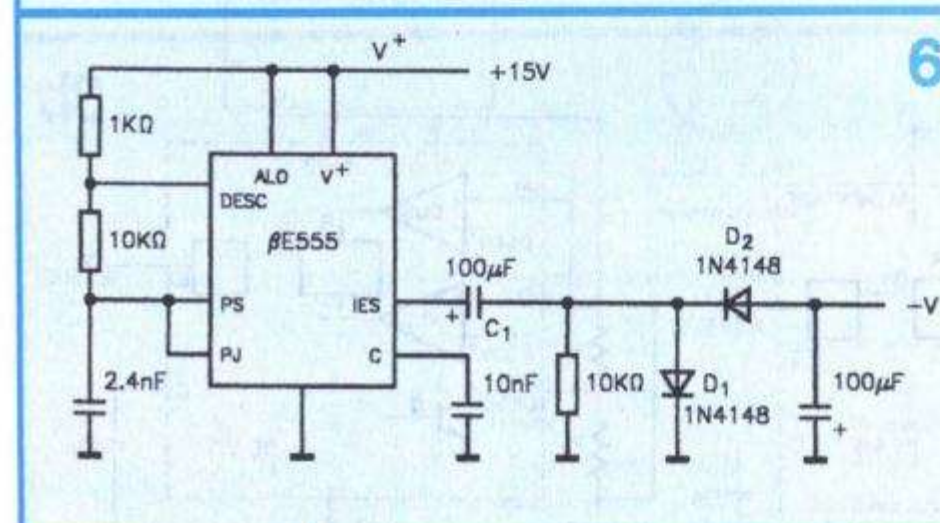
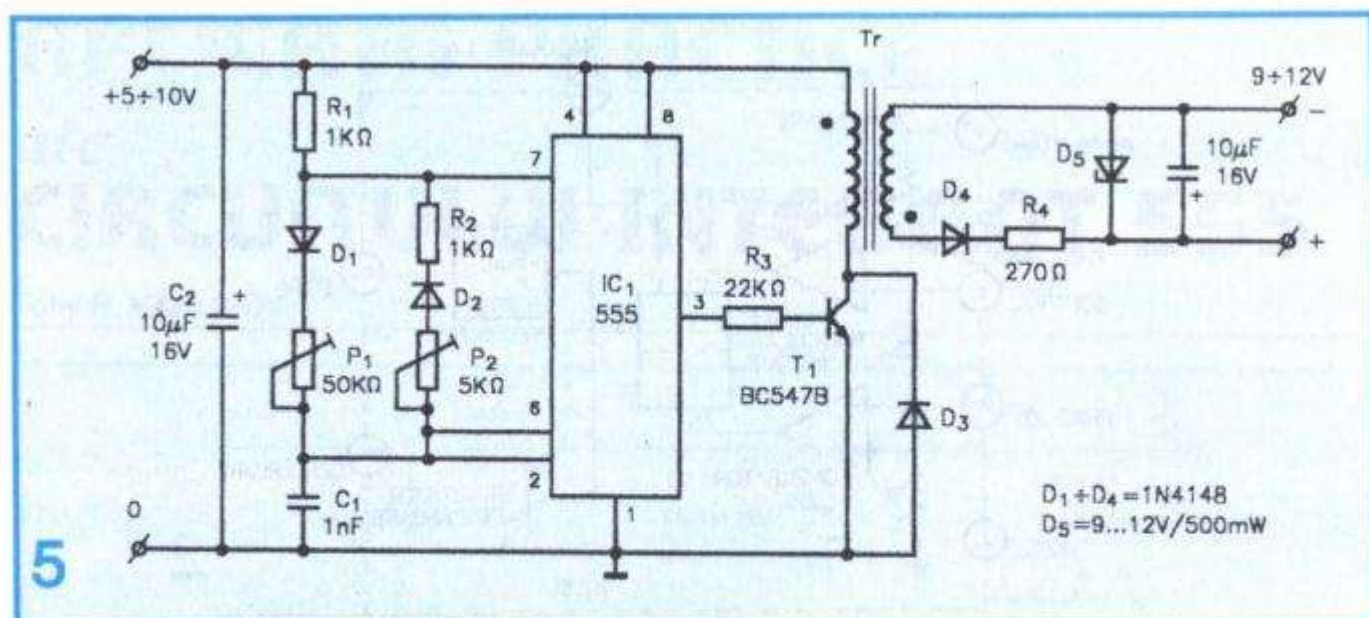
În schemele de principiu descrise, terminalele CI-555 sunt notate fie cu semnificația lor în limba română, în conformitate cu figura 2, fie cu cifre de la 1 la 8, în conformitate cu capsula DIL-8 ("Dual in Line" cu 8 contacte) a CI - β E 555 N.

Scheme de alimentare

În figura 4 se prezintă schema unui convertor de tensiune DC/DC, care transformă



4



une pozitivă (V^+), se poate folosi schema din figura 6. Se observă că redresorul este tot un dublor de tensiune.

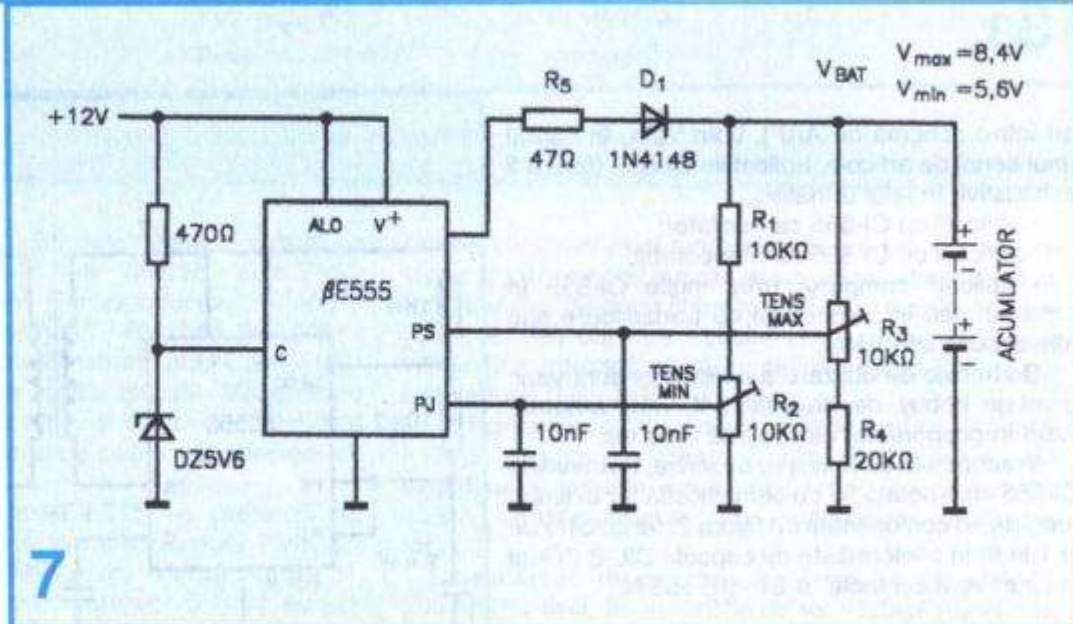
Schema de principiu din figura 7 este a unui redresor pentru încărcarea acumulatorilor mici, cu un curent sub 200 mA. Schema este astfel concepută încât încărcarea acumulatorului începe cu tensiunea minimă de 5,6 V, fixată cu R_2 și sfârșește pentru tensiunea maximă de 8,4 V, fixată cu R_3 . Dacă

tensiunea continuă mică (V^+) într-o tensiune continuă la ieșire mare (V_M). CI-555 este folosit ca multivibrator. Impulsurile dreptunghiulare (mean-dre), a căror amplitudine este crescută de către transformatorul TR, sunt redresate într-o punte de patru diode.

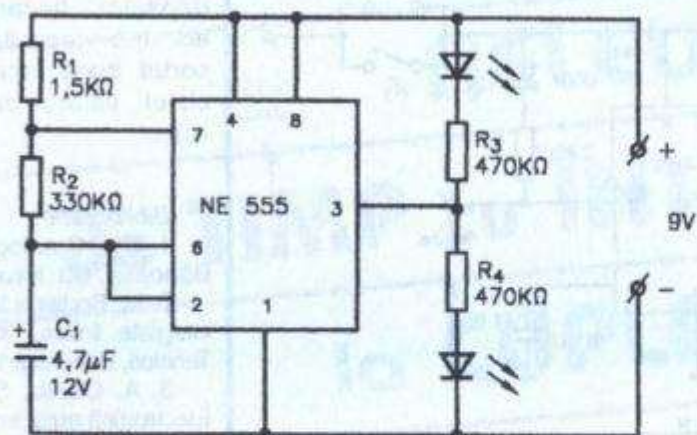
Convertorul DC/DC din figura 5 este ceva mai elaborat. El conține în plus un tranzistor $T_1 = BC 547B$ (sau similar) și două potențioetre de

reglaj al nivelului tensiunii la ieșirea redresorului dublor.

Pentru a crea o tensiune negativă (V^-) dintr-o tensi-



vrem un curent mai mare de încărcare a acumulatorului se poate intercala un tranzistor repetor.

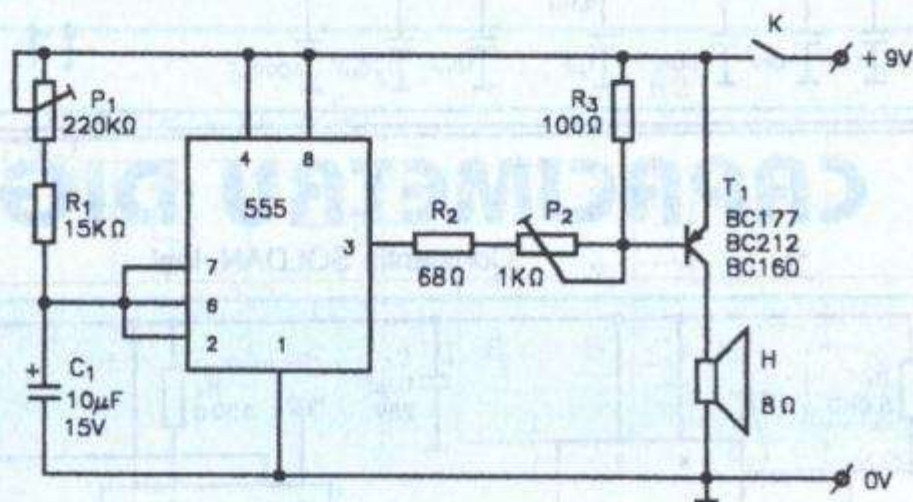


8

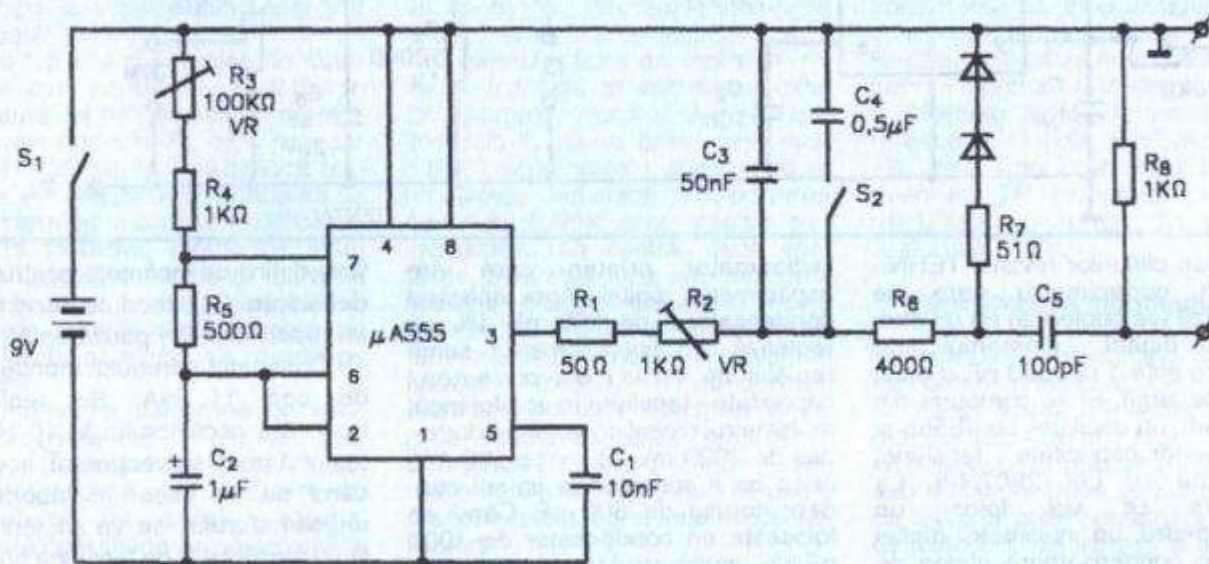
Generatoare de impulsuri de laborator

În figura 8 este dată schema unui "clipper" cu două diode LED (colorate diferit), care ar putea fi folosit pentru controlul tensiunii unei surse continue (de exemplu, acumulatorul unui autoturism).

Schema de principiu din figura 9 este a unui metronom



9

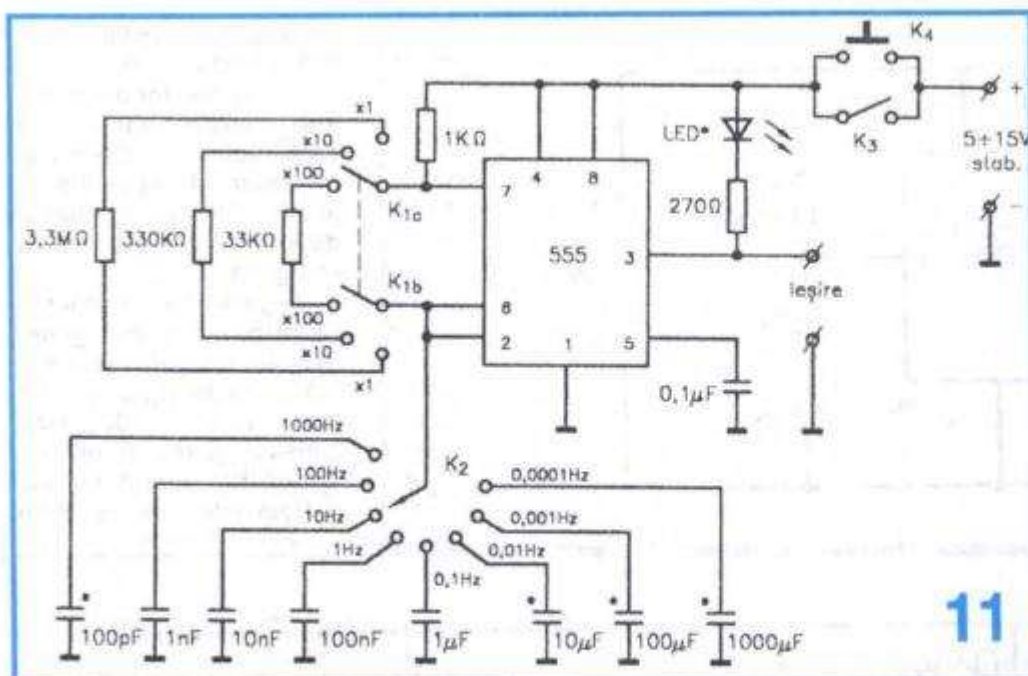


10

acoustic. Ritmul redat are 40 la 210 "bătăi" pe minut.

Un generator de impulsuri înguste negative, cu amplitudine de 400 mV și frecvența de repetiție în jur de 10 kHz, are schema de principiu reprezentată în figura 10.

Figura 11 este schema de principiu a unui generator de frecvențe joase și foarte joase ($f_{\min} = 10^{-4}$ Hz și $f_{\max} = 1000$ Hz), care ar putea fi util ca aparat de laborator. Cele 8 frecvențe fixe se obțin



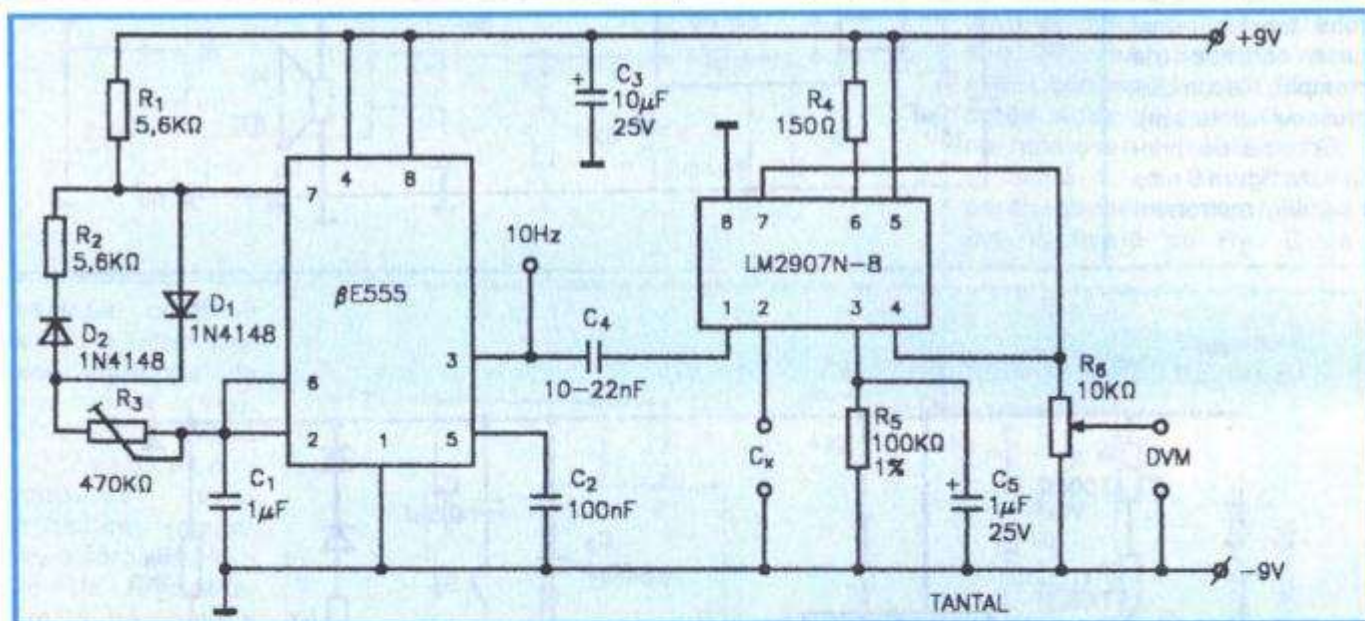
prin comutarea unui condensator, fiecare dintre acestea necesitând a fi sortat după criteriul preciziei valorii capacității sale.

Bibliografie

1. *** Catalog I.P.R.S. Băneasa, C.I. liniare, 1988
2. M. Bodea ș.a., Circuite integrate liniare, vol. 3, Ed. Tehnică, București 1984
3. A. Ciontu, Șt. Iancu, Electronică auto, ediția a 2-a, Ed. Teora, București, 2000
4. R.F. Graf, The Encyclopedia of Electronic Circuits, 1985
5. *** Contemporary Electronic Circuits Deskbook

CAPACIMETRU DIGITAL

Constantin ȘOLDAN, Iași



Propun cititorilor revistei TEHNIIUM un capacimetru care se adaptează (se cuplează) cu un multimetru digital. Domeniul de măsurare este 1 nF÷500 nF, o plajă destul de largă. El se compune din două părți: un oscilator cu βE555 și un convertor capacitate - tensiune, și anume cu LM 2907N-8. La etalonare se vor folosi un frecvențmetru, un multimetru digital și câteva condensatoare etalon de 1 nF 1%, 500 nF 1%. Dacă nu se posedă așa ceva, se selectează condensatoare din zestrea vreunui

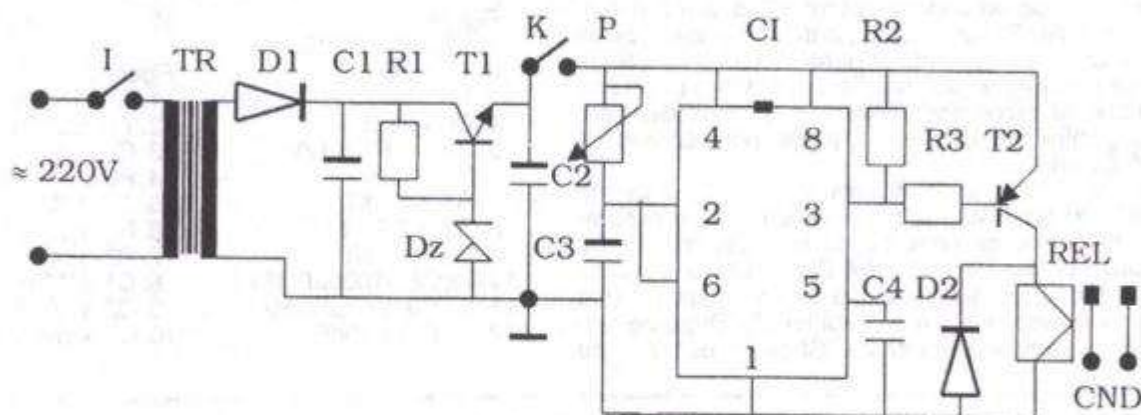
radioamator prieten care are capacimetru digital. Apoi aplicând condensatorul de 500 nF 1% se reglează din potențiometrul semi-reglabil de 10 kΩ din convertorul capacitate - tensiune în așa fel încât multimetrul digital comutat pe domeniul de 2000 mV să indice 500 mV, ceea ce îi corespunde valorii condensatorului de 500 nF. Când se folosește un condensator de 1000 pF 1%, multimetrul trebuie să indice 1 mV. Se poate verifica și cu alte valori de condensatoare. Prin folosirea celor două diode se realizează un

timp definit de încărcare pentru condensatorul C1, ceea ce conduce la un raport impuls / pauză de 50%.

Consumul întregului montaj este de cca 11 mA. Se reglează frecvența oscilatorului la 10 Hz cu ajutorul unui frecvențmetru. În cazul când se va folosi în laboratorul radioamatorului, se va alimenta de la un stabilizator de tensiune bine filtrat. Cablajul îl va face fiecare după dorința sa și după gabaritul pieselor pe care le deține.

RELEU de TIMP cu ÎNTÂRZIERE la CUPLARE

Pagini realizate de prof. ing. Sorin PISCATI



Releul de timp cu întârziere la cuplare își găsește numeroase aplicații în practică. Dintre acestea vom da numai câteva exemple unde prezența unui astfel de releu cu întârziere la cuplare este neapărat necesară:

- la tuburile electronice de mare putere, care se folosesc și astăzi în aparatura de emisie sau în amplificatoarele audio HI-FI, este necesar ca mai întâi să se încălzească filamentele și numai după aceea să fie alimentate cu tensiunea anodică;

- în industrie, motoarele asincrone de putere medie și mare se pornesc inițial în stea. După câteva secunde, atunci când acestea au atins turația nominală, se comută pe triunghi;

- motoarele asincrone cu rotor bobinat necesită și ele scurtcircuitarea treptată (în trei-patru trepte) și temporizată a rezistențelor reostatului din circuitul rotoric. Această operațiune se poate realiza și manual, dar este indicată utilizarea releelor de temporizare cu întârziere la cuplare;

- în domeniul motoarelor Diesel care sunt prevăzute cu buji incandescente pentru ușurarea pornirilor la temperaturi scăzute, astfel de releu cu temporizare la cuplare sunt de asemenea necesare. Încălzirea (electrică) a bujiilor incandescente din galeriile acestor motoare nu poate fi lăsată la latitudinea celui care pornește motorul. Dacă acesta ține sub tensiune prea puțin timp bujiile incandescente, acestea nu se încălzesc suficient și pornirea motorului termic este greoaie sau imposibilă. Din contră, dacă sunt ținute prea mult timp sub tensiune, acestea se supraîncălzesc și în cele mai multe cazuri se defectează. Este cazul conducătorilor auto, în special. Aceștia, în majoritatea cazurilor, nu sunt mecanici și au prea puțină pregătire tehnică în domeniul electrotehnic sau mecanic. De altfel, nici nu li se poate pretinde acest lucru, fiind simpli utilizatori.

Schema electrică a unui astfel de montaj este prezentată în figura 1. În principal, ea se compune dintr-un

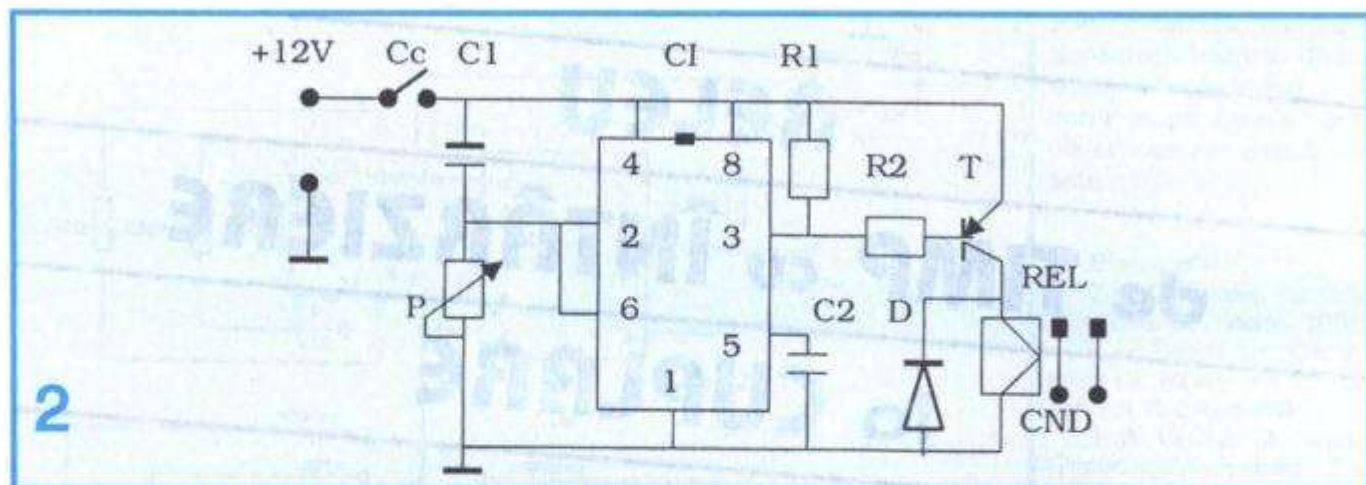
circuit basculant monostabil, realizat cu circuitul integrat $\beta E 555$ și piesele pasive aferente.

Circuitul basculant comandă circuitul final de putere realizat cu tranzistorul T2, în colectorul căruia este conectat releul electromagnetic REL (se vor utiliza numai contactele normal deschise CND-figura 1).

Montajul este alimentat de la rețeaua electrică monofazată de 220 Vc.a. prin intermediul transformatorului TR (coborâtor de tensiune), redresorului D1; C1 și stabilizatorului T1; Dz.

Funcționarea montajului

Închizând comutatorul K, etajul monostabil și cel final sunt puse sub tensiune. Ieșirea 3 a circuitului integrat $\beta E 555$ este în 1 logic, cu toate că pinii 4 și 8 ai integratului sunt puși sub tensiune. După timpul prescris, cu ajutorul potențiometrului P, condensatorul C se încarcă și ieșirea 3 a integratului $\beta E 555$ basculează în zero logic, deschizând tranzistorul T2, care antrenează releul final



REL. Releul final REL o dată acționat, închide contactele normal deschise CND.

În concluzie, de la închiderea contactului K și până la închiderea contactului CND trece un timp "t" care depinde de valoarea condensatorului C și a rezistenței potențiometrului P. Acest timp poate avea valori de la câteva fracțiuni de secundă și până la 10-15 minute, în funcție de aplicația respectivă. Pentru mărirea plăii timpului reglat se recomandă utilizarea unui condensator cu tântal pentru capacitatea C și a unui potențiometru P de bună calitate.

Montajul prezentat în figura 2 este tipic pentru motoarele cu aprindere prin compresie de pe autovehicule. La închiderea cheii de contact Cc, releul REL este activat și închide contactul CND, normal deschis. Acest contact pune sub tensiune bujiile incandescente din galeria de aspirație a motorului termic. După perioada de timp prescrisă, contactul CND se desface, cu

toate că Cc rămâne închis. În felul acesta bujiile incandescente sunt scoase de sub tensiune.

Lista de piese

Figura 1

1. D1; D2 → 1N4007
2. T1 → BD137
3. T2 → BD136
4. C1 → β E55
5. REL → RI13/12V
6. P → 100k Ω
7. R1 → 470 Ω
8. R2 → 2,7k Ω
9. R3 → 510 Ω
10. C1; C2 → 1000 μ F/35V
11. C3 → 47 μ F/25V
12. C4 → 10nF

13. Dz → PL12Z

Figura 2

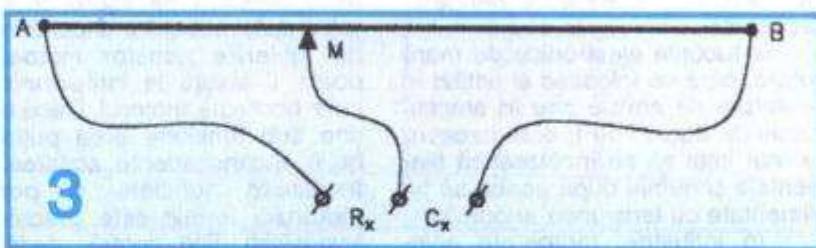
1. D → 1N4007
2. T → BD136
3. C1 → β E55
4. REL → RI13/12V
5. P → 100k Ω
6. R1 → 2,7k Ω
7. R2 → 510 Ω
8. C1 → 47 μ F/25V
9. C2 → 10nF
10. Cc → cheie contact

ETALONAREA PUNȚILOR de MĂSURĂ RLC

(Urmare din pag. 26)

Aceste rezistențe, combinate câte două și conectate una la bornele Rx și cealaltă la bornele Cx, determină un raport de o anumită valoare care, la echilibrarea punții, semnifică o anumită diviziune (gradație) pe scala potențiometrului P.

De exemplu, cu numai patru rezistențe fixe având valorile de 1000, 2000, 8000 și 10000 de ohmi, se obțin rezultatele din tabelul alăturat.



Valoarea rezistenței (ohmi) la:		
Rx	Cx	Gradația
1000	10000	0,1
2000	10000	0,2
2000	8000	0,25
1000+2000	10000	0,3
1000+2000	8000	0,375
1000	2000	0,5
8000	10000	0,8
8000+1000	10000	0,9
10000	8000+2000	1

10000	8000+1000	1,11
10000	8000	1,25
10000+2000	8000	1,5
2000	1000	2
8000	1000+2000	2,67
8000	2000	4
10000	2000	5
10000+1000	2000	5,5
8000	1000	8
10000	1000	10

Se poate observa că utilizând rezistențe fixe, nu se mai obțin diviziuni egale la etalonare.

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. 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

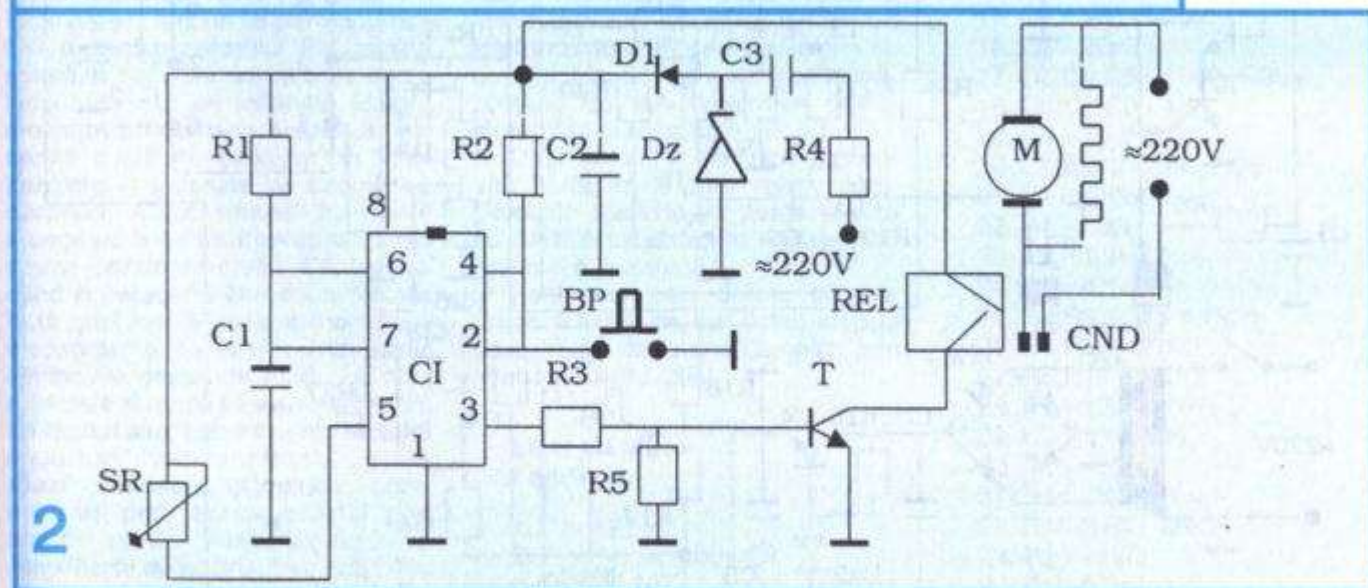
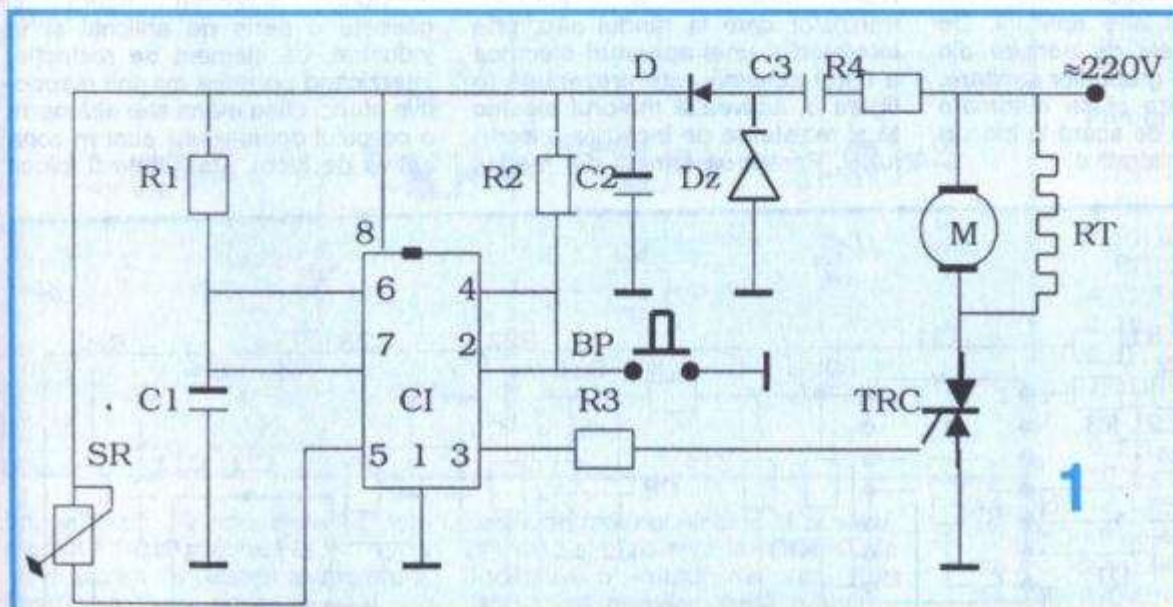
care funcționează în regim de circuit blocant monostabil. Perioada de temporizare (funcționare a motorului M și a rezistenței termice R) se poate regla cu ajutorul potențiometrului SP. Semnalul de la ieșirea 3 a integratului β E555 atacă prin rezistența R3 poarta triacului TR. Acesta se deschide și pune sub tensiunea rețelei motorul M și rezistența de încălzire a curentului de aer, R. Cu elementele pasive indicate în **figura 1**, durata temporizării poate fi reglată între 3 și 45 secunde. Această perioadă de timp este optimă pentru uscarea mâinilor. De menționat că apăsând butonul de pornire BP, motorul M nu

APLICAȚII PRACTICE

CU RELEE

de TIMP

Sorin PISCATI



R care îl încălzește. Ținând mâinile ude în acest curent de aer cald, în câteva minute excesul de umezeală dispare.

În principiu, releul de întârziere este constituit din integratul β E555,

care 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 TRC din **figura 1** a fost înlocuit cu releul electromagnetice REL. Instalația de

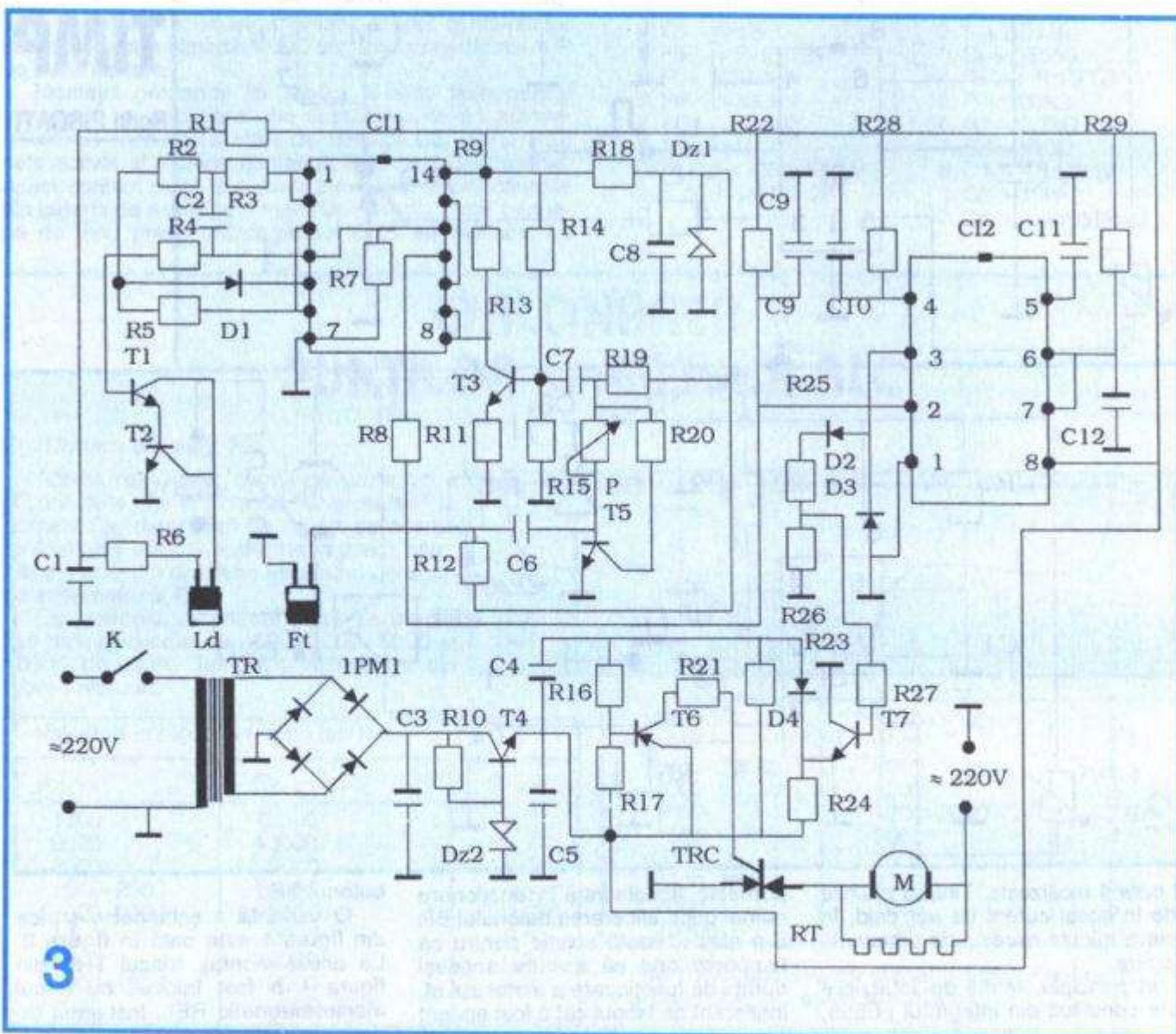
comandă prezentată în figura 2 are avantajul că poate comanda orice fel de motor electric cu colector, asincron sau sincron. Curentul de rupere al contactelor releului (CR) este funcție de puterile însumate ale motorului M și rezistenței termice R. Partea de comandă fiind aceeași ca și la cel precedent, durata funcționării motorului electric M poate fi reglată cu potențiometrul liniar P între 3 și 45 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.

Varianța 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 intervenția chirurgicală 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 aparaturii 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 de încălzire a aerului R. Pentru ca lumina din mediul

ambiant să nu influențeze funcționarea aparatului electric 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 din 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 (în impulsuri) și în consecință alimentarea cu energie a motorului electric 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.

Descriere - funcționare

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

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 β E555.

De la ieșirea 3 a integratului, 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, rezistența R27 și etajul echipat cu tranzistoarele T6 și T7. Ca urmare, triacul TRC se deschide și pune sub

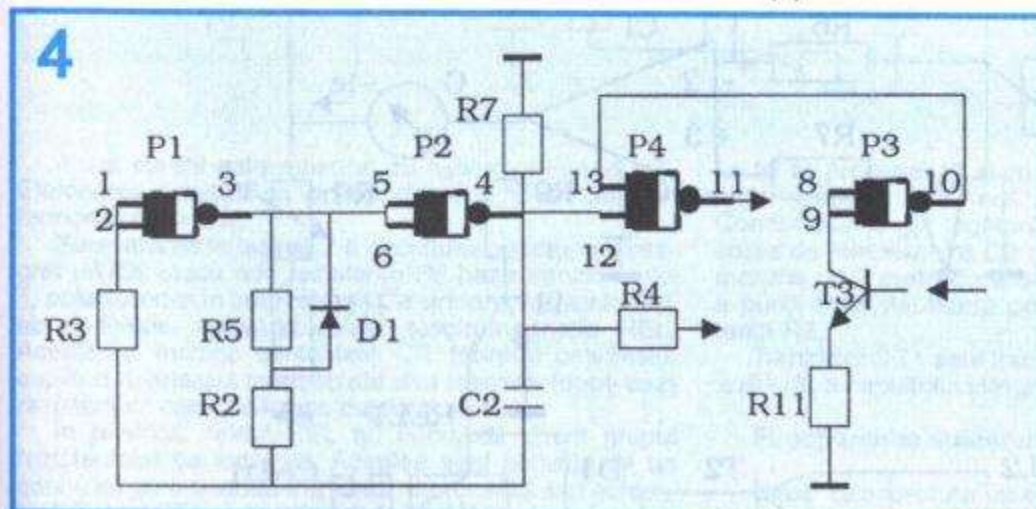
- 10. R3 - 40÷60 Ω
- 11. R - 47 Ω /3W
- 12. SR - 10k Ω

Figura 2

- 1. CI - β E555
- 2. REL - RI13/12V
- 3. Dz - PL12Z
- 4. D - 1N4007
- 5. C1 - 5 - 10 μ F/16V
- 6. C2 - 1000 μ F/25V
- 7. C3 - 1 μ F/400V (nepolarizat)
- 8. R1 - 1M Ω
- 9. R2 - 22k Ω
- 10. R3 - 40÷60 Ω
- 11. R4 - 47 Ω /3W
- 12. R5 - 10k Ω
- 13. SR - 22k Ω
- 14. T - BD139

Figura 3

- 1. CI1 - MMC4011
- 2. CI2 - β E555
- 3. T1;T3;T5;T7 - BC107B
- 4. T2;T4 - BD139
- 5. T6 - BD140
- 6. D1 + D4 - 1N4148
- 7. LD - LED alb
- 8. FT - fototranzistor
- 9. PR - 1PM1
- 10. Dz1 - DZ10



Ld, la circa 40 mm distanță este montat fototranzistorul Ft.

În starea de repaus a aparaturii, fluxul luminos emis de Ld nu întâlnește în nici un 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 pe 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

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 nici o 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

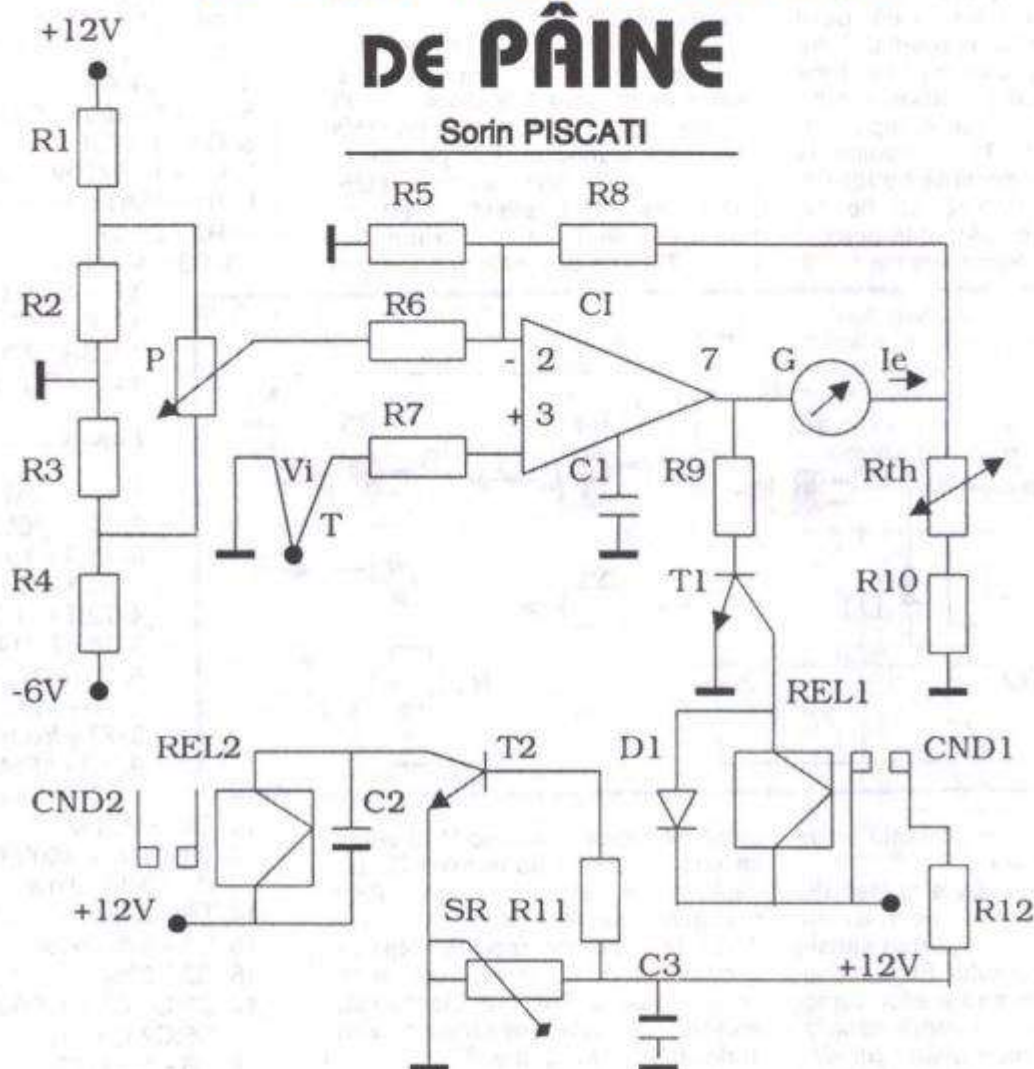
- 1. CI - β E555
- 2. TRC - triac 400V/6A
- 3. Dz - PL12Z
- 4. D - 1N4007
- 5. C1 - 5 - 10 μ F/16V
- 6. C2 - 1000 μ F/25V
- 7. C3 - 1 μ F/400V (nepolarizat)
- 8. R1 - 1 M Ω
- 9. R2 - 22k Ω

- 11. Dz2 - PL13Z
- 12. TRC - triac 400V/6A
- 13. P - 100k Ω (liniar)
- 14. TR - 220V/14V/15W
- 15. C1 - 470 μ F/25V
- 16. C2 - 22nF
- 17. C3;C4;C5 - 1000 μ F/25V
- 18. C6;C7;C9 - 1nF
- 19. C8 - 10 μ F/25V
- 20. C10;C12 - 100 μ F/25V
- 21. C11 - 10nF
- 22. R1 - 10 Ω
- 23. R2 - 1,2k Ω
- 24. R3 - 470 Ω
- 25. R4;R8;R27 - 4,7k Ω
- 26. R5;R22 - 27k Ω
- 27. R6;R11 - 100 Ω
- 28. R7;R12 - 100k Ω
- 29. R9;R13 - 47k Ω
- 30. R10 - 330 Ω
- 31. R14 - 390k Ω
- 32. R15;R16 - 12k Ω
- 33. R26 - 1k Ω
- 34. R18-3,3k Ω
- 35. R19;R20;R24 - 24k Ω
- 36. R21 - 130 Ω
- 37. R23 - 8,2k Ω
- 38. R25 - 180k Ω
- 39. R28 - 68k Ω
- 40. R29 - 33k Ω

ECHIPAMENT de AUTOMATIZARE A CUPTOARELOR

DE PÂINE

Sorin PISCATI



Majoritatea brutăriilor și patiseriilor particulare utilizează cuptoare electrice pentru copt pâine și alte specialități de patiserie. Din cauza complicațiilor constructive și funcționale, a prețului de cost foarte ridicat, cuptoarele de pâine încălzite cu gaze se întâlnesc de regulă numai la fabricile mari de pâine.

Actualmente, în majoritatea cazurilor, controlul temperaturii cuptorului electric se realizează cu termocontacte bimetalice. Acestea nu sunt precise, au o durată scurtă de viață și se defectează frecvent. Defectarea în sine și înlocuirea lor nu contează prea mult în ultimă instanță. Ceea ce contează este costul mare al șarjei de pâine sau produse de patiserie compromise.

Aparatura prezentată în figura 1 este ieftină, putând fi ușor realizată. O dată introdusă în exploatare, funcționează ani întregi fără nici o întreținere sau reglaj. Funcționarea este precisă, abaterea de la temperatura prescrisă nedepășind 2-3°C. Această abatere este nesemnificativă în condițiile date.

După cum se vede în figura 1, elementul de bază

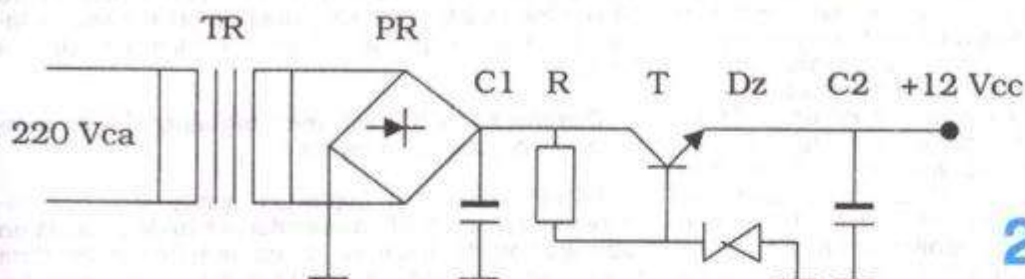
este circuitul integrat operațional $\mu A709$ (poate fi înlocuit cu $\beta A741$, care funcționează însă cu $\pm 15V$).

Montajul prezentat în figura 1 poate controla temperatura între 200°C și 450°C. Ca senzor se utilizează un termocuplu notat în figură cu Vi. Acest termocuplu se compune din două conductoare: unul din cupru și celălalt din constantan. Cele două conductoare sunt sudate unul de altul la unul din capete. Diferența de potențial generată de acest termocuplu este de 0,04 mV/°C. Grosimea firelor va fi de 0,8-1,2 mm. Ambele trebuie să aibă același diametru. Unul din celelalte capete ale termocuplului rămase libere se leagă la masa montajului, iar celălalt la intrarea neinversoare a circuitului integrat. Nu contează care dintre cele două capete ale termocuplului se leagă la masă și care la intrarea 3 a integratului $\mu A709$. Important este ca legăturile să fie cât mai scurte și bine realizate, având în vedere că tensiunea electromotoare generată de termocuplu este scăzută.

Pentru a micșora cât mai mult căderea de tensiune,

conductoarele vor avea diametrul de minimum 2 mm. Se va utiliza numai sârmă din cupru izolată cu teflon sau alt material izolat (electric), rezistent la temperatură. În funcție de diferența de potențial V_i dintre masa montajului și intrarea 3 a circuitului integrat, curentul la ieșirea 7 a acestuia se determină cu relația:

$$I_c = \frac{V_i}{R_{V1} + R_5} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



2

Acest curent este măsurat cu miliampermetrul mA. Etalonarea acestuia se va face direct în °C utilizând un termometru mator.

Semnalul de la ieșirea 7 a circuitului operațional integrat $\mu A709$ atacă prin rezistența R6 baza tranzistorului T, polarizând-o în sens direct. Ca urmare, tranzistorul T se deschide, activând releul electromagnetic REL. Acesta își închide contactele CR (normal deschise), cuplând la rețeaua monofazată sau trifazată (după caz) rezistențele care încălzesc cuptorul electric.

În practică, releul REL nu comandă direct grupul rezistențelor de încălzire. Acestea sunt activate de un contactor cu comandă manuală, de tip AC3 sau echivalent. Releul REL, prin contactul său CR, pune sub tensiune bobina contactorului de tip AC3.

Pentru cuptoare (sau alte aplicații, cum ar fi de exemplu aparatele electrice de vulcanizare), care trebuie să lucreze la temperaturi cuprinse între 150 și 250°C, se recomandă utilizarea instalației electrice prezentate în figura 3. Dioda D2 utilizată în montaj ca senzor de temperatură va fi de tipul BA170. Dintre toate tipurile de diode care au fost încercate, aceasta s-a comportat cel mai bine pentru intervalul de temperatură cuprins între 150 și 250°C. Releele (REL2) electromagnetice finale vor fi de tipul RI-13, contactele acestora suportând ani de zile curenții de sarcină, coroborat și cu faptul că

montajul prezentat în figura 3 nu permite vibrația contactelor releului final la comanda de închidere și respectiv deschidere a contactului normal deschis CND. Circuitul de comandă prezentat în figura 3 se compune în principal dintr-un comparator realizat cu circuitul integrat, amplificator operațional, $\beta A741$. Între intrările - și + (2 și 3) ale integratului se conectează puntea formată din rezistențele R2, R3, R4 și dioda D2. Această diodă îndeplinește rolul de senzor de temperatură. Ea se

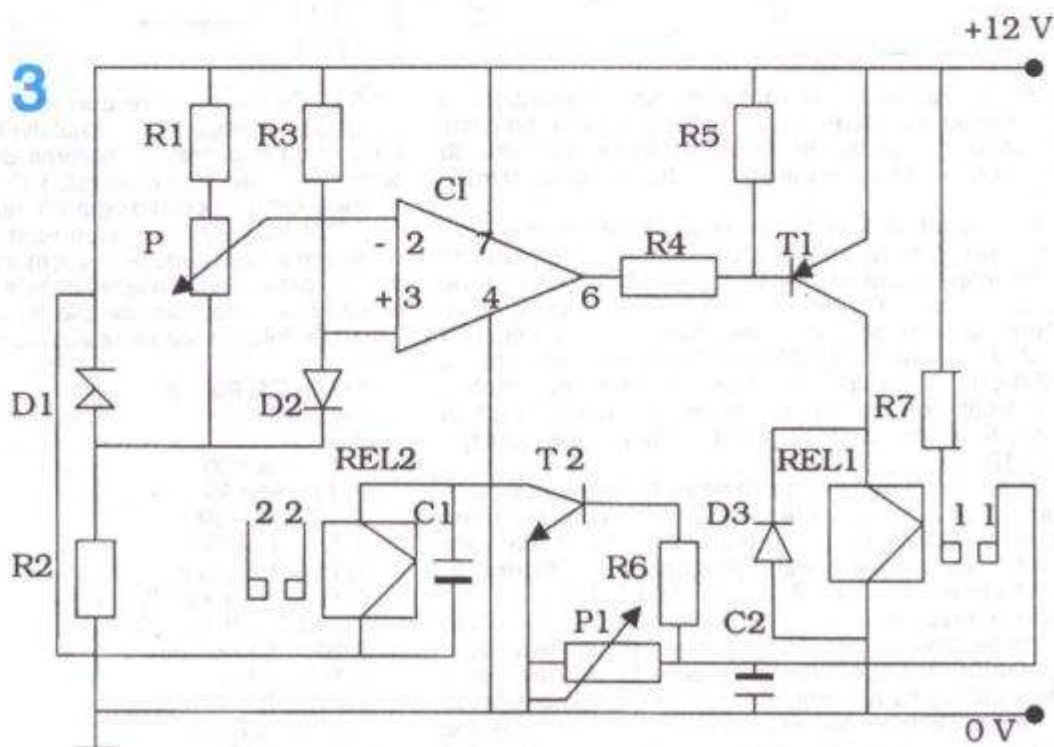
amplasează în incinta încălzită a cuptorului, într-un orificiu practicat în acest scop. Dioda trebuie să preia temperatura de la partea activă a cuptorului, adică de la suprafața acestuia care intră în contact cu materialul de prelucrat. Cei doi pini ai diodei D2 se izolează atent cu tub siliconic.

La fel se procedează și cu conductoarele electrice care intră în cuptor, plus încă 20-30 cm în afara acestuia. Conductoarele de legătură (fir lițat) dintre dioda sesizoare de temperatură D2 și montaj pot avea o lungime maximă de 3 metri. Tensiunea la bornele de alimentare a punții este stabilizată prin dioda Zenner D1 și rezistența R2.

Tranzistorul T1 este închis sau deschis de potențialul ieșirii (6) a circuitului integrat $\beta A741$.

Funcționarea aparaturii

Dacă temperatura scade sub valoarea prescrisă, ieșirea 6 a circuitului integrat cade în zero și, prin intermediul rezistenței R5, deschide tranzistorul T1. Releul REL din colectorul acestuia intră în funcțiune și închide



3

contactul normal deschis 11. Din acest moment, condensatorul electrolitic C2 începe să se încarce prin rezistența R7. La un moment dat și tranzistorul T2 se deschide, acționând releul REL2. Acesta închide contactul normal deschis 22, punând rezistența de încălzire sub tensiunea rețelei. Tensiunea în punctul S continuă să crească până ajunge aproape de 12V. Ca urmare a punerii sub tensiune a rezistenței de încălzire, temperatura începe să crească și modifică rezistența internă a diodei D2. La un moment dat, când temperatura cuptorului atinge valoarea prescrisă, variația rezistenței interne a diodei D2 determină o diferență de potențial la pinul 3 (intrarea neînversoare a operaționalului) al integratului care forțează ieșirea 6 a acestuia să basculeze în 1 logic (cca 12 V). Ca urmare, tranzistorul T1 se blochează și provoacă desfacerea contactului normal deschis 11. Tranzistorul T2 mai rămâne deschis (menținând astfel contactul 22 deschis) încă 2-3 secunde, până la descărcarea condensatorului C2 prin rezistența P1, joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T2 și mai ales prin semireglabilul legat în paralel, P1. Cu

prezentat în figura 4. Montajul respectiv reglează temperatura în incintă, cu precizia de mai sus, în intervalul 20÷80°C.

De regulă, produsele de patiserie sunt menținute la temperatura de 40÷50°C cu precizia de $\pm 1^\circ\text{C}$.

Senzorul regulatorului de temperatură din figura 4 este constituit din două termistoare înseriate de câte 500 Ω la 25°C. Aceste termistoare se lipesc cu rășină adezivă (de exemplu, poxipol) de peretele incintei, având grijă ca terminalele acestuia și firele de legătură să fie bine izolate între ele și față de orice masă metalică. Firele de legătură pot avea lungimi de până la 1,5 m.

Descrierea și funcționarea regulatorului de temperatură prezentat în figura 4

Când temperatura cuptorului crește și atinge valoarea limită prescrisă, automatul comandă decuplarea rezistențelor de încălzire și ca urmare temperatura scade până în momentul când ajunge la valoarea minimă admisibilă. În

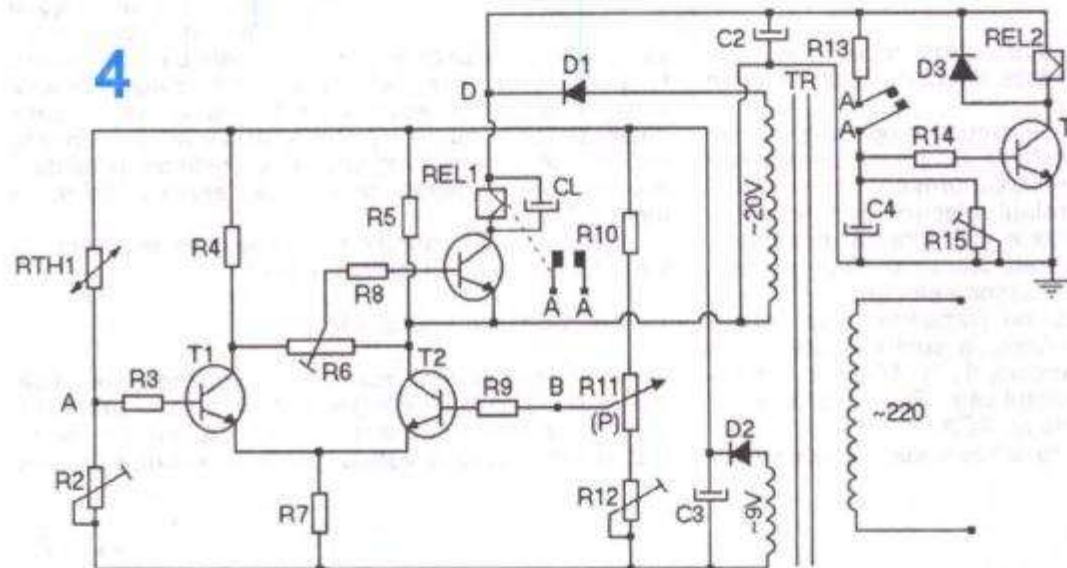
acel moment, rezistențele de încălzire a cuptorului sunt din nou puse sub tensiune și din nou temperatura începe să crească. Se atinge iar limita superioară și ciclul se repetă.

Eu am reglat montajul astfel încât temperatura medie în incintă să fie de 45°C. Am ales un releu regulator de temperatură și senzorul (TH) al acestuia astfel încât histerezisul să fie de

$\pm 0,5^\circ\text{C}$. Pentru cei care doresc un histerezis mai mare ($\pm 2,5^\circ\text{C}$), se propune montajul din figura 5. În acest caz, cu un singur termistor, abaterea de la temperatura prescrisă va fi de maximum $\pm 2,5^\circ\text{C}$. Atât la montajul din figura 4, cât și la cel din figura 5, releul REL este de tipul RI 13/24 Vc.c. Acestui releu i-am slăbit (în limite rezonabile) arcul de readucere a armăturii mobile astfel încât anclanșarea și declanșarea acesteia să se facă ferm. Cu acest tip de releu, ani de zile nu vor apărea probleme. Se poate folosi orice alt releu asemănător.

LISTA DE PIESE Figura 1

1. CI - μA 709
2. T1 - BD139
3. T2 - BD 139
4. D1 - 1N4003
5. P - 10 k Ω (lin)
6. REL1 - Reed/12V-1A
7. REL2 - RI 13/12V
8. SR - 100 k Ω (lin)
9. R1 - 12k Ω
10. R2;R3 - 470 Ω
11. R4 - 5,6 k Ω
12. R5 - 510 Ω



acesta din urmă se reglează și durata întârzierii la deschiderea contactelor 22. Astfel se evită procesul tranzitoriu în care contactele 22 se închid succesiv de câteva ori la fiecare comandă a automatului de temperatură.

În lipsa releului de temporizare la deschidere, realizat în jurul tranzistorului T2, contactele 22 se perlează într-un timp de câteva luni, la o exploatare intensivă de 10-12 ore pe zi. Cu releul de întârziere, aceleași contacte rezistă ani de zile. Releul REL 2 va fi de tipul RI 13/12 Vc.c. sau RI 13/24Vc.c. Dacă se utilizează RI 13/24Vc.c., se va slăbi arcul spiral al armăturii mobile astfel încât închiderea și deschiderea contactelor 22 să se facă ferm pentru o tensiune de alimentare a montajului de 12 V.

Releele reglatoare de temperatură prezentate în figurile 1 și 3 se alimentează de la rețeaua de curent alternativ (220 Vc.a.) prin intermediul unui etaj a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 2. Puterea transformatorului TR va fi de 10-12 W.

După preparare, produsele de patiserie trebuie menținute "calde" până la vânzare. Încălzirea raftului (incintei) în care acestea sunt expuse la vânzare poate fi realizată tot cu ajutorul unor rezistențe alimentate de la rețeaua electrică. Menținerea temperaturii optime (cu o abatere de $\pm 0,5^\circ\text{C}$) se poate realiza cu montajul

13. R6 - 47k Ω
14. R7 - 390 Ω
15. R8 - 1k Ω
16. R9 - 10k Ω
17. R10 - 100 Ω
18. R11 - 10k Ω
19. R12 - 330 Ω
20. Rth - 50 Ω
21. C1 - 0,1 μ F/100V
22. C2 - 470 μ F/63V
23. C3 - 47 μ F/33V

Figura 2

1. TR - transformator 220/11V (P=10-15W)
2. PR - 1PM1
3. C1 = C2 = 1000 μ F
4. Dz - PL 13 Z
5. T - BD 139 (cu radiator termic)
6. R - 120 Ω

Figura 3

1. C1 - β A 741
2. T1 - BC 177 sau BC 251
3. T2 - BD 139
4. D1 - PL 5V6Z
5. D2 - BA 170
6. D3 - 1N 4003
7. P - 10k Ω (lin)
8. P1 - 100 k Ω (lin)
9. REL1 - Reed/12V-1A
10. REL2 - RI 13/12V
11. R1; R3 - 4,7k Ω
12. R2 - 1,2k Ω
13. R4; R5 - 1,5 k Ω
14. R6 - 10k Ω
15. R7 - 330 Ω
16. C1 - 470 μ F/25V
17. C2 - 47 μ F/25V

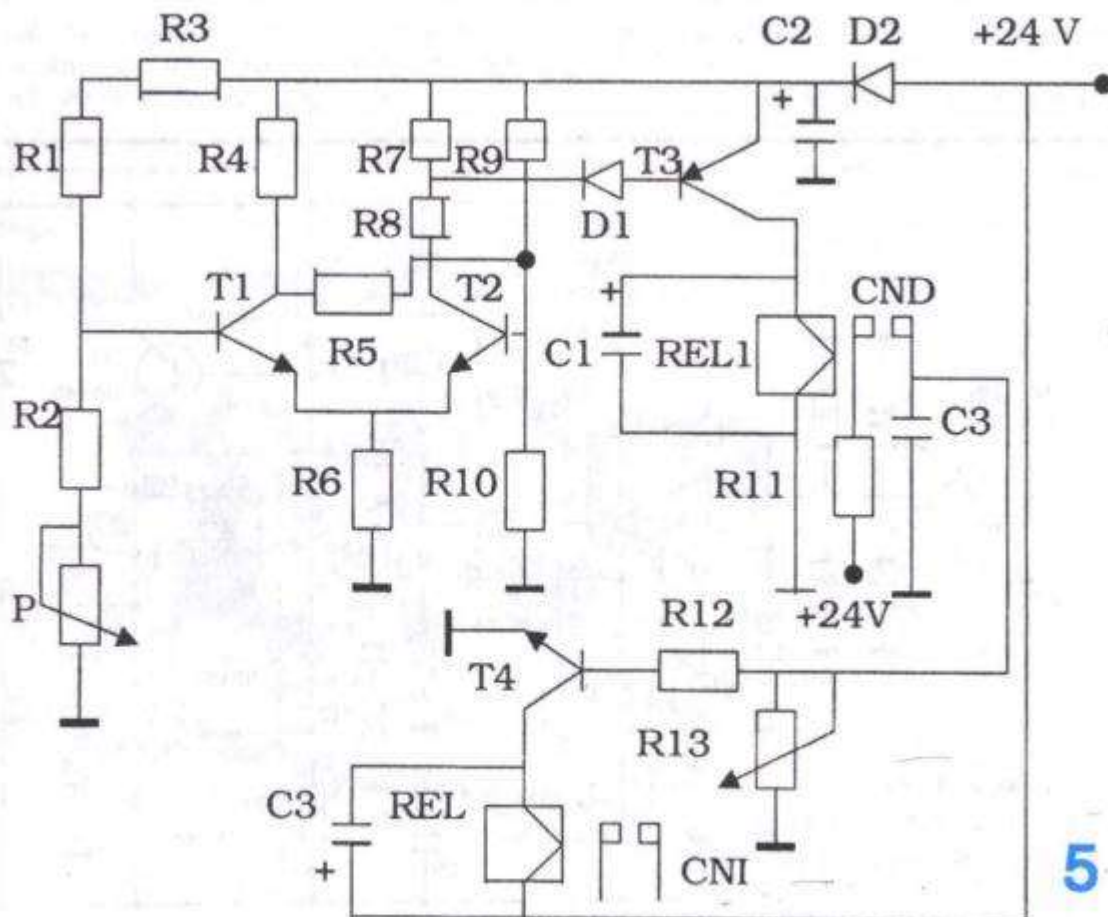
Figura 4

1. T1; T2 \rightarrow BC 173 C; BC 109C sau echiv.
2. T3 \rightarrow BC 171B; BC 107B sau echiv.
3. T4 \rightarrow 2N 1613; 2N 1711; BD 139 etc.
4. D1; D2; D3 \rightarrow 1N 4001 - 1N 4007
5. RTH1 \rightarrow 510 Ω /25 $^{\circ}$ C
6. R2; R6; R12 \rightarrow 2,5 k Ω (semireglabili liniari)
7. C1; C2; C3 \rightarrow 470-1000 μ F/40V
8. C4 \rightarrow 470 μ F/40V

9. R3; R9 \rightarrow 120 Ω
10. R4; R5 \rightarrow 510 Ω
11. R7; R16 \rightarrow 1 k Ω
12. R8 \rightarrow 220-330 Ω
13. R10 \rightarrow 20-27 Ω
14. R11 \rightarrow 510 Ω (potențiomtru liniar)
15. R13 \rightarrow 330-390 Ω
16. R14 \rightarrow 10-15 k Ω
17. R15 \rightarrow 100 k Ω (semireglabil liniar)

Figura 5

- R1 \rightarrow 510 Ω
- R2 \rightarrow 1 k Ω
- R3 \rightarrow 1 k Ω
- R4 \rightarrow 4,7 k Ω
- R5 \rightarrow 47 k Ω
- R6 \rightarrow 2,2 k Ω
- R7 \rightarrow 1 k Ω
- R8 \rightarrow 3,5 k Ω
- R9 \rightarrow 5,6 k Ω
- R10 \rightarrow 5,6 k Ω
- R11 \rightarrow 220 Ω
- R12 \rightarrow 10 k Ω
- R13 \rightarrow 100 k Ω
- D1; D2 \rightarrow 1N4004
- T1; T2 \rightarrow BC 171B
- T3 \rightarrow BD 140
- C1; C3 \rightarrow 470 μ F
- C2 \rightarrow 1000 μ F
- REL \rightarrow RI-13
- REL1 \rightarrow Reed 24V
- CND \rightarrow contact normal deschis
- CNI \rightarrow contact normal închis



Doriți un amplificator de audiofrecvență pe care să-l puteți alimenta de la un grup de baterii de 9 V ($\pm 4,5$ V) și al cărui curent de mers în gol să fie de numai 1-2 mA? De cele mai multe ori amatorii, din dorința asigurării unor parametri maximi amplificatoarelor construite de ei, împart cu multă generozitate volți, amperi și wați, însă câteodată singura sursă

de energie disponibilă o constituie doar câteva baterii a căror viață avem interesul să o prelungim cât mai mult. Să vedem cum poate fi micșorat curentul de repaus al unui amplificator și ce se poate face pentru ca și în timpul lucrului, energia electrică să fie folosită cât mai eficient.

Schema pe care o propun nu este nouă, ea provine din adaptarea

unei scheme care stă la baza unor amplificatoare de înaltă performanță (fig. 1). Știind că cea mai mare parte a curentului de repaus al montajului este solicitată de tranzistoarele finale (A1 și A2 nu cer mai mult de 1 mA), ne întrebăm ce se va întâmpla dacă din P3 și P4 vom fixa tensiunea emitor-bază la circa 0,4 V, tranzistoarele fiind practic închise? Montajul va funcționa bine, însă

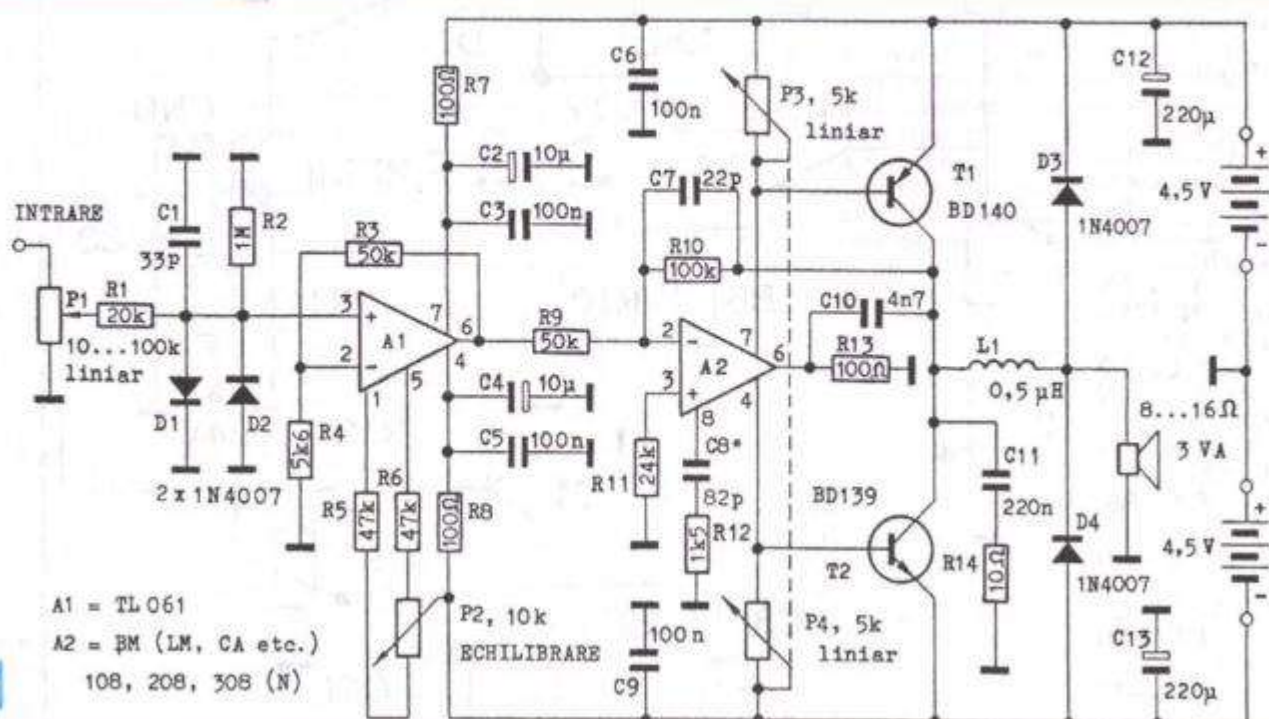
UN AMPLIFICATOR ECONOMIC

Marian LĂCĂTUȘ, Buzău

Deși despre amplificatoare de audiofrecvență s-a scris foarte mult, totuși vă trimit și eu un material (cam lung, recunosc) referitor la un amplificator special conceput pentru a avea un curent de mers în gol cât mai mic, ceea ce contribuie la prelungirea vieții bateriilor de la care se alimentează.

Diagramele au fost trasate folosindu-mă de aparatura și mijloacele destul de modeste de care dispun, așa că nu am pretenția că sunt extraordinar de exacte. Cu toate acestea, ele reflectă destul de bine realitatea și, cel puțin ca date orientative, se poate avea încredere în ele.

Ultima parte a materialului este destinată circuitului Boucherot, pe care l-am descris așa cum mi-ar fi plăcut și mie să-l găsesc descris pe undeva (toate calculele, graficele și interpretarea rezultatelor au fost făcute doar pe baza cunoștințelor mele de electronică și electrotehnică). M-am gândit că poate există amatori dornici să cunoască mai în profunzime unele dintre complexe fenomene ale electronicii cu care se confruntă.



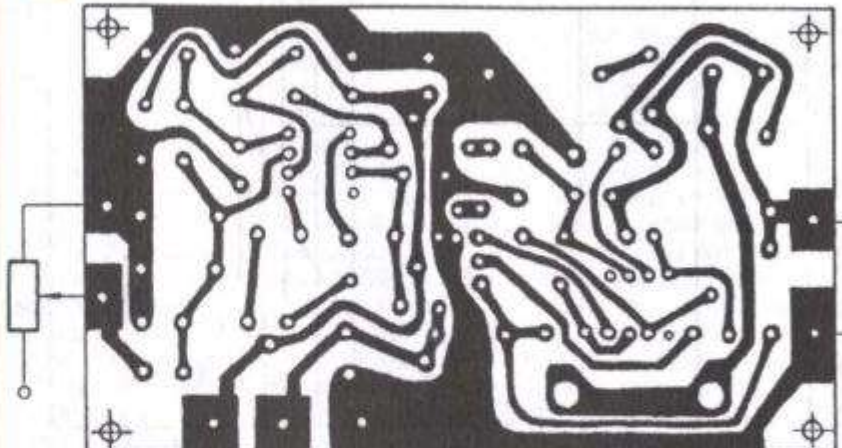
numai pentru tensiuni continue sau pentru frecvențe foarte joase, în acest domeniu A2 dispunând de o amplificare în buclă deschisă imensă. Pentru frecvențe mari din domeniul audio, amplificarea în buclă deschisă poate scădea drastic, iar dacă semnalele de la intrare sunt prea mici, amplificatorul, oricât s-ar "sili", nu va putea nici măcar deschide tranzistoarele finale, necum să mai și injecteze curenți importanți în bazele lor, semnalele respective rămânând neamplificate. Așa apar cunoscutele distorsiuni de racordare, foarte supărătoare, pentru a căror înlăturare se cere asigurarea unor curenți statici de colector de 10-20 mA.

Pentru a realiza un amplificator cu distorsiuni practic inesizabile, menținând totuși tranzistoarele finale aproximativ închise în timpul mersului în gol, este necesară aplicarea simultană a trei măsuri, și anume:

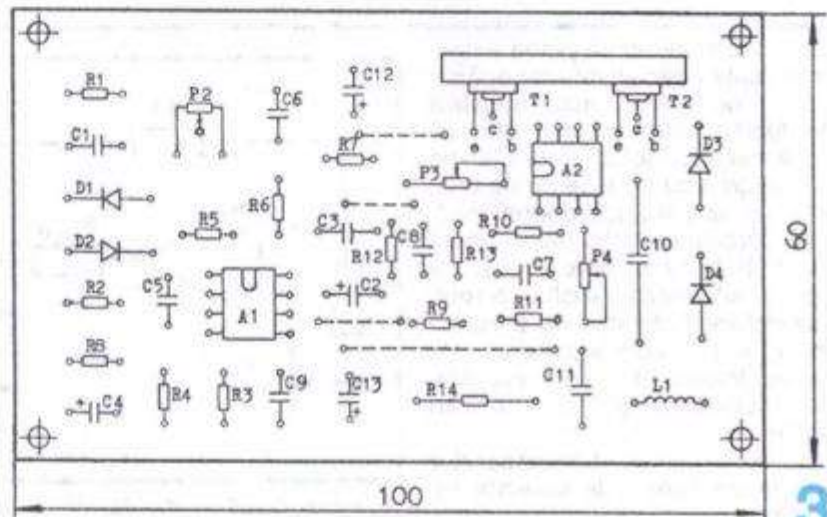
1. Amplificare cât mai mică a etajului final. Zona "moartă" a semnalelor de intrare va rămâne aceeași, dar ea va fi mai puțin amplificată și nu ne va deranja prea mult. Evident, va fi nevoie de alt etaj care să amplifice semnalele. În cazul de față amplificarea etajului final este de două ori, o amplificare unitară nefiind recomandată.

2. Folosirea în etajul final a unor amplificatoare rapide, cu răspuns bun în frecvență. Vom renunța la amplificatoarele de uz general, compensate intern, în favoarea unuia necompensat, urmând să i se facă o compensare externă corespunzătoare. De altfel, un amplificator com-

2

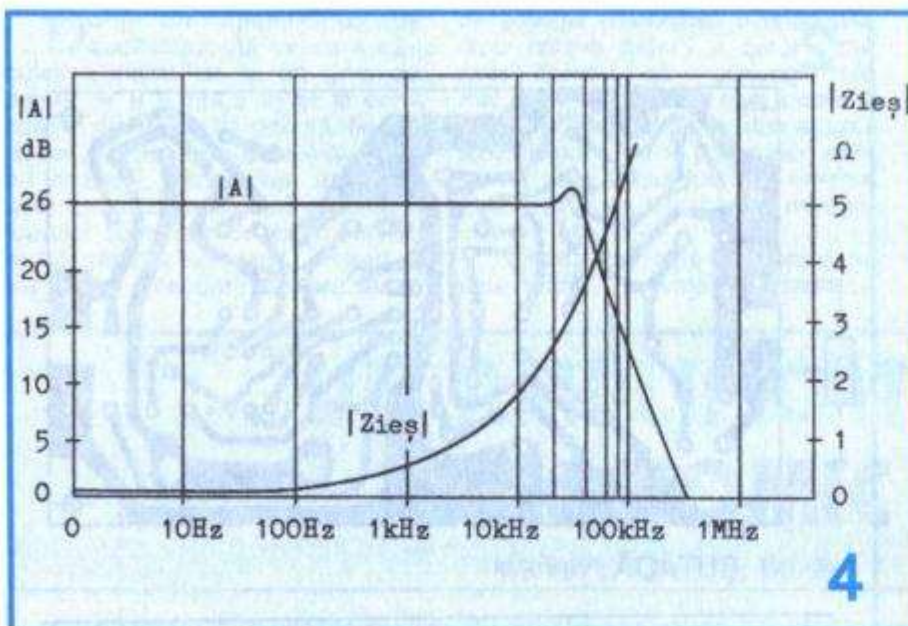


- + ⊥



3

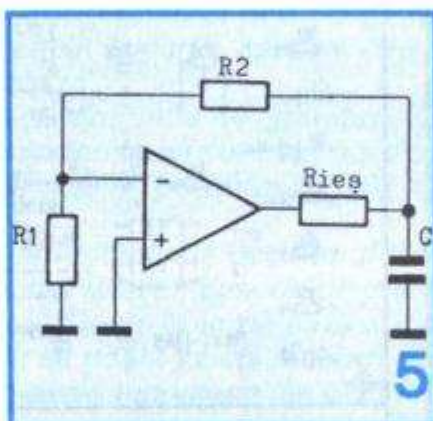




pensat intern tot nu va putea asigura stabilitatea circuitului (vor apărea oscilații), deoarece reacția negativă este foarte puternică (se știe că reacția negativă totală este situația cea mai grea cu care se poate confrunta un amplificator operațional), iar în circuitul buclei sunt acum incluse și tranzistoarele finale, ce introduc noi defazaje (poli și zerouri suplimentare în funcția de transfer) pentru care condensatorul de corecție integrat nu este pregătit, fiind necesare și compensări externe.

3. Polarizarea tranzistoarelor finale la un curent de colector de 0,5-1 mA.

DESCRIEREA SCHEMEI ELECTRICE. A1 este un amplificator neinvertor obișnuit care amplifică de vreo 10 ori semnalele de intrare. Diodele D1 și D2 protejează intrarea lui A1 de supratensiuni, la fel cum diodele D3 și D4 protejează ieșirea amplificatorului de semnale prea puternice care ar putea veni din exterior. Compensarea lui A2 este de tipul avans - întârziere de fază, și anume o compensare cu avans de fază prin C7 și câte o compensare cu întârziere modificată a fazei prin C8 și C10. Inductanța L1 este fără miez și are 12 spire din conductor $\phi 0,5$ mm, bobinate spiră lângă spiră pe un dorn $\phi 5$ mm. C11 și R14 formează circuitul Boucherot, care va fi descris pe larg la sfârșit. Din potențiometru dublu se fixează un curent de repaus prin colectoarele tranzistoarelor de 0,5-1 mA, apoi din P2 se echilibrează montajul, după care se trece la... sortarea tranzistoarelor. Metoda presupune verificarea complementarității tranzis-



toarelor chiar în montaj, în condiții limită. Pentru aceasta, la ieșire se conectează un ampermetru în serie cu un rezistor de 8-10 $\Omega/3W$, după care se conectează intrarea amplificatorului la plusul, apoi la minusul alimentării, citind de fiecare dată indicațiile ampermetrului. Cele două valori trebuie să fie cât mai apropiate și nu mai mici de 0,3 A. Nu este nici un pericol pentru tranzistoare, deoarece curentul nu poate depăși 0,5 A, iar tranzistoarele rezistă și la 1 A. De regulă, tranzistorul pnp este mai "slab", ceea ce se poate cunoaște printr-o valoare mai mică a curentului când intrarea este pusă la minusul alimentării. Am observat că BD 140 dă rezultate bune, așa că l-am indicat aici. Tranzistoarele se vor monta fără izolație pe un mic radiator comun.

În locul potențiometrului dublu se pot utiliza două potențiometre simple, urmărind ca poziția cursorilor să fie aceeași. Nu vă îngrijorați de ușoara lipsă de egalitate a valorilor stabilite, deoarece A2 va corecta

imediat micile asimetrii ale etajului, deschizând în mod egal tranzistoarele. În final vom înlocui potențiometrele cu rezistoare fixe.

Valoarea optimă a lui C8 se va stabili prin tatonări, o valoare prea mică ducând la apariția oscilațiilor, iar una prea mare la apariția distorsiunilor prin micșorarea vitezei de răspuns a amplificatorului. Restul pieselor nu au valori critice.

Amplificatorul funcționează și pentru tensiuni continue, amplificarea totală fiind de 20 (26 dB). Rejecția extraordinară de bună a alimentării va face ca la un dezechilibru al surselor de alimentare chiar de 1 V, la ieșire să nu apară mai mult de 1 mV. Tot cam atât poate apărea la ieșire datorită derivei termice, atunci când temperatura mediului variază cu 10°C. Ne putem întreba în ce măsură scăderea temperaturii nu va duce și la anularea micului curent de repaus al tranzistoarelor, care astfel se vor bloca și ne vor distruge toată munca. Desigur că așa s-ar întâmpla dacă proprietatea lui A2 de a-și mări curentul de alimentare cu scăderea temperaturii nu ar compensa de minune acest fenomen, mărind tensiunea bază-emitor și deschizând din nou tranzistoarele.

Putem folosi un difuzor de 4 Ω , ca și unul de 8 Ω . Teoria arată clar că în acest din urmă caz, pentru același nivel sonor, puterea disipată pe tranzistoarele finale este mai mică. Așadar, chiar dacă va trebui să "dăm mai tare", putem realiza o mică economie de energie folosind un difuzor de 8 Ω (sau chiar 16 Ω) în locul unuia de 4 Ω , de dimensiuni mari și cu randament bun (din păcate, randamentele difuzoarelor sunt în general sub 10%).

În figura 2 este dat desenul cablajului, vedere dinspre partea cablată, iar în figura 3 este dată amplasarea pieselor, vedere dinspre piese. În figura 4 este dat graficul răspunsului în frecvență al amplificatorului (în coordonate logaritmice) și al impedanței de ieșire în funcție de frecvență, ambele pentru semnale de intrare mici.

Amplificatorul meu are un curent de repaus de 1,6 mA și mă încântă prin faptul că îl pot "uita" mergând în gol la baterii, fără grija unei energii electrice absorbite prea mari. Dacă montajul ar fi avut un curent de repaus de 15-20 mA, atunci puterea electrică necesară mersului în gol ar fi fost suficientă pentru a aprinde vreo 20 de LED-uri de 5 mA, ceea

ce pentru baterii nu ar mai fi fost o sarcină de neglijat.

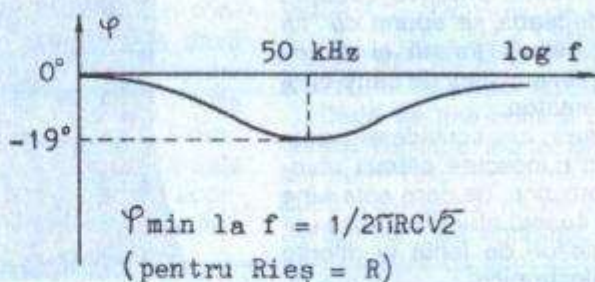
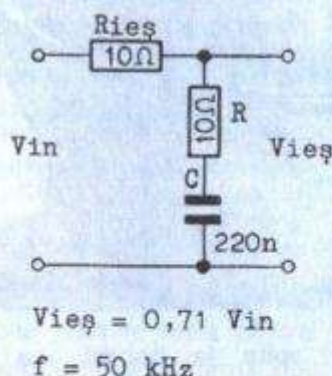
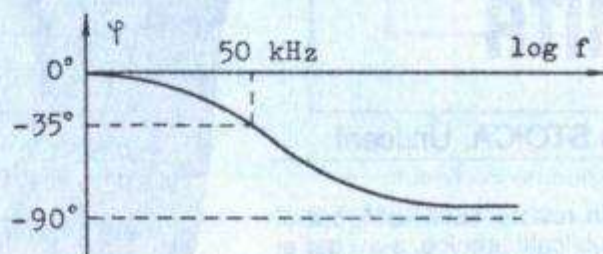
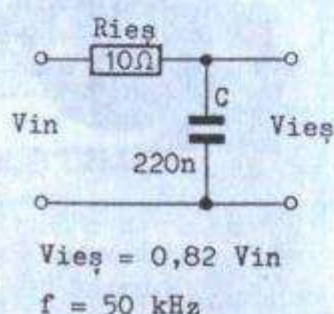
CIRCUITUL BOUCHEROT

Câteva cuvinte despre circuitul Boucherot (R14, C11, fig. 1), care de multe ori este "expediat" cu simpla mențiune că este destinat prevenirii apariției oscilațiilor. Dar de ce apar aceste oscilații? Din capul locului trebuie spus că un amplificator bine compensat nu are voie să genereze oscilații nici chiar în absența circuitului Boucherot, atunci când ieșirea este în gol sau este conectată la o sarcină pur rezistivă. Dacă la ieșire avem o sarcină capacitivă, este posibil ca amplifica-

bucă deschisă a amplificatorului pentru această frecvență este mai mare decât atenuarea produsă de filtrul RieșC și de divizorul R1-R2, vor apărea oscilații, de obicei în afara domeniului audio. Pentru suprimarea oscilațiilor, putem mări atenuarea semnalului prin mărirea valorii lui C (se presupune că nu avem voie să intervenim asupra lui R1 și R2). Oscilațiile vor înceta, deoarece defazajul introdus de condensator nu poate să treacă de -90° , în schimb atenuare putem introduce câtă dorim (se vede că oscilațiile apar doar pentru anumite valori ale lui C). Există însă o metodă mai bună: montarea la ieșire a unui condensator de valoare nu prea mare în serie cu un rezistor de valoare mică, acesta fiind chiar circuitul Boucherot

unor calcule efectuate de mine pentru situații particulare destul de apropiate de cele reale. Se observă că circuitul Boucherot, care lucrează cel mai eficient când $R = R_{ieș}$, introduce un defazaj absolut mult mai mic decât cel introdus de un simplu condensator și, pentru o anumită bandă de frecvențe, o atenuare ceva mai mare a tensiunii V_{in} , ceea ce poate părea surprinzător. Dacă nu credeți că așa stau lucrurile, verificați pentru 50 Hz și 5...20 Vef circuitul din figura 6b, luând $R = R_{ieș} = 1\text{ k}\Omega$ și $C = 2,2\text{ }\mu\text{F}$. Măsurați tensiunea $V_{ieș}$, apoi scurtcircuitați rezistorul R: tensiunea va crește puțin. Dacă $R = R_{ieș} = 10\text{ k}\Omega$, tensiunea va scădea la scurtcircuitarea lui R.

Proiectat judicios, circuitul Boucherot va "imuniza" montajul



torul să intre în oscilație. Aceasta se întâmplă deoarece impedanța de ieșire majoritar rezistivă a unui amplificator real ($R_{ieș}$, fig. 5) nu este destul de mică pentru a putea fi neglijată, iar filtrul trece-jos care se formează la ieșire va introduce un defazaj de tensiune ce poate lua orice valoare de la zero până aproape de -90° și care se va adăuga defazajului introdus de amplificator. În momentul în care defazajul de la intrarea inversoare va atinge -180° , iar amplificarea în gol și în

(în cazul precedent valoarea practică a lui C ar putea fi chiar de câțiva μF , ceea ce ar însemna o reactanță prea mică pentru o parte a domeniului audio). Lucrurile se schimbă destul de mult, defazajul introdus de circuitul Boucherot nu va mai tinde către -90° când frecvența tinde către infinit, ci către zero, iar pentru o anumită frecvență defazajul va prezenta un minim care, în funcție de elementele circuitului, poate lua orice valoare în intervalul $(0, -90^\circ)$. În figura 6 este prezentat rezultatul

pentru un condensator de orice valoare conectat la ieșire, așadar putem folosi fără teamă chiar și un tweeter piezo a cărui capacitate poate fi de ordinul zecilor de nF.

O bobină conectată la ieșire introduce un defazaj pozitiv și nu ne va crea necazuri. Dar, nu putem fi siguri că bobina unui difuzor, în mișcarea ei într-un câmp magnetic, nu va introduce defazaje de toate felurile, așadar circuitul Boucherot poate fi util și în acest caz.

PRACTICA REALIZĂRII BOBINELOR

CU MIEZ de FERITĂ

Ilie STOICA, Urziceni

Atât în revista TEHNIIUM, cât și în alte publicații tehnice, s-au dat și se dau indicații despre realizarea bobinelor cu miez de ferită. De cele mai multe ori, se insistă pe o serie de considerații teoretice, binevenite de altfel, dar mai puțin se pune accentul pe realizarea practică. Dar tocmai această practică, despre care nu degeaba se spune că "ne omoară", trebuie tratată și ea cu puțin interes, mai ales de către constructorii amatori.

De aceea, am considerat necesar să fac cunoscute câteva recomandări practice, de care este bine să se țină seama atunci când se utilizează miezuri de ferită la diferite montaje electronice.

Ferita este un produs industrial care face parte din categoria materialelor ceramice. Ca urmare, ea nu poate suporta să fie supusă la lovituri, șocuri, încovoieri, deci eforturi mecanice mari, pentru că se sparge foarte ușor. Un miez de ferită spart nu mai valorează nimic. Pentru că nu se mai poate recondiționa, este bun de aruncat. Deci, trebuie acordată atenție la manipularea acestor miezuri. Ferita, ca material, se poate prelucra mecanic (tăieri, debitări, rectificări), dar numai cu mașini-unelte care au discuri sau pietre abrazive diamantate.

În general, după forma circuitului magnetic pe care îl determină,

miezurile de ferită sunt de două categorii:

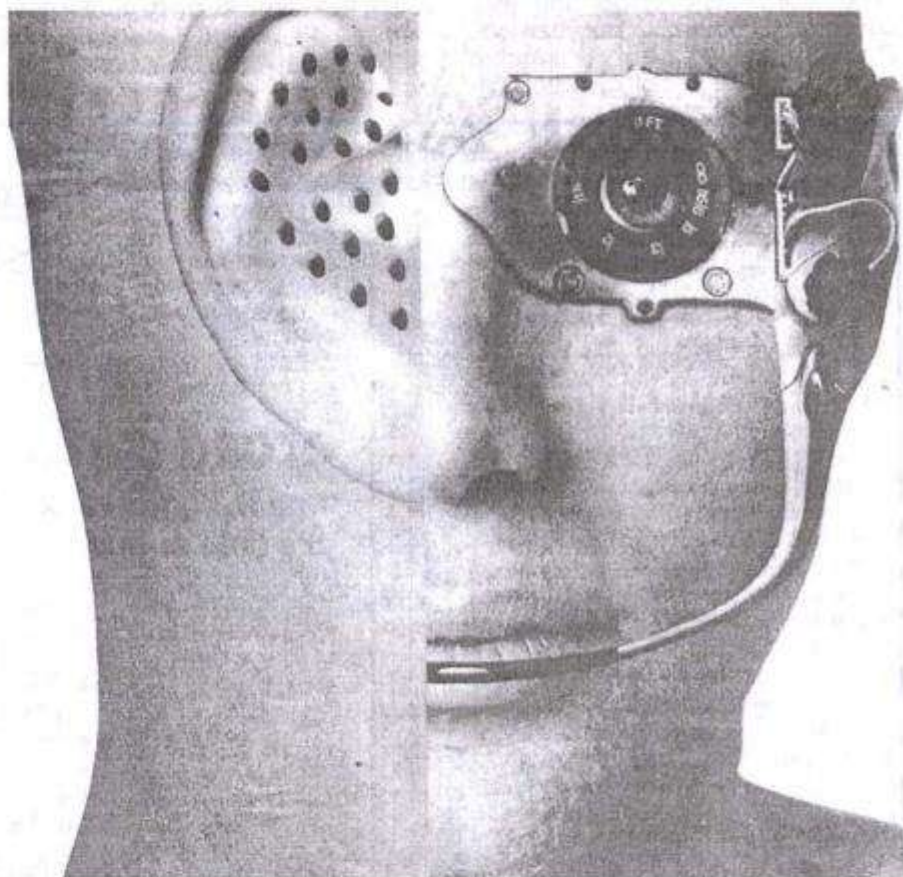
- deschise, care au formă de bară cilindrică, tubulară sau alt profil;

- închise, care au formă întreagă de inel (tor), sau diferite forme secționate de miezuri "pereche". Acestea au forme de U+I, E+E, U+U, oale ș.a.

O condiție importantă pe care trebuie să o îndeplinească un miez de ferită pentru ca să asigure performanțe maxime la locul de utilizare este să aibă o structură internă cât mai omogenă, fără nici

fără goluri.

Rolul miezului de ferită este ca, în ansamblu cu bobina la care este atașat, să determine o inductanță de o anumită valoare calculată. De multe ori nu se întâmplă așa. În aceste cazuri, foarte important este modul în care se face asamblarea respectivă. Aceasta trebuie să permită și posibilitatea de corecție a abaterii de la valoarea stabilită prin calcul, dar care să evite, pe cât posibil, modificarea numărului de



un fel de discontinuități, adică fără fisuri, stratificări sau ciobituri.

De asemenea, la miezurile pereche se recomandă să nu prezinte vicii de formă sau de aspect, diferite de la o piesă la cealaltă, din cauza unor zone strâmbe sau dimensiuni diferite (vezi figura). În acest fel, circuitul magnetic respectiv va prezenta discontinuități mari, care afectează negativ calitatea acestuia.

Zona de separație dintre piese trebuie să fie fără abateri de la planitate sau de la paralelismul cu planul de separație, pentru ca suprafața de contact să fie totală,

spire la bobină. La miezurile deschise problema se rezolvă mai simplu, prin schimbarea poziției miezului față de bobină în anumite limite. La miezurile închise, problema este mai dificilă dar nu de nereșolvat. La miezurile pereche se poate ușor constata următorul fenomen: se procedează, de exemplu, la măsurarea inductanței unui ansamblu format dintr-o bobină cu miez tip oală. În prima fază se măsoară când miezul stă liber și stabil în poziția care îi asigură buna funcționare. Se va obține o valoare

de inductanță. Dacă după aceea se va acționa asupra miezului pereche printr-o strângere sau apăsare, în sensul apropiării celor două piese, una față de cealaltă, dar păstrând poziția de bună funcționare, se va constata că valoarea inductanței se schimbă în mod sensibil. Această schimbare este proporțională cu

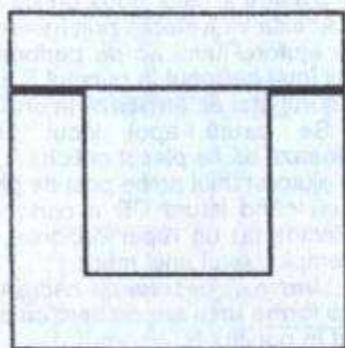
uscarea rapidă poate să nu rezolve problema, în sensul că rigidizarea în final poate să fie și într-o poziție defavorabilă care să determine o valoare de inductanță nedorită.

Pe de altă parte, trebuie avut în vedere și faptul că ansamblul trebuie să prezinte și un grad de soliditate care să garanteze buna funcționare în cazul unor influențe

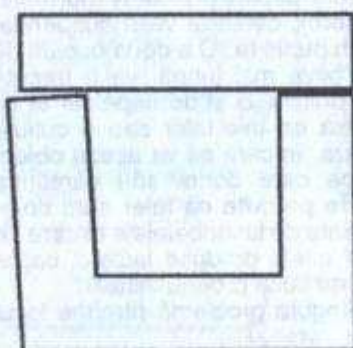
$$\text{torului de material } K = \frac{n}{\sqrt{L}}$$

unde: n = nr. de spire
 L = inductanța, în H

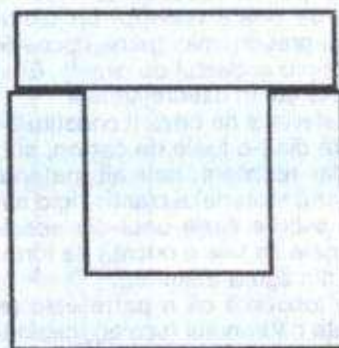
Pentru aceasta, se confecționează de probă o bobină de o formă apropiată de aceea a bobinei definitive, dar cu un număr n de



a – miez corect



b – miez necorespunzător



c – miez necorespunzător

efortul de strângere, desigur până la un efort maxim suportat de oală ca să nu se spargă.

Iată cum se poate corecta, într-o oarecare măsură, valoarea inductanței și la miezurile pereche, atunci când avem abateri de la ceea ce ne-am propus. Pentru aceasta, trebuie imaginate și confecționate sub-ansambluri din materiale care nu au proprietăți magnetice și care să permită acest reglaj. Acestea pot fi coliere sau flanșe, prevăzute cu șuruburi de strângere. Simpla rigidizare a miezului cu vopsea cu

exterioare. Acestea pot fi mecanice (șocuri, vibrații) sau climatice (căldură, frig, umiditate). În aceste cazuri, rigidizarea cu vopsea este mai predispusă să cedeze.

În cazul feritelor moi, o problemă la fel de importantă pentru un constructor amator este să știe dacă miezul de ferită de care dispune corespunde domeniului de frecvență unde va funcționa. Având de făcut montaje unice, ferita este procurată ocazional. Cea mai accesibilă metodă este calcularea fac-

spire mai redus (20...50) și care trebuie cunoscut.

Se măsoară inductanța acestei bobine cu miezul respectiv, după care se calculează factorul K . În funcție de rezultat, se obțin următoarele concluzii:

Valori K	Domeniu de frecvență f
$K < 1$	$\Delta f < 1 \text{ MHz}$
$K = 2 \dots 10$	$\Delta f = 1 \dots 20 \text{ MHz}$
$K > 10$	$\Delta f > 20 \text{ MHz}$

Dacă se ține cont și de aceste câteva aspecte tehnologice, multe din surprizele neplăcute care apar după realizarea montajelor electronice vor fi cu siguranță evitate.

Îmi ofer scuzele mele pentru problemele apărute în urma publicării articolului "Sistem surround de mare performanță", dar motivul pentru care revista "Conex-Club" nr. 1/1999 (număr pe care de altfel nici nu îl posed) nu apare în lista bibliografică este următorul: schema de principiu, cablajul circuitului și echiparea au fost luate de pe un site privat care nu își rezervă drepturi de autor și se adresa deci tuturor. Desigur, sursa

PRECIZARE

originală a materialelor erau proprietatea "Conex-Club", dar acest lucru nu era specificat.

Așadar, rog colectivele revistelor "Tehnium" și "Conex-Club" să-mi primească scuzele pentru problemele provocate și promisiunea că pe viitor voi verifica temeinic sursa schemelor ce le voi trimite spre publicare.

Vă mulțumesc,
Radu Florin Gogianu

Un cântar ușor de construit

Ilie STOICA, Urziceni

Cu puțină răbdare și îndemănare, se poate construi un cântar pentru greutăți mici (până la cca 50 g), simplu și destul de precis. El va fi foarte util în diferite situații.

Materialul de bază îl constituie o bucată dintr-o foaie de carton, subțire dar rezistent, sau alt material, cum ar fi materialul plastic rigid sau tabla subțire. Dintr-unul din aceste materiale se taie o bucată de forma celei din figura alăturată.

Se observă că o parte este rezervată cadranelui (scalei), cealaltă parte constituind contragreutatea. Cu ajutorul unei bucăți de ață suficient de subțire și rezistentă, care va fi trecută prin orificiul A și având

ambele capete înnodate (formând un cerc), cântarul va fi suspendat de un punct fix. O a doua bucată de ață, ceva mai lungă, va fi trecută prin orificiul B și de capetele ei se va fixa un mic taler sau o cutiuță ușoară, în care se va așeza obiectul pe care dorim să-l cântărim. Foarte potrivite ca taler sunt componente de la ambalaje în care se vând unele produse lactate, capacul sau cutia propriu-zisă.

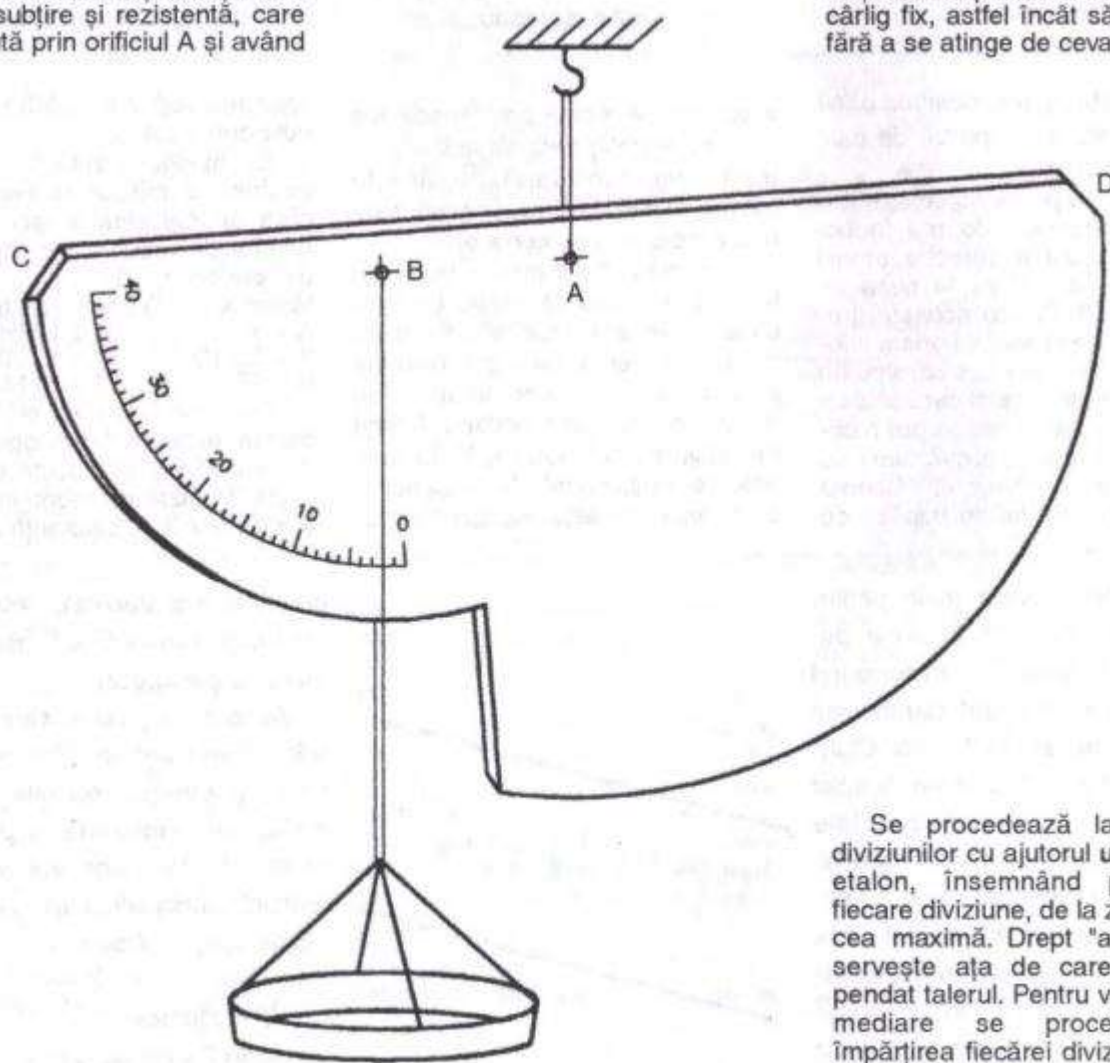
Singura problemă rămâne locul

de plasare a celor două orificii A și B. Acesta va fi stabilit prin încercări. Cu ajutorul unui ac se perforază mai întâi cartonul în punctul B și cu ajutorul aței se atașează talerul.

Se caută apoi locul unde urmează să fie plasat orificiul A, tot cu ajutorul unui ac pe post de pivot, până când latura CD a cartonului coincide cu un reper orizontal, de exemplu blatul unei mese.

Urmează desenarea cadranelui sub forma unui arc de cerc cu centrul în punctul B.

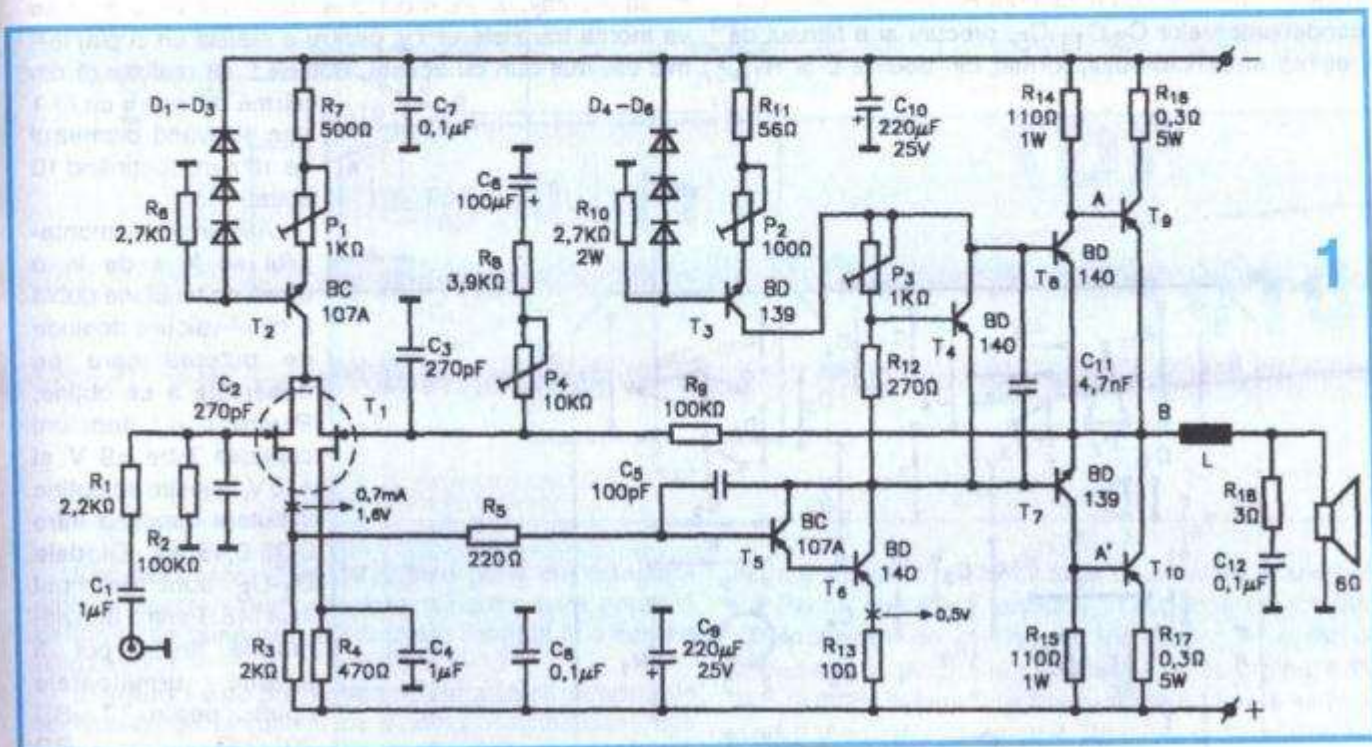
Se trece ața suport prin orificiul A și se suspendă cântarul de un cârlig fix, astfel încât să stea liber, fără a se atinge de ceva.



Se procedează la stabilirea diviziunilor cu ajutorul unor greutăți etalon, însemnând pe cadran fiecare diviziune, de la zero până la cea maximă. Drept "ac indicator" servește ața de care este suspendat talerul. Pentru valorile intermediare se procedează la împărțirea fiecărei diviziuni în subdiviziuni egale.

AMPLIFICATOR AF

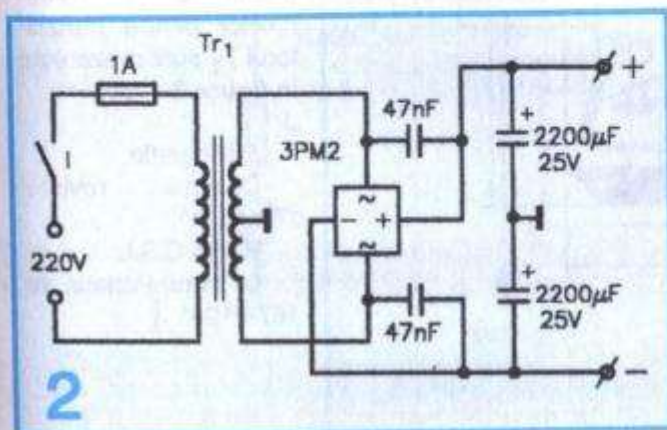
Pagini realizate de Romeo BOARIU, Botoșani



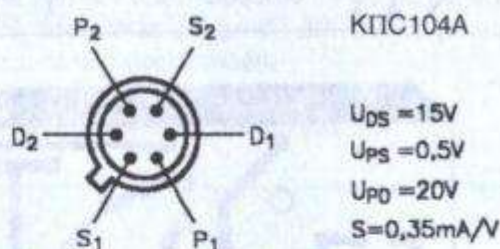
Montajul prezentat în figura 1 este inspirat după o schemă asemănătoare publicată în revista "Le Haut-Parleur" nr. 1674/1981. Privită la început ca o provocare, deși nu aveam la îndemână toate piesele necesare, în special tranzistorul cu efect de câmp dublu, am realizat-o în cele din urmă, fără însă a urmări prin aceasta o copiere fidelă a schemei. Rezultatele sunt evident mai modeste decât cele prezentate în articolul sus amintit, în schimb există satisfacția realizării.

Revenind la schema din figura 1, partea de intrare a montajului este realizată cu un tranzistor cu efect de câmp "n" și structura dublă, de tipul KIIC104A (KPS104A), care asigură o echilibrare bună a întregului montaj, rezistență de intrare ridicată și în același timp zgomot de fond redus.

Tranzistoarele T_1, T_2 împreună cu piesele aferente



3



formează două generatoare de curent, care asigură curenții necesari etajului de intrare și etajului prefinal. Cu ajutorul potențiometrului P_1 se fixează curenții de drenă ai tranzistoarelor de intrare la valoarea notată pe schemă. Sarcina etajului prefinal realizată cu tranzistoarele T_5, T_6 este una activă, constituită din sursa de curent formată de tranzistorul T_3 , care asigură o impedanță de ieșire ridicată și o amplificare mare.

Curentul prin etajul prefinal se ajustează cu potențiometrul P_2 , urmărindu-se obținerea tensiunii de 0,5 V pe rezistența R_{13} . Prin etajul final, curentul de repaus se fixează cu ajutorul potențiometrului P_3 , care acționează asupra diodei multiplicate realizată cu ajutorul tranzistorului T_4 . Valoarea tensiunii de deschidere, măsurată între bazele tranzistoarelor T_8, T_7 , este cuprinsă între 1,2 V și 1,4 V. Cele trei potențiometre se

vor regla în vederea obținerii în punctul "B" a unei tensiuni nule față de circuitul de masă al amplificatorului. De fapt, această tensiune nu va fi nulă, o valoare de 0,2-0,3 V este acceptabilă.

Pericolul apariției oscilațiilor este limitat prin folosirea filtrelor RC, realizate cu rezistența R_1 și capacitatea C_2 , a condensatoarelor C_3, C_{11}, C_5 , precum și a filtrului de la ieșirea amplificatorului, format din bobina L și R_{18} .

C_{12} . Sensibilitatea de intrare a montajului se poate ajusta cu potențiometrul P_4 .

Tranzistoarele finale se montează pe un radiator cu suprafața de minimum 150 cm^2 , fără izolație față de acestea. În schimb radiatorul va fi izolat foarte bine de masa montajului. Pe radiator și izolat față de acesta se va monta tranzistorul T_4 , pentru a realiza un cuplaj termic cât mai bun cu acesta. Bobina L se realizează din

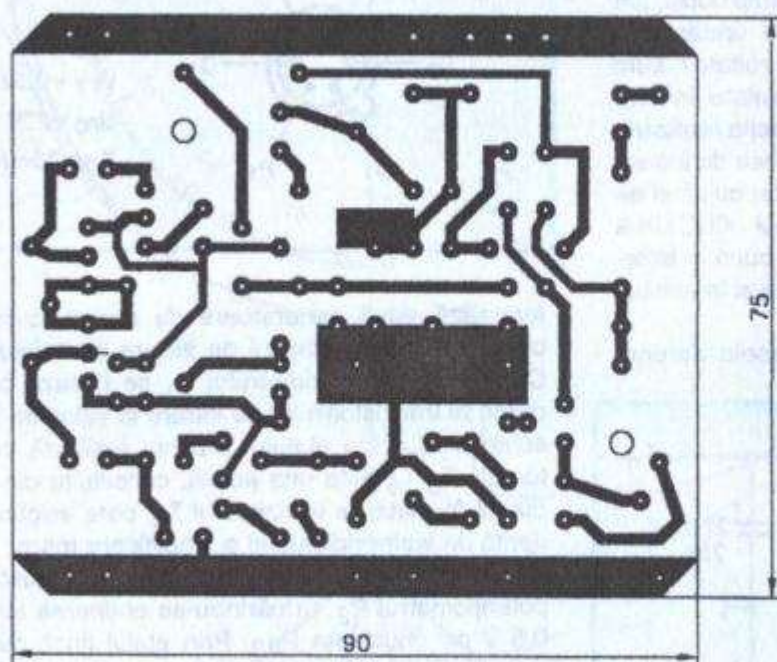
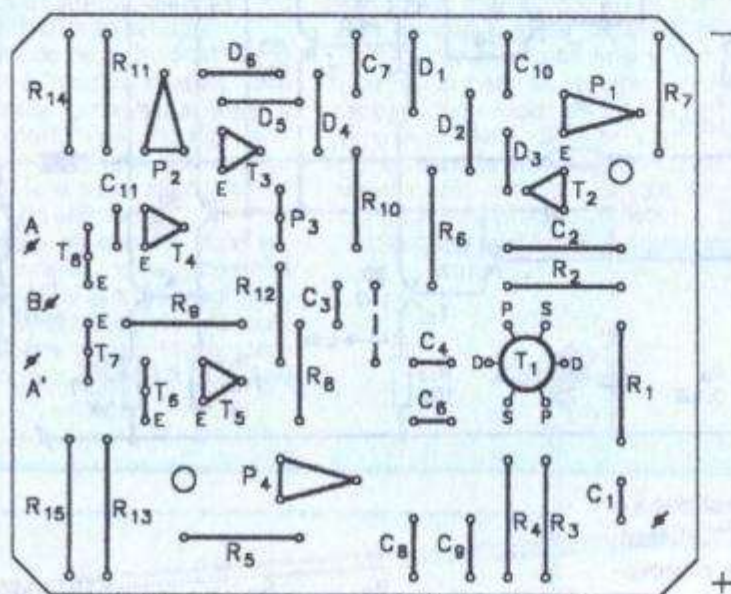
sărmă de cupru cu $\varnothing 1 \text{ mm}$ și având diametrul de 10 mm, conținând 10 spire.

Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune dublă a cărei valoare depinde de puterea care se urmărește a se obține. Pentru tensiuni cuprinse între $\pm 9 \text{ V}$ și $\pm 15 \text{ V}$, la ieșire se obține o putere cuprinsă între 0,35-0,45 W. Diodele D_1-D_6 sunt de tipul 1N4148. Pentru tranzistoarele finale pot fi folosite următoarele tipuri: pentru T_9 -BD 201-203, BD 302, 2N3055/4 sau echivalente; pentru T_{10} -BD 202-204, BDX18, BD 301 sau echivalente.

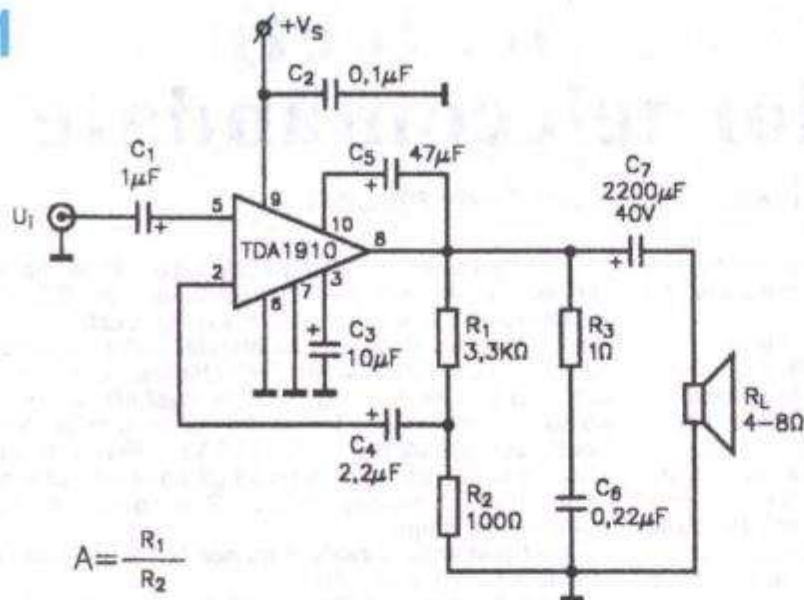
În figura 2 este prezentată schema alimentatorului, al cărui transformator se va dimensiona în funcție de puterea de ieșire dorită. Circuitul imprimat la scara 1/1, pentru un singur montaj, este prezentat în figura 4. Capsula și modul de dispunere a terminalelor pentru tranzistorul T_1 sunt prezentate în figura 3.

Bibliografie:

Colecția revistei
"Tehnium"
Radio-C.S.I.
Le Haut-Parleur, nr.
1674/1981



1



TDA
1910

Circuitul integrat TDA 1910 face parte din categoria amplificatoarelor audio de larg consum, care prezintă performanțe bune precum și unele facilități la alegerea utilizatorului.

În figura 1 este prezentată schema tipică de aplicație fără utilizarea circuitului de muting. Amplificarea este dictată de raportul rezistențelor R_1 și R_2 , iar tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 8V și 30V. Rezistența de sarcină poate avea valori de 4Ω și 8Ω. Pentru o tensiune de alimentare de 24 V, puterea obținută la ieșire este dependentă de valoarea rezistenței de sarcină. Astfel, pentru $R_2 = 4\Omega$, $P_U = 10W$, iar pentru $R_2 = 8\Omega$, $P_U = 7W$.

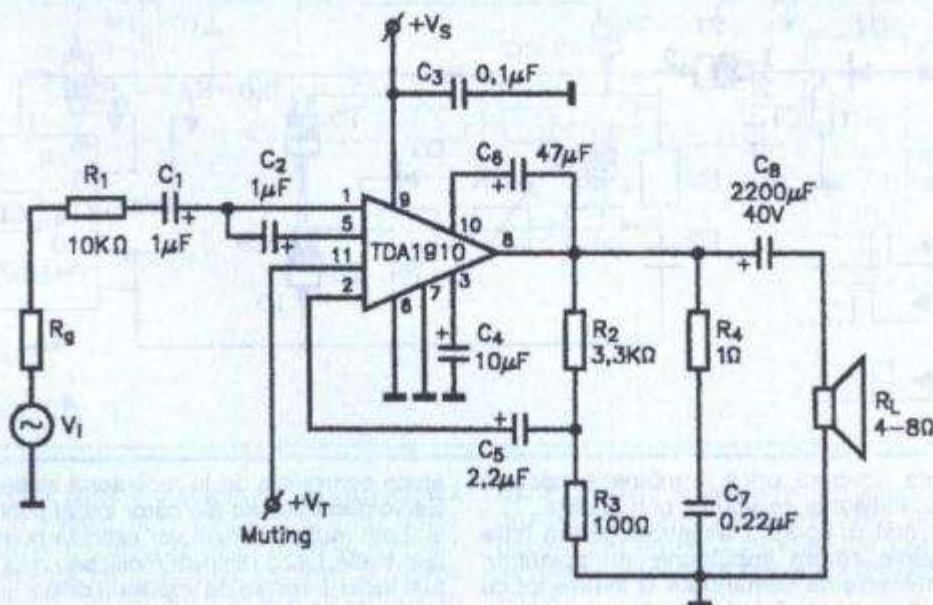
În figura 2 este prezentată schema aceluiași circuit

la care se poate utiliza circuitul de muting al semnalului. Pentru valori ale tensiunii V_t cuprinse între 1,9V și 4,7V, circuitul de muting nu este activ; în acest caz impedanța la pinul 1 al circuitului este de ordinul a 200 kΩ. În cazul în care tensiunea pe pinul 11 este mai mică de 1,9 V sau mai mare de 4,7V, circuitul de muting este activat, iar impedanța prezentată la pinul 1 al circuitului este de ordinul zecilor de ohmi. Semnalul de A.F. este șuntat la masă. Pentru valoarea de pe schemă a rezistenței R_1 atenuarea atinge 60 dB. Ceilalți parametri ai circuitului rămân neschimbați.

Bibliografie:

Le Haute-Parleur, nr. 1671/1981

2



Aparat de protecție a modelelor telecomandate

Pagini realizate de prof. ing. Sorin PISCATI

Sunt frecvente cazurile în care, dintr-un motiv sau altul, aeromodelul sau navomodelul telecomandat nu mai execută comenzile date de operator.

Pe lângă pierderile materiale care se înregistrează de obicei în astfel de cazuri, prin avarierea sau chiar pierderea modelului, pot apărea și situații deosebit de periculoase, când acesta poate lovi cu mare viteză oameni, construcții sau diferite alte obiecte.

Pentru a evita în mare măsură astfel de incidente, am realizat și aplicat în practică (pe navomodelele telecomandate din clasele F1; F3 și FSR) un astfel de aparat care, atunci când dintr-un motiv sau altul se întrerupe legătura radio, sau când apar bruiaje, oprește motorul și brachează cârma în cca 0,1 secunde.

Montajul poate fi extins și pentru trei comenzi, dacă acest lucru este necesar. De exemplu, în cazul unui aeromodel mai complex, pe lângă oprirea motorului și comanda eleroanelor pe poziția "planare", poate fi necesară și o comandă pentru scoaterea trenului de aterizare.

Din practică, la navomodele am constatat că sunt suficiente două comenzi și anume oprirea motorului și bracharea cârmei pe stânga sau pe dreapta. De cele mai multe ori este necesară numai oprirea motorului termic sau electric.

Întrucât stațiile de telecomandă digital proporțională sunt diversificate ca fabricație și construcție, în cele ce urmează acest aparat va fi prezentat în patru variante, conform tabelului alăturat.

Varianta	Semnale la ieșirea receptorului	Semnale la intrarea servomecanismului
I	Pozitive	Pozitive
II	Negative	Negative
III	Pozitive	Negative
IV	Negative	Pozitive

Montajul se assemblează pe plăcuța de circuit imprimat (preferabil sticlotehtolit) cu grosimea de 0,5 mm. Dimensiunile plăcuței vor fi cât mai reduse. Este preferabil ca în afara celor două circuite integrate, celelalte piese să fie miniaturale. Rezistoarele vor fi chimice, cu puterea de 0,1÷0,25 W (atenție la lipiturile cu cositor!) iar condensatoarele miniaturale. Tensiunile maxim admise pentru aceste condensatoare vor fi de 10 Vc.c. Este bine să se utilizeze condensatoare cu tantal (picătură) și multistrat.

În principal, montajul prezentat în figura 1 se compune din trei etaje:

1. Multivibratorul realizat cu porțile P2 și P3 ale circuitului integrat MMC 4011;

2. Multiplexorul 4157;

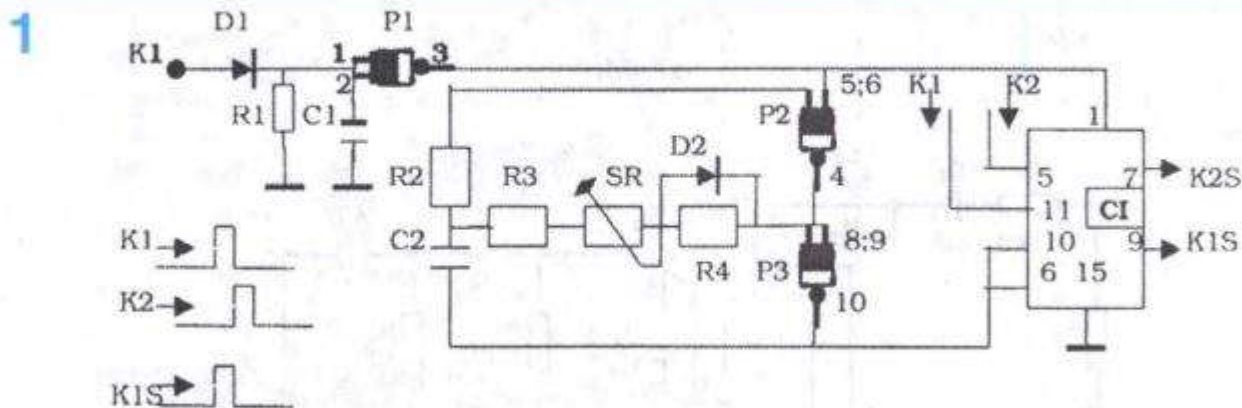
3. Integratorul în componența căruia intră dioda D1, rezistența R1 și condensatorul electrolitic C1.

Poarta P1 a circuitului integrat MMC 4011 este conectată în schemă ca inversor. K1 și K2 reprezintă ieșirile receptorului corespunzătoare canalelor 1 și 2.

Funcționarea instalației

Impulsurile pozitive de la ieșirea K1 a receptorului de telecomandă atacă integratorul (dioda D1) și totodată intrarea 11 a multiplexorului 4157.

Aceste impulsuri, redresate de dioda D1, încarcă condensatorul C1 astfel încât intrările 1 și 2 (legate în paralel) ale porții P1 sunt în 1 logic. În intervalul dintre două impulsuri succesive, condensatorul C1 nu se descarcă, păstrând astfel intrările 1 și 2 ale porții inversoare P1 în 1 logic (tensiune pozitivă apropiată de a sursei de alimentare). Ieșirea 3 a inversorului pune la masă (zero logic) intrarea 6 a porții P1 și pinul 1 al multiplexorului 4157. În aceste condiții, multivibratorul P2; P3 este blocat. Pinul 1 fiind în zero logic, multiplexorul la rândul său permite trecerea semnalelor primite pe intrările 5 și 11. Cu alte cuvinte, la ieșirile 7 și 9

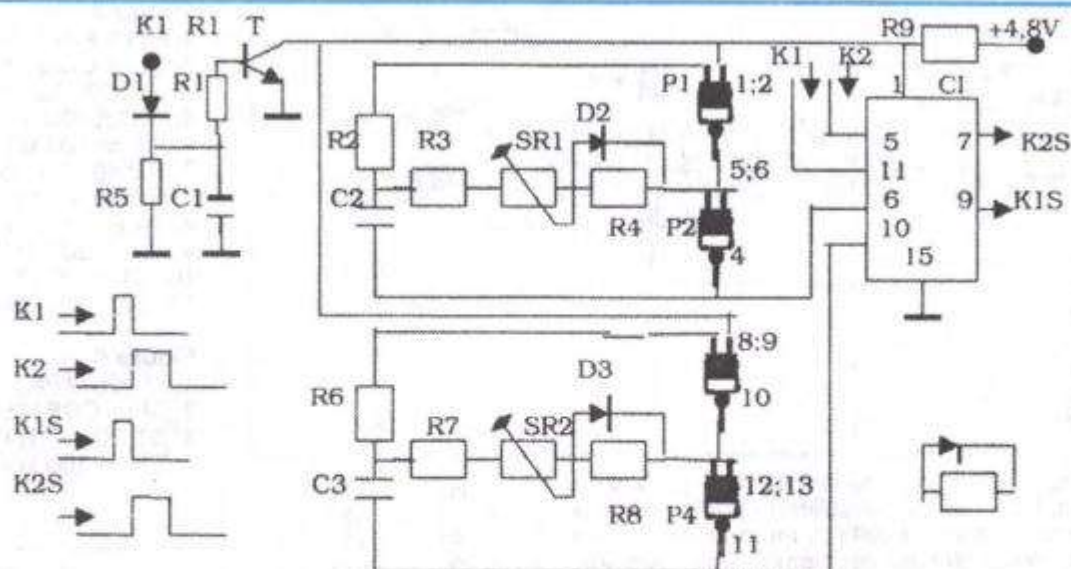


Aceste variante acoperă orice combinație posibilă între receptoarele stațiilor și servourile comandate.

Montajul prezentat în figura 1 asigură legătura între receptoare la ieșirile cărora impulsurile au polaritate pozitivă și servomecanisme comandate la intrare tot cu impulsuri de polaritate pozitivă (varianta I).

ajung semnalele de la receptorul stației de telecomandă. Servomecanismele ale căror intrări sunt legate la ieșirile 7 și 9 ale multiplexorului vor executa numai comenzile date prin stație. Dacă dintr-un motiv sau altul se întrerupe legătura radio, trenurile de impulsuri dispar și condensatorul C1 se descarcă. Ieșirea 3 a porții inversoare P1 intră în 1 logic

2

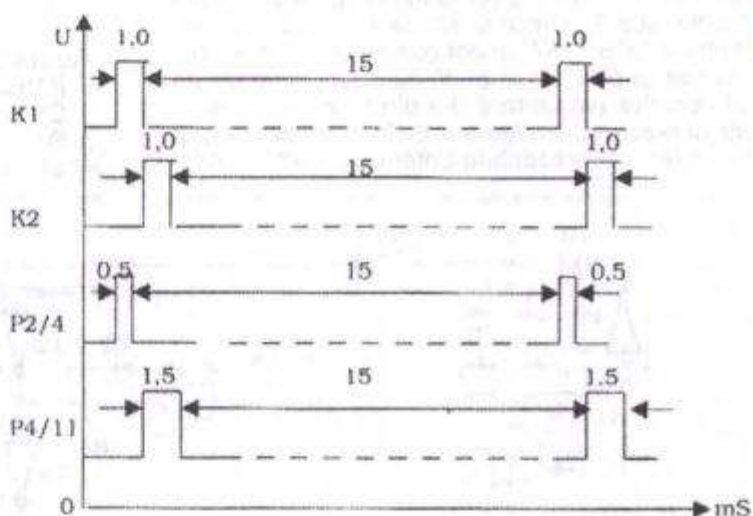


și o dată cu ea intrările 6 a multivibratorului și respectiv 1 a multiplexorului. Multivibratorul începe să oscileze, trimțând impulsuri pe intrările 6 și 10, iar de aici la ieșirile 7 și 9. Servourile racordate la aceste ieșiri primesc impulsurile de la multivibrator. Lungimile acestor impulsuri sunt astfel reglate (cu semireglabilul SR) încât unul să oprească motorul iar celălalt să bracheze cârma pe dreapta sau pe stânga.

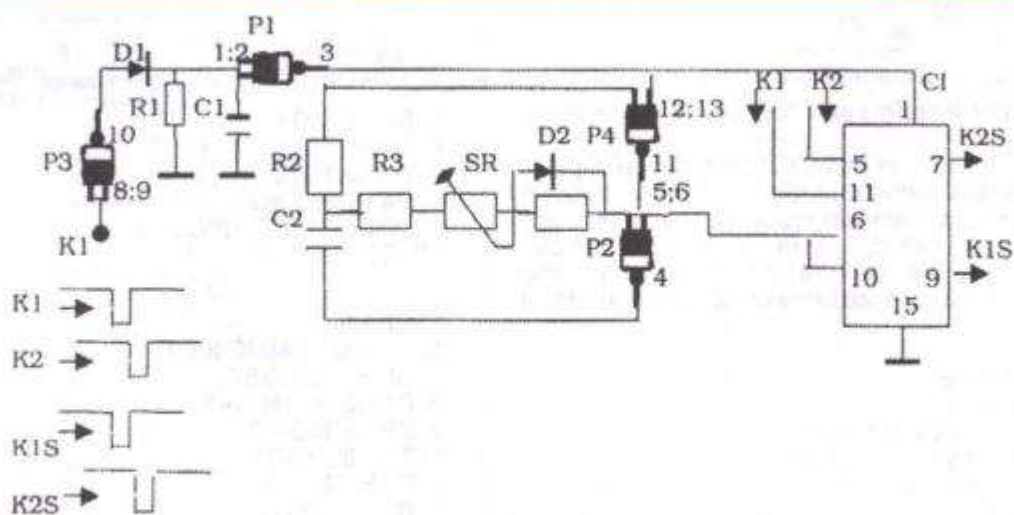
În concluzie:

Dacă ieșirea 3 a porții P1 și respectiv pinul 1 al integratului multiplexor CDB 4157 sunt în zero logic, la ieșirile K1S și K2S trec semnalele K1 și K2 de pe intrările 5 și 11.

3



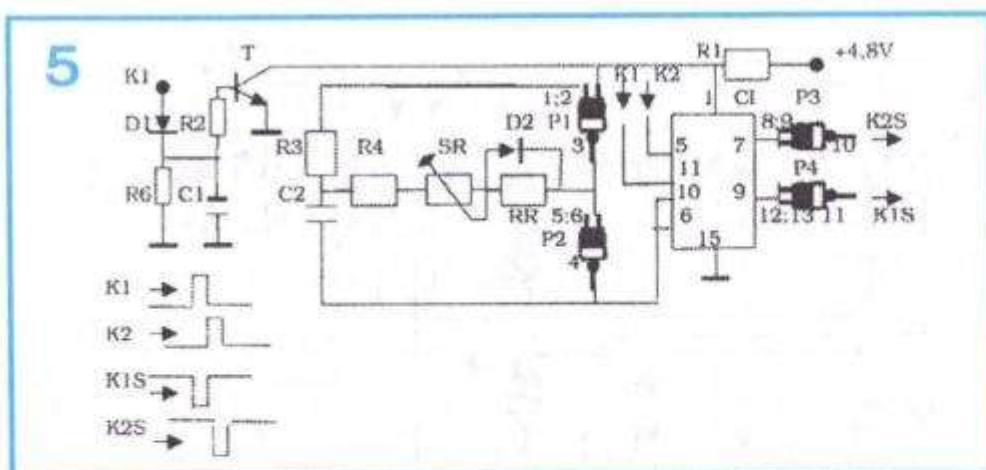
4



Dacă ieșirea 3 a porții P1 și pinul 1 al integratului CDB 4157 sunt în 1 logic, spre ieșirile 7 și 9 ale multiplexorului trec numai impulsurile de pe intrările 6 și 10.

Dacă este necesar ca servourile cuplate la ieșirile K1S și K2S să aibă poziții diferite unul față de celălalt, în

cazul pierderii legăturii radio montajul din figura 1 va fi completat cu încă un multivibrator, așa cum se arată în figura 2. În figura 3 se arată un exemplu de reglare a lungimii impulsurilor generate de cele două multivibratoare.

**Figura 2**

1. P1;P2;P3;P4 \Rightarrow MMC4011
2. CI \Rightarrow CDB4157
3. D1; D2; D3 \Rightarrow 1N4148
4. SR1;SR2 \Rightarrow 100 k Ω
5. R1 \Rightarrow 100 k Ω
6. R2;R6 \Rightarrow 1 M Ω
7. R3; R7 \Rightarrow 10 k Ω
8. R4;R8 \Rightarrow 270 k Ω
9. R9 \Rightarrow 200 Ω
10. C1 \Rightarrow 15 μ F/10V
11. C2;C3 \Rightarrow 33 nF

Figura 4

1. P1;P2;P3;P4 \Rightarrow MMC4011
2. CI \Rightarrow CDB4157
3. D1;D2 \Rightarrow 1N4148
4. SR \Rightarrow 100 k Ω

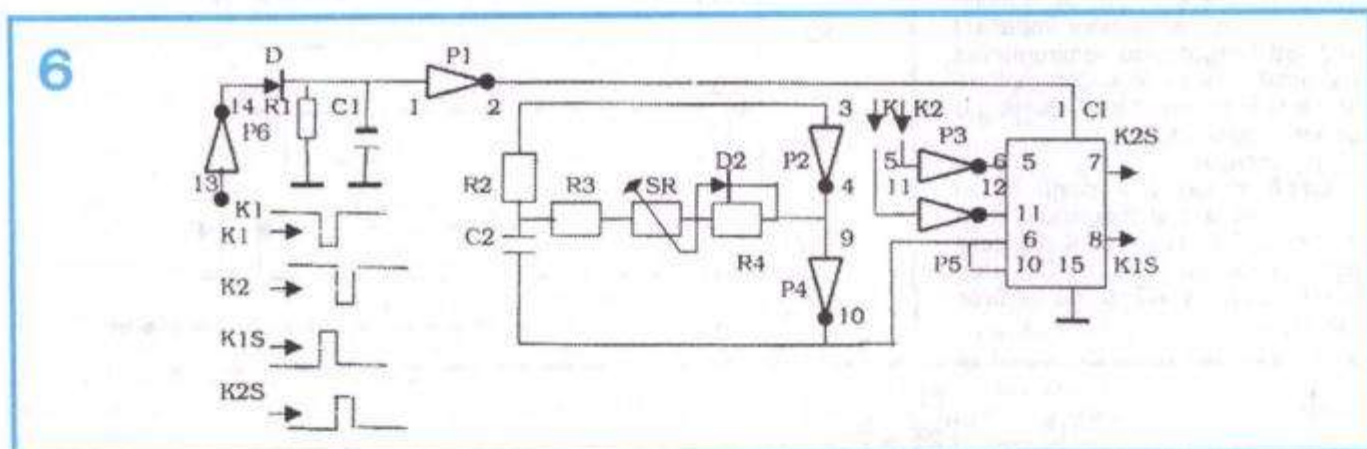
În acest caz, echea primului servo va fi pe poziția extremă stângă, iar a celui de al doilea în poziția extremă dreaptă. Orice alte poziții intermediare ale echelilor celor două servomecanisme sunt posibile. Reglajele respective se fac cu ajutorul potențioetrelor SR1 și SR2. Adăugând un al treilea multivibrator și totodată utilizând și intrarea 3, respectiv ieșirea 4 a circuitului integrat multiplexor CDB 4157, se pot comanda trei servouri.

Pentru stațiile de telecomandă care funcționează cu impulsuri negative (variante a II-a din tabel) este destinat montajul prezentat în figura 4. Și în acest caz se pot face toate extensiile prezentate anterior. De altfel, aces-

5. R1 \Rightarrow 100 k Ω
6. R2 \Rightarrow 1 M Ω
7. R3 \Rightarrow 10 k Ω
8. R4 \Rightarrow 270 k Ω
9. C1 \Rightarrow 15 μ F/10V
10. C2 \Rightarrow 33 nF

Figura 5

1. P1;P2;P3;P4 \Rightarrow MMC4011
2. CI \Rightarrow CDB4157
3. D1;D2 \Rightarrow 1N4148
4. SR \Rightarrow 100 k Ω



te extensii se pot face în cazul tuturor celor 4 variante din tabel.

În figura 5 este prezentată schema de principiu a unui montaj pentru varianta III din tabel, iar în figura 6 pentru varianta IV din același tabel. Și aceste instalații se pot extinde ca și cea din figura 1 la 2 sau 3 servouri controlate, astfel încât la întreruperea legăturii radio echele acestora să se poziționeze la unghiuri diferite prescrise.

LISTA DE PIESE**Figura 1**

1. P1;P2;P3 MMC4011
2. CI \Rightarrow CDB4157
3. D1;D2 \Rightarrow 1N4148
4. SR \Rightarrow 100 k Ω
5. R1 \Rightarrow 100 k Ω
6. R2 \Rightarrow 1M Ω
7. R3 \Rightarrow 10 k Ω
8. R4 \Rightarrow 270 k Ω
9. C1 \Rightarrow 15 μ F
10. C2 \Rightarrow 33 nF

5. R1 \Rightarrow 200 Ω
6. R2 \Rightarrow 2,2 k Ω
7. R3 \Rightarrow 10 k Ω
8. R4 \Rightarrow 270 k Ω
11. C1 \Rightarrow 15 μ F/10V
12. C2 \Rightarrow 33 nF

Figura 6

1. P1;P6 \Rightarrow MMC4069
2. CI \Rightarrow CDB4157
3. D1;D2 \Rightarrow 1N4148
4. SR \Rightarrow 100 k Ω
5. T \Rightarrow BC107B
6. R1 \Rightarrow 200 Ω
7. R2 \Rightarrow 2,2 k Ω
8. R3 \Rightarrow 1M Ω
9. R4 \Rightarrow 20 k Ω
10. R5 \Rightarrow 270 k Ω
11. R6 \Rightarrow 100 k Ω
12. C1 \Rightarrow 15 μ F/10V
13. C2 \Rightarrow 33 nF

ALARMĂ SONORĂ

pentru AEROMODELE

Montajul, sub forma unei "cutii negre", ușoare și de mici dimensiuni, este util în special aeromodelelor comandate prin radio.

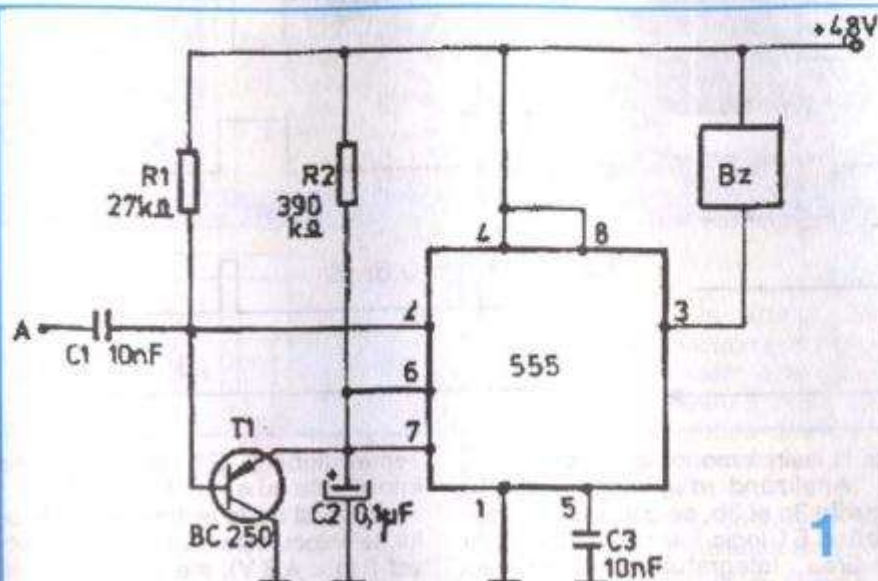
Alarma sonoră intră în funcțiune în următoarele trei cazuri:

1. Când receptorul rămâne în funcțiune după ce modelul a efectuat

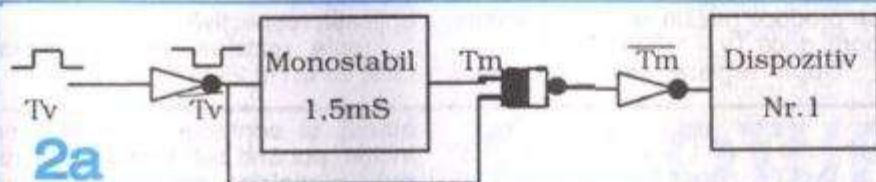
at zborul și emițătorul a fost oprit. Alarma permite reperarea unui model pierdut de la cca 50 m. Este utilă mai ales când modelul a căzut într-o pădure, lan de cereale etc.

2. Receptorul este pus accidental sub tensiune (de exemplu, în timpul transportului). Funcționarea în aceste condiții a ansamblului receptor - servomecanisme descarcă bateriile de alimentare. În același timp comenzile modelului pot fi suprasolicitate și de multe ori deteriorate prin rotirea necontrolată și peste limită a servomecanismelor.

3. Pe teren, cu emițătorul oprit și receptorul în funcțiune, dacă alarma nu intră în acțiune, frecvența respectivă este deja ocupată. Aceasta permite identificarea unei alte stații de emisie care lucrează pe aceeași frecvență.

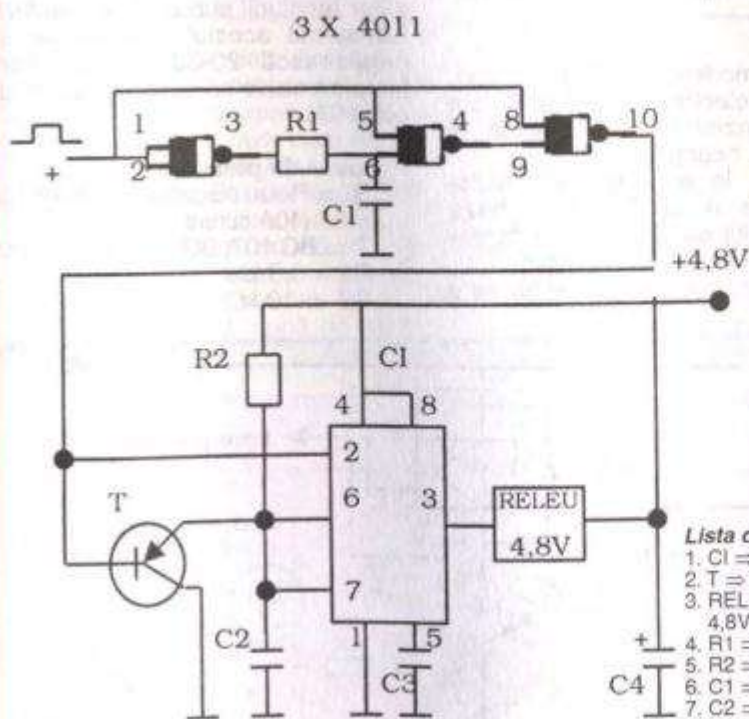


1



2a

2b



3 X 4011

Lista de piese

1. IC1 = 555
2. T1 = BC251
3. REL = Releu 4,8V/5 ÷ 10 A
4. R1 = 180 kΩ
5. R2 = 390 kΩ
6. C1 = 10 nF
7. C2 = 100 nF
8. C3 = 10 nF
9. C4 = 10 μF/12 V

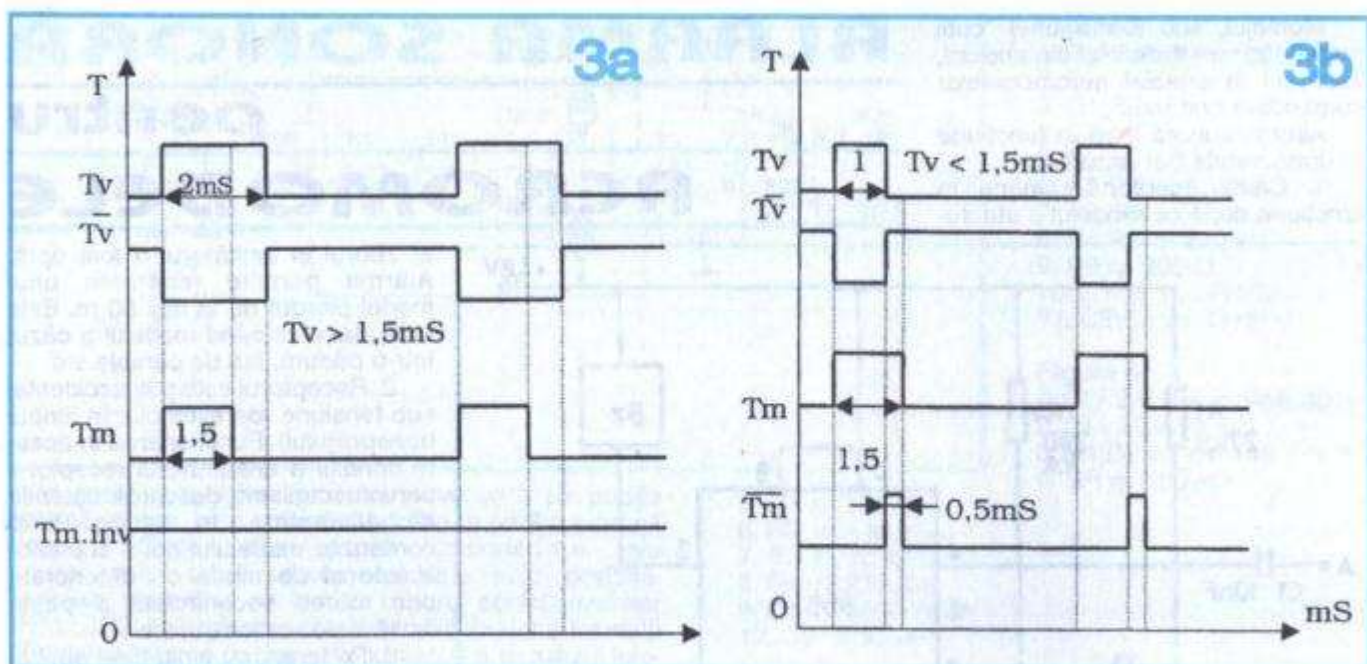
Funcționarea instalației

Intrarea A a dispozitivului prezentat în figura 1 se conectează la una din căile disponibile ale decodificatorului părții de recepție; poate fi comună și cu intrarea unui servomecanism. Impulsurile (pozitive) aplicate la intrarea A sunt diferențiate de ansamblul R1; C1. Ele declanșează fără oprire circuitul monostabil realizat cu elementele R2; C2; C1 (555) și în felul acesta mențin ieșirea circuitului integrat (pinul 3) la cca 4,8 V.

Totodată, impulsurile pozitive primite la intrarea A acționează și asupra tranzistorului T1, care descarcă la rândul lui capacitatea C2. Constanta de timp $R2 \cdot C2$ fiind mare, în raport cu intervalul dintre două impulsuri vecine, capacitatea C2 nu se poate încărca la nivelul de tensiune necesar basculării circuitului integrat 555.

Dacă impulsurile dispar, tranzistorul T1 se blochează, C2 se încarcă prin R2 și, la sfârșitul perioadei de timp 1, ieșirea circuitului integrat IC1 trece în zero, punând în funcțiune buzzerul B.

O variantă perfecționată a dispozitivului, prezentată în figura 2, poate realiza toate funcțiunile celui precedent și în plus comanda "tot sau nimic" atunci când durata impulsului devine superioară valorii de 1,5-1,7 ms, timp ce corespunde neutrului celor mai multe tipuri de servomecanisme. Aceste valori pot



fi modificate și pentru alte cazuri particulare.

Funcționarea dispozitivului

Să notăm cu T_v lungimea impulsului primit la intrarea A (fig. 2a) și cu \bar{T}_v valoarea negată (inversată) a acestuia.

Cu T_m notăm lungimea semnalului

la ieșirea monostabilului.

Analizând diagramale din figurile 3a și 3b, se constată că, realizând E1 logic între semnalul de la ieșirea integratului și valoarea negată a impulsului de la intrare, nu se produce nici un semnal la ieșirea porții dacă $T_v > 1,5$ ms.

După reglarea monostabilului,

semireglabilul R1 (fig. 2b) se înlocuiește cu o rezistență fixă.

Buzerul de la ieșirea dispozitivului se înlocuiește cu un releu adecvat ($U_n < 4,8$ V), ale cărui contacte suportă valoarea curentului cerut de aplicația respectivă.

Toate rezistoarele sunt miniatură, de 0,1-0,25 W.

CONECTOR AUTOMAT pentru NAVOMODELE

Sunt situații în care din grabă, emoția concursului etc., modelistul constructor uită să alimenteze receptorul stației de telecomandă sau electromotorul (electromotoarele) modelului, prin acționarea butoanelor respective, pierzând un timp prețios, mai ales dacă este cazul participării la un concurs.

Pentru evitarea unui astfel de incident, se poate echipa modelul cu un montaj simplu a cărui funcționare este bazată pe conductibilitatea electrică a apei.

Sondele A și B (practic două nituri sau capse din argint, bronz sau alamă) sunt plasate la o distanță mai mică de 1 cm, pe coca navei (partea imersă), izolate între ele.

Dacă modelul are coca din metal sau alt material bun conducător de electricitate, cele două nituri vor fi izolate și de aceasta.

În serie cu contactele releului REL se montează alimentarea receptorului sau a motorului electric,

după caz.

Când modelul nu este în apă, rezistența electrică între A și B este mare, tranzistorul T1 deschis și releul REL neacționat.

Lăsând la apă modelul, rezistența între A și B scade, baza tranzistorului este polarizată corespunzător și acesta se deschide.

Armătura mobilă a releului este

atrăsă și contactele acestuia se închid, punând sub tensiune receptorul stației de telecomandă sau motoarele (motorul) navomodelului.

Releul trebuie să funcționeze la o tensiune de 4-12 Vc.c., corespunzător tensiunii sursei de alimentare. Consumul acestuia nu trebuie să depășească 20-30 mA, iar contactele trebuie să suporte curenți de cca 10A.

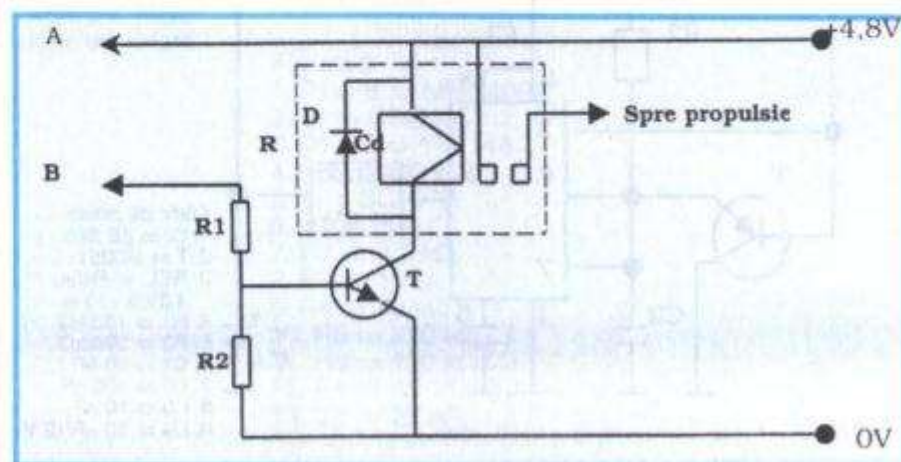
Lista de piese

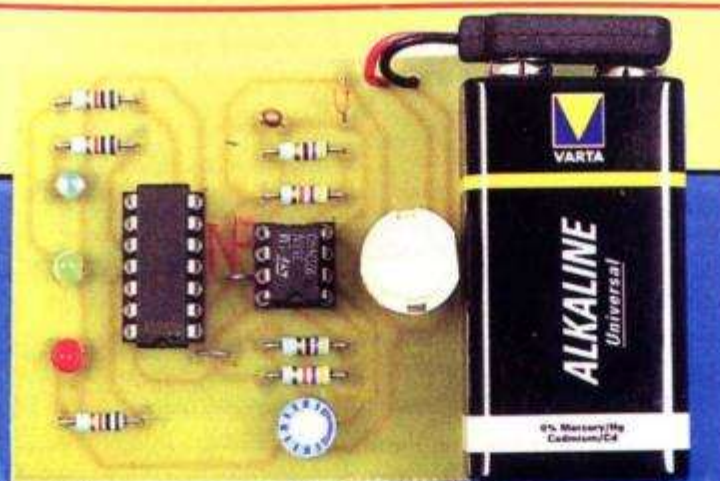
R ⇒ Releu electromagnetice 4V/10A (10A curent de rupere)

T ⇒ BC 107; BC 171; BD 135 etc.

R1 = 3,3 kΩ

R2 ⇒ 10 kΩ





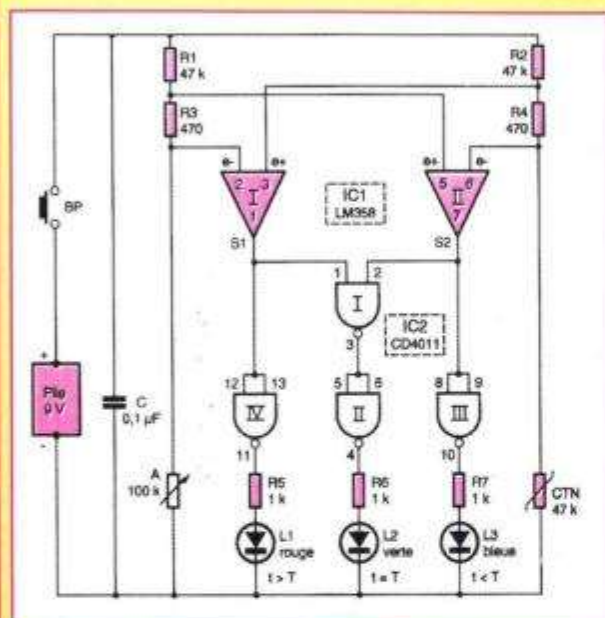
CONTROLOR de TEMPERATURĂ

În articolul cu acest titlu, publicat în revista *Electronique Pratique* nr. 269 / octombrie 2002, autor R. Knoerr, este prezentat un minitester portabil conceput pentru a indica rapid, sugestiv și concludent dacă temperatura dintr-o încălț are valoarea așteptată (dorită, necesară), iar în caz că nu, dacă este mai mare sau mai mică decât temperatura dorită. Indicația este luminoasă, prin aprinderea unui LED: verde pentru conformitate (egalitatea temperaturilor), albastru pentru temperatură mai mică, respectiv roșu pentru temperatură mai mare decât cea dorită.

În montaj se utilizează un termistor cu coeficient negativ de temperatură (CTN - 47 kΩ), un amplificator operațional dual (IC1 - LM358) și cele patru porți logice NAND conținute în capsula circuitului IC2 - CD4011.

Ecartul stării de conformitate (LED verde aprins) este de cca 1°C, el putând fi modificat prin mărirea sau micșorarea valorii comune a rezistențelor R3 și R4.

Temperatura de referință se stabilește din rezistența ajustabilă A.

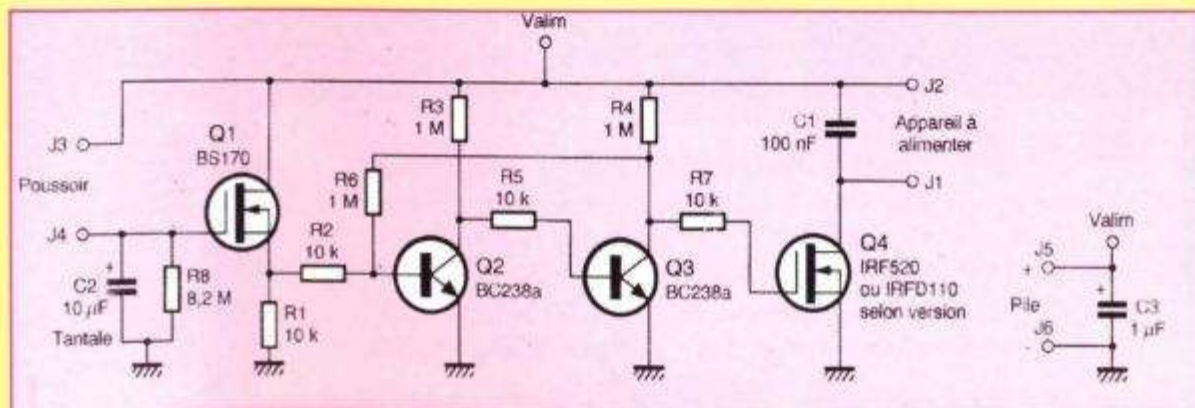


Pentru a cruța viața bateriilor care alimentează diverse aparate portabile, atunci când dorim funcționarea acestor aparate pe durate scurte de timp (câteva minute, dar ușor extensibil la zeci de minute), G. Durand, în articolul *Mise sous tension temporisée*, publicat în revista *Electronique Pratique* nr. 266 / iunie 2002, pag. 88-91, propune realizarea temporizatorului alăturat. O apăsare scurtă a butonului (Poussoir) asigură pornirea aparatului, oprirea fermă a acestuia (grație triggerului Schmitt încorporat în schemă) făcându-se automat, după un interval determinat de constanta de timp R8 C2. Autorul descrie realizarea

FUNCȚIONARE TEMPORIZATĂ

montajului în două variante, cu componente obișnuite și, respectiv, cu SMD-uri.

Constructorii interesați pot înlocui eventual primul MOSFET printr-un JFET uzual, iar pe al doilea printr-un Darlington.



Cauti ? - Nu găsești ? - E prea scump ? - ... Ai încercat la :

TRIODA
hifi shop

www.trioda.ro

CONTACT

Multimetre, Telecomenzi, Trafo linii, Componente electronice

Cataloage din magazinele din Oradea sau prin poștă :

HIFI SHOP : str. Primăriei nr. 48 , tel.: 0259-436.782

CONTACT : str. Șelimbărulei nr. 2 , tel.: 0259-267.223

Cod poștal: 410209 ORADEA , Fax: 0259-210.225,

e-mail: sales@trioda.ro



Pret: 29 500 lei