

# Tehniium

FONDATA ÎN ANUL 1970

ANUL XXXVI, Nr. 360

REVISTĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

Număr editat cu sprijinul Ministerului Educației și Cercetării

REVISTĂ  
TRIMESTRIALĂ

1 martie  
2006

● INCINTE  
ACUSTICE

● TRANSFORMATOARE  
TOROIDALE

● PROTECȚIA  
MOTOARELOR  
ASINCRONE

● APARAT  
PENTRU  
USCAT MÂINILE

● DISTRIBUTOR  
AUDIO

● COMANDA ANTENEI  
AUTO

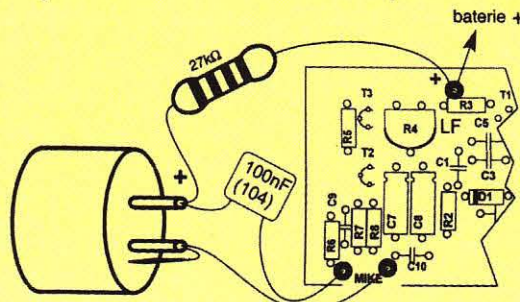
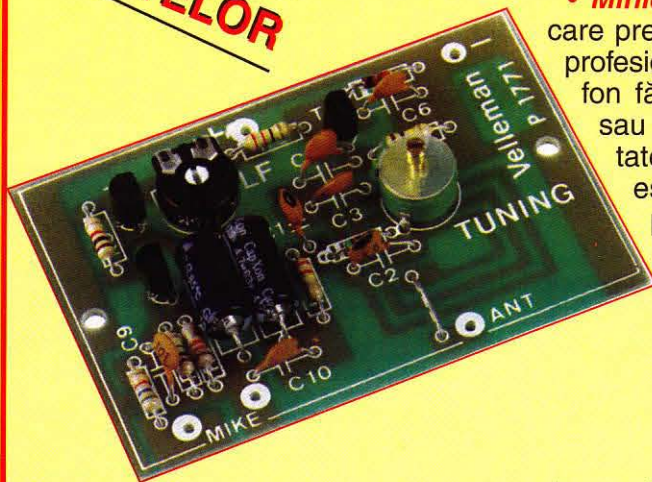
● DUBLAREA  
PUTERII  
AUDIO

# REVISTA REVISTELOR

În rubrica de față vă semnalăm din aparițiile recente ale revistei *Conex club* câteva articole ale căror subiecte au constituit în mod repetat puncte de atracție și pentru cititorii lui TEHNIUM.

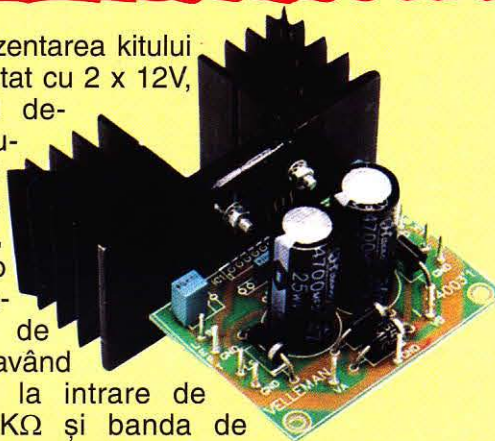
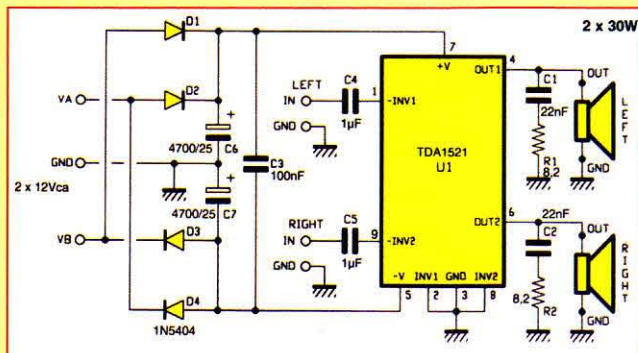
Astfel, din numărul 1/2006 vă recomandăm să consultați articolele:

- **Miniemitaător (modulator) FM 100-108 MHz** (pag. 20), care prezintă kitul Velleman K1771, cu aplicații domestice și profesionale în domenii precum testarea tunerelor FM, microfon fără fir, comunicații private între membrii unei familii sau grup, supravegherea bebelușilor, sistem de securitate etc. Montajul lucrează în banda FM 100 – 108MHz, este alimentat la 9V și are o sensibilitate la intrarea preamplificatorului audio de 5mV;



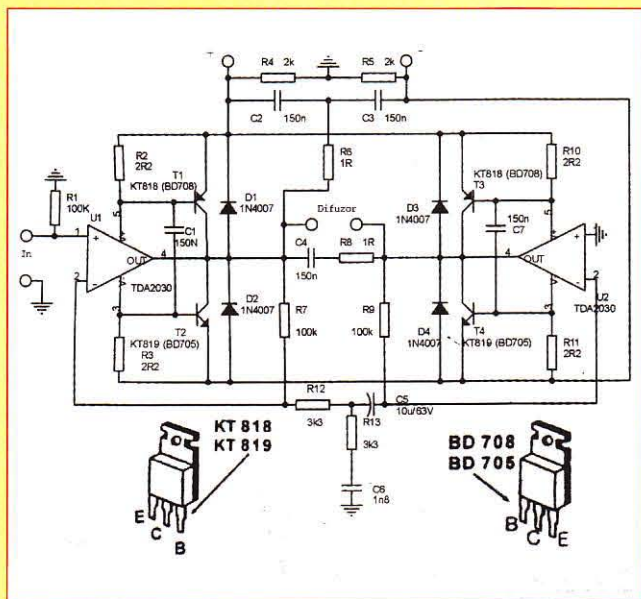
- **Amplificator stereo 2 x 30W** (pag. 21-22), respectiv prezentarea kitului Velleman K4003, echipat cu circuitul integrat TDA1521. Alimentat cu 2 x 12V,

amplificatorul debitează o putere maximă muzicală de 2 x 30W/4Ω, respectiv o putere maximă RMS de 2 x 15W/4Ω, având sensibilitatea la intrare de 300 mV/20 KΩ și banda de frecvență 7Hz – 60kHz (– 3dB).



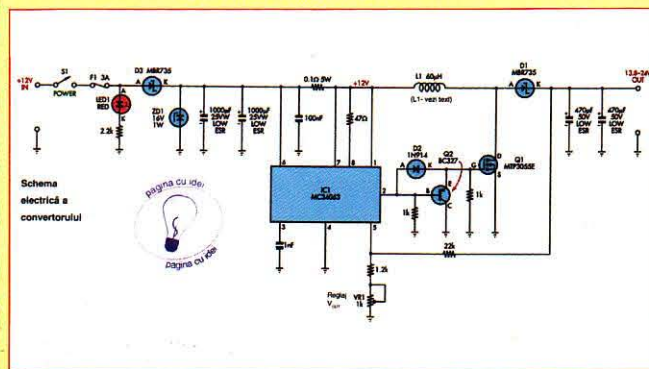
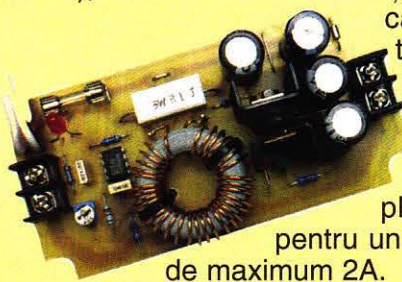
Din numărul 11/2005 vă semnalăm articolele:

- **Amplificator 200W în punte, cu TDA2030** (pag.15), o succintă prezentare a kitului KEMO (Germania), cod B125 și



- **Convertor DC-DC pentru autoturism** (pag. 48-49), referitor la construcția unui convertor care, alimentat la tensiunea continuă de 12V, furnizează la ieșire o tensiune continuă ajustabilă în plaja 13,8V–24V,

pentru un curent de sarcină de maximum 2A.



## Stimați cititori,

Vă mulțumim – iarăși cu întârzierea dictată de apariția trimestrială a revistei – tuturor celor care ne-ați transmis felicitări și gânduri frumoase de sărbători. Dar și celor care, prin doleanțele exprimate, prin sugestiile și propunerile concrete de subiecte pentru viitoare articole sau chiar de rubrici noi, încercați să ne ajutați în diversificarea conținutului lui TEHNIUM, în orientarea lui „din mers” spre actualele probleme de interes pentru dumneavoastră.

Desigur, nu putem răspunde imediat tuturor solicitărilor, dar vă asigurăm că ele sunt avute în vedere, prin înștiințarea cercului nostru de colaboratori apropiați, la întocmirea viitoarelor sumare ale revistei. De fapt, așa a „funcționat” dintotdeauna revista TEHNIUM, bazată pe un dialog permanent cu cititorii, al căror feed-back a constituit un criteriu major în orientarea tematică.

Din păcate, multe din solicitările dv. concrete nu mai pot fi onorate deoarece, așa cum spuneam și cu alte ocazii, redacția nu mai dispune de material documentar, dar nici de personal care să caute schemele sau informațiile solicitate. În acest sens, propunerea dv., domnule *Simó Attila* (Tg. Mureș), de a înființa o rubrică de genul „Cititorii către cititori”, ni se pare foarte bine venită. Așa cum sugerați dv. (și vă și oferim să dați o mână de ajutor, în baza documentației de care dispuneți), aici ar putea fi grupate diverse cereri și oferte ale cititorilor, bineînțeles, însoțite de „coordonatele” celor care le-au formulat (nume, adresă, telefon, CP etc.), urmând ca ei – solicitanții și ofertanții – să se contacteze direct. Singura problemă este să avem în prealabil acordul scris al corespondenților de a li se publica adresa și telefonul în revistă. Am reținut și doleanțele dv., domnule *Simó Attila*, și vom încerca să le onorăm. Totuși, testere de triace să știți că s-au publicat în TEHNIUM, unele chiar relativ recent.

Nu deținem schemele de televizoare solicitate de dv., domnule *Alex. Ciupe* (com. Grăniceri, jud. Arad), respectiv TV color Panasonic TC2185 UR și TV alb-negru Triumph 1416 (Grundig). Poate că, menționând aici solicitarea, veți avea norocul de un ofertant. Ca și dv., domnule *Karácsony Rudolf* (Constanța), cu schema televizorului Sport 251.

Am primit articolul dv., domnule *Ștef Ranete Sandu* (loc. Chișcău, jud. Bihor), și îl vom publica într-un număr viitor. Vă mulțumim și dv., domnule *Marian Dacier* (Brăila), pentru articol și pentru cuvintele frumoase. Și noi regretăm că nu putem „reînvia” Almanahul TEHNIUM, dar – cine știe? – poate s-o încheia totuși odată tranziția asta eternă a noastră...

Dacă nu este o coincidență, bănuiesc că sunteți un fost colaborator al lui TEHNIUM, domnule *Constantin Șoldan* (Iași). Vă mulțumim pentru schemele de produse industriale „ridicate” de dv., le vom publica, fiind de larg interes. În ceea ce privește schemele unor aparate de măsură românești mai vechi, cel mai indicat ar fi să vă adresați foștilor producători, de exemplu la AEM Timișoara, unde s-au construit multe dintre aceste aparate. Unele au fost publicate și în TEHNIUM (MAVO 35, MF35 etc.), la rubrica Publicitate.

Am reținut propunerile dv., domnule *Corneliu Tănase* (Ploiești), și vă vom contacta telefonic pentru a vă pune în legătură cu colaboratorii noștri de specialitate.

Nu sunteți singurul, domnule *Ioan Diaconescu* (Pitești), care ne solicită documentație serioasă – inclusiv măsuri de protecția muncii – privitoare la construcția gardurilor electrice. Vom „comanda” un astfel de articol colaboratorilor noștri apropiați, sau poate se oferă să ni-l scrie vreun cititor care posedă documentația necesară.

**Alexandru Mărculescu**

## SUMAR

CONSTRUCTORUL ÎNCEPĂTOR . . . . .	pag. 4-17
Ce ar fi util să mai știm despre diodele redresoare Materiale magnetice Redresarea curentului alternativ	
HI-FI . . . . .	pag. 18-39
Incintă acustică cu traductoare CIARE Incinte acustice cu un singur traductor De ce unele amplificatoare audio costă mult Dublarea puterii audio Înregistrarea și redarea magnetică Amplificatorul QUAD 306	
LA CEREREA CITITORILOR . . . . .	pag. 40-43
Transformatoare toroidale	
LABORATOR . . . . .	pag. 44-51
Cronometru cu alarmă Redresor stabilizat cu LM317 Dispozitiv pentru verificarea telecomenzilor Frecvențmetru digital Comutator pentru testerul de tranzistoare	
ATELIER . . . . .	pag. 52-55
Dispozitiv de protecție a motoarelor asincrone	
MINIAUTOMATIZĂRI ÎN GOSPODĂRIE . . . . .	pag. 56-59
Aparat pentru uscat mâinile Panou de relele statice	
RADIOAMATORISM . . . . .	pag. 60-61
Măsurarea frecvențelor cu ajutorul unui voltmetru digital Distribuitor audio Amplificator audio . . . . .	
AUTO-MOTO . . . . .	pag. 62-65
Dispozitiv de comandă a antenei auto	
DIVERTISMENT . . . . .	pag. 66
REVISTA REVISTELOR . . . . .	pag. 67

## TEHNIUM

Revistă pentru constructorii amatori  
Fondată în anul 1970  
Anul XXXVI, nr. 360, martie 2006

Editor  
SC Presa Națională SA  
Piața Presei Libere nr. 1, București  
Căsuța Poștală 11, București – 33

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: 317.91.23; 317.91.28 Fax: 222.48.32  
E-mail: presanationala @ yahoo.com

### Abonamente

La orice oficiu poștal (Nr. 4120 din Catalogul Presei Române)

DTP: **Clementina Geambașu**

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

ISSN 1224-5925

© Toate drepturile rezervate.

Reproducerea integrală sau parțială este cu desăvârșire  
interzisă în absența aprobării scrise prealabile a editorului.

Tiparul Romprint SA

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

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

*Ce ar fi util să mai știm*

# DESPRE DIODELE REDRESOARE PENTRU OPTIMIZAREA PERFORMANȚELOR MONTAJELOR

Ing. GHEORGHE REVENCO

(Urmare din nr. trecut)

Câteva detalii despre componentele active ale montajului din **figura 3** le consider utile. Astfel, circuitul integrat TL082 este un amplificator operațional dual cu intrare JFET. Acesta poate fi înlocuit cu TL062 sau TL072 sau altele echivalente. Tranzistoarele complementare TIP140/TIP145 sunt tranzistoare Darlington de 125W, 10A și factor de amplificare în curent mai mare de 500. Acestea pot fi înlocuite cu succes, în aplicația dată, de următoarele perechi: TIP122/TIP127 (75W, 5A), TIP142/TIP147 (125W, 10A). Am experimentat montajul și cu tranzistoare Darlington românești tip BD643/BD644 – BD649/BD650, care au însă puterea maximă disipată de numai 62W, suficientă însă pentru aplicația dată, obținând aceleași rezultate ca și în cazul tranzistoarelor recomandate în schemă, folosind însă radiatoare mai mari.

## Conectarea diodelor în serie și în paralel

Principalii parametri ce trebuie apreciați când alegem o diodă redresoare sunt: tensiunea inversă repetitivă de vârf  $V_{RRM}$  și curentul mediu redresat  $I_o$ . Sunt însă situații în care suntem nevoiți să folosim diode ce suportă tensiuni inverse mai mici decât tensiunea inversă maximă existentă în redresorul respectiv, sau diode cu  $I_o$  mai mic decât curentul necesar. În astfel de situații, desigur, vom putea conecta două sau mai multe diode în serie, respectiv în paralel. Soluția nu este cea mai fericită, dar dacă se impune, va trebui să avem în vedere câteva considerente, mai jos

expuse. Se știe că, în general, toate dispozitivele semiconductoare au o dispersie relativ mare a parametrilor, chiar în cadrul aceluiași tip. De aceea, la conectarea în serie sau în paralel a două sau mai multe diode, repartizarea statică integrală a tensiunii inverse pe diodele înseriate, respectiv a curenților pe diodele legate în derivație, depinde direct de diferențele dintre caracteristicile interne ale diodelor. Dacă ținem însă seama și de cele spuse anterior despre fenomenele de comutație din starea de conducție în starea de blocare, observăm că pericolul de străpungere a diodelor înseriate este practic mult mai mare, deoarece nu toate diodele ajung în același moment la blocare, iar dioda care va trece prima în regim de blocare va suporta toată tensiunea inversă aplicată coloanei de diode înseriate, până ce toate diodele vor ajunge în stare de blocare, situație ce durează ce-i drept doar câteva microsecunde, dar care poate cauza străpungerea diodelor. Pentru a se evita astfel de accidente, soluția simplă este de conectare în paralel pe diode a unor rezistoare. Calculul acestor rezistoare se poate face cu formula empirică de mai jos:

$$R = \frac{30}{n-1} (nV_{RRM} - V_{INV})$$

unde  $n$  este numărul de diode înseriate,  $V_{RRM}$  este tensiunea inversă repetitivă de vârf suportabilă pentru tipul de diodă ales, iar  $V_{INV}$  este tensiunea inversă maximă ce se aplică efectiv pe lanțul de diode înseriate. Valoarea acestor rezistențe nu este critică. Cu cât rezistențele vor fi mai mici, cu atât echilibrarea va fi mai bună, dar sunt afec-

tate calitatea redresării și randamentul. Valorile uzuale pentru  $R$  sunt cuprinse între  $50k\Omega$  și  $300k\Omega$ . Și conectarea în paralel pe diode a unor condensatoare are efect de echilibrare a tensiunilor inverse pe diode. O soluție mult mai bună, dar puțin mai costisitoare, este folosirea diodelor cu avalanșă controlată, care asigură automat o mai bună distribuție a tensiunilor.

La legarea în derivație situația este similară, adică pot apărea diferențe între curenții prin diode. O oarecare echilibrare se poate obține prin conectarea în serie cu fiecare diodă a unui rezistor de același ordin de mărime cu valoarea rezistenței diodei în sensul de conducție directă. Cu toate aceste elemente de echilibrare, o sortare prealabilă a diodelor ce urmează a fi conectate în serie sau în paralel este foarte indicată. Sortarea optimă se poate face cu ajutorul unui caracterograf, care ne permite să apreciem comod și corect împerecherea diodelor pentru o plajă mare de valori ale curentului. În lipsa unui astfel de aparat, este indicată testarea "punct cu punct", pentru mai multe valori ale curentului prin diode.

## Regimul termic al diodelor redresoare și de comutație

Datorită rezistenței inerente prezentate de orice diodă la trecerea curentului electric, în joncțiune se dezvoltă energie termică, ce reprezintă pierderi traduse prin încălzirea nedorită a diodei. Condițiile termice de funcționare a unei diode sunt determinate de echilibrul dintre căldura dezvoltată datorită trecerii curentului electric și căldura evacuată. Pierderile în sens direct nu cresc cu temperatura jonc-

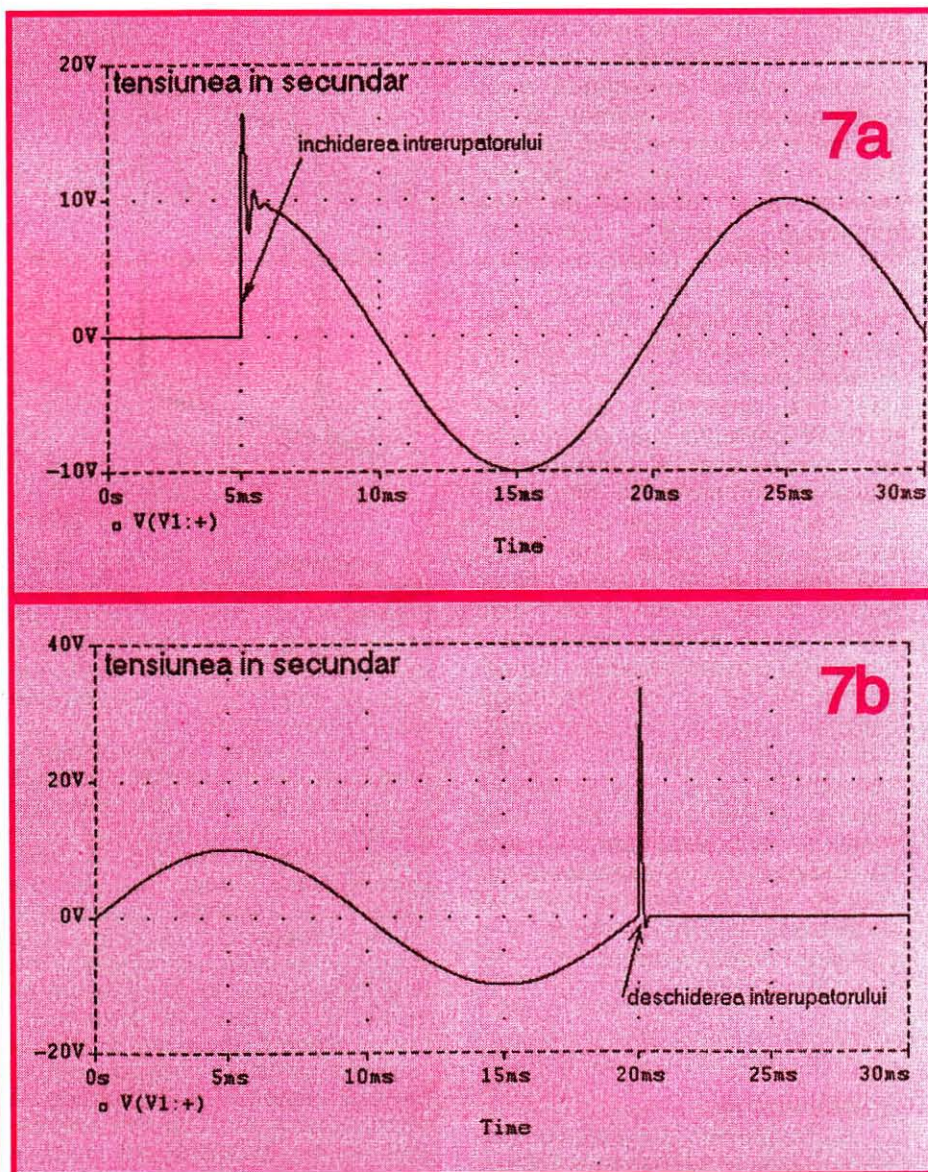
țiunii, pe când pierderile în sens invers conducției cresc cu temperatura jonctiunii. Prin urmare, **pierderile totale, pentru aceeași încărcare, cresc cu temperatura jonctiunii.** De aici desprindem observația că **atunci când randamentul este în prim-plan, este indicată montarea de radiatoare suficient de mari, pentru a răci cât mai mult dioda, chiar dacă fără radiator temperatura capsulei nu ar depăși valorile maxime indicate de catalog ca periculoase pentru integritatea diodei.**

**Supratensiunile ce pot apărea în schemele de redresare**

În funcționarea schemelor de redresare există diverse surse inerente de supratensiuni tranzitorii ce pot provoca apariția unor impulsuri care suprasolicită componentele montajului, în special diodele. Astfel de supratensiuni apar la cuplarea sau decuplarea transformatorului de la rețea, la întreruperea sau conectarea sarcinii, mai cu seamă în cazul sarcinilor inductive, și bineînțeles supratensiuni provenite din rețeaua de alimentare, care pot fi cauzate de variații bruște ale tensiunii rețelei, dar și de descărcări electrice atmosferice, sau prin cuplaj cu circuite de forță în care se produc variații mari ale curentului absorbit din rețea (instalații de sudură, cuptoare electrice, electromotoare). Analiza riguroasă a acestor fenomene este destul de complexă și ține seamă de reactanțele ce intervin, atât în circuitul de intrare (transformatoare), cât și în circuitul de sarcină. În articolul de față nu ne propunem să analizăm amănunțit aceste fenomene, dar consider foarte util, din punct de vedere practic, să ținem seama de aceste pericole, pentru a dimensiona componentele astfel încât acestea să suporte suprasolicitățile. În **figura 7a** este ilustrată apariția impulsului de supratensiune la conectarea la rețea a unui redresor cu diode, alimentat printr-un transformator, care este cazul cel mai frecvent întâlnit. În momentul conectării înfășurării primare la rețea, **în secundar apare un impuls**, mai exact un fenomen tranzitoriu sinusoidal amortizat, a **cărui tensiune de vârf poate ajunge aproape până la dublul amplitudinii tensiunii nominale din secundar.** Această supratensiune se va regăsi ca tensiune inver-

să pe diodele redresoare, putând produce distrugerea acestora. Un rol important în producerea fenomenului îl are capacitatea parazită dintre înfășurarea primară și cea secundară. De aceea, **montarea unui ecran electrostatic, conectat la masă, între cele două înfășurări, atenuează substanțial impulsul de supratensiune.** Un fenomen asemănător se produce și la deconectarea înfășurării primare de la rețea, impulsul de supratensiune ce apare în acest caz fiind reprezentat în **figura 7b.** Și la întreruperi în circuitul de sarcină apar supratensiuni periculoase, asemănătoare cu cele

tiristoarelor, care se folosesc adesea în montajele de redresare), la supratensiuni tranzitorii nerepetitive, de genul celor mai sus menționate, precum și în cazul regimurilor tranzitorii repetitive (cazul schemelor ce lucrează în regim de comutație), se poate acționa în principal prin două metode: absorbția energiei impulsurilor prin dispozitive speciale, sau deformarea impulsurilor prin micșorarea amplitudinii și mărirea duratei, metode ce se pot combina. Deoarece supratensiunile, analizate succint mai sus, sunt datorate variației bruște a curenților în momentul conectării sau deconectării alimentării sau a sarcinii, o



prezentate în figura 7, mărirea și forma acestora fiind dependente de natura sarcinii și de mărirea curentului prin aceasta.

Pentru protecția diodelor (sau a

soluție care ar elimina neplăcerile respective ar fi conectarea/deconectarea în momentul trecerii prin zero a tensiunii alternative. Există montaje de detectare a tre-

# MATERIALE

Ing. I. LUNGU

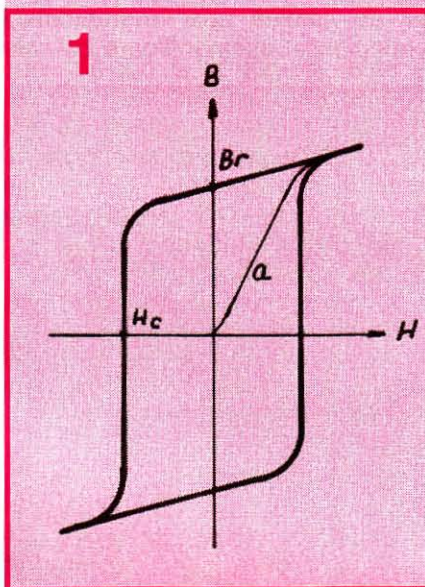
cerii prin zero a tensiunii, care permit comanda comutației la momentul optim. Pentru aprofundarea fenomenelor descrise și a metodelor și schemelor ce se pot aplica pentru protecția diodelor redresoare, se pot consulta [1] și [3]. Alte modalități de protecție ar fi folosirea de diode cu avalanșă controlată, sau supradimensionarea în ceea ce privește tensiunea inversă suportabilă de diode – soluții relativ costisitoare.

Dacă pentru instalațiile profesionale sunt aplicabile scheme complicate, costisitoare, dar eficiente, pentru aplicațiile mai simple ale constructorilor amatori pot fi considerate satisfăcătoare următoarele recomandări: ecran electrostatic între înfășurarea primară și cea secundară, conectarea unor condensatoare în primar și în secundar, conectarea unor condensatoare în paralel cu diodele redresoare și folosirea de filtre capacitive după redresare. Condensatoarele folosite în partea de curent alternativ, inclusiv cele conectate pe diode, trebuie să fie nepolarizate și să suporte valoarea de vârf a tensiunii dintre punctele de conectare, ceea ce în cazul rețelei de 220V înseamnă cca 330V. Luând în considerare și eventualele supratensiuni provenite din rețea, se recomandă ca astfel de condensatoare să suporte cca 450V. Valoarea capacității nu este critică, putând fi de ordinul zecilor sau sutelor de nF. Mărirea exagerată a capacității condensatoarelor conectate în paralel pe diode afectează calitatea redresării, crescând amplitudinea componentei alternative pe sarcină. Cu toate aceste măsuri, pentru redresoarele de putere medie și mică, recomandarea este ca diodele să nu fie încărcate la mai mult de 75% din valoarea nominală a tensiunii inverse de lucru și a curentului mediu redresat.

## Bibliografie:

1. Redresoare cu semiconductoare, I. Dan și A. Moșeanu, 1985
2. SCR Manual General Electric, 1992
3. Revista Conex Club nr.1/2005 și nr. 3/2005
4. Colecția revistei Elektor

Prezentul articol, destinat mai ales începătorilor, încearcă să aducă o modestă contribuție la mai buna cunoaștere a materialelor magnetice. Pentru cei familiarizați cu acest domeniu, începutul articolului poate fi plictisitor și ca atare poate fi ignorat.



Cunoscute din cele mai vechi timpuri, materialele permanent magnetice au căpătat o largă utilizare abia după ce electricitatea a ajuns să fie în centrul atenției fizicienilor și inginerilor și să capete răspândirea cunoscută.

Prima referire la proprietățile magnetice ale magnetitului datează din anul 2369 î.Hr. din China. În Europa, fenomenul este amintit de Tales din Milet în anul 585 î.Hr., apoi descris într-o carte, în 1269, de către P. de Maricourt, supranumit Petrus Peregrinus. La acea dată busola, inventată de chinezi, era deja cunoscută și în Europa. În 1600, în cartea *De Magnete...* foarte lăudată de către Galilei și Kepler și susținută apoi de Newton, medicul englez W. Gilbert compară atracția magnetică cu cea electrostatică și încearcă să explice această proprietate. În 1750 John Michell explică inducția magnetică și un an mai târziu B. Franklin arată că electricitatea poate magnetiza și demagnetiza acele din fier. Apoi, în 1823, A.M. Ampère dezvoltă o

teorie care face legătura între electricitate și magnetism, deschizând calea electrotehnicii moderne.

Primii magneți utilizați la sfârșitul sec. XIX la generarea electricității erau făcuți din lamele din oțel călit, magnetizate și așezate una peste alta, și aveau proprietăți magnetice foarte slabe. La începutul sec. XX apar oțelurile cu 6% wolfram, apoi oțelurile cu 3,5% crom și cele cu cobalt, cu proprietăți din ce în ce mai bune și după 1920 aliajele Alni și Alnico, folosite și astăzi pe scară largă. După cel de Al Doilea Război Mondial apar feritele, magneții SmCo și în ultimul timp magneții NdFe.

## Clasificare și proprietăți

Din punct de vedere al comportării în câmpul magnetic, există trei feluri de materiale:

- materialele diamagnetice (Ag, Au, Cu, Bi, Pb etc.); ele nu se magnetizează și o bară suspendată de un fir în câmpul magnetic tinde să se așeze perpendicular pe liniile de forță ale câmpului, sau să fie respinsă în afară în cazul bismutului;

- materialele paramagnetice (Cr, Mn, K, Al, Sn etc.); ele se magnetizează slab, iar bara suspendată se orientează în sensul liniilor de forță;

- materialele feromagnetice (Fe, Ni, Co); ele se magnetizează puternic chiar în câmpuri slabe și uneori proprietățile magnetice rămân și după dispariția câmpului.

La rândul lor, materialele feromagnetice se împart în **materiale magnetic moi**, care se magnetizează puternic chiar și în câmpuri slabe, dar nu păstrează un magnetism sensibil după dispariția câmpului, și **materiale magnetic dure**, care rămân puternic magnetizate și după dispariția câmpului magnetizant, apte pentru producerea magneților permanenți. Întâmplător, toate materialele magnetic dure sunt dure și din punct de vedere mecanic. Materialele zis flexibile (Magnetoflex, Koerflex, Remalloy etc.) pot fi prelucrate mecanic numai înainte de tratamentul termic final, apoi devenind dure și relativ casante.

În acest articol vor fi prezentate numai materialele magnetic dure, după ce vom preciza noțiunile necesare. Fără a intra în explicații teore-

# MAGNETICE

tice ce țin de mecanica cuantică, trebuie precizat că proprietățile feromagnetice depind atât de momentele magnetice necompensate ale electronilor unui element, cât și de razele orbitelor electronice, modificate în structura unui cristal, pentru a explica faptul că există multe aliaje magnetic dure care conțin și materiale diamagnetice.

## Curba de histerezis

Dacă introducem un material feromagnetic într-un câmp magnetic crescător și notăm pe abscisă valoarea câmpului, iar pe ordonată inducția magnetică, vom obține o curbă de primă magnetizare (a, figura 1) care are o porțiune inițială urmată de o parte dreaptă și o porțiune finală ce prezintă o stare de saturație, la care inducția crește foarte puțin la creșterea în continuare a câmpului. La scară micro, porțiunea dreaptă este de fapt zimțată, deoarece magnetizarea se produce în salturi datorate deplasării în direcția câmpului a unor microdomenii numite domenii ale lui Weiss și a pereților despărțitori numiți pereți Bloch. Într-un  $\text{cm}^3$  de material există cam 100000 de domenii Weiss.

Dacă valoarea câmpului scade, inducția rămâne în urma câmpului, astfel că, atunci când valoarea câmpului revine la zero, materialul păstrează un magnetism remanent a cărui mărime este definită prin inducția remanentă Br. Pentru anularea acestuia este nevoie să aplicăm un câmp de sens contrar, numit câmp coercitiv  $H_c$ , care ne arată cât de rezistent este magnetul la demagnetizare. Crescând în continuare valoarea câmpului și aducându-l iar la zero, se obține o curbă simetrică cu cea de sus. Toată figura se numește curbă de histerezis, iar suprafața închisă arată mărimea pierderilor ce apar dacă materialul este supus unui câmp alternativ.

Rezultă că pentru câmpuri alternative (transformatoare cu miez magnetic), materialul folosit trebuie să aibă o curbă de histerezis cât mai îngustă, cu  $H_c$  minim (material magnetic moale), iar pentru un magnet permanent materialul să aibă o curbă lată, cu un câmp coercitiv  $H_c$  cât mai mare. În ambele

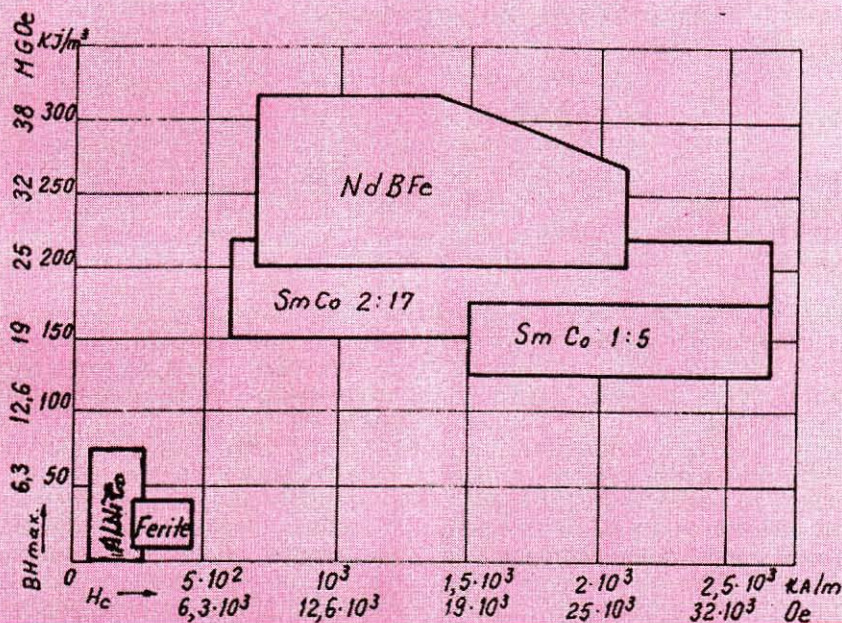
cazuri este de dorit ca inducția să fie cât mai mare, la transformatoare pentru a evita saturația, iar la magneti pentru a avea un magnet cât mai puternic.

## Mărimi magnetice

**Câmpul magnetic H** este porțiunea de spațiu în care se exercită

Definirea noțiunilor nu este suficientă dacă nu știm ce importanță practică au aceste cifre. Motoarele electrice cu magneti permanenți cunosc o răspândire extrem de largă, de la motorușele ceasurilor de mână, cu putere de câțiva  $\mu\text{W}$ , trecând prin multitudinea de motoare cu puteri de ordinul a câțiva W sau zeci de W dintr-un automobil modern, și până la motoare de până la 100 kW pentru laminoare sau transport. Magnetii lor sunt supuși la câmpuri demagnetizante puternice în funcționare, așa că un câmp coercitiv  $H_c$  cât mai mare este foarte avantajos.

Tabel 1 Caracteristicile diverselor materiale magnetice



influența magnetică. Teoretic se întinde la infinit, dar forța de atracție scade cu pătratul distanței, deci foarte repede. Mărimea lui se măsoară în  $\text{A/m}$  în SI (sistemul internațional) și în Oe (oersted) în sistemul CGS, care va fi totuși indicat pentru că în documentația mai veche accesibilă nu există indicații în SI. Relația reciprocă este  $1 \text{ A/m} = 0,01257 \text{ Oe}$ .

**Inducția magnetică B** reprezintă densitatea fluxului magnetic și se măsoară în T (tesla) în SI și în G (gauss) în sistemul CGS. Relația reciprocă este  $1 \text{ T} = 10^4 \text{ G}$ .

**Factorul de calitate** al unui magnet măsoară densitatea energiei magnetice și este produsul  $B \cdot H$  măsurat în  $\text{J/m}^3$ . Relația de transformare în unități CGS este  $1 \text{ J/m}^3 = 0,1257 \text{ kGOe}$ .

**Punctul Curie** °C este temperatura la care materialul își pierde proprietățile magnetice.

De asemenea, mesele magnetice de prindere și dispozitivele de ridicat construite cu magneti permanenți, care sunt magnetizați, respectiv demagnetizați, la fiecare ciclu de lucru, sunt supuse unor condiții grele de lucru și trebuie să prezinte o siguranță deosebită în exploatare.

Forța de atracție a unui magnet variază proporțional cu pătratul inducției, deci o creștere chiar modestă a inducției B are efecte considerabile pentru puterea motoarelor, difuzoarelor sau altor dispozitive cu magneti.

Dezvoltarea continuă a industriilor chimică, alimentară și de medicamente a diversificat enorm atât numărul de substanțe lichide transportate cu pompe, cât și presiunile și temperaturile de lucru. Unele din aceste substanțe sunt toxice, poluante sau pur și simplu mult prea scumpe pentru a permite

pierderea lor în mediu. Problema etanșării arborelui în rotație este una dintre cele mai dificile. Etanșările mecanice moderne rezolvă satisfăcător problema, dar sunt destul de scumpe și costurile de mentenanță sunt ridicate.

În afara limitei de temperatură, în cazul magneților mai intervine scăderea inducției cu creșterea temperaturii de funcționare. Magneții de bună calitate și care pot funcționa bine și la temperaturi ridicate duc la rezolvarea totală a problemei, prin realizarea unor cuplaje magnetice sincrone care transmit mișcarea de rotație printr-un perete nemagnetic rezistent la condițiile de

tegorie cu compoziții, proprietăți și denumiri diferind de la firmă la firmă. Magneții din aceste aliaje se pot realiza prin turnare în nisip sau forme-coajă, sau prin sinterizare din pulberi metalice. Pot fi izotropi sau anizotropi. În stare topită, aliajele sunt destul de vâscoase, ceea ce poate produce dificultăți sau defecte de turnare, în special pentru magneți mici sau cu forme complicate și magneții necesită de obicei tratamente termice de omogenizare. Pentru a evita tratamente costisitoare în vid, uneori magneții se înglobează în sticlă în timpul tratamentelor și apoi, prin răcire, sticla se sparge.

slabe decât ale feritelor dure.

Aliajele **SmCo 5** și **Sm2 Co17** conțin 24-27% samariu, 48-52% cobalt, 12-18% fier, 4-12% cupru, 2-3% zirconiu. Au proprietăți magnetice mult superioare tuturor materialelor tratate până acum. Rezistă bine în atmosferă umedă, sunt mai puțin casante și sunt cei mai scumpi magneți dintre materialele uzuale, atât samariul cât și cobaltul fiind elemente deficitate. Se realizează numai prin presare mecanică, uneori și izostatică și sinterizare din pulberi. Tehnologia este complicată și necesită prelucrări în vid sau gaz inert, deoarece pulberea de samariu se autoaprinde în aer. Rezistența bună la temperatură și proprietățile magnetice foarte bune recomandă utilizarea lor în scopuri deosebite.

Aliajele **Nd B Fe** conțin 30-40% neodim, 1,1-1,3% bor, restul fier, sunt ultima apariție în domeniu și au proprietăți magnetice excepționale. Rezistența slabă la temperatură poate fi îmbunătățită cu adaosuri în cantități mici de disproziu și aluminiu, iar factorul de calitate foarte mare permite compensarea scăderii inducției cu creșterea temperaturii. Tehnologia este mai puțin sofisticată decât la SmCo, deoarece procesul de fabricație pleacă de la feroaliaje. Se realizează numai prin presare și sinterizare, de obicei realizare de bucăți și magneți cu liant plastic dur, cu caracteristici mai scăzute, dar care pot fi presați în formă finită. Este necesară protecția prin zincare sau vopsire cu materiale speciale, deoarece ruginesc foarte repede în atmosferă umedă. Sunt foarte casanți și nu se pot prelucra decât prin abraziune. Fiind mai ieftini decât magneții SmCo (neodimul este de 8-10 ori mai răspândit în minereuri decât samariul) și având proprietăți magnetice excepționale, utilizarea lor este rentabilă, greutatea unui magnet NdBFe fiind cca un sfert din cea a unui magnet similar din ferită. Scăderea relativ rapidă a inducției cu creșterea temperaturii poate fi încetinită folosind materiale termo-compensatoare.

**Magnetizarea**

Pentru magneții obișnuiți, fabricile folosesc solenoizi tubulari răciți forțat, alimentați cu curenți de aproximativ 2000 A și piese polare adaptate scopului pentru fiecare caz. Pentru magneții cu samariu sau neodim, acest mod de lucru nu mai este posibil datorită câmpurilor foarte intense necesare și se utilizează magnetizoare-demagnetizoare prin impuls. Acestea sunt for-

(Continuare în pag. 27)

**Tabel 2 Comparație între diverse materiale**

Material	Densitate	Temp. Curie	Temp. max.de lucru	B.H max.	Cost relativ	Comportare la temp.	Baza de mat. prime
Ferite	4,8	450°C	250°C	30	1	multumitor	f. bună
Alni, Alnico	6,8...7,3	800°C	500°C	50	4	f. bună	critică (Co)
SmCo5	8,3	720°C	250°C	150	10	multumitor	critică
Sm2Co17	8,3	820°C	300°C	200	7	bună	critică
Nd B Fe	7,4	310°C	130°C	280	3	suficientă	bună

lucru, fără contact mecanic între semicuplajul din interior și cel din exterior, iar costurile de mentenanță scad la câteva procente față de sistemele mecanice de etanșare. Ca urmare a dezvoltării fabricației magneților, cuplajele magnetice sincrone s-au dezvoltat foarte repede, fiind utilizate astăzi de la pompele de apă pentru automobile până la cuplaje în stare să transmită puteri de peste 1000 kW la turații uzuale.

**Materiale**

Trecem peste materialele de interes istoric enumerate mai sus, ca și peste materiale cu totul speciale ca Pt Co, AgMn, Pt Fe, care – deși au proprietăți magnetice bune – nu sunt folosite curent datorită prețului prohibitiv, așa că vor fi prezentate numai materialele moderne de uz curent și proprietățile lor.

Indiferent de tehnologia de realizare, magneții pot avea aceleași proprietăți în orice direcție de magnetizare și se numesc magneți *izotropi*. Dacă răcirea după turnare sau sinterizare se face în câmp magnetic, proprietățile produselor vor fi mult superioare în direcția câmpului și mai slabe în direcție perpendiculară, acești magneți numindu-se *anizotropi*.

Aliajele **Alni** și **Alnico** sunt compuse din 6-13% aluminiu, 13-18% nichel, 2-40% cobalt (pentru Alnico), 2-6% cupru, 0-3% niobiu, 0-9% titan, restul fier. Există o sumedenie de aliaje din fiecare ca-

Datorită conținutului de nichel și cobalt, aliajele rezistă destul de bine în atmosferă umedă. Nu pot fi prelucrate decât prin abraziune și sunt destul de casante.

Proprietățile magnetice sunt indicate în **figura 2**, comparativ cu celelalte materiale. Aliajele maleabile **Koerflex**, **Magnetoflex**, **Remalloy** etc. conțin unele din elementele cobalt, vanadiu, crom, cupru sau molibden și fier. Proprietățile magnetice sunt ceva mai slabe și depind foarte mult de gradul de deformare plastică aplicat în procesul de fabricație. După tratamentul termic final, aliajele devin dure și nu mai pot fi prelucrate decât prin abraziune.

**Feritele** sunt amestecuri de oxizi de fier cu oxizi de bariu sau stronțiu sub formă de pulberi presate și sinterizate. Sunt cei mai ieftini magneți, utilizați pe o scară extrem de largă, de la magneți de închidere a ușilor până la motoare de mare putere, la difuzoare, piese diverse realizate în serie mare etc. Se fabrică magneți izotropi și anizotropi. Rezistă bine în atmosferă umedă, sunt casante și nu se pot prelucra decât prin abraziune. Feritele cu bază de oxizi de stronțiu au proprietăți cu 10-15% mai bune decât cele cu bariu. Există și ferite cu liant plastic dur sau moale, din care se presează în stare finită piese destul de complicate sau benzi maleabile, de exemplu, pentru închiderea ușilor de la frigidere. Proprietățile lor sunt mai



# REDRESAREA CURENTULUI ALTERNATIV

Ing. Gh. REVENCO

Montajele de redresare a tensiunilor alternative sunt nelipsite în mai toate aplicațiile electronice alimentate din rețeaua de curent alternativ. În ciuda simplității aparente a schemelor de redresare, analiza riguroasă a funcționării, a formelor de undă, mai ales în cazul sarcinilor cu componente reactive (inductanțe, capacități), este destul de complicată. Din fericire, însă, în majoritatea aplicațiilor practice pot fi ignorate unele considerații matematice ce ar da un plus de precizie calculului, exploatând numai concluziile strict necesare pentru proiectare, ceea ce vom face și în prezentul articol, care se adresează în special constructorilor amatori, mai mult sau mai puțin experimentați.

Pentru început însă, consider că este util să ne reamintim principalele mărimi fizice ce definesc curentul alternativ, deoarece acestea ne vor fi indispensabile în ceea ce urmează. Vom considera că tensiunea din rețeaua electrică este perfect sinusoidală. Definirea valorilor, precum și formele de undă, sunt valabile atât pentru tensiuni, cât și pentru curenți. Menționez că în literatura de specialitate pot fi întâlnite diferite notații pentru tensiune și curent ( $u$ ,  $U$ ,  $e$ ,  $E$ ,  $i$ ,  $j$  și altele).

Distingem următoarele mărimi:

– **valoarea instantanee**, adică valoarea la un anumit moment în cursul unei perioade.

Aceasta este dată de relația binecunoscută  $u = U \sin \omega t$ , și, după cum rezultă din formulă, această mărime variază între zero și o valoare maximă  $U$ , pozitivă într-o semialternanță și negativă în cealaltă alternanță;

– **valoarea de vârf**, denumită și **amplitudine**, reprezintă valoarea maximă a tensiunii,  $U$ , în cazul notației de mai sus;

– **valoarea vârf – la vârf**  $U_{vv} = 2U$ . Această mărime, după cum vom vedea, prezintă interes în dimensionarea componentelor redresoarelor;

– **valoarea medie**, reprezintă media aritmetică a valorilor instantanee ale tensiunii (respectiv curentului), pe o perioadă  $T$ , sau altfel spus, este valoarea unui curent continuu constant, care transportă aceeași cantitate de sarcină electrică în același interval de timp ca și curentul alternativ considerat. Aceasta se obține prin integrarea funcției  $u = U \sin \omega t$  pe o perioadă, geometric fiind proporțională cu suprafața delimitată de graficul funcției respective. Pentru o funcție sinusoidală, cum este și cazul considerat, din punct de vedere matematic, această valoare este zero pe o perioadă, deoarece cele două suprafețe delimitate de grafic sunt egale, dar algebric sunt de semne opuse, deci se anulează. Pentru a se pune însă în evidență sensul fizic, precum și o altă mărime de interes în analiza schemelor de redresare, și anume factorul de formă, mai jos definit, pentru definirea valorii medii se consideră sinusoida, din punct de vedere energetic, ca având ambele alternanțe pozitive (ca pulsurile rezultate la redresarea bialternanță), făcându-se inte-

grarea funcției

$u = U \sin \omega t$  pe o semiperioadă

și înmulțind rezultatul cu 2. În acest

caz **valoarea medie a unei tensiuni sinusoidale va fi**

$$U_{med} = \frac{2U}{\pi}$$

– **valoarea efectivă** (denumită în unele lucrări mai vechi și *valoare eficace*), este definită ca fiind valoarea tensiunii (respectiv a curentului) continue, ce ar **duce într-o rezistență, R, aceeași putere medie disipată**, adică același efect termic ca și tensiunea alternativă. În literatura anglo – americană, dar și în multe lucrări traduse în limba română, această mărime poartă indicii **r.m.s.**, (**Erms, Urms, Irms**), prescurtarea de la **root-mean-square**, care în traducere înseamnă **rădăcina patrată medie**, sau radical din valoarea medie. Această denumire are originea în definiția de mai sus, unde intervine puterea medie. Din calcul rezultă, în **cazul curentului alternativ sinusoidal**,

$$I_{ef} = I_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}}, \text{ respectiv } U_{ef} = U_{rms} = \frac{U}{\sqrt{2}}, \text{ de}$$

unde deducem  $I = I_{ef} \sqrt{2}$  și  $U = U_{ef} \sqrt{2}$ , unde  $I$ , respectiv  $U$ , reprezintă valoarea maximă, valoarea de vârf, sau amplitudinea. Particularizând pentru rețeaua electrică de curent alternativ,  $U_{ef} = 220V$ , iar valoarea maximă  $U \approx 310V$ .

Corespunzător acestor mărimi, vom distinge puterea instantanee, puterea medie, puterea efectivă și puterea de vârf.

Trebuie făcută distincția între valoarea medie și valoarea efectivă a tensiunii și a curentului, deoarece acestea sunt diferite, conform definițiilor. Raportul dintre valoarea efectivă și valoarea medie a tensiunii, sau a curentului alternativ, se numește **factor de formă**, și în cazul semnalelor sinusoidale, folosind relațiile de mai

$$\text{sus, obținem } a = \frac{U_{ef}}{U_{med}} = \frac{U}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2U} = 1,11$$

De mai mare importanță practică este valoarea efectivă (rms). În marea majoritate a cazurilor, **instrumentele de măsură pentru curent alternativ sunt gradate/etalonate în valori efective**. Există însă și instrumente care măsoară valorile de vârf (voltmetre de

vârf) independent de forma semnalelor respective. **Instrumentele de măsură pentru curent continuu vor indica valoarea medie** în cazul măsurării unui curent pulsatoriu. În cazul în care folosim osciloscopul pentru măsurarea unei tensiuni, vom putea aprecia corect numai valoarea vârf – vârf, sau valoarea de vârf, U, dacă semnalul vizualizat este simetric și bine axat. În

$$\text{acest caz, } U_{ef} = \frac{U_{vv}}{2\sqrt{2}}$$

Trebuie precizat că deși definițiile pentru aceste mărimi sunt valabile pentru semnale periodice de orice formă, relația dintre valoarea medie, valoarea efectivă și valoarea maximă, diferă în funcție de forma semnalului. Relațiile de mai sus sunt valabile numai pentru semnale sinusoidale. Metoda matematică de calcul al acestor mărimi, în cazul semnalelor periodice de altă formă, de exemplu semnale triunghiulare sau dreptunghiulare, presupune descompunerea acestora în armonicile componente (care sunt semnale sinusoidale) și aplicarea principiului suprapunerii efectelor.

Să analizăm acum pe scurt funcționarea schemelor de redresare curent întâlnite în aplicațiile practice. Vom analiza numai cazul redresării tensiunilor alternative monofazate, deoarece redresoarele polifazate se întâlnesc de regulă în aplicațiile energetice industriale de mare putere, nefiind de interes practic pentru constructorii amatori. Funcționarea schemelor de redresare și relațiile de proiectare ce rezultă depind în bună măsură de natura sarcinii, motiv pentru care vom analiza succint funcționarea pe sarcină rezistivă, inductivă și capacitivă. Vom considera că redresorul este alimentat printr-un transformator, pentru a pune în evidență și mărimea curenților ce circulă prin înfășurările acestuia, elemente necesare pentru dimensionarea corectă a transformatorului. Acesta este de fapt și cazul cel mai frecvent întâlnit. Vom considera, de asemenea, că diodele redresoare sunt ideale, neglijând deci rezistența acestora și căderea de tensiune în conducție directă. Tensiunea furnizată de înfășurarea secundară a transformatorului este de forma  $u = U \sin \omega t = E \sqrt{2} \sin \omega t$ , unde cu **E** am notat în acest caz **valoarea efectivă a tensiunii din secundarul transformatorului** (valoarea pe care o indică un voltmetru de curent alternativ), **pentru a putea face distincție între aceasta și**

**valoarea efectivă a tensiunii redresate.** De altfel, această notație este cel mai frecvent utilizată în literatura de specialitate.

**1. Redresorul monoalternanță, cu sarcină pur rezistivă** prezentat în **figura 1a** este cea mai simplă schemă posibilă. În semialternanța pozitivă dioda este în conducție directă, iar în alternanța negativă este blocată. Rezultă la ieșire o tensiune pulsatorie, formată din semisinusoide, ca în **figura 1b**. Vom nota valoarea medie a tensiunii redresate cu  $U_0$  și valoarea medie a curentului redresat, care circulă prin rezistența de sarcină cu  $I_0$ , aceste notații fiind frecvent utilizate și mai sugestive, deoarece reprezintă de fapt rezultatul final al redresării. **Acestea sunt mărimile ce le măsurăm cu voltmetrul, respectiv ampermetrul, de curent continuu pe rezistența de sarcină.**

Performanțele acestei scheme sunt următoarele:

$$U_0 = U_{med} = \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,45E, \quad U_{ef} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

Tensiunea inversă aplicată pe diodă (în semialternanța în care este blocată)

$$U_{inv} = \pi U_0 = 3,14 U_0 = E\sqrt{2}$$

Valoarea medie a curentului redresat (ceea ce măsurăm cu un ampermetru de c.c.)

$$I_0 = I_{med} = \frac{U_{med}}{R} = \frac{U_0}{R} \approx 0,45 \frac{E}{R}$$

Deci, valoarea medie a curentului redresat ce parcurge rezistorul R, reprezintă numai 45% din valoarea efectivă a curentului ce ar parcurge rezistența de sarcină dacă dioda s-ar scurtcircuita, sarcina alimentându-se în curent alternativ.

Valoarea efectivă a curentului prin sarcină și prin diodă (ceea ce măsurăm cu un ampermetru de c.a.)

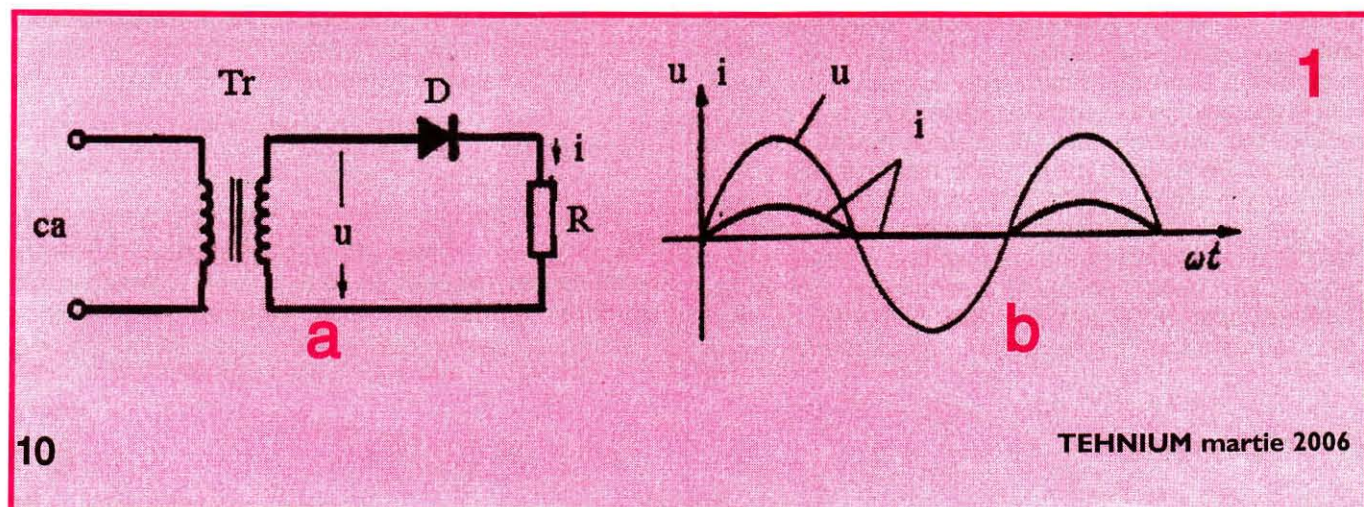
$$I_{ef} = \frac{U_{ef}}{R} \approx 0,707 \frac{E}{R}$$

Valoarea de vârf a curentului pe care trebuie să o suporte dioda redresoare

$$I_v = \frac{E\sqrt{2}}{R} = 3,14 I_0$$

$$\text{Factorul de formă } a = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$$

**Factorul de ondulație (ripple factor)** este definit ca raportul dintre valoarea efectivă a tuturor componentelor alternative la ieșire, pe sarcină (fundamentală și armonicile) și valoarea medie a tensiunii pe sarcină. În cazul



redresorului monoalternanță, acest factor are valoarea 1,21.

**Puterea de gabarit a transformatorului**, adică puterea pentru care acesta trebuie dimensionat

$$P_{tr} = 3,09U_o \cdot I_o = 3,09P_o,$$

unde cu  $P_o$  am notat puterea dezvoltată pe sarcină în curent continuu.

Deci puterea pentru care trebuie dimensionat transformatorul, pentru această schemă de redresare, trebuie să fie de cca trei ori mai mare decât puterea utilă în sarcină. Rezultă că transformatorul este foarte ineficient utilizat. Explicația acestui fapt, care pare la prima vedere curios, constă în faptul că în înfășurarea secundară a transformatorului, pe lângă componenta alternativă, care corespunde frecvenței rețelei (50Hz), circulă și componente ale armonicilor acesteia, precum și componenta de curent continuu, acestea putând duce la saturarea miezului, iar în înfășurarea primară, de asemenea, apar în plus (față de situația în care transformatorul ar lucra direct pe o sarcină rezistivă, fără redresare) componente ale armonicilor rezultate din redresare. Asupra acestor aspecte vom reveni mai jos.

Un exemplu numeric cred că sintetizează performanțele. Astfel, dacă înfășurarea secundară a transformatorului are  $E = 12V$  (valoare eficace), vom putea obține cu această schemă o tensiune redresată  $U_o = 0,45 \times 12 = 5,4V$ . Dacă avem nevoie de o tensiune redresată de 12V, înfășurarea secundară a transforma-

$$\text{torului va trebui dimensionată pentru } E = \frac{U_o}{0,45} = \frac{12}{0,45}$$

=26,66V. Dacă dorim să alimentăm cu această tensiune de 12Vc.c. un consumator de 1A, adică o putere de 12W, va trebui să proiectăm transformatorul pentru cca 36W, dacă dorim să funcționeze normal.

**2. Redresorul monoalternanță cu sarcină inductivă înseriată cu o rezistență** (comanda unor rele, motoare electrice de c.c.).

Nu vom analiza cazul unei inductanțe pure, deoarece acesta este un caz ideal, care nu se întâlnește de fapt în practică. Prezența inductanței, prin energia ce o înmagazinează la deschiderea diodei, face ca prin sarcină curentul să nu se anuleze imediat ce tensiunea alternativă trece prin zero spre valori negative. Deci dioda rămâne deschisă mai mult de o semiperioadă, precum este ilustrat în figura 2. De aceea, o baterie de acumulatori se va încărca mai eficient (în cazul redresării monoalternanță), dacă limitarea curentului de încărcare se va face prin înserierea unei inductanțe în loc de o rezistență. Inductanța are un efect de filtrare a curentului redresat. Ea absoarbe energia magnetică atunci când curentul trece peste valoarea medie, și o

cedează când curentul scade sub valoarea medie. Cu alte cuvinte, o inductanță înseriată cu o sarcină rezistivă prezintă o impedanță mai mare la componentele armonice ale tensiunii redresate, reducând amplitudinea lor față de valoarea medie, contribuind astfel la micșorarea ondulației pe rezistorul R. Se formează de fapt un divizor, inductanța preluând preponderent componentele alternative.

Tratarea riguroasă a acestui caz de redresare îl diferențiază ca performanțe față de cazul sarcinii pur rezistive, dar dacă ansamblul RL are un factor de calitate prost, ceea ce este perfect valabil practic pentru redresoarele de frecvențe industriale, performanțele pot fi considerate identice cu cele din cazul sarcinii pur rezistive, cu mențiunea că tensiunea la bornele sarcinii (R+L) va avea o ondulație mai mare decât în cazul sarcinii pur rezistive, ondulația micșorându-se doar pe R. În aplicațiile în care acest lucru este deranjant, se poate monta o diodă în paralel pe sarcină, polarizată invers, ca în figura 2b, care constituie un circuit de descărcare a energiei înmagazinate în inductanță, împiedicând astfel restituirea acesteia în circuitul de sarcină, fenomen care se manifestă prin apariția unui impuls relativ scurt, de polaritate negativă, la bornele inductanței la sfârșitul semialternanței pozitive, impuls ce este suprimat de deschiderea acestei diode de descărcare. Această diodă de descărcare, care nu participă de fapt la procesul de redresare, este denumită în literatură "diodă în regim liber" (DLR), "diodă de nul" sau "nulanodă" (Freilaufdiode, în literatura germană, free wheeler, în literatura anglo-americană). Astfel de diode, în practica amatorilor apar de exemplu în unele scheme cu rele. În aplicațiile industriale de mare putere care lucrează pe sarcini reactive, acestea au un rol foarte important.

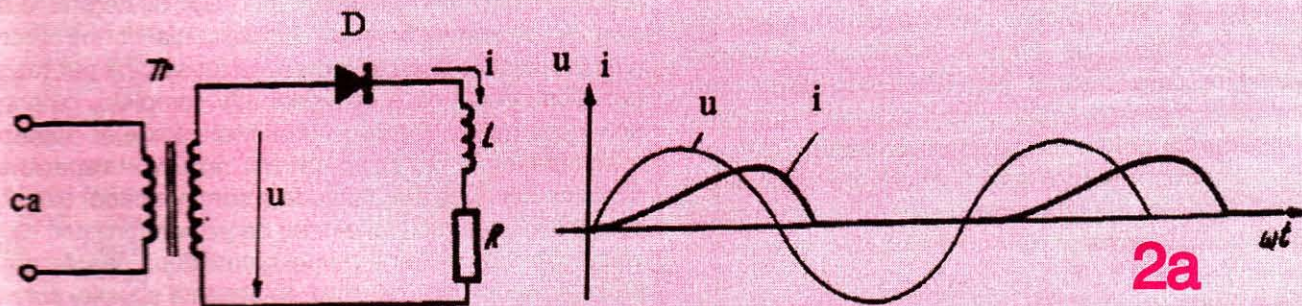
**3. Redresorul monoalternanță cu sarcină capacitate în paralel cu o rezistență**

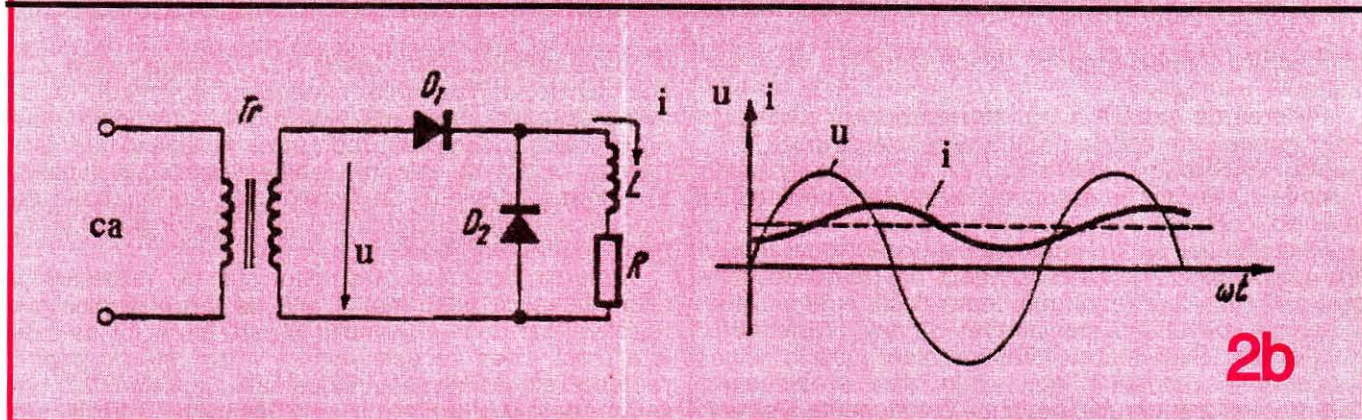
Acesta este cazul cel mai frecvent întâlnit în practică. Să presupunem însă, pentru început, că rezistența este infinită, adică sarcina este pur capacitivă. În această situație, în momentul conectării tensiunii alternative apare un regim tranzitoriu ce durează numai un sfert de perioadă, timp în care curentul ce se stabilește prin dioda redresoare încarcă condensatorul până la va-

loarea de vârf a tensiunii de redresat,  $U = U_o = E\sqrt{2}$

. În continuare, dioda rămâne blocată, curentul se anulează, iar tensiunea pe condensatorul de sarcină rămâne constantă, fără componentă alternativă (fără ondulație). În această situație tensiunea inversă maximă

pe diodă este  $U_{inv} = 2 E\sqrt{2}$ , deoarece în semialter-

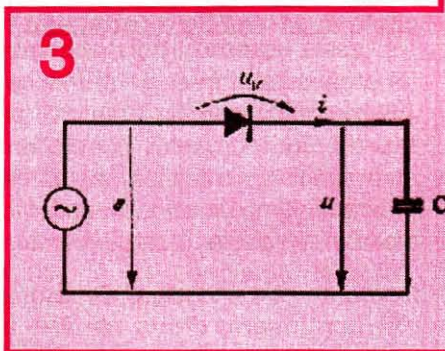




nanța negativă tensiunea sursei se însumează cu tensiunea de pe condensator. Fenomenul este reprezentat grafic în figura 3.

După cum vom vedea ulterior, această proprietate a schemei, de a obține pe diodă o tensiune inversă egală cu dublul amplitudinii sursei, se exploatează la schemele de multiplicare a tensiunii.

Să presupunem acum că  $R \neq \infty$ . În această situație, curentul debitat de diodă se va distribui în două componente, curentul prin rezistorul R și curentul de încărcare a condensatorului C. Presupunând condensatorul inițial descărcat, în prima semialternanță de la aplicarea tensiunii, condensatorul se încarcă, situația fiind asemănătoare cu cazul precedent, dar după ce tensiunea sursei începe să scadă spre zero (a doua jumătate a semialternanței pozitive), condensatorul începe să se descarce prin rezistență după o lege exponențială, fenomen ce continuă, evident, și pe durata semialternanței negative a tensiunii sursei. Deci condensatorul se va descărca prin rezistența de sarcină tot timpul cât tensiunea sursei va fi mai mică decât a sa. Descărcarea condensatorului este cu atât mai pronunțată, cu cât rezistența și capacitatea condensatorului sunt mai mici. Regimul de descărcare a condensatorului durează până când tensiunea sursei devine egală cu tensiunea rămasă la bornele condensatorului, când reîncepe încărcarea acestuia. Fenomenul se repetă în perioadele următoare, așa cum este ilustrat în figura 4.

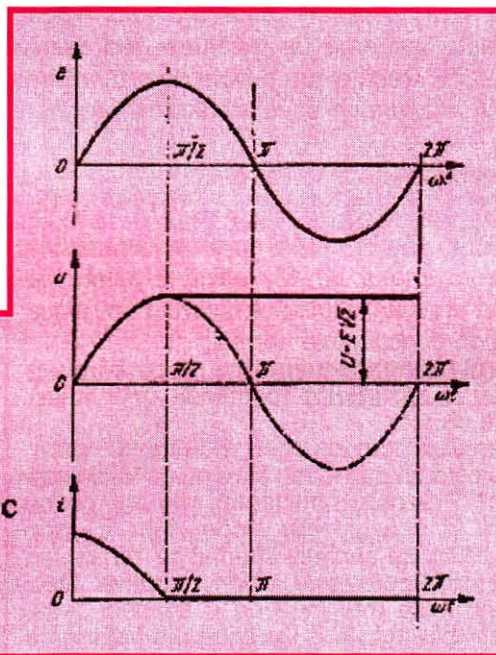


Deci tensiunea redresată ce se obține la bornele sarcinii va avea valoarea maximă  $E\sqrt{2}$ , și variații de amplitudine a căror valoare depinde de produsul RC, denumit constanta de timp a circuitului. Expresiile matematice care descriu exact aceste variații sunt destul de complicate. După aceste expresii s-au trasat unele curbe ce permit un calcul de proiectare suficient de bun pentru nivel ingineresc. Astfel, pe graficul din figura 5 se poate aprecia variația raportului dintre tensiunea la bornele rezistorului de sarcină,  $U_0$ , și valoarea

maximă a tensiunii,  $E\sqrt{2}$ , de-a lungul unei perioade, în funcție de produsul  $\omega RC$ , de unde rezultă amplitudinea ondulației (brumul). Capacitatea este exprimată în  $\mu F$ , iar rezistența în  $M\Omega$ . Pulsatia  $\omega = 2\pi f = 314$  în cazul rețelei de 50Hz. De exemplu, dacă  $C = 35\mu F$  și  $R = 1k\Omega$ ,

rezultă  $\omega RC \cong 11$ , ceea ce ne situează pe curba cea mai de sus de pe grafic ( $\omega RC = 11,2$ ), pentru care raportul  $U_r/U$

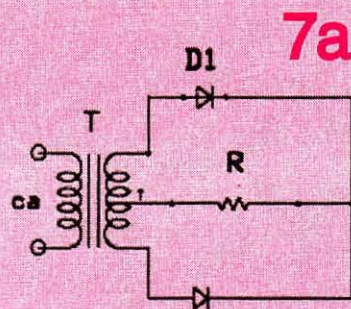
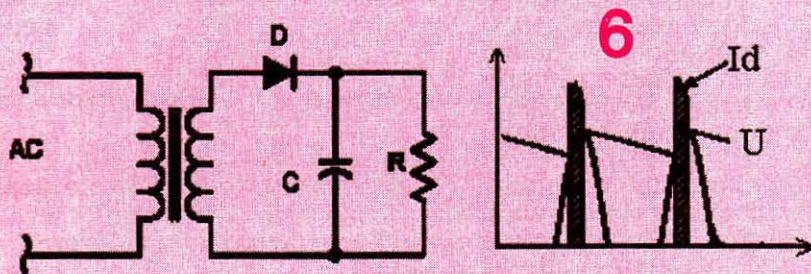
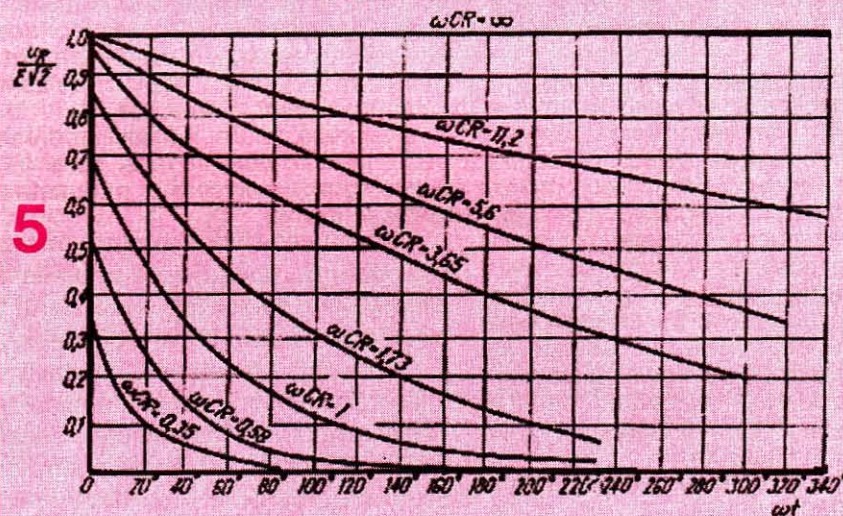
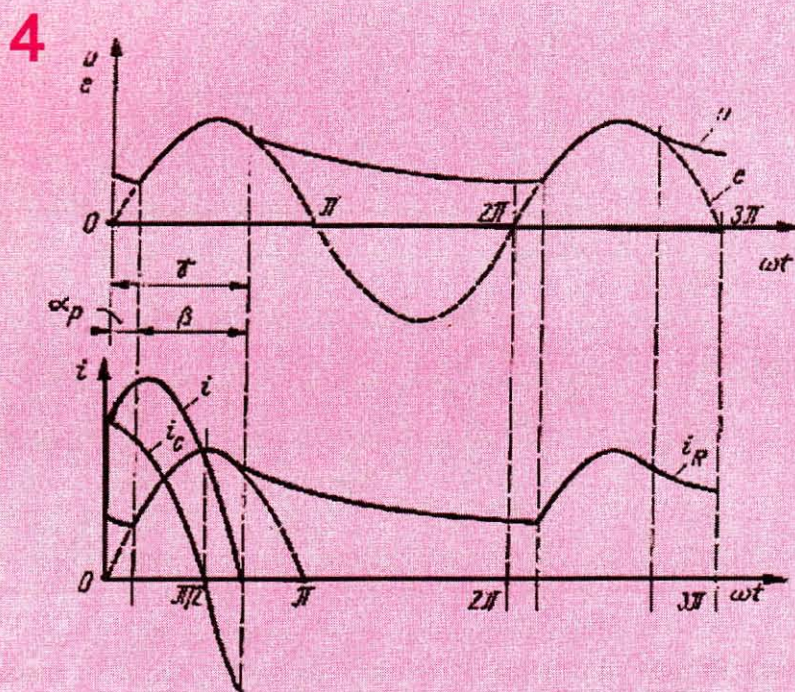
$E\sqrt{2}$ , variază între 1 și 0,6 de-a lungul unei perioade, deci o variație de cca 40%. Valoarea medie și valoarea



efectivă a tensiunii redresate vor depinde desigur de constanta de timp RC, fiind superioare față de cazul sarcinii pur rezistive. Deci un condensator conectat în paralel pe rezistența de sarcină mărește tensiunea redresată și are un efect de filtrare cu atât mai mare, cu cât capacitatea acestui condensator este mai mare. Un fapt poate mai puțin cunoscut, dar deloc de neglijat, este că acest condensator modifică substanțial forma curentului prin diodă. Dacă la redresorul cu sarcină pur rezistivă dioda conduce o semiperioadă completă, curentul prin diodă având forma unor semisinusoide ce durează o semiperioadă, în cazul sarcinii rezistiv - capacitive, dioda va conduce mai puțin de o semiperioadă, datorită polarizării inverse cu tensiunea de pe condensator, care va permite deschiderea diodei numai după descărcarea parțială pe sarcina rezistivă. În această situație, curen-

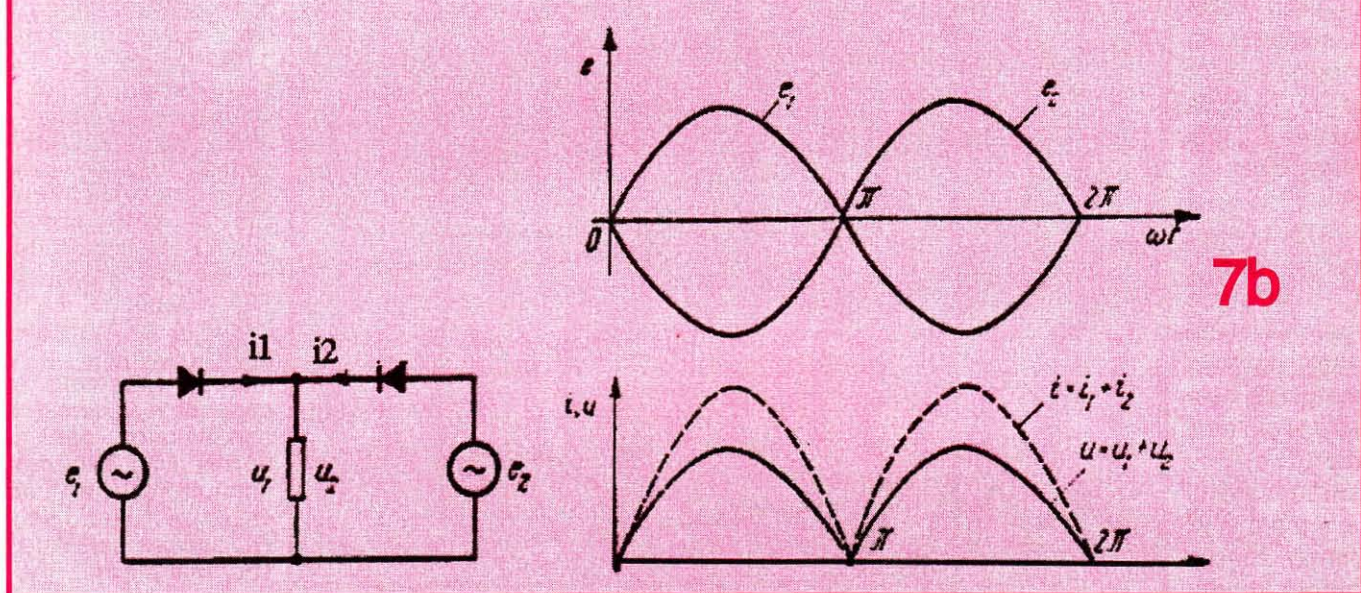
tul prin diodă va avea forma unor impulsuri cu amplitudinea mai mare decât valoarea medie a curentului de sarcină, pentru a satisface energetic cerințele sarcinii, energie ce este gestionată împreună cu condensatorul respectiv. Durata acestui impuls repetitiv este cu atât mai mică cu cât capacitatea condensatorului este mai mare, dar amplitudinea sa, în mod corespunzător, va fi cu atât mai mare cu cât capacitatea va fi mai mare. Fenomenul este ilustrat și în figura 4, dar mai sugestiv este prezentat în figura 6.

Să nu pierdem însă din vedere și faptul că la conectarea inițială, când condensatorul este descărcat, acesta solicită de la redresor un impuls de curent cu atât mai mare cu cât capacitatea sa este mai mare și cu cât tensiunea redresată este mai mare, curent ce poate fi mult mai mare decât curentul mediu din sarcină, putând duce la



distrugerea diodei, dacă aceasta a fost dimensionată la limită. Astfel, un condensator cu o capacitate de  $1000\mu\text{F}$ , conectat la ieșirea unui redresor cu  $U_0 = 24\text{V}$ , poate absorbi un impuls de curent de ordinul a 10A. Deci nu este indicat a se forța eficiența filtrajului prin mărirea exagerată a capacității acestui condensator, soluția optimă fiind folosirea după redresor a unor celule de filtraj LC sau RC judicios calculate, sau, mai eficient, mai modern, dar mai costisitor, stabilizatoare.

Din fericire, diodele redresoare (în special cele cu siliciu), admit impulsuri repetitive de curent și impulsuri de vârf pentru un timp foarte scurt, mult mai mari decât curentul mediu redresat. De regulă acești parametri sunt dați în cataloage și trebuie avuți în vedere la alegerea diodelor. De exemplu, diodele redresoare din familia 1N4001 – 1N4007, curent folosite în redresoarele de putere mică și medie, suportând, conform catalogului, un curent mediu redresat, IFAVM, de 1A, suportă un curent direct repetitiv maxim, IFRM, de 10A și un curent de suprasarcină în direct (Surge current) IFSM, de 30A, pentru maximum 10ms (o semiperioadă pentru rețeaua de 50Hz) la  $25^\circ\text{C}$  și  $20\text{A}$  la  $150^\circ\text{C}$ . Notațiile utilizate pentru mărimile de mai sus pot fi diferite în funcție de originea catalogului. În literatura de specialitate se apreciază că, în practică, IFRM este de 4-5 ori mai mare decât curentul mediu redresat, iar IFSM de



12-15 ori mai mare decât acesta. Rezultă că dimensiunarea diodelor redresoare după valoarea maximă a curentului de suprasarcină în direct este acoperitoare în majoritatea cazurilor.

**4. Redresarea bialternanță (dublă alternanță)**

Atât timp cât sursa debitează energie în ambele alternanțe, este normal să dorim valorificarea completă a acesteia, prin obținerea a două pulsuri de curent prin sarcină în timpul unei perioade. Există două modalități pentru redresarea ambelor alternanțe, și anume, schema cu punct median și schema în punte. Vom considera pentru început cazul sarcinii pur rezistive.

**5. Redresorul cu punct median** este prezentat în figura 7a. Înfășurarea secundară a transformatorului furnizează două tensiuni alternative sinusoidale în antifază (raportat la priza mediană), și egale ca amplitudine. O astfel de schemă poate fi considerată ca fiind compusă din două circuite de redresare monoalternanță având sarcina comună, ca în figura 7b.

Ca urmare, într-o alternanță sarcina este alimentată de redresorul monoalternanță echipat cu D1, iar în cealaltă alternanță de D2, forma tensiunii rezultate fiind cu două pulsuri, două semisinusoide, precum se vede în diagramă. Polaritatea depinde de sensul de conectare al diodelor. Cel mai frecvent se preferă conectarea anozilor diodelor la terminalele transformatorului, rezultând polul negativ la priza mediană, care se poate conecta la masă.

**6. Redresorul în punte** este prezentat în figura 8. După cum se vede, sursa alternativă este unică în acest caz, transformatorul având o singură înfășurare. Analiza funcționării este destul de simplă. În alternanța pozitivă D1 și D3 sunt deschise, iar D2 și D4 sunt blocate.

Rezistența de sarcină este parcursă de un puls de curent sinusoidal pe durata unei semiperioade, exact ca în cazul precedent. În cealaltă semialternanță situația se inversează, D2 și D4 fiind în conducție, iar D1 și D3 fiind blocate, dar curentul prin

rezistența de sarcină circulă în același sens în ambele semialternanțe, rezultând aceleași forme de undă ca și în cazul analizat anterior, adică o tensiune cu două pulsuri de aceeași polaritate pe întreg procesul de redresare. Polaritatea depinde de sensul de conectare a celor două perechi de diode.

Deoarece forma tensiunii redresate la schema cu punct median este aceeași ca și în cazul schemei în punte, valorile principalilor parametri electrici vor fi aceleași, și anume:

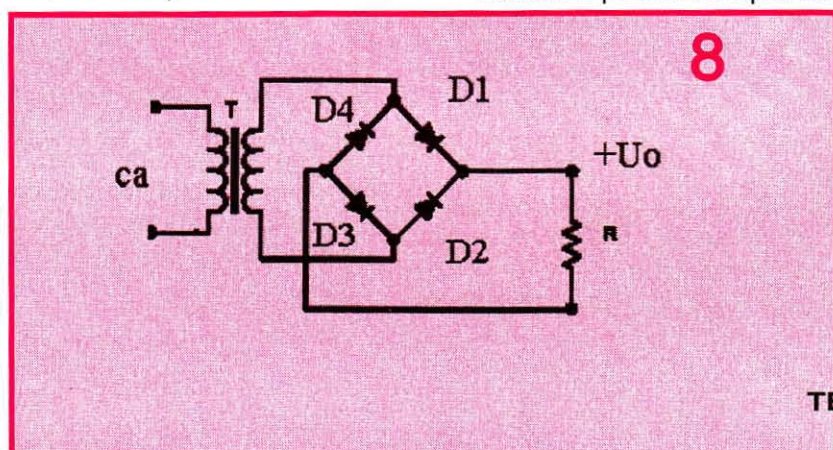
Valoarea efectivă a tensiunii pe rezistența de sarcină este  $U_{ef} = E$ , unde E este valoarea efectivă a tensiunii alternative a sursei (din secundarul transformatorului), cu precizarea că în cazul redresorului cu priză mediană, E reprezintă tensiunea efectivă a unei singure înfășurări, adică între un terminal și priza mediană. Acest rezultat era de așteptat, deoarece din punct de vedere energetic, "aducerea" semialternanței negative la aceeași polaritate cu cea pozitivă întregeste semnalul sinusoidal al sursei, a cărui tensiune efectivă este E. Valoarea medie a tensiunii va fi

$$U_o = U_{med} = 2 \frac{E\sqrt{2}}{\pi}, \text{ iar factorul de formă, } a = 1,11$$

Tensiunea inversă pe fiecare diodă  $U_{inv} = 2 E \sqrt{2}$  la schema cu punct median și  $U_{inv} = E \sqrt{2}$  la schema în punte.

Făcând o paralelă asupra acestor două scheme, se desprind următoarele concluzii:

- la schema cu priză mediană curentii prin diode, care sunt aceiași și prin înfășurările transformatorului, sunt în antifază și durează numai o semiperioadă, pe



8

când la schema în punte avem curent prin înfășurarea transformatorului pe durata întregii perioade ;

- la schema cu priză mediană componentele de curent continuu, rezultate din redresare, magnetizează miezul transformatorului în sensuri opuse, astfel încât magnetizarea rezultantă este datorată numai componentelor alternative;

- dezavantajul principal al schemei cu priză mediană constă în faptul că înfășurarea secundară a transformatorului este slab utilizată, ceea ce atrage după sine o putere de calcul mai mare pentru transformator;

- la schema în punte se găsesc în fiecare moment în conducție două diode înseriate, rezultând o cădere de tensiune pe acestea de două ori mai mare decât în cazul prizei mediane;

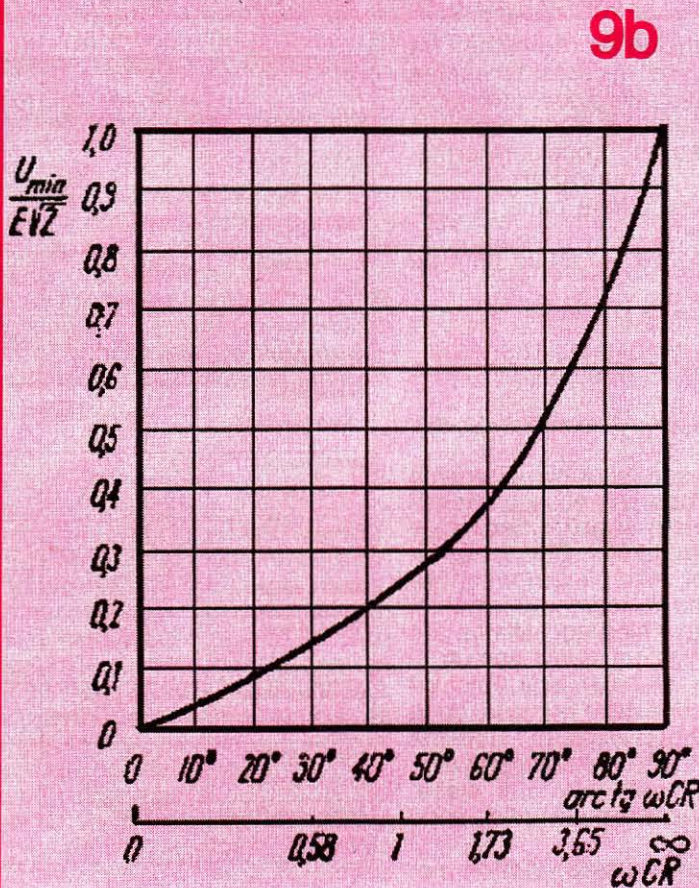
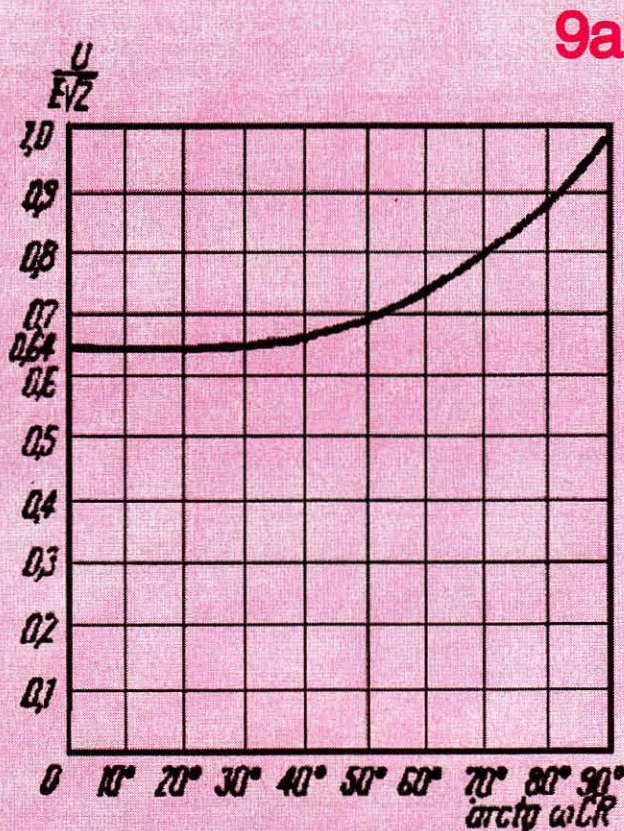
- tensiunea redresată obținută cu ajutorul schemei în punte, pentru aceeași tensiune în secundarul transformatorului, este de două ori mai mare decât în cazul prizei mediane (aici comparația făcându-se cu tensiunea între extremitățile secundarului);

- tensiunea inversă maximă pe diode, pentru aceeași tensiune redresată, este de două ori mai mare la schema cu punct median;

- numărul de diode, pentru același curent redresat, este dublu la schema de redresare în punte;

- redresorul în punte nu necesită transformator, dacă tensiunea sursei alternative este de valoare corespunzătoare scopului propus ;

- în cazul ambelor



scheme, valoarea medie a curentului prin diode este de două ori mai mică decât valoarea medie a curentului prin sarcina rezistivă.

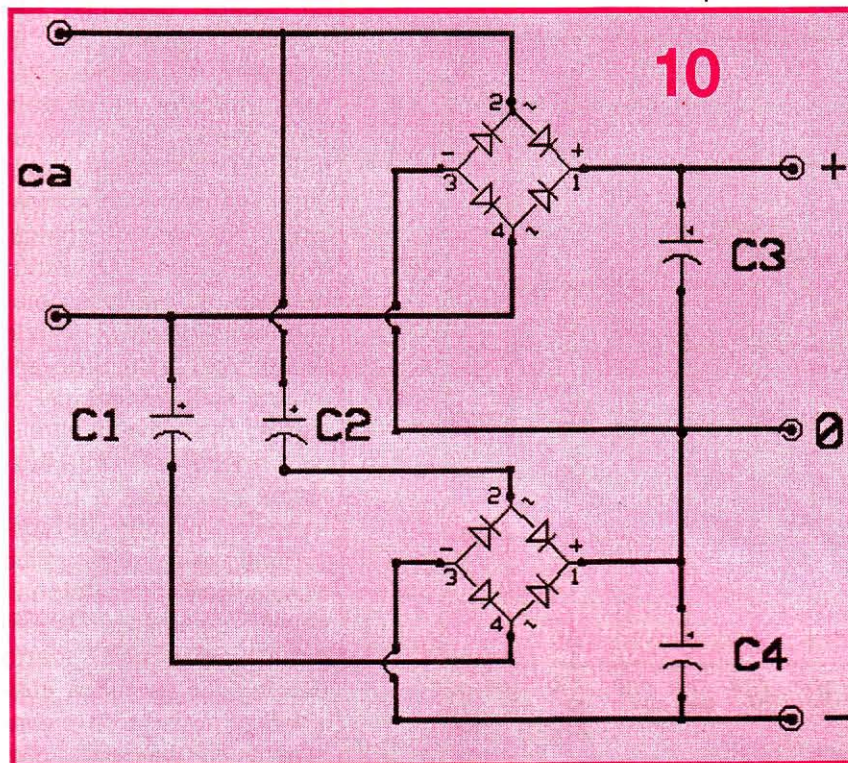
**Funcționarea pe sarcină reactivă** a redresoarelor bialternanță nu diferă principial de cazurile analizate la redresarea monoalternanță, dar cantitativ rezultatele sunt diferite, fiind desigur mai bune. Calculul exact însă este destul de complicat, intervenind funcții trigonometrice și exponențiale și valorile elementelor reactive. Cazul practic cel mai frecvent întâlnit este evident cel al sarcinii capacitive în paralel cu o rezistență. Pentru evaluarea cantitativă a performanțelor, literatura de specialitate oferă unele grafice trasate corespunzător calculului matematice. Aceste grafice nu sunt foarte exacte, dar ușurează considerabil proiectarea și evaluarea cu suficientă precizie efectul de filtrare al condensatorului, fără a afecta rezultatele practice, care la schemele de redresare nu sunt foarte critice. Astfel, în **figura 9a** este trasată dependența raportului dintre valoarea medie a tensiunii redresate

și  $E\sqrt{2}$ , iar în **figura 9b** variația tensiunii minime raportată la  $E\sqrt{2}$ , ambele în funcție de produsul  $\omega RC$ , sau de  $\arctg \omega RC$ .

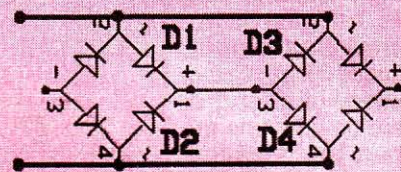
Considerațiile făcute mai sus, la schema de redresare monoalternanță cu sarcină RC, asupra efectelor condensatorului conectat în paralel pe sarcină și asupra dimensionării diodelor din punct de vedere al curentului suportat, sunt valabile și în cazul redresoarelor dublă alternanță. Din tratarea succintă a principalelor scheme de redresare a tensiunilor monofazate, con-

structorul amator va alege varianta optimă pentru scopul propus. Pentru ușurarea alegerii, în tabelul de mai jos, pentru o mai comodă comparație, au fost sintetizate principalele mărimi electrice de interes **pentru cazul funcționării pe sarcină rezistivă**. Aplicând la aceste valori corecțiile pentru sarcină reactivă, analizate în paragrafele 2 și 3, se vor putea estima suficient de bine rezultatele ce se pot obține. Prezența condensatorului

mente componente ale schemelor de redresare. În realitate, situația este puțin diferită. Astfel, pe diodele redresoare se vor produce inevitabil căderi de tensiune de ordinul a 0,7 V, în cazul diodelor cu Si, și ceva mai mici (funcție de curentul redresat), în cazul diodelor cu Ge. Dacă în cazul redresării unor tensiuni relativ mari (zeci sau sute de V), aceste pierderi pot fi ignorate, în cazul redresării tensiunilor mici vor trebui luate în calcul, prin proiectarea redresorului pentru o tensiune puțin mai



Dar pierderi de tensiune mai apar și datorită căderilor de tensiune în sarcină pe rezistențele înfășurărilor transformatorului, mai ales dacă dimensionarea diametrului conductorului folosit la bobinare a fost făcută la limită. Comportarea unui redresor, în ceea ce privește variația tensiunii redresate în funcție de curentul de sarcină, de la regimul de funcționare în gol, până la curentul de sarcină maxim admis, poartă denumirea de **caracteristică externă**. Aliura acestei curbe depinde atât de natura sarcinii, cât și de elementele de mai sus, la care mai adăugăm pierderile în circuitul magnetic (în tole). Caracteristica externă oferă informații importante despre calitatea unui redresor, fiind de mai mare interes la redresoarele ce lucrează pe sarcină variabilă.



pe sarcină va mări puțin tensiunea redresată, va micșora factorul de ondulație, va micșora tensiunea inversă pe diode, va mări curentul prin diode, precum și puterea de gabarit a transformatorului. Pentru schema de redresare în punte, practic se pot considera următoarele corecții față de cazul sarcinii pur rezistive:

Tensiunea redresată  $U_o$  poate crește până la  $1,2E$  (față de  $0,9E$ ).

Tensiunea inversă scade la  $1,16 - 1,41U_o$  (față de  $1,57U_o$ )

Valoarea efectivă a curentului în secundar crește la  $1,56 - 1,9I_o$  (față de  $1,1I_o$ )

Puterea de gabarit a transformatorului crește la  $1,57P_o$  (față de  $1,23P_o$ )

Plașa de variație a coeficienților de corecție de mai sus depinde de constanta de timp RC.

Reamintim că în cazul redresorului dublă alternanță cu priză mediană,  $E$  reprezintă valoarea eficace a tensiunii alternative dintre o extremitate și priza mediană a înfășurării secundare a transformatorului. Concluzia evidentă, ce rezultă din acest tabel, este că performanțele cele mai bune se obțin cu schema de redresare în punte, singurele dezavantaje ale acesteia fiind necesitatea a 4 diode și imposibilitatea de a avea un punct comun al înfășurării transformatorului cu unul din polii tensiunii redresate, care eventual să se conecteze la masă, ceea ce este posibil în cazul celorlalte două scheme. Schema de redresare monoalternanță excelează numai prin simplitate, în rest performanțele sunt cele mai slabe. Această schemă este indicată pentru puteri mici, unde randamentul este în plan secundar.

În toate cazurile mai sus analizate s-au idealizat ele-

Mărimea electrică	Redresorul monoalternanță	Redresor bialternanță cu priză mediană	Redresor bialternanță în punte
Tensiunea medie pe sarcină $U_{med} = U_o$	$\frac{E\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,45E$	$2 \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9E$	$2 \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9E$
Tensiunea efectivă pe sarcină (r.m.s.) $U_{ef}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$E$	$E$
Tensiunea inversă pe diodă $U_{inv}$	$E\sqrt{2} = 3,14 U_o$	$2 E\sqrt{2} = 3,14 U_o$	$E\sqrt{2} = \frac{\pi}{2} U_o = 1,57 U_o$
Valoarea medie a curentului prin sarcină $I_o$	$\frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} \approx 0,45 \frac{E}{R}$	$2 \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} \approx 0,9 \frac{E}{R}$	$2 \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} \approx 0,9 \frac{E}{R}$
Valoarea medie a curentului prin diodă	$\frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} \approx 0,45 \frac{E}{R} = I_o$	$\frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} = \frac{I_o}{2}$	$\frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} = \frac{I_o}{2}$
Valoarea efectivă a curentului prin diodă	$\frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{R} \approx 0,707 \frac{E}{R}$	$\frac{E\sqrt{2}}{2} = \frac{\pi}{4} I_o$	$\frac{\pi}{4} I_o \approx 0,785 I_o$
Factorul de ondulație	1,21	0,482	0,482
Valoarea efectivă a curentului în secundar	$\frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{R} = \frac{\pi}{2} I_o$	$\frac{E\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{R} = \frac{\pi}{4} I_o$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o \approx 1,11 I_o$
Factorul de formă	$\frac{\pi}{2} = 1,57$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$
Puterea de gabarit a primarului transf.	$2,69 U_o \cdot I_o = 2,69 P_o$	$1,23 P_o$	$1,23 P_o$
Puterea de gabarit a secundarului transf.	$3,49 P_o$	$1,74 P_o$	$1,23 P_o$
Puterea de gabarit medie a transf.	$3,09 P_o$	$1,48 P_o$	$1,23 P_o$



**Puterea absorbită de un redresor de la rețea**

Adesea constructorii amatori mai puțin inițiați fac greșeala de a alege, sau de a proiecta transformatorul redresorului necesar unui anumit scop, pentru puterea utilă în sarcină,  $P_o = U_o \cdot I_o$ , considerând puterea de calcul a transformatorului egală cu cea necesară în sarcină, luând eventual în seamă un randament subunitar pentru transformator. Situația ar fi corectă dacă sistemul transformator – redresor ar lucra în regim liniar. Din păcate însă, redresorul este prin excelență un dispozitiv neliniar, care produce în secundarul transformatorului pulsuri de curent cu spectrul corespunzător de armonici, situație ce se reflectă și în înfășurarea primară, **producându-se un regim deformant în rețeaua de alimentare**. Din această cauză, puterea aparentă absorbită de redresor de la rețea este mai mare decât puterea activă transmisă sarcinii, chiar dacă vom considera transformatorul ideal, ignorând pierderile în rezistența înfășurărilor și în circuitul magnetic. Această diferență este datorată producerii acestui regim deformant, asociat de prezența în circuit a unei puteri numită **putere deformantă**.

Raportul dintre puterea utilă transmisă sarcinii și puterea aparentă, absorbită de la rețea, se numește **factor de utilizare a transformatorului**, care este de dorit să fie cât mai mare, pentru a obține un gabarit și un preț de cost mai mic pentru transformator. Desigur, importanța practică a acestui parametru este cu atât mai mare cu cât puterea cerută de sarcină este mai mare. Calculul și măsurarea puterii deformante nu prezintă interes practic major pentru transformatoarele de puteri mici, adică cele utilizate curent în construcțiile amatoricești, unde ne mulțumim cu un calcul aproximativ al **puterii de gabarit a transformatorului**, despre care am amintit mai sus la redresorul monoalternanță, dar profit cu mândrie de ocazie, pentru a reaminti că noțiunea de putere deformantă a fost introdusă în electrotehnică de eminentul om de știință român, ing. **Constantin Budeanu**, care a fost profesor la Institutul Politehnic București. Această noțiune a fost acceptată de electrotehnicii din toată lumea, iar teoria ei figurează în toate tratatele clasice de electrotehnică, unitatea de măsură pentru această putere numindu-se VAD (de la volt-ampere-deformant).

În ceea ce privește puterea de gabarit, pentru care trebuie dimensionat transformatorul, teoria și calculele arată că există o diferență între primar și secundar (cu excepția redresorului în punte). Practic însă se consideră acceptabilă luarea în calcul a unei valori medii. Ignorarea necesității de majorare a puterii de calcul a transformatoarelor folosite pentru redresare se traduce practic prin supraîncălzirea miezului, distorsionarea formei de undă (suplimentar față de distorsiunile specifice fenomenului de redresare), scăderea tensiunii redresate  $U_o$ , față de valoarea estimată, și o înrăutățire a dependenței tensiunii redresate de curentul de sarcină.

**Considerații practice**

Constructorii amatori sunt puși adesea în situația de a face unele improvizații și artificii, pentru a-și rezolva problemele. Proiectarea și construirea unui transformator special pentru redresor de la aplicația dorită este cel puțin incomodă, și se preferă adaptarea unui transformator existent, care se apropie mai mult sau mai puțin de cerințe. În acest sens consider util să amintim că dacă un transformator are mai multe înfășurări secundare, cum frecvent se întâlnește, acestea pot fi înseriate în fază sau în antifază, pentru a obține eventual o tensiune mai apropiată de cea dorită. De asemenea, se pot înseria, cu polaritatea dorită, două sau mai multe tensiuni redresate, provenind de la înfășurări diferite, putându-se obține astfel o tensiune mai mare sau mai mică. Să nu se piardă însă din vedere curentul ce va trebui debitat de această combinație, care va fi limitat de înfășurarea bobinată cu conductorul cel mai

subțire. În situațiile care reclamă conectarea mai multor diode în serie, pentru suportarea tensiunii inverse, sau mai multor diode în paralel, pentru a suporta un curent de sarcină mai mare, este bine să se ia în considerare recomandările și măsurile de precauție descrise în articolul referitor la optimizarea schemelor cu diode redresoare, apărut în numerele precedente ale revistei TEHNIUM, și punțile redresoare se pot conecta în serie sau în paralel.

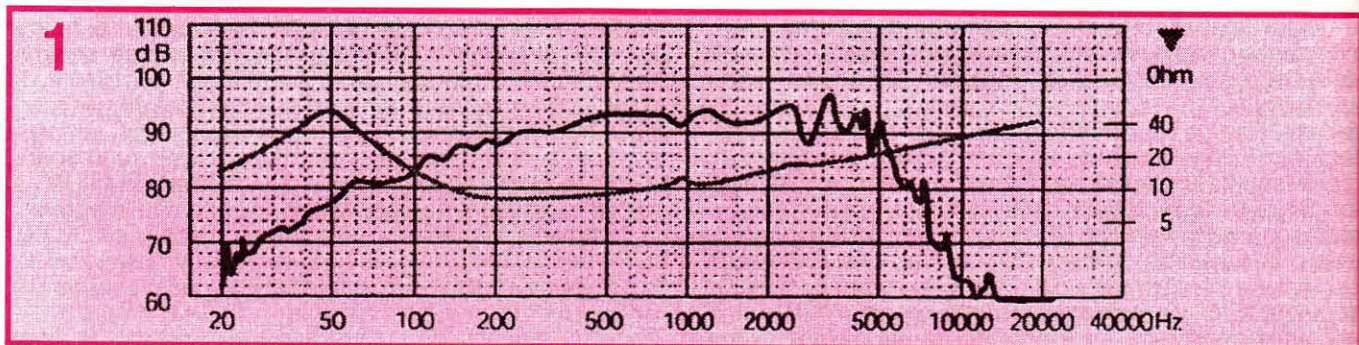
În privința alegerii între diodele redresoare cu Ge sau cu Si, trebuie spus că cele cu Si sunt mai robuste, mai fiabile și au de regulă un gabarit mai mic decât cele cu Ge, motive pentru care sunt de cele mai multe ori preferate. Totuși, în situațiile în care pierderile de tensiune pe diode în conducție directă sunt deranjante, cum ar fi cazul redresării tensiunilor mici, sunt de preferat diodele cu Ge.

**Bliderul (bleeder)**. În cazul celulelor de redresare care au la ieșire un condensator, atunci când redresorul rămâne în gol, condensatorul rămâne încărcat la tensiunea maximă, situație ce poate persista relativ mult, putând produce unele neplăceri, mai ales la redresoarele de tensiune mare. Pentru a se evita astfel de situații, se poate monta în paralel cu condensatorul un rezistor ce are rolul de a descărca acest condensator. Acest rezistor se numește blider. Eficiența este cu atât mai mare cu cât rezistența este mai mică, dar disipația pe acest rezistor va afecta nefavorabil randamentul redresorului. Compromisul recomandat este de cca  $100\Omega / V$ , ceea ce pentru un redresor de 12V, de exemplu, ar însemna 1,2k $\Omega$ , curentul prin acesta fiind în acest caz de 10mA.

În încheiere, în **figura 10** este prezentat un artificiu util în situația în care dorim să obținem simplu, ceea ce se numește "ogindă de tensiune", adică două tensiuni egale dar de polaritate opusă, provenite de la o singură sursă de tensiune alternativă. Este cazul practic în care dispunem de un redresor bialternanță cu punte, și trebuie să alimentăm un montaj ce necesită alimentare din două surse, cum se întâmplă frecvent în cazul schemelor cu amplificatoare operaționale. S-ar putea pune întrebarea ce rol au condensatoarele C1 și C2, cele două punți fiind aparent conectate în paralel, alimentate de aceeași sursă de curent alternativ. Dacă analizăm însă schema simplificată, din partea dreaptă a figurii 10, vom observa că datorită faptului că terminalul "+" al unei punți este conectat galvanic cu terminalul "-" al celeilalte punți, în lipsa acestor condensatoare, diodele D1 și D3, respectiv D2 și D4, sunt conectate în paralel, dar cu polaritate opusă, fapt ce alterează funcționarea punților în sarcină. Deci condensatoarele C1 și C2 nu pot lipsi, valoarea capacității acestora fiind funcție de curentul de sarcină. Pe aceste condensatoare se vor produce căderi de tensiune alternativă ce vor diminua tensiunea aplicată punții respective, conducând la o oarecare asimetrie a celor două tensiuni de ieșire. Valoarea capacității acestor condensatoare depinde de curentul de sarcină, și se calculează din condiția ca pe reacțanța acestor condensatoare, căderea de tensiune să nu depășească o valoare impusă. Spre exemplificare, un condensator de 1.000 $\mu F$  va avea o reacțanță de cca 1,6 $\Omega$  la 50Hz, și în cazul unui curent de sarcină de 100mA, va produce o cădere de tensiune de aproximativ 0,16V- valoare de regulă acceptabilă.

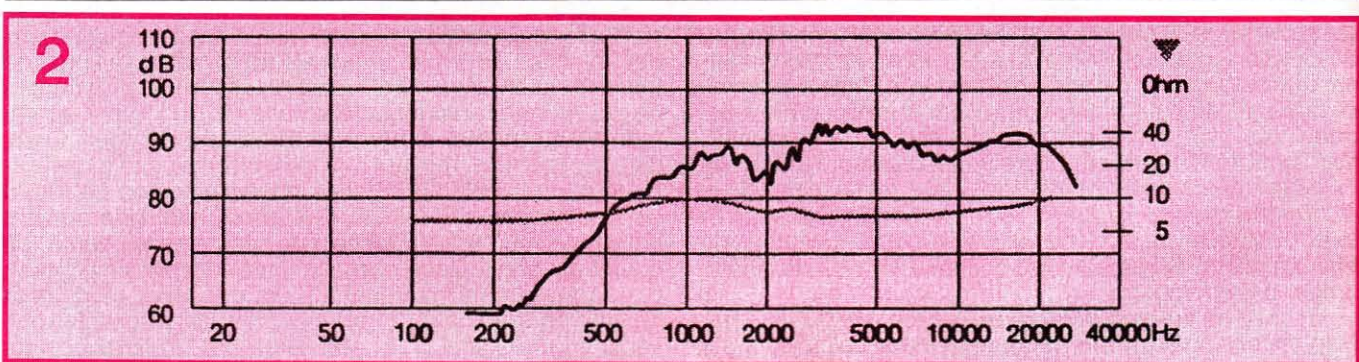
**Bibliografie**

1. REDRESOARE CU SEMICONDUCTOARE, Ion Dan și Al. Moșeanu, Edit. Tehnică, 1975
2. RADIO ENGINEERING, F. Terman, Edit. Mc.Graw – Hill 1947
3. HILFSBUK FÜR HOCHFREQUENZTECHNIKER, Wilhelm Hassel, Edit. Franzis-verlag, Munchen, 1959
4. Colecția QST (CD)
5. MANUAL DE RADIOTEHNICĂ, B.A. Smirenin, 1954
6. THE RADIOAMATEUR'S HANDBOOK 2005 (CD)



# INCINTĂ ACUSTICĂ CU TRANDUCTOARE CIARE

Ing. AURELIAN MATEESCU



Pentru a nu fi acuzat că lucrez numai cu anumite mărci de transductoare, prezentul articol se referă la o construcție pentru care se utilizează transductoare produse în Europa, respectiv în Italia.

Fondată în 1951, deci o firmă cu tradiție, CIARE produce transductoare acustice de calitate foarte bună, pentru mai multe utilizări: auto (car audio), home (difuzoare de uz general în incinte HI-FI) și profesional. În toate aceste ramuri de activitate, firma are produse extrem de apreciate ce echipează atât produse din gama HI-FI realizate de firme europene, cât și produse profesionale de înaltă calitate, competitive atât cu firme italiene ca RCF, 18 Sound, Chario, BMG etc., cât și cu cele din alte țări europene. Desigur, nivelul de preț poate fi considerat mare pentru piața românească, dar calitatea transducoarelor poate fi observată încă de la dezambalarea produsului, acesta neavând nimic în comun cu produsele no-name din Extremul Orient!

Primul proiect pe care-l propun este o incintă de mici dimensiuni, propusă chiar de firmă (care comercializează și kituri sau componente pentru realizarea completă a incintelor acustice) și se referă la o incintă de tip bookshelf, respectiv, de bibliotecă, dar echipată cu transductoare de înaltă calitate, cu echivalent și în producția de transductoare profesionale.

Incinta este de tipul bass-reflex, cu două căi, cu rezonator plasat pe spatele incintei. Cei care, din motive de spațiu, vor să abordeze acest proiect, trebuie să aibă în vedere că incinta se plasează cel mai bine pe stand antirezonant, depărtată la minimum 25-30 cm de peretele din spate.

Wooforul HW 204 are următoarele caracteristici tehnice:

- diametrul nominal	8"
- putere nominală / muzicală	100 / 200 W
- impedanța nominală	8 Ω
- SPL	92,5 dB/1W/1m
- diametrul bobinei mobile	38 mm
- parametrii T/S	
- Re	6 Ω
- Fs	42 Hz
- Qms	1,86
- Qes	0,31
- Qts	0,27
- Mms	21,4 g
- Cms	0,68
- Vas	43,3 l
- Xmax	4,5 mm
- Le	0,61 mH

Caracteristicile de frecvență și de impedanță se

prin întărirea imaginii stereo și mărirea profunzimii sale prin dispariția atenuărilor create de defazațe.

Soluția nu este aplicată foarte ușor fără determinări precise efectuate de fabricant și complică mult, din punct de vedere al fabricației, producția de incinte. De aceea nu veți găsi această soluție aplicată la incintele din gama entry level sau mediu, fiind apanajul incintelor scumpe.

Caracteristicile tehnice:

- puterea nominală 90 W
- impedanța 8 Ω
- volumul net 20 litri
- frecvența de acord a incintei 42 Hz
- lungimea rezonatorului 155 mm
- diametrul rezonatorului 60 mm

Incinta se execută din material lemnos cu grosimea de 20-25 mm, tipul materialului rămânând la alegerea constructorului: placaj multistrat, MDF sau PAL. Se recomandă ca debitarea componentelor să fie făcută la un atelier de specialitate, unde se poate tăia un material gros în unghiul cerut.

Cei care dispun de plăci speciale, bituminoase, de circa 3 mm grosime, pot executa incinta din PAL de 18 mm, urmând să tapeteze integral pereții interiori cu astfel de material, înainte de a plasa un strat de burete fonoabsorbant, figurat în desenul incintei. Buretele se poate procura de la magazinul Muzica, tipul cu profile piramidale, dar se poate folosi și burete lis, cu grosime de 15-20 mm. Se poate renunța la lamajul pentru îngroparea la față a difuzoarelor, dacă nu aveți nicio posibilitate de execuție a sa.

re g ă -  
sesc în  
figura 1.

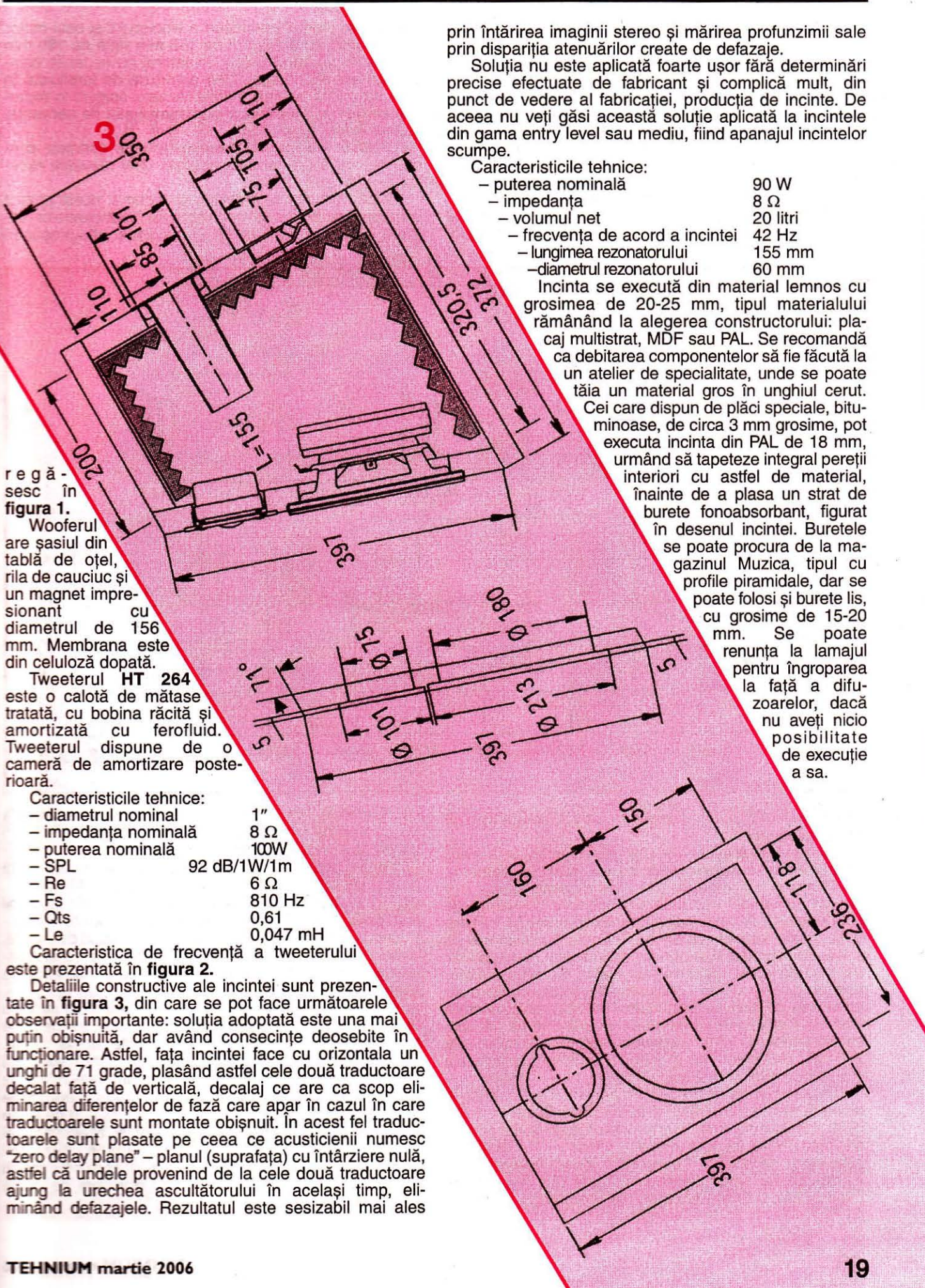
Wooforul are șasiul din tablă de oțel, rila de cauciuc și un magnet impresionant cu diametrul de 156 mm. Membrana este din celuloză dopată.

Tweeterul HT 264 este o calotă de mătase tratată, cu bobina răcită și amortizată cu ferofluid. Tweeterul dispune de o cameră de amortizare posterioară.

- Caracteristicile tehnice:
- diametrul nominal 1"
  - impedanța nominală 8 Ω
  - puterea nominală 100W
  - SPL 92 dB/1W/1m
  - Re 6 Ω
  - Fs 810 Hz
  - Qts 0,61
  - Le 0,047 mH

Caracteristica de frecvență a tweeterului este prezentată în figura 2.

Detaliile constructive ale incintei sunt prezentate în figura 3, din care se pot face următoarele observații importante: soluția adoptată este una mai puțin obișnuită, dar având consecințe deosebite în funcționare. Astfel, fața incintei face cu orizontala un unghi de 71 grade, plasând astfel cele două traductoare decalat față de verticală, decalaj ce are ca scop eliminarea diferențelor de fază care apar în cazul în care traductoarele sunt montate obișnuit. În acest fel traductoarele sunt plasate pe ceea ce acusticienii numesc "zero delay plane" - planul (suprafața) cu întârziere nulă, astfel că undele provenind de la cele două traductoare ajung la urechea ascultătorului în același timp, eliminând defazațele. Rezultatul este sesizabil mai ales



Trebuie avut în vedere că în caz extrem se poate renunța și la execuția înclinată a feței incintei, cu păstrarea strictă a volumului, altfel acordul incintei este compromis.

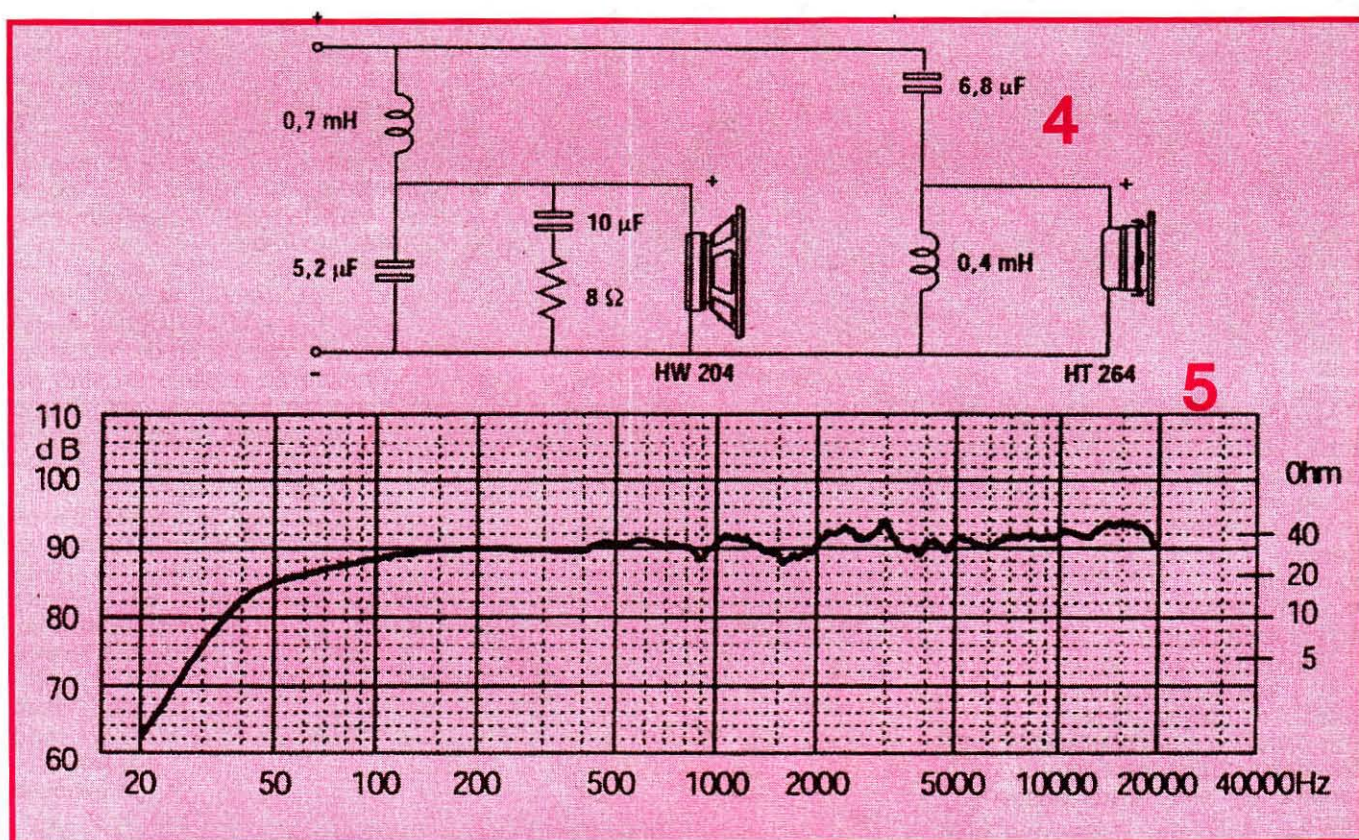
**Rețeaua de separare** a incintei – figura 4 – este o rețea de ordinul II cu panta de 12 dB/octavă, prevăzută cu o rețea RC de liniarizare a impedanței crescătoare a wooferului (8 ohmi + 10 microfarazi). După cum se știe, rețelele de ordinul II introduc defazaje de 180 grade între emisiile celor două traductoare, ceea ce face necesară inversarea conexiunii tweeterului față de woofer.

După cum se poate observa, cele două traductoare sunt conectate în față, deoarece plasarea traductoarelor

măsură excelenței amortizării a wooferului și unui motor "monstruos", cu diametrul de 156 mm (față de 180 mm decuparea pentru montaj). Tweeterul nu necesită compensări ale impedanței, fiind amortizat de ferofluidul în care se mișcă bobina mobilă. Acesta asigură o reproducere de înaltă calitate a domeniului său de frecvență, cu mult peste 20 kHz.

Constructorii care pot respecta toate cerințele construcției vor avea garanția obținerii unor rezultate excelente.

După cum am precizat de la început, acest proiect este propus chiar de constructorul traductoarelor utilizate, firma italiană CIARE. Firma are și alte propuneri



pe față înclinată și proiectarea rețelei de separare elimină defazajul menționat.

Utilizând indicațiile apărute până acum în revistă privind execuția inductanțelor pe mosoare cu diametrul de 40 mm și înălțimea de 20 mm, inductanța de 0,7 mH are un număr de 120 de spire bobinate cu sârmă de cupru emailat de 1 mm diametru. Bobina de 0,4 mH are 85 de spire, bobinate cu aceeași sârmă. Dacă valorile de 6,8 și 10 microfarazi sunt ușor de procurat, valoarea de 5,2 microfarazi se va obține din valori mai mici puse în paralel. Se recomandă utilizarea de condensatoare cu tensiunea de lucru de minimum 160 volți, tipul acestora fiind MKT sau MKP. Fiecare condensator se va decupla cu un condensator MKT cu valoarea de 0,1 microfarazi la 250 volți. Rezistența de 8 ohmi va avea valoarea puterii disipate de minimum 9 wați.

**Caracteristica de frecvență** a incintei este deosebit de bună, liniară între 50 Hz și 20kHz în limite de +/- 3 dB, de fapt chiar între limite mai strânse. Ce se remarcă imediat este deosebita neutralitate a incintei și o reproducere neașteptat de bună a frecvențelor joase. Acestea sunt foarte corecte, fără intermodulații care duc la un sunet bubuit, necontrolat. Aceasta se datorează în mare

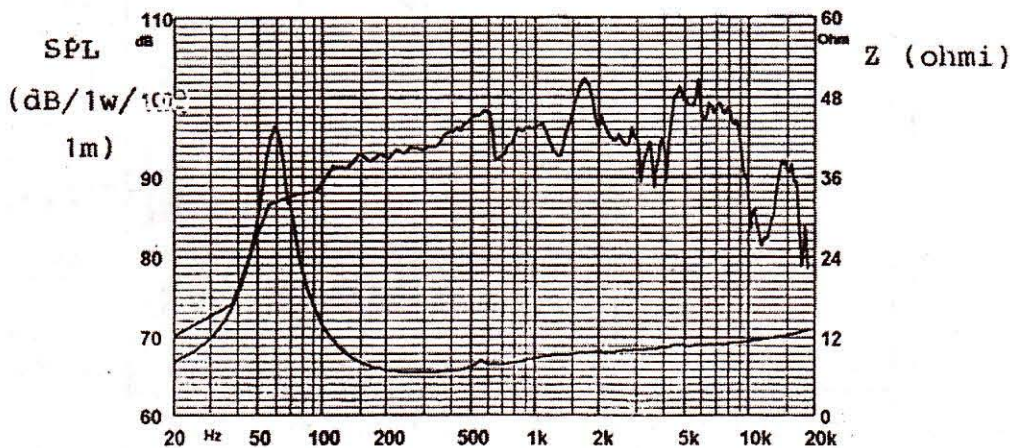
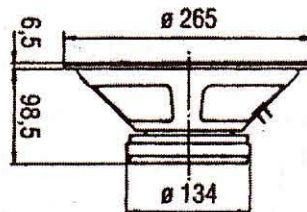
de incinte, de dimensiuni relativ mici, sau de realizare a unor seturi de incinte pentru Home Theatre, care pot fi găsite pe site-ul firmei ([www.ciare.com](http://www.ciare.com)).

Pentru procurarea traductoarelor necesare abordării proiectului de față, vă puteți adresa firmei S Music SRL din Pitești, persoană de contact dl Silviu Vătafu, apelabil la 0744-236 663. De la domnia sa se pot cere relații pentru procurarea de traductoare pentru alte tipuri de incinte, inclusiv aplicații profesionale. Vom continua să prezentăm și alte variante de incinte utilizând traductoare de aceeași proveniență.

Pentru că am convingerea că aceste traductoare "nu dau tot ce pot" în incinta de mici dimensiuni, am trecut la testarea acestor traductoare în incinte de tip Voigt. Primele determinări, făcute până la data redactării materialului, au confirmat că wooferul se ridică la nivelul celor mai bune realizări ale firmelor europene cu tradiție și poate echipa orice incintă hi-end de orice tip. După efectuarea tuturor testelor și execuția unei incinte special calculate pentru wooferul în cauză, voi prezenta rezultatele într-un nou articol care să poată fi utilizat de amatorii care tind către o incintă de înaltă performanță.

# INCINTE ACUSTICE CU UN SINGUR TRADUCTOR

Ing. AURELIAN MATEESCU

**PH 250****300 Watt max****8 Ω****Ø 250 mm / 10"**

**Istoric.** Tendința către o reproducere cât mai apropiată de realitate a sunetului a condus, inerent, către diversificarea soluțiilor tehnice de realizare a incintelor acustice. Inițial, panoul plan, prima soluție constructivă, a fost echipat cu un singur traductor care încerca să reproducă toată banda audio. Dezvoltarea industrială, producția unor materiale noi, îmbunătățirea proprietăților unor materiale auxiliare (lacuri, adezivi, fibre speciale etc.), dezvoltarea producției de mase plastice cu calități deosebite au avut ca urmare o evoluție pozitivă a producției de traductoare acustice, permițând abordarea sub alt unghi a funcționalității traductoarelor, în sensul specializării acestora pe benzi de frecvență mai înguste. Calitățile acustice ale acestora au crescut corespunzător, dar, odată cu reproducerea spectrului audio cu mai multe difuzoare specializate, au apărut alte probleme, a căror rezolvare este la fel de dificilă ca și construcția unui traductor de bandă largă. Această soluție nu a fost abandonată niciodată, firmele cu renume căutând continuu în timp să perfecționeze traductoarele de bandă largă.

**Avantajele traductorului de bandă largă** sunt legate direct de faptul că acesta poate echipa singur o incintă acustică, fără a fi nevoie de o rețea de separare în benzi de frecvență a spectrului audio. În acest fel se evită apariția unor defazaje în zona frecvențelor de tăiere ale filtrelor, datorate faptului că traductoarele sunt amplasate pe fața

incintei fără ca centrele masice ale echipajelor mobile să se afle pe aceeași verticală, deci între undele emise de două traductoare ce echipează aceeași incintă manifestându-se decalaje de fază ce duc la distorsiuni de intermodulație și o diminuare accentuată a amplitudinii și acurateței imaginii acustice stereo. În plus, și rețeaua de separare introduce, cu cât este mai complexă, distorsiuni de fază și intermodulație.

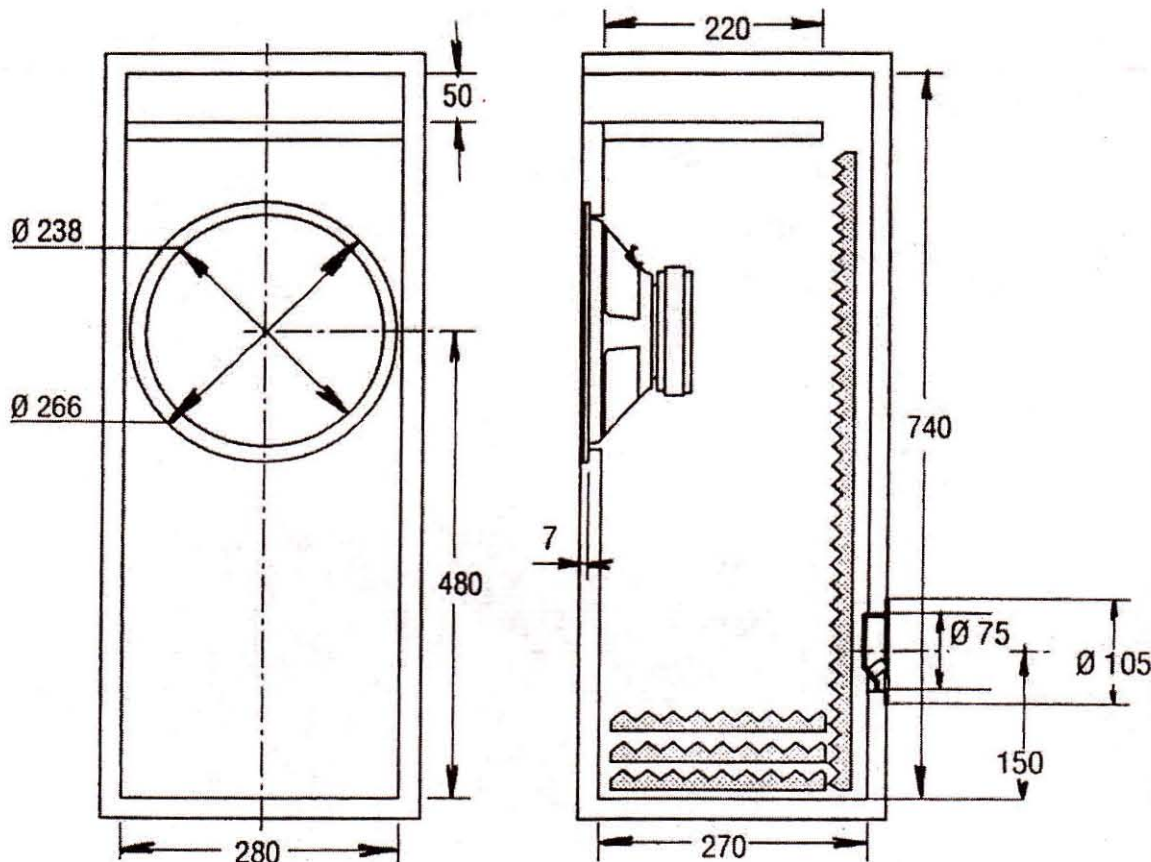
Cei care nu au cunoștințe suficiente de acustică și se încred în propaganda comercială numită reclamă, trag adesea concluzii greșite, încredințați fiind că firma X sau Y a găsit rezolvarea tuturor problemelor legate de reproducerea sonoră de înaltă fidelitate. Adevărul este cumplit de simplu: până acum nicio firmă nu a reușit "să descopere sunetul perfect", și acest lucru va rămâne valabil până când pe piață va rămâne numai o singură firmă, aceea care va reuși această performanță.

Traductorul de bandă largă nu este nici el o reușită deplină nici la această oră, deși a fost permanent în atenția unor cercetători și experimenatori de mare valoare. Principalul avantaj al acestui traductor este faptul că reproduce aproape în totalitate spectrul audio, cu o acuratețe mai mare sau mai mică, dar fără defazaje mai ales în partea cea mai sensibilă a spectrului, zona frecvențelor medii și medii-înalte, acolo unde urechea umană are maximum de sensibilitate. Din acest motiv, un astfel de traduc-

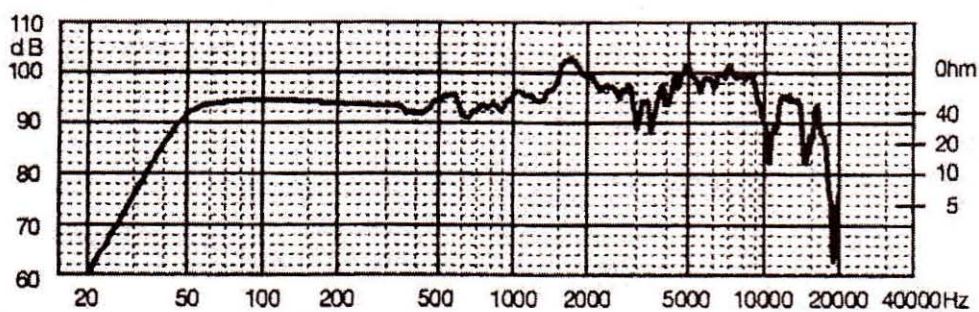
tor, într-o incintă adecvată, va reproduce semnalul audio cu o transparență de vivacitate sporită, baza imaginii stereo va fi foarte largă și extrem de stabilă, fără a putea fi depășită de cele mai bune realizări din domeniul incintelor pe două sau mai multe căi. Cei care au avut ocazia să asculte astfel de incinte au fost inițial bulversați de sunetul diferit față de incintele "normale", mai ales al celor din clasa "entry

Nu vom uita să menționăm și elementele care se impună incintelor echipate cu traductoare de bandă largă:  
 - un preț foarte mare, atunci când traductorul este de o calitate excelentă (Lowther, Supravox, Michel Fertin, PHP-HP, GOTO, TAD, Fostex, Rhedekho);  
 - unele traductoare au o neliniaritate destul de pronunțată, colorația sunetului fiind evidentă (mai ales la

2



3



level" sau clasa medie. Cei mai mulți, neavând posibilitatea de a asculta un timp mai mare acest gen de incinte, le-au categorisit drept curioase și nejustificat de scumpe. Cei care-și permit așa ceva și sunt melomani înfocați, devin adepți înfocați atât ai acestui tip de incintă, cât și ai amplificatoarelor cu tuburi sau ai surselor de semnal analogice. Motivul este foarte simplu: un astfel de sistem, cu componente bine concepute, asigură o redare naturală a sunetului, din care motiv întrunește calitățile apreciate de iubitorii muzicii.

exemplarele mai ieftine);  
 - puterea maximă suportată relativ mică (în jur de 30W), ca o consecință a faptului că reproducerea unui spectru larg impune o masă în mișcare mică, cu consecințele de rigoare în construcție;  
 - banda de frecvență reprodușă mai îngustă decât în cazul incintelor pe mai multe căi. Totuși, există posibilitatea de a împăca această cerință cu traductoarele de bandă largă prin faptul că pot lucra conjugat cu traductoare specializate pentru frecvențe joase și înalte, frecvențele de

tăiere fiind cu mult în afara zonei critice de sensibilitate a urechii umane. Astfel, în zona frecvențelor joase, acest traductor poate fi ajutat până la o frecvență de tăiere de 100-150 Hz. În capătul superior al benzii, aceste traductoare pot fi ajutate de la o frecvență de peste 10 kHz, acolo unde nu mai sunt probleme dificile legate de defazaje datorită lungimii de undă mici.

Și în cazul construcției de incinte cu traductor de bandă largă se pot distinge trei abordări diferite:

- prima abordare utilizează traductoare de diametre mici (4"-6 1/2"), traductoare care au caracteristica de frecvență mai liniară în zona medii-înalte, dar reproduc destul de slab frecvențele joase. Acest tip este des abordat în construcțiile DIY pentru că și prețul traductoarelor este relativ scăzut;

- diametrul de 8" (200 mm) este cel utilizat de constructorii de traductoare cu tradiție în acest domeniu din mai multe motive:

1. acest diametru reprezintă limita maximă de la care apar probleme legate de directivitate, putere disipată, diametrul bobinei;

2. diametrul este suficient de mare pentru a se asigura și o reproducere bună a frecvențelor joase și înalte;

3. este un bun compromis în asigurarea unei mase mici în mișcare, condiție esențială pentru o bună reproducere a frecvențelor înalte. Majoritatea firmelor cu tradiție în domeniu produc traductoare cu acest diametru.

- cea de a treia abordare cuprinde traductoare cu diametre mai mari de 8". Acestea au diametrul membranei de 10", 12" și rareori de 15" (din motive de directivitate)

Cea mai mare parte a acestor traductoare sunt echipate cu con suplimentar (con care a fost inventat tot de Paul Voigt, la sfârșitul anilor '20, pentru reproducerea frecvențelor înalte) și membrana din celuloză, care asigură o masă mică. Motorul acestor traductoare este puternic, ajungând, la unele traductoare, să depășească 10 kg, asigurând un câmp enorm în întrefier comparativ cu traductoarele clasice. Sunt utilizați magneți scumpi, cu cobalt și nichel, ferite de calitate deosebită sau neodim, la seriile mai noi. În general, aceste traductoare au SPL de valoare mare, astfel că și incintele pot fi utilizate cuplate cu amplificatoare cu puteri mici, în clasă A sau echipate cu tuburi electronice.

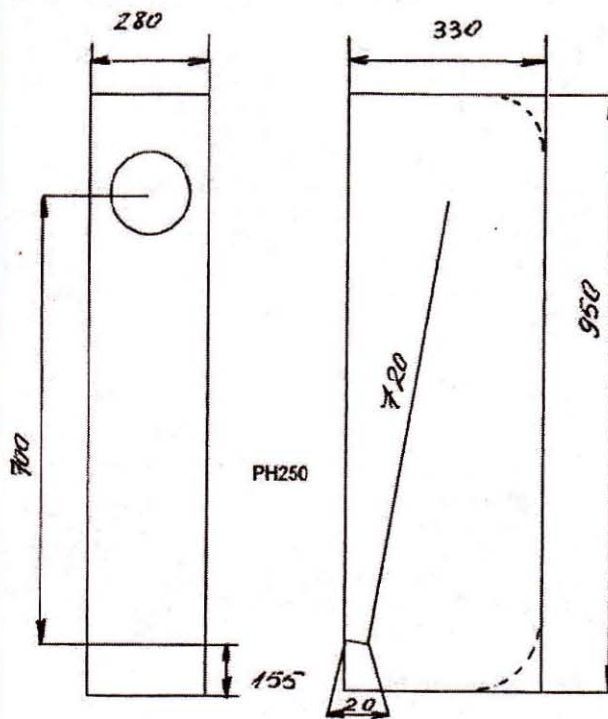
**Traductoare de bandă largă.** Pe piața internațională există în acest moment o ofertă destul de mare de traductoare de acest tip; din păcate, cele mai multe sunt puțin accesibile constructorului român din mai multe motive: prețul foarte mare al traductoarelor de bună calitate și, din acest motiv, dar și din cauza unei cereri scăzute, aceste traductoare nu reprezintă un interes pentru importatori. Totuși, se pot obține, pe baza unei comenzi, unele tipuri de traductoare, cu un preț rezonabil, bineînțeles, fără a fi comparabil cu chinezismele din magazinele de profil care se încadrează perfect în zicala: "Atât dai, jumătate face, de un sfert merge!"

Firma MONACOR are în catalog mai multe traductoare de bandă largă, dintre care unul, SP-200X, de 8", este utilizabil în construcțiile de acest tip. Nu vă lăsați influențați însă de recomandările catalogului, care recomandă un tweeter și o rețea de separare a firmei (cu frecvența de tăiere de 2,5 kHz), care anulează toate calitățile incintei monodriver. Firma are reprezentanță în România și prețul difuzorului nu este foarte mare.

Firma VISATON are și ea în nomenclator un difuzor de bandă largă de 8", B200, care are un preț de circa 3 ori mai mare decât SP-200X, fără a avea caracteristici mai bune, dimpotrivă!

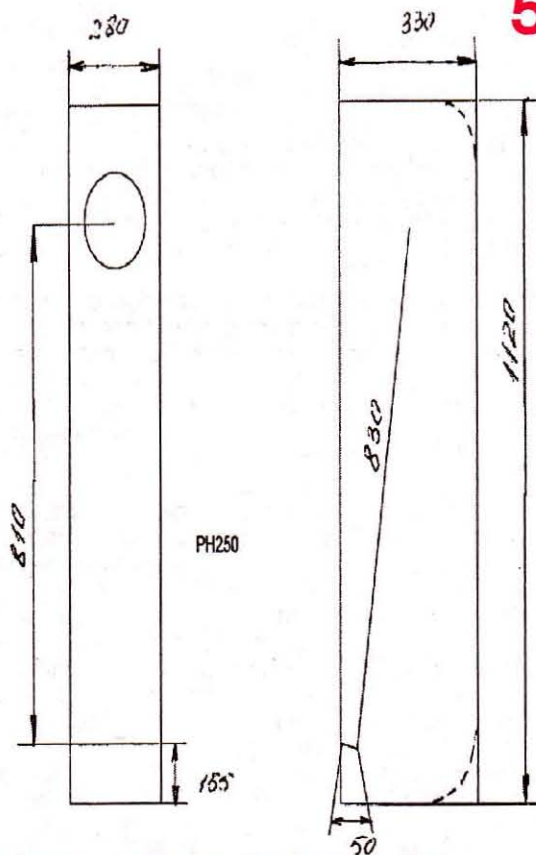
La diametre mai mari se pot utiliza difuzoare P. Audio de bandă largă din seria HP, difuzoare care au un raport preț/calitate imbatabil, sau G 1250, iarăși, deosebit de ieftin vis-a-vis de calitățile sale. Despre difuzoarele P. Audio se găsesc referințe și proiecte executate pe internet.

4



Frecvența de rezonanță a incintei = 55 Hz  
Lungimea desfășurată a liniei acustice = 1 565 mm  
Volumul intern = 65 litri

5



Frecvența de rezonanță a incintei = 45 Hz  
Lungimea desfășurată a liniei = 1 920 mm  
Volumul intern = 81 litri

La diametrul de 10" (250 mm), o opțiune de calitate excelentă o reprezintă utilizarea tot a unui difuzor profesional: PH 250, produs de firma italiană CIARE. Prețul de catalog este de 67 euro + taxe, mai mare decât al produselor echivalente P. Audio, dar la jumătate față de difuzorul oferit de Visaton la un preț abulisant, care, din păcate, pare făcut în China. Cum nici Monacor nu produce difuzoare, ci le vinde, am preferat un produs de calitate pro, produs în Europa, într-o țară cu tradiție în muzică, de la o firmă cu tradiție, CIARE, datând din 1951.

**Traductorul PH 250** este un difuzor de bandă largă, echipat cu con suplimentar, cu membrană din celuloză și rilă textilă. Are un magnet cu diametrul de 134 mm și următoarele caracteristici tehnice:

- puterea nominală	150 W
- impedanța	8 Ω
- SPL (la 1 W / 1 m)	96 dB
- diametrul bobinei mobile	50 mm
- frecvența de rezonanță Fs	55 Hz
- coeficient de calitate, Qts	0,33
- volum compliant, Vas	52 l
- randament	2,17%
- greutate	3,4 kg
- suportul bobinei	aluminiiu

Se observă că traductorul are un magnet serios dimensionat, iar presiunea acustică este suficient de mare pentru aplicații vizând amplificatoare de putere mică.

Caracteristica de frecvență a traductorului este dată în figura 1.

**Incinta bass-reflex.** Această incintă este propusă chiar de către fabricantul traductorului, CIARE, și are următoarele caracteristici tehnice:

- puterea nominală	150 W
- impedanța	8 Ω
- volum net	50 l
- frecvența de acord a incintei	48 Hz
- suprafața rezonatorului	140 cm <sup>2</sup>
- lungimea rezonatorului	24 cm
- grosimea materialului	20 mm
- material	placaj, MDF, PAL

Datele constructive ale incintei sunt prezentate în figura 2. Elementele incintei se debitează, de preferință, la un atelier specializat (care și vinde materialul necesar), ceea ce va asigura un montaj ușor, executat prin rigidizare cu șuruburi tip Rigips de 3,5 x 45 mm și lipire cu aracet gros de tâmplărie.

În practică, am înlocuit materialul fonoabsorbant din burete cu profil piramidal cu material Minet, cu proprietăți mai bune. Au fost tapetați toți pereții (fără rezonator) cu un strat cu grosimea de 20 mm, iar pe capacul de jos s-a așezat un strat de 80 mm. În funcție de materialul folosit, finisarea rămâne la aprecierea constructorului. O ramă care să protejeze difuzorul și deschiderea rezonatorului este benefică.

Caracteristica de frecvență a incintei - figura 3 - arată că traductorul poate fi ajutat, dacă se consideră necesar, de un tweeter cu SPL = 96 dB/W/m (sau mai mare, prin L-pad corespunzător). Frecvența de tăiere recomandată este de 10 kHz, utilizând un filtru de tip Butterworth de ord. II (panta de 12 dB/octavă), cu punct de intersecție la -6 dB. În acest fel nu se pierde avantajul oferit de utilizarea traductorului de bandă largă. Cei care dispun de tweeter piezo Motorola, le pot utiliza fără probleme, sau pot opta, ca o soluție de vârf, tot pentru un produs CIARE, respectiv PT 382, tweeter profesional cu calota de 1,5" în aluminiu, cu ferofluid (putere nominală 200 W, SPL 105 dB/W/m, greutate 2 kg).

Pentru că nu am uitat de incinta VTP, care a fost special concepută de Paul Voigt pentru echiparea cu un singur traductor de bandă largă, am verificat acest traductor și în incinta de acest tip. Dimensiunile incintei VTP sunt mai mari

decât cele ale incintei deja prezentate mai sus, și cresc dacă se trece la o frecvență de acord a incintei aflată sub frecvența de rezonanță Fs a difuzorului. Astfel, la  $F_s = F_b = 55$  Hz, volumul incintei este de 65 litri, iar dimensiunile interioare sunt 950H x 280l x 330A. Pentru cazul în care  $F_b = 45$  Hz, volumul crește la 81 litri, iar dimensiunile interioare sunt 1120H x 280l x 330A (mm).

Adeții incintei bass-reflex pot aborda acest tip de incintă. Practic, însă, incinta VTP s-a dovedit net superioară în calitatea audiției, oferind între altele și un răspuns extins la frecvențe joase, comparativ cu prima. Rămâne valabilă recomandarea de a utiliza un tweeter dacă se consideră prea sărac răspunsul la frecvențe înalte.

Ca o altă recomandare desprinsă din experiența practică: difuzoarele de bandă largă, fără excepție, nu sunt propice utilizării la puteri mari, având un  $X_{max}$  mic, deci o putere de maximum 50-60 W vă ferește de eventuale distorsiuni!

**Detalii constructive ale incintei VTP.** În primul rând voi da dimensiunile interioare ale incintei, având în vedere că se poate opta pentru material cu grosime de 18,20 sau 25 mm. Având în vedere că incinta nu este închisă, nu se pune problema apariției unei presiuni interne mari, cu vibrații puternice ale pereților. Peretele interior asigură o ranforsare puternică a celor doi pereți laterali. Cei care doresc, pot monta și o ranforsare între peretele înclinat și peretele din spate al incintei. O soluție foarte bună în majoritatea cazurilor este reprezentată de tapetarea pereților incintei cu plăci bituminoase autoadezive, peste care se montează materialul fonoabsorbant. În cazul incintelor închise și bass-reflex, este necesar să se țină cont de volumul ocupat de aceste plăci și să se mărească corespunzător volumul calculat al incintei.

Materialul utilizat, în ordinea preferinței, este placajul de esență tare, cu grosime de 20-22 mm, MDF-ul sau PAL-ul. Se va procura în prealabil materialul, după care se vor stabili cotele exterioare și se va debita la un atelier specializat, pentru a se putea îmbina ușor. Se folosește aracet gros de tâmplărie, iar rigidizarea se face cu șuruburi Rigips cu lungimea de 45 mm. După uscarea adezivului, șuruburile se pot scoate și înlocui cu dibluri de lemn care permit o șlefuire ușoară și o finisare corespunzătoare. Finisarea, în funcție de materialul utilizat, poate fi vopsire + lăcuire, lăcuire, furniruire sau acoperire cu folie autoadezivă ce imită lemnul de diferite esențe. În acest ultim caz, o vopsire preliminară urmată de uscarea completă, șlefuire și apoi o acoperire cu folie dă rezultate mai bune decât aplicarea foliei direct pe suprafața materialului, chiar șlefuit.

Nu vom uita că peretele spate, la partea superioară și inferioară este racordat cu cele două capace printr-un perete curb, executat din material plastic cu grosimea de 2-4 mm, având raza de 150 mm la partea superioară și raza de 250 mm la partea inferioară. Spațiul dintre peretele curb și pereții incintei se umple cu spumă poliuretanică expandabilă, după ce spațiul a fost umezit cu apă pulverizată. Surplusul de spumă se va tăia cu cutterul după întărire.

Ca material de amortizare se utilizează minetul cu grosimea de 20 mm, care se aplică pe pereții laterali, spate și peretele înclinat, fără ca materialul să fie văzut prin deschiderea de la bază.

Modul de asamblare a unei incinte VTP a fost prezentat de mai multe ori în numerele anterioare ale revistei (anii 2003-2005).

Sunt prezentate două variante ale incintei VTP, diferențiate prin frecvența de acord a ansamblului incintă + difuzor.

**Varianta I** are frecvența de rezonanță  $F_b$  a incintei egală cu frecvența de rezonanță a difuzorului utilizat (55 Hz) și este varianta așa-zis normală, care asigură maximum de amortizare difuzorului și care permite aplicarea de puteri mari fără deplasări majore ale membranei. Este



asemănător cazului ideal de acord al incintei bass-reflex. Volumul incintei este de 65 litri, iar lungimea desfășurată a liniei este de 1 565 mm. Dimensiunile incintei au fost alese astfel ca amprenta la sol să fie minimă, stabilitatea bună și înălțimea cât mai aproape de urechile ascultătorului.

**Varianta a II-a** are frecvența de rezonanță a incintei  $F_b = 45$  Hz, cu 10 Hz sub frecvența de rezonanță a difuzorului. Aceasta permite o reproducere mai extinsă a domeniului frecvențelor joase, cu păstrarea unei puteri admisibile mari, fără a crește semnificativ coeficientul de distorsiuni de intermodulație.

Reamintim că la o presiune acustică  $SPL = 96$  dB/1W/1m, la aplicarea unei puteri de 16 W se obține o presiune de 108 dB/1W/1m, iar la 64 W, o presiune acustică de 114 dB/1W/1m, mai mult decât suficientă pentru orice audiere domestică. De altfel, la puteri continue de peste 50 W, bobina oricărei difuzor de foarte bună calitate va începe să se încălzească și odată cu creșterea temperaturii apare fenomenul de compresie a puterii și creșterea distorsiunilor.

În această variantă, volumul incintei este de circa 81 litri, iar lungimea liniei de 1 920 mm. Varianta asigură o extensie a reproducerii frecvențelor joase, un bas foarte ferm și extrem de detaliat, astfel că se pot recunoaște cu ușurință instrumentele care emit sunetele de joasă frecvență.

Pentru ambele variante este valabilă posibilitatea de extensie a benzii de frecvențe înalte prin montarea unui tweeter suplimentar, cu  $SPL$  minim de 96 dB/1W/1 m. Frecvența de tăiere se poate alege în domeniul 8-10 kHz, utilizând o rețea de separare de tip Butterworth, de ordinul II, cu panta de 12 dB/octavă și intersecție la -6 dB. Se va prefera utilizarea unei calote moi, de mătase, cu domeniu extins peste 20 kHz cât mai mult și încărcată cu un horn care să asigure presiunea sonoră necesară.

Cei care dispun de tweetere piezoelectrice de calitate (Motorola), pot utiliza și acest tip, având în vedere că frecvența de tăiere este plasată cu mult în afara domeniului critic pentru urechea umană. În plus, la frecvența de peste 7-8 kHz, și aceste tweetere au o funcționare bună, cu distorsiuni reduse.

Pentru cei care doresc să execute o incintă hi-end și își permit efortul financiar, o alegere excelentă este tweeterul PT 382 (CIARE) sau DT 28 N (Monacor).

**Încheiere.** Cele trei tipuri de incinte sunt construcții care fac parte din categoria de vârf, asigurând o audiere excelentă pentru iubitorii de muzică de toate genurile, de predilecție pentru cei care sunt orientați către muzica clasică, jazz, pop și chiar rock. Cei care doresc un bas excesiv, chiar dacă nu este în partitură, pot utiliza un subwoofer, la modă în momentul de față, frecvența de tăiere fiind aleasă după gustul fiecăruia.

Prețul de cost al proiectului este de circa 1 000 RON, extrem de mic, comparativ cu kiturile sau incintele de același tip, la care prețul unui kit pleacă de la circa 2000 euro și atinge vârfuri de 10-20 mii euro.

Avantajul celui care va aborda unul dintre aceste proiecte va fi apropierea de sunetul natural, normal, diferit de ceea ce se oferă azi în ambalaj "audiofil hi-end-istic" cu pretenții de vârf doar în ceea ce privește prețul. Subliniez încă o dată că investind în traductoare de calitate, cu puțină pricepere și perseverență, un amator poate să-și construiască singur incinte, care altfel îi sunt refuzate categoric de sursele financiare modeste. Și încă un sfat: nu încercați să faceți comparații cu marfa ieftină de pe piață, chiar dacă poartă un nume ce a fost cândva mare!

#### Bibliografie

Colecția revistei Tehnium, anii 2000-2005  
CIARE Workshop 2003 – broșură  
Colecția Fedelta del Suono, 2002-2005  
Colecția Haute Fidelité, 2004-2005

Din prima parte a articolului – vezi **Tehnium** nr.4/2005, pag.43-47 – se poate concluziona că o capacitate de filtrare mare, de calitate în privința mai multor cerințe, este determinantă în cazul unei funcționări la cele mai înalte standarde a unui amplificator audio. Tot din prima parte reținem schema din **figura 4** pentru discuții în această parte.

Din această schemă se vede că doar condensatoarele de filtraj clasice nu sunt suficiente, apărând necesitatea unei filtrări suplimentare, mai ales a componentelor de înaltă frecvență, unde eficiența condensatoarelor de mare capacitate scade dramatic, la nivele inacceptabile în practica curentă. Filtrarea componentelor de frecvență înaltă nu este dificil de realizat, iar investiția nu este, de asemenea, foarte mare. Condensatoare cu valori în jurul lui 100-500 nF, cu polipropilenă, la minimum 100 V, nu sunt o avere.

Dacă utilizați câte un condensator electrolitic pe fiecare ramură, filtrul RC (fig. 4) este mai mult decât imperativ necesar, efectul său asupra redării frecvențelor înalte fiind imediat și sesizabil. Acest filtru, utilizat în 1972 de proiectantul de amplificatoare Matti Otala, reduce efectul induc-  
tanței reziduale  
sătoarelor de filtra-  
mare. Dacă  
sale este mai  
în audiere, e un  
ficatorul dispune  
satoare  
calitate slabă.

## De ce unele amplificatoare

observă ceva  
audiție, nu  
nu ați obținut

## audio

sesizabil în  
considerați că  
nimic: amplifi-

## costă mult?

Ing. A. MATEESCU

catorul este mult mai stabil în condiții grele de funcționare.

În cazul up-gradării unui amplificator deja existent, singurele complicații care pot apărea sunt legate de spațiul necesar de amplasare, dar totul se poate rezolva.

Cele enunțate până acum sunt valabile în cazul amplificatoarelor funcționând în clasă B sau AB. Lucrurile se schimbă însă dacă doriți să construiți un amplificator în clasă A, unde sursa trebuie să debiteze în REGIM CONTINUU curenți de valori mari sau foarte mari. Astăzi nu schimbă datele problemei numai pentru transformatorul de alimentare, ci și pentru restul elementelor alimentatorului. Plecând de la exemplul inițial, un etaj ce debitează 50 W / 8 ohmi, funcționând în clasă A va necesita aproape 4 A, iar la 100 W / 4 ohmi, aproape 8 A! Și aceste valori în regim continuu. În aceste condiții, capacitatea de filtrare crește față de cazul anterior (clasă B / AB), practic dublându-se. Astfel, pentru un amplificator dual mono de 50 W / 8 ohmi, capacitatea pe linia de alimentare atinge un minimum de

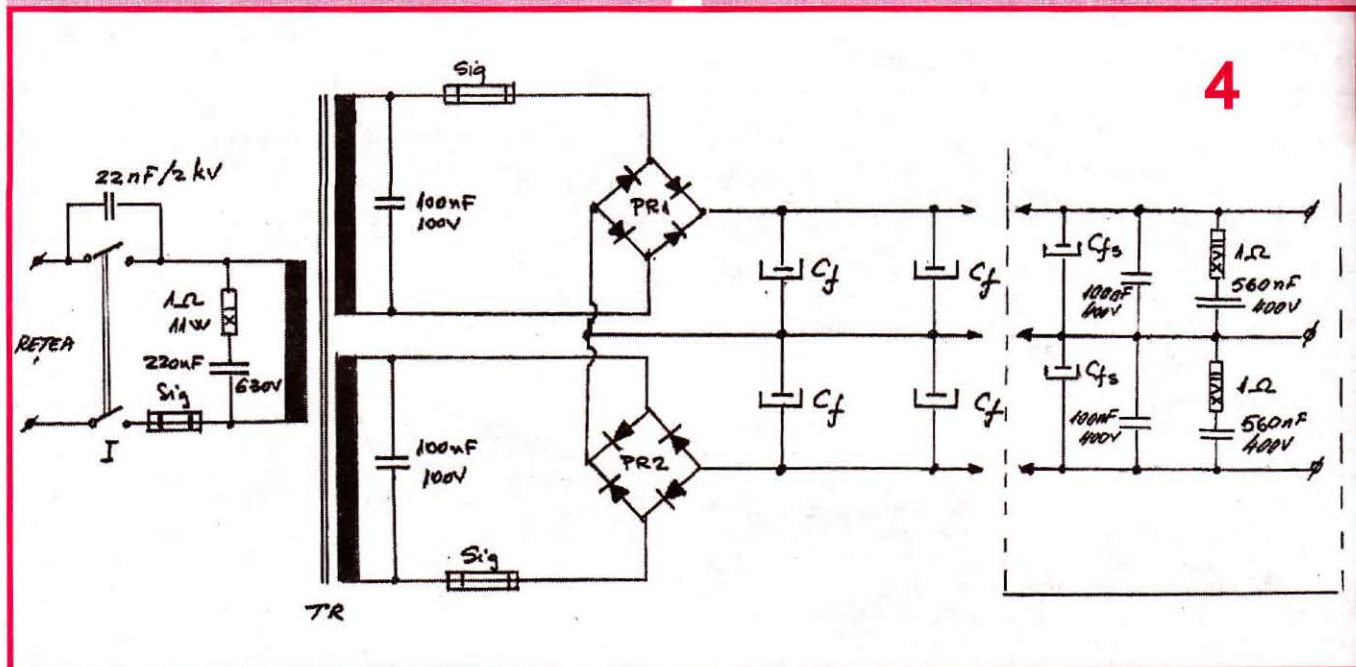
20 000 microfarazi, ceea ce înseamnă un minim total de 80 000 microfarazi.

Considerațiile de mai sus sunt valabile și în cazul up-gradărilor, când se poate construi o sursă nouă, eventual amplasată în incintă separată (ca la amplificatoarele LINN, NAIM etc.). În cazul în care optați pentru o sursă nouă, trebuie mai întâi să vedeți în ce măsură această lucrare merită a fi abordată. Fără a lua în derâdere vreun produs sau vreo marcă, nu întotdeauna un astfel de proiect se justifică.

O marcă sau specificații tehnice umflate din motive comerciale nu asigură posesorul amplificatorului că a

sunt preferabile condensatoarelor de format mic. ELNA, Nichicon, Philips, Siemens, Roederstein, Fischer&Tauche sunt nume cunoscute de producători de condensatoare electrolitice. Atenție, nu toate produsele acestor firme sunt potrivite pentru o sursă cu pretenții deosebite: există multe contrafaceri, chinezisme, sau pur și simplu firmele au mai multe serii diferite de condensatoare, unele cu caracteristici comune, care nu merită plata numelui!

Transformatoarele toroidale nu mai reprezintă o problemă în momentul de față, în România fiind mai mulți producători care acceptă și comenzi singulare.



făcut o investiție care să merite a fi up-gradată. Verificați cu ce este echipat amplificatorul, vis-à-vis de specificațiile tehnice: dacă tranzistoarele finale nu au o capacitate de curent suficientă și au o putere disipată mică, o sursă care debitează fără limitări poate duce la "prăjirea" finalilor atunci când sunt forțați. Înlocuirea tranzistoarelor finale cu altele mai capabile nu este totdeauna o soluție, dacă luați în considerare că circuitele de protecție vor intra în funcțiune la aceeași valoare a curentului, iar modificarea punctului lor de funcționare nu se poate face decât în laboratoare bine utilitate.

Utilizarea unor punți redresoare metalice este cea mai bună soluție, mai ales când aveți nevoie de tensiuni și curenți mari; în plus, sunt ușor de răcit și mai ieftine decât diodele de putere, în special cele rapide, recomandate și utilizate de unii constructori scandinavi. Utilizarea pe fiecare ramură de alimentare a câte unei punți înjumătățește sarcina și dublează siguranța în exploatare. De asemenea, diferența de preț între o punte cu tensiunea nominală mică și una cu tensiunea nominală mare este mică: alegeți o punte care pare disproporționată, ea va oferi o siguranță mare în funcționare. Prevedeți posibilități adecvate de prindere pe radiator de răcire.

Condensatoarele sunt o problemă serioasă, având în vedere că unele de bună calitate sunt scumpe, dar prețul este pe deplin justificat. În cazul condensatoarelor electrolitice, condensatoarele de uz industrial, masive, cu prindere pe șurub și temperatura de lucru de 105°C

livrând prompt marfa cerută. Problematică este găsirea de transformatoare clasice cu miezuri E+I. În ceea ce privește transformatoarele din comerț, majoritatea sunt de calitate execrabilă: lăsați-le conectate la rețea, să meargă în gol. Dacă se încălzesc, au pierderi mari și e recomandabil să le testați în sarcină maximă câteva zeci de ore, pentru a nu avea surpriza că cedează în montaj. Atenție unde le probați, lăsate nesupravegheate pot produce incendii!

Un ghid tabelar de alegere a elementelor componente ale sursei poate fi util.

**Amplificator mono, sau pe canal, dual mono, clasă AB și B**

Putere / (W)	Impe- danță (Ω)	Transor- motor (VA)	Punte redresoare U (V)	I(A)	Conden- satoare (μF)
20/40	8/4	80	80	2,2	4 x 3 300
40/80	8/4	120	80	3,3	4 x 4 700
60/120	8/4	200	400	25	4 x 6 800
80/160	8/4	220	400	25	4 x 8 200
100/200	8/4	300	400	25	4 x 10 000
125/250	8/4	400	400	25	4 x 12 000
150/300	8/4	500	400	35	4 x 15 000
200/400	8/4	600	400	35	4 x 20 000

**Mono, clasă A pură**

10/20	8/4	80	80	10	4 x 6 800
20/40	8/4	100	400	25	4 x 8 200
30/60	8/4	120	400	25	4 x 10 000
40/80	8/4	150	400	25	6 x 10 000
50/100	8/4	200	400	25	6 x 10 000

**Mono, dual mono (pe canal), clasă AB, sarcină cu impedanță scăzută**

30/60/120	8/4/2	200	80	10	4 x 4 700
50/100/200	8/4/2	300	400	25	4 x 8 200
75/150/300	8/4/2	500	400	25	4 x 10 000
100/200/400	8/4/2	600	400	35	4 x 15 000
150/300/600	8/4/2	800	400	35	6 x 10 000

După cum se poate observa, o sursă de alimentare care să îndeplinească anumite cerințe de calitate înseamnă o investiție destul de serioasă, reprezentând, în cele din urmă, o parte importantă din costul total al unui amplificator. Din această cauză, producătorii de amplificatoare caută să reducă pe cât posibil prețul sursei, bazându-se pe faptul că un amplificator de uz domestic nu va fi utilizat în niciun caz pe o durată mare la un nivel de putere apropiat de puterea de ieșire declarată în specificațiile tehnice. Chiar testele de laborator efectuate de anumite reviste de profil nu sunt efectuate în condițiile cele mai severe, astfel că nu reflectă adevărul asupra sursei de alimentare. Cei care urmăresc, chiar din timp în timp, revistele de profil, au ocazia să citească articole despre amplificatoare audio

care au prețuri cuprinse între prețul unui automobil de mic litraj, până la prețul unui automobil de lux. Cei care studiază fotografiile acestor amplificatoare au ocazia să obțină informații despre cum sunt proiectate și echipate sursele acestor amplificatoare, surse care reprezintă un procentaj important din prețul acestora, care pentru mulți pare complet aberant. Desigur, prețul de cost este poate la jumătate, dar în aceste realizări industriale nu veți găsi nici condensatoare de 10 000 microfarazi, groase cât un creion, nici transformatoare de 100 VA la o putere declarată de 400 W/canal și în niciun caz componente de calitate îndoielnică. Ba, mai mult, majoritatea sau totalitatea componentelor nici nu sunt detectabile în cataloage, nici nu au corespondențe în acestea.

Dacă considerăm acum amplificatoarele din clasa medie, comparați sursa amplificatorului pe care-l dețineți cu schema din articolul de față și vedeți ce diferențe sunt, față de schemă, dar și față de tabelul de mai sus, și vă veți convinge de cât de serios a fost privită proiectarea amplificatorului dvs. Justificarea diferențelor este simplă: înmulțiți costul componentelor suplimentare cu, să zicem, 100 000 buc. și veți obține o sumă frumusică!

**Bibliografie**

- Practica electronistului amator, Ed. Albatros, 1984  
 Colecția revistei TEHNIUM  
 Almanahul constructorului radioamator, Ed. ENERGHIA, 1973 (URSS)  
 Colecția Almanah TEHNIUM, 1983-1990

mate în principiu dintr-o bobină cu câteva zeci sau sute de spire, în funcție de mărirea pieselor, realizată cu sârmă suficient de groasă și prevăzută cu piese polare cores-punzătoare, alimentată prin descărcarea unor condensatoare de ordinul sutelor de  $\mu\text{F}$ , încărcate la tensiuni de 300-1000V. Dacă condensatoarele se descarcă direct, se obține un circuit oscilant și o oscilație amortizată, fiecare semi-undă, din ce în ce mai slabă, magnetizând într-un sens sau în cel opus, astfel că aparatul demagnetizează. Pentru magnetizare, descărcarea condensatoarelor se face printr-un tiristor care la scăderea curentului sub curentul de menținere la sfârșitul primei semi-unde, taie alimentarea, oprind celelalte oscilații. Curentul ajunge la 10 kA la magnetizoarele mari, durata impulsului fiind de  $10^{-4}\text{s}$ , iar tiristorul trebuie ales în așa fel încât să reziste la aceste condiții.

Instalația industrială este mult mai complicată, conținând diverse elemente de control și automatizare, piese polare pentru diferite scheme de magnetizare etc. Pentru magneti Alnico și ferite, energia aparatului este de 100-300 J, iar pentru SmCo

și NdFe de 700-1000 J, reglarea făcându-se din numărul de condensatoare și tensiunea de lucru.

Desprinderea magneților de pe piesele polare trebuie făcută prin smulgere, nu prin târare, care duce la scăderea inducției. Magnetizarea astfel obținută este un maxim care scade cu câteva procente după tratamente de stabilizare sau în urma utilizării.

Pentru o conservare optimă, magneții se păstrează scurtcircuitați între ei sau cu o placă din fier moale.

De cele mai multe ori, fabricile fac magnetizarea în circuitul magnetic final. În acest caz desfacerea circuitului și montarea la loc (de exemplu, la un difuzor cu magnet din Alnico) duce la scăderea inducției cu până la 50%.

În lipsa foliilor sesizoare de polaritate, care sunt curente în Vest, se poate afla modul de polarizare și numărul de poli așezând un carton subțire deasupra magnetului și

presărând pilitură fină de fier, care ne va arăta numărul de poli și liniile de forță dintre ei.

**Bibliografie**

- A. A. Cișman, Fizica generală, E.T. 1957  
 B. Dicționar cronologic al științei și tehnicii universale, E.Ș.E., 1979  
 C. A. Hellemans, B. Bunch, Istoria descoperirilor științifice, E. Orizonturi, E. Lider  
 D. S. Cedighian, Materiale magnetice, E.T., 1967  
 E. Dauermagnetische Werkstoffe und Bauteile Krupp G.m.b.H. Essen  
 F. Selten-Erd. Dauermagnetwerkstoffe Vacuumschmelze G.m.b.H. Hanau  
 G. R. Ebeling, W. Erwens SE – wie sehr erfolgreich, revista KEM, februarie 1989  
 H. R. Becker, N. Weber, Magnetisch gekuppelt wird der Pumpenantrieb v e r s c h l e i s s a r m Feinwerktechnik and Messtechnik, 1989

# MATERIALE MAGNETICE

**(Umare din pag. 8)**



# DUBLAREA PUTERII AUDIO

Prof. ing. EMIL MARIAN

Funcția esențială a unui amplificator audio de putere este preluarea unui semnal de audiofrecvență de ordinul sutelor de

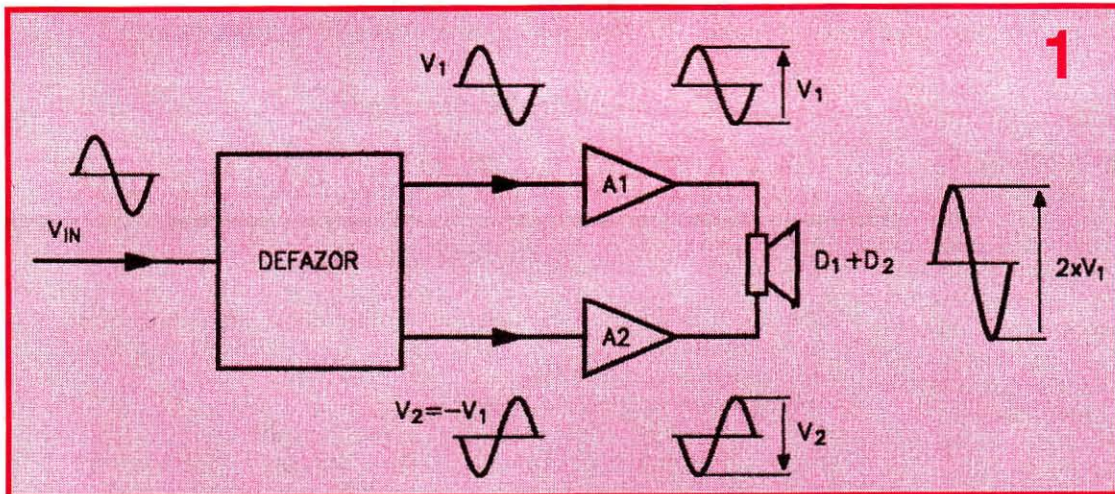
milivolți "codificat audio" și în final amplificarea acestuia în putere (tensiune și curent) astfel încât să fie posibil transferul de energie electrică impedanței de sarcină, constituită din grupul de difuzoare din incinta acustică. Puterea electrică transmisă va conține informația programului muzical pe care dorim să-l recepționăm auzit. Conversia putere electrică - putere acustică se face cu ajutorul incintelor acustice cu difuzoare. Puterea de ieșire a unui amplificator audio se definește ca fiind capacitatea amplificatorului de a dezvolta o anumită pu-

tică.

În majoritatea cazurilor, un amplificator audio are menționate în cartea tehnică firma producătoare și o serie de valori ale parametrilor de "ieșire" (putere, impedanță de sarcină, distorsiuni etc.). Faptul care, de cele mai multe ori (în mod voit!) nu este precizat, constă în totalitatea condițiilor în care este măsurată valoarea puterii electrice de ieșire. În majoritatea cazurilor, mai ales pentru echipamentele "mass media", puterea electrică de ieșire este precizată doar la o singură frecvență de intrare (de cele mai multe ori 1000Hz).

Amplificatoarele audio "ieftine" au înscrisă în cartea tehnică valoarea puterii de ieșire la frecvențe medii, presupunându-se cunoscut (cine cunoaște!) că ea scade spre extremitățile benzii audio. Totodată, valorile procentajelor maxime de distorsiuni THD și TID (Total Harmonic Distorsion și Total Intermodulation Distorsion) sunt precizate numai pentru o anumită frecvență din spectrul audio, pentru o putere electrică de ieșire care

poate să nu fie cea nominală. Posesorul unui amplificator audio încadrabil în categoria HI-FI trebuie să cunoască din start raportul semnal/zgomot S/N al amplificatorului, valorile reale ale THD și TID la puterea lui nominală, în întreaga bandă audio BW, și mai ales SR-ul (viteza de "răspuns") pentru a-și putea forma o imagine corectă asupra perfor-



tere electrică, într-o perioadă mare de timp, atunci când acesta debitează putere spre incinta acustică. Conform legilor din electrotehnică (pe care elevii le învață încă din clasa a X-a), unitatea de măsură a puterii active este watt-ul, iar pentru un circuit electric puterea electrică este direct proporțională cu tensiunea electrică prezentă la bornele impedanței de sarcină (difuzoarele din incinta acustică) și curentul electric care trece prin acestea. Puterea electrică de ieșire a unui amplificator audio este cea pe care acesta o poate debita, având ca impedanță de sarcină grupul de difuzoare din incinta acustică:

$$P = \frac{U_{EF}^2}{Z}$$

unde:

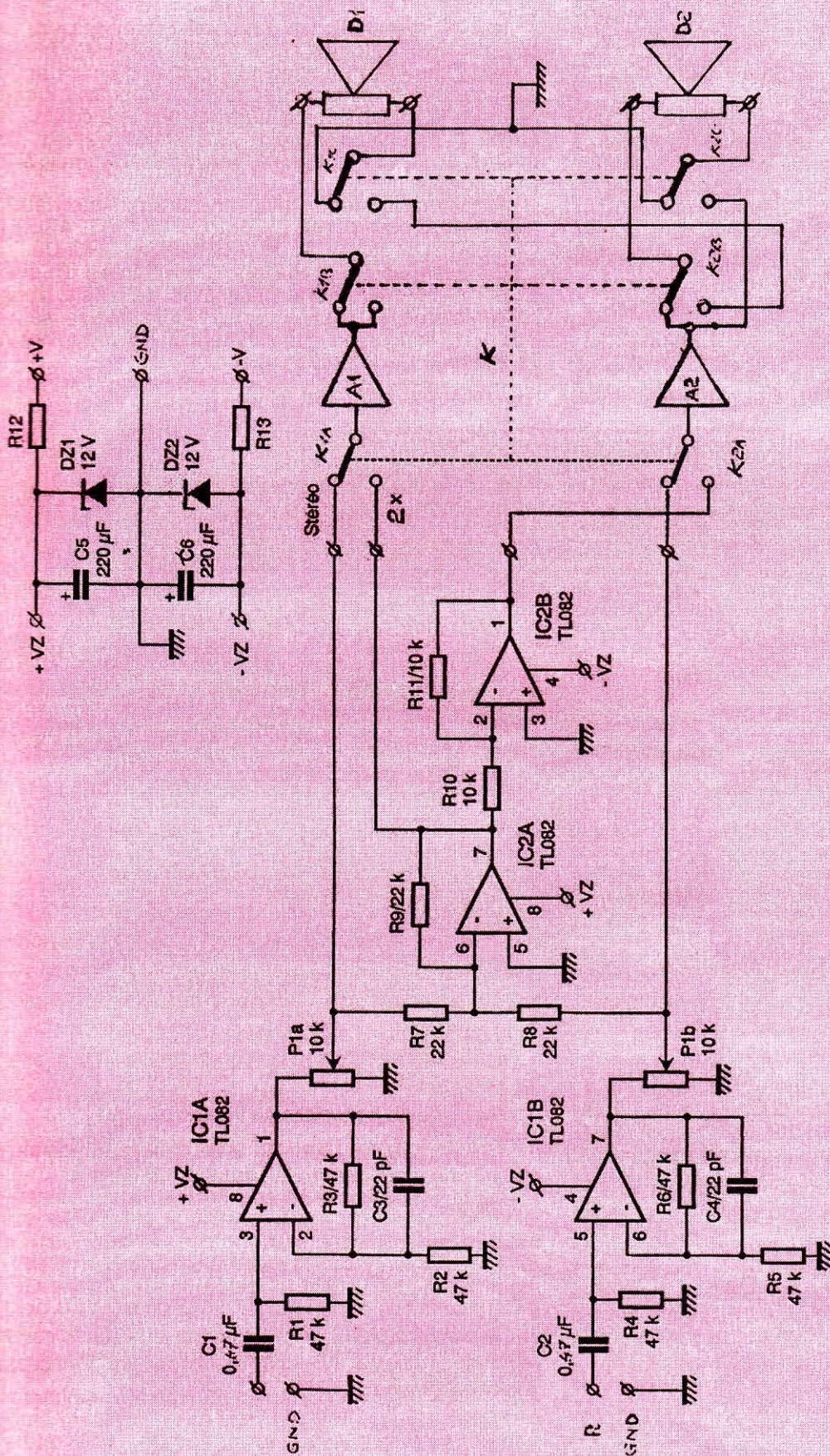
P = puterea activă transmisă;  
 $U_{EF}$  = valoarea efectivă a tensiunii alternative, purtătoare de informație acustică;  
 Z = impedanța grupului de difuzoare din incinta acus-

manțelor viitoare ale complexului electroacustic amplificator - boxe.

Dar să revenim la puterile electrice. Conform standardelor internaționale, puterea electrică a unui amplificator audio este precizată pentru un semnal electric cu forma de undă sinusoidală. Numai în acest mod se pot compara practic două amplificatoare audio produse de firme diferite. În cataloagele firmelor producătoare de amplificatoare audio sunt precizate una din următoarele puteri:

- puterea nominală;
- puterea sinusoidală;
- puterea transferată ("pașaport");
- puterea continuă;
- puterea de vârf PP;
- puterea muzicală, IHFM;
- puterea muzicală de vârf, PMPO.

Puterile nominală, sinusoidală, transferată și continuă apar în majoritatea cataloagelor firmelor europene care construiesc amplificatoare audio. Ele reprezintă



același lucru, și anume valoarea puterii efective, pentru o formă de undă nedistorsionată a semnalului de intrare sinusoidal, pe care o livrează amplificatorul audio spre impedanța de sarcină - boxe. Puterea de vârf (PEAK POWER) reprezintă o valoare dublă a puterii nominale.

Puterea muzicală IHFM (Institute of High Fidelity Manufactures) se referă la puterea livrată, cu distorsiuni sub 1%, de către amplificatorul audio, măsurată pentru un semnal de intrare care aproximează o formă de undă a semnalului electric "muzical" (semnalul audio) din regimul normal de funcționare. Puterea IHFM este mai mare de cca 1,4÷1,5 ori decât puterea nominală.

Puterea muzicală de vârf PMPO reprezintă dublul puterii muzicale IHFM. Ea este un parametru "de reclamă" al unor firme producătoare de aparataj electroacustic din categoria "mass media". Devine evident faptul că o firmă "serioasă" va prezenta ca parametru definitoriu al puterii electrice a unui amplificator audio doar puterea lui nominală. Valoarea prezentată se mai completează cu banda de frecvențe de lucru BW, viteza de răspuns SR, distorsiunile THD și TID și raportul semnal/zgomot, S/N.

Revenind la subiectul central al acestui articol, problema esențială devine: CUM SE POATE MĂRI PUTEREA NOMINALĂ A UNUI AMPLIFICATOR AUDIO DEJA REALIZAT, fără "a umbla în el"?

Orice amplificator audio se realizează actualmente cel puțin stereo (pentru două canale informaționale audio). Indiferent de

firma realizatoare și de performanțele lui, amplificatorul stereo "este gata" pentru livrarea pe fiecare canal informațional a puterii nominale.

Întrebarea "retorică" este: se poate mări puterea livrată impedanței de sarcină Z a incintei acustice prezintă un caracter pur rezistiv R, urmând ca ulterior să facem "extinderea teoriei" și pentru impedanțe complexe.

Desigur că DA, dar cu puțină IMAGINAȚIE TEHNICĂ!

Pentru clarificarea problemei, să facem "apel" la o serie de noțiuni din electrotehnică. Presupunem inițial că impedanța de sarcină Z a incintei acustice prezintă un caracter pur rezistiv R, urmând ca ulterior să facem "extinderea teoriei" și pentru impedanțe complexe.

Pornind de la considerentele majore care privesc relațiile matematice dintre puteri, tensiuni și rezistențe, obținem:

$$P_1 = \frac{U_{EF1}^2}{R}$$

unde:

$P_1$  → puterea nominală a amplificatorului;

$U_{EF1}$  → valoarea efectivă a tensiunii alternative de la bornele de ieșire ale amplificatorului;

$R_1$  → rezistența (ulterior impedanța) incintei acustice.

Conform relațiilor consacrate dintre valorile efectivă și maximă ale unei tensiuni alternative sinusoidale:

$$u(t) = U_M \sin(\omega t)$$

$$U_{EF} = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2(t) dt}$$

Rezolvând integrala obținem

$$U_{EF1} = \frac{U_{M1}}{\sqrt{2}}$$

unde:

$U_{M1}$  = valoarea maximală a tensiunii alternative;

$U_{EF1}$  = valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale;

$u(t)$  = funcția tensiunii sinusoidale;

$\omega$  = pulsația tensiunii sinusoidale;

$T$  = perioada tensiunii sinusoidale.

DACĂ REUȘIM să dublăm valoarea lui  $U_{M1}$ , și anume  $U_{M2} = 2U_{M1}$ , obținem:

$$U_{EF2} = \frac{2U_{M1}}{\sqrt{2}}$$

Valoarea puterii nominale  $P_2$  livrate de amplificatorul audio în acest caz, cu noua tensiune  $U_{EF2}$ , va fi:

$$P_2 = \frac{U_{EF2}^2}{R_1} = \frac{\left(\frac{2}{\sqrt{2}}U_{M1}\right)^2}{R_1} = \frac{2U_{M1}^2}{R_1}$$

dar  $U_{M1} = \sqrt{2U_{EF1}}$ , deci

$$P_2 = \frac{2(\sqrt{2U_{EF1}})^2}{R_1} = \frac{4U_{EF1}^2}{R_1} = 4P_1$$

Iată că, matematic, am reușit să mărim de patru ori puterea amplificatorului audio. Dar, în realitate, lucrurile nu sunt "chiar așa de simple"! Orice amplificator audio este calculat și dimensionat pentru un anumit curent nominal. În cazul în care curentul nominal crește, va crește și puterea disipată  $P_{D1}$  a amplificatorului. Ca urmare, acesta se încălzește, se ambalează termic și în final "se arde"!

Al doilea considerent major al unui amplificator audio deja realizat devine: **NU ESTE PERMISĂ DEPĂȘIREA CURENTULUI NOMINAL AL AMPLIFICATORULUI!**

Să facem apel la o altă lege fundamentală din electrotehnică: pentru un transfer maxim de putere, impedanța internă a amplificatorului audio trebuie să fie egală cu impedanța consumatorului (în cazul nostru rezistența  $R_1$ ). Rezultă imediat:

$$P_{D1} = R_{INTAMP} \cdot I_1^2$$

unde:

$P_{D1}$  → puterea disipată a amplificatorului;

$R_{INTAMP}$  → rezistența internă a amplificatorului;

$I_1$  → curentul nominal al amplificatorului.

Pentru  $R_{INTAMP} = R_1$ , aplicând LEGEA LUI OHM din electrotehnică, obținem:

$$I_1 = \frac{U_{EF1}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_{EF2}}{R_1} = \frac{2U_{EF1}}{R_1} = 2I_1$$

unde  $I_2$  → noul curent nominal al amplificatorului modificat.

Se observă că  $I_2$  depășește semnificativ  $I_1$ , iar în final amplificatorul s-ar distruge singur.

**CARE ESTE SOLUȚIA DE REZOLVARE A PROBLEMEI?**

Soluția este că trebuie să impunem  $I_2 = I_1$

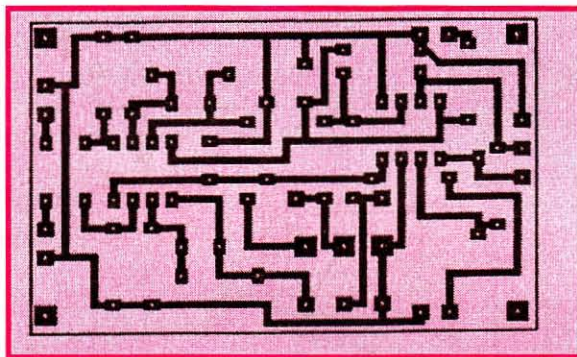
Soluția practică imediată este dublarea impedanței de sarcină, deci în cazul nostru  $R_2 = 2R_1$

Obținem:

$$I_2 = \frac{U_{EF2}}{R_2} = \frac{2U_{EF1}}{2R_1} = I_1$$

În acest caz, amplificatorul audio lucrează în condiții normale. Puterea electrică transmisă are în această situație valoarea:

3



$$P_2 = \frac{U_{EF2}^2}{R_2} = \frac{(2U_{EF1})^2}{2R_1} = \frac{4U_{EF1}^2}{2R_1} = 2P_1$$

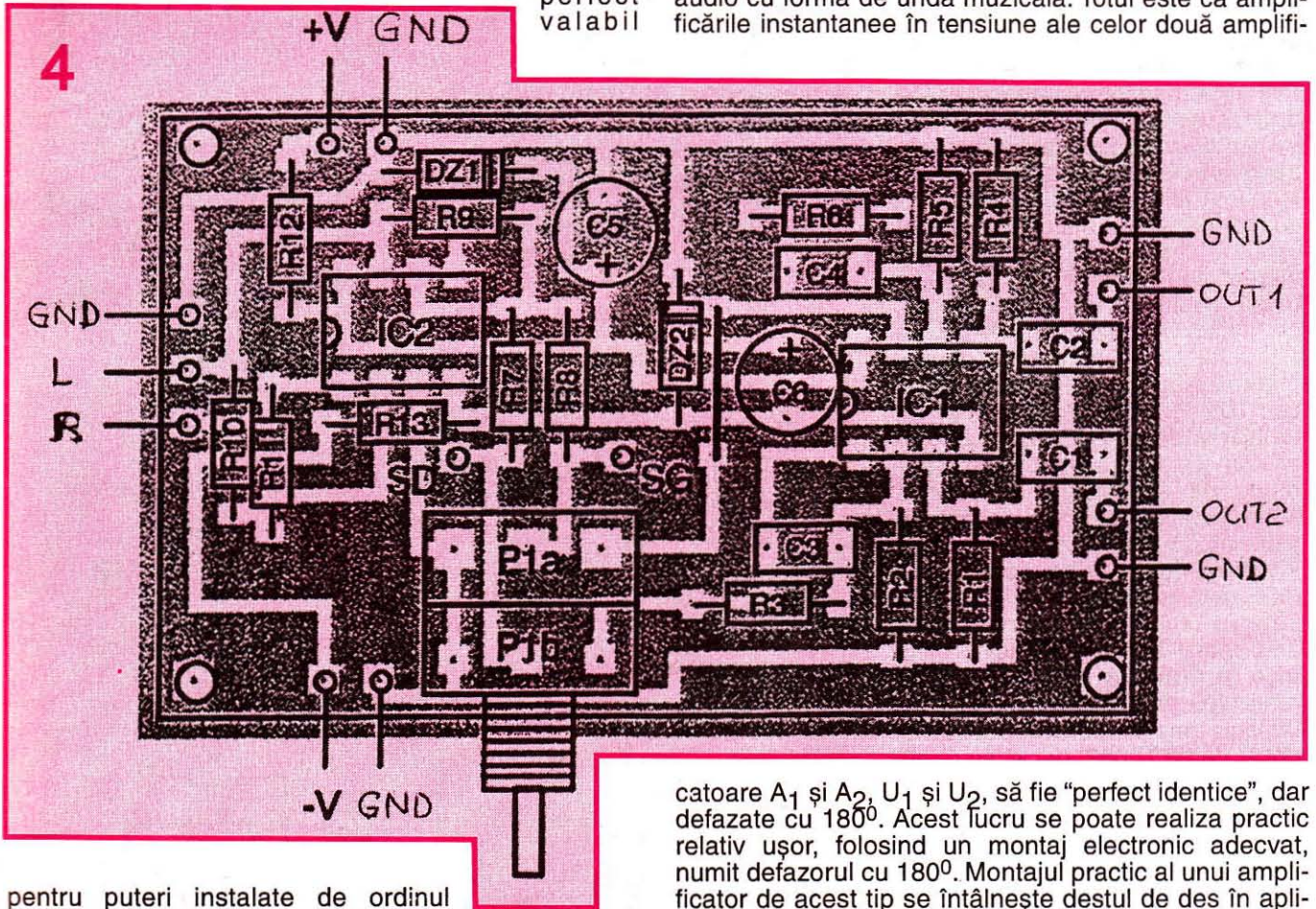
Iată cum am reușit să dublăm puterea nominală a unui amplificator "stereo", transformându-l însă de fapt într-un amplificator "mono". Pentru dublarea impedanței de sarcină, se înseriază galvanic cele două incinte acustice. La prima vedere, această soluție tehnică pare dificilă, dar conform teoriei prezentate anterior, altfel nu se poate! Constructorul amator va fi inițial "puțin speriat" de această soluție tehnică: practic, pentru o audiție stereo mai sunt necesare încă un amplificator stereo cu două incinte acustice. Considerentele de preț îl vor lămurii însă pe deplin: un amplificator audio care debitează o putere nominală dublă față de cea inițială "costă", cu incinte acustice cu tot, cu cel puțin un ordin de mărime mai mult față de un echipament audio "dublă ca prezență"! Faptul

e s t e  
p e r f e c t  
v a l a b i l

analizând diagramele prezentate în figura 1. Se observă că semnalul audio inițial este aplicat unui montaj electronic de tip DEFAZOR cu 180°. Acest lucru înseamnă că, la ieșirile lui, unul dintre semnalele de intrare va fi în fază cu semnalul de intrare inițial, iar al doilea semnal de ieșire va fi identic cu cel inițial, dar defazat cu 180°. Cele două semnale de ieșire ale defazorului vor fi aplicate amplificatorului stereo ce conține amplificatoarele identice A<sub>1</sub> și A<sub>2</sub>. Sarcina lor este grupul de incinte acustice înseriate Z<sub>1</sub> și Z<sub>2</sub>. Ce am obținut cu această configurație? Când valoarea instantanee a tensiunii de ieșire U<sub>1</sub> a amplificatorului A<sub>1</sub> crește, la amplificatorul A<sub>2</sub>, U<sub>2</sub> scade cu aceeași amplitudine! În acest fel, tensiunea de ieșire U<sub>e</sub> aplicată boxelor cu impedanța Z<sub>1</sub> + Z<sub>2</sub> va prezenta valoarea:

$$U_e = U_1 - (-U_2) = U_1 + U_2 = 2U_1$$

Practic, am obținut în final U<sub>e</sub> = 2U<sub>1</sub>, fapt propus inițial, și anume dublarea valorii tensiunii de ieșire. Concluzia este perfect valabilă și pentru semnalul audio cu forma de undă muzicală. Totul este ca amplificările instantanee în tensiune ale celor două amplifi-



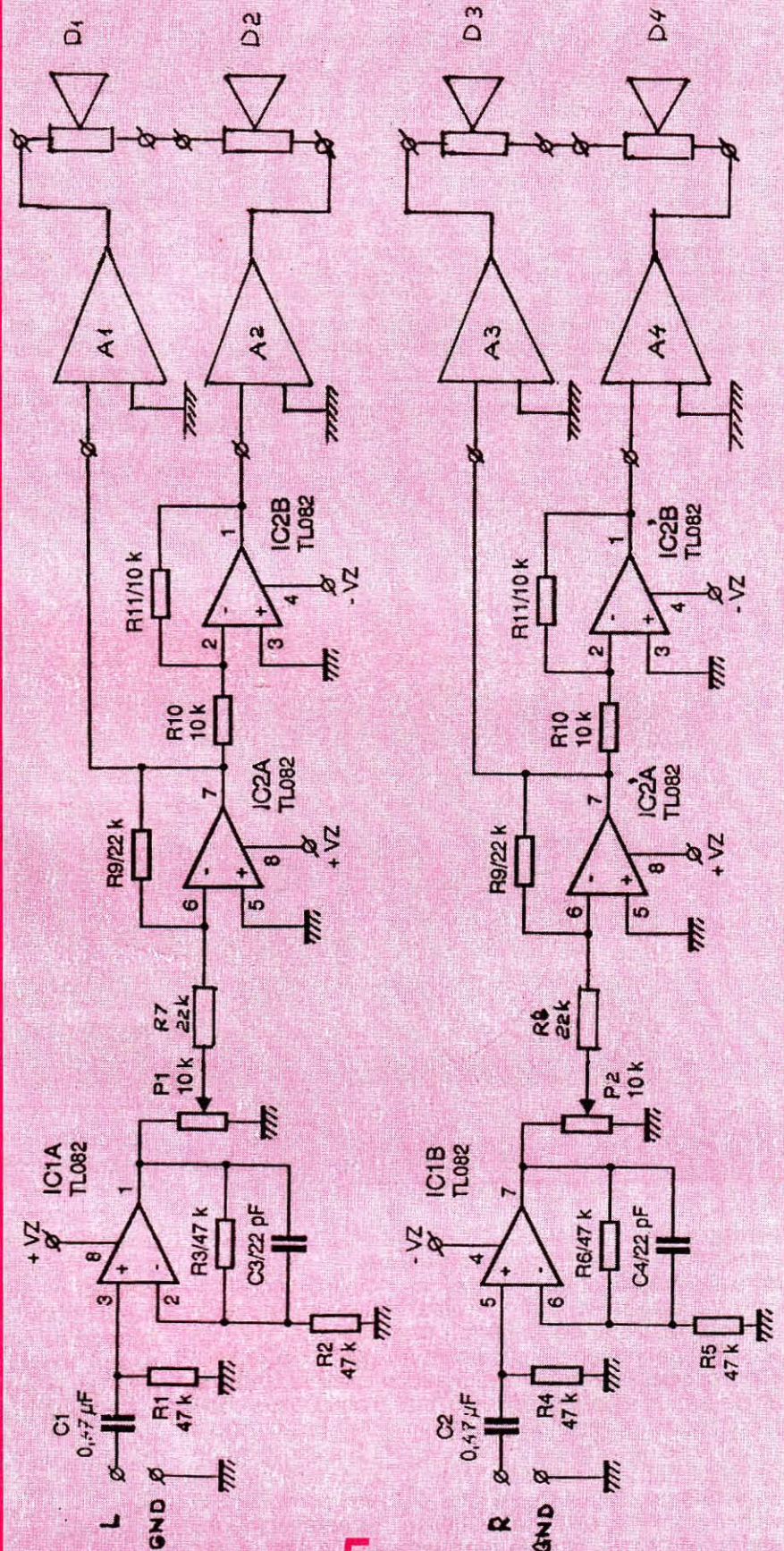
pentru puteri instalate de ordinul sutelor de wați! Se mai remarcă și posibilitatea aranjamentului spațial al incintelor acustice, care va impune în final calitatea audiției programului muzical. Totodată, pentru puteri transmise mai mici, să nu uităm performanțele excelente ale unor circuite integrate specializate în domeniul audio. Dacă acum circa 20 de ani, un amplificator audio "era" o construcție complexă, mare și greu de realizat practic, în momentul actual acest lucru a fost depășit "lejer"! S-a impus tehnica circuitelor integrate specializate. Totul depinde însă de puterea nominală P<sub>2</sub> pe care dorim să o instalăm. O ultimă problemă este: cum dublăm valoarea tensiunii vârf la vârf U<sub>VV2</sub> față de tensiunea inițială vârf la vârf U<sub>VV1</sub>, fără a opera modificări majore în amplificatorul audio deja realizat fizic? Acest lucru poate fi ușor înțeles

catoare A<sub>1</sub> și A<sub>2</sub>, U<sub>1</sub> și U<sub>2</sub>, să fie "perfect identice", dar defazate cu 180°. Acest lucru se poate realiza practic relativ ușor, folosind un montaj electronic adecvat, numit defazorul cu 180°. Montajul practic al unui amplificator de acest tip se întâlnește destul de des în aplicațiile la care tensiunea de alimentare a aplicatoarelor A<sub>1</sub> și A<sub>2</sub> prezintă valori limitate (spre exemplu, la automobile). Montajele electronice de acest tip poartă denumirea comercială de BTL (Bridge Tied Load) sau uneori "montaj H". O variantă practică de dublare a puterii de ieșire a unui amplificator audio stereo este prezentată în figura 2. Se observă că cele două semnale L și R se aplică, prin intermediul condensatoarelor C<sub>1</sub> și C<sub>2</sub>, la intrările neinversoare ale amplificatoarelor operaționale IC1A și IC1B. Ele sunt amplasate în cadrul schemei electrice într-o configurație de tip repetitoare pe emitor. Scopul final al acestui tip de schemă electrică este micșorarea impedanței semnalelor de intrare inițiale L și R, alături de realizarea

unor așa-zise etaje tampon între intrarea și ieșirea montajului. Condensatoarele C3 și C4 au fost amplasate pentru blocarea amplificării celor două amplificatoare operaționale IC1A și IC1B în domeniul ultrasonor. Semnalele de ieșire ale celor două amplificatoare operaționale IC1A și IC1B sunt aplicate potențiometrului dublu simetric P1.

Însumarea celor două semnale L și R se realizează prin intermediul rezistențelor R7 și R8. Urmează un etaj de tip DEFAZUOR cu 180°, realizat cu amplificatoarele operaționale IC2A și IC2B. Configurația schemei permite livrarea la ieșirea montajului a două semnale electrice identice ca amplitudine, dar defazate între ele cu 180°. Defazajul este strict în toată banda BW audio, indiferent de unele erori de fază pe care le-ar putea genera în bandă cele două amplificatoare operaționale IC2A și IC2B (de altfel identice). Urmează comutatorul K1, cu 3x2 poziții. Cu ajutorul lui se pot selecta variantele "amplificator stereo" sau "amplificator mono de dublă putere". În varianta stereo, cele două amplificatoare de putere A1 și A2 debitează în mod normal puterea electrică pe incintele acustice D1 și D2. În varianta cu "dublarea de putere", A1 și A2 debitează puterea electrică pe impedanța de sarcină ce însumează impedanțele celor două incinte acustice D1+D2. Schema de cablaj imprimat (una dintre variante) a montajului sumator + defazor este prezentată în figura 3, iar modul de amplasare a componentelor electrice în figura 4. Menționez că la realizarea practică a montajului s-a utilizat amplificator operațional dublu de tip TL082, dar el se poate înlocui cu alte variante de tip "rapid", nezmotos și util în banda BW!

Toate bune și frumoase, dar audiofilul experimentat dorește audiția cel puțin stereo. În vederea îndeplinirii acestui considerent major, a fost realizată schema electrică prezentă în figura 5. Se observă că în acest caz sunt necesare, în afară de etajele adaptoare de impedanță, realizate cu amplificatoarele operaționale IC1A și IC1B, două defazoare, realizate cu amplificatoarele operaționale IC2A, IC2B și IC2A' și IC2B'. Urmează patru amplificatoare audio de putere, A1, A2, A3 și A4, completate cu patru incinte acustice D1, D2, D3 și D4 (toate identice). Concluzia acestui aranjament devine imediat



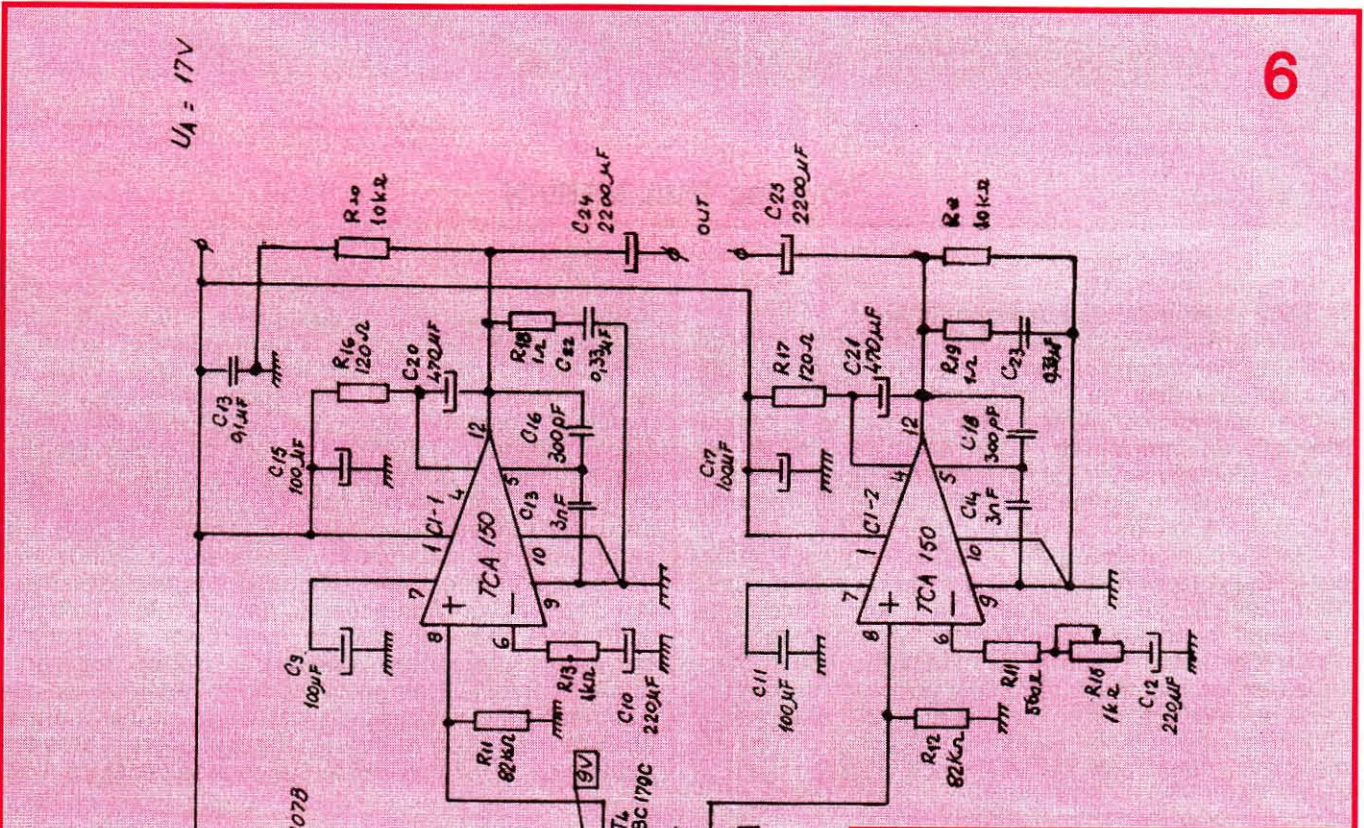
5



clară: AM MĂRIT DE 4 ORI PUTEREA ACUSTICĂ! Faptul contează enorm "la preț", deoarece cu două amplificatoare stereo identice și cu două rânduri de "boxe" identice, am mărit de patru ori puterea acustică livrată "auditoriului"! Faptul este pe deplin edificator pentru puteri acustice mari, de ordinul sutelor de wați. Pentru constructorii amatori începători (evident, elevi), propun o schemă electrică mai simplă, pe care am realizat-o practic acum circa 25 de ani! La "aceea" dată nu prea existau amplificatoare de putere performante, iar de circuite integrate audio de putere, nici vorbă (evident, pe piața internă). Analizând schema electrică prezentată în figura 6, se observă toate elementele componente

tere", realizate cu ajutorul circuitelor integrate TCA150, prin intermediul condensatoarelor C7 și C8. Deși puterea de ieșire este, față de pretențiile actuale, relativ mică (cca 16W cu distorsiuni sub 0,8%), de la 8W la 16W "diferența" acustică este fundamentală! Montajul este "perfect acoperitor" pentru șonorizarea unei camere obișnuite de locuit (cca 24 m<sup>2</sup>). Pentru cei care vor să instaleze puteri mai mari, este suficient ca să înlocuiască amplificatoarele audio TCA150 cu altele, dar având în vedere schema electrică recomandată de fabricant.

În concluzie "finală", dublarea puterii acustice este "perfect posibilă", ieftină și la îndemâna oricărui con-



6

definitorii pentru montajul H. Adaptorul de impedanță conține tranzistorul T1, amplasat în montajul clasic de tip repetor pe emitor. Defazorul cu 180° este format din tranzistoarele T2 și T4, împreună cu componentele electrice pasive aferente. Tranzistorul T3 realizează un stabilizator de tensiune de 12V, absolut necesar pentru buna funcționare a tranzistoarelor T1, T2 și T4. Semnalul de intrare defazat cu 180° este transmis celor două amplificatoare "de pu-

structor amator (chiar și începător) audiofil!

**BIBLIOGRAFIE**  
 M. CIUGUDEAN, V. TIPONUȚ → CIRCUITE INTEGRATE LINIARE – APLICAȚII, Ed. Facla, 1986  
 THEODOR DANIELA, NICOLAE CUPCEA → AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE, Ed. Teora, 1994  
 E. MARIAN → 101 MONTAJE ELECTROACUSTICE HI-FI, Ed. Tehnică, 1997  
 S. NAICU, E. MARIAN → 101 MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE, Ed. Național, 1998  
 COLECȚIA REVISTEI TEHNIIUM, 1980+2002  
 COLECȚIA REVISTEI ELECTRONIQUE PRATIQUE, 1990+2000

# ÎNREGISTRAREA ȘI REDAREA MAGNETICĂ A SEMNALELOR AUDIO

Prof. ing. EMIL MARIAN

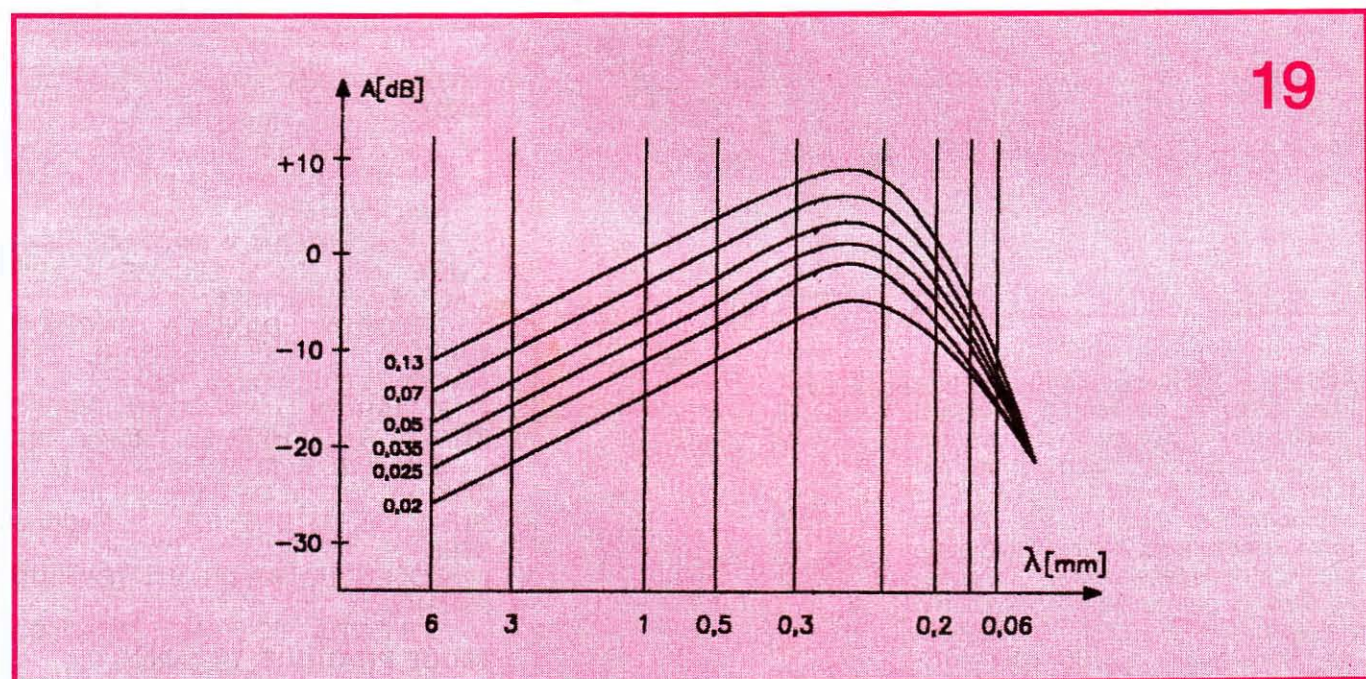
(Urmare din nr. trecut)

## 1.7.2 Efectul de autodemagnetizare

Autodemagnetizarea reprezintă micșorarea amplitudinii inducției magnetice remanente  $B_{REM}$  proprie benzii magnetice, după ce înregistrarea a fost efectuată, iar banda magnetică a părăsit zona de acțiune a capului magnetic de înregistrare. Acest efect depinde de valoarea inducției magnetice remanente  $B_{REM}$ , de proprietățile magnetice ale benzii înregistrate și de frecvența semnalului audio înregistrat.

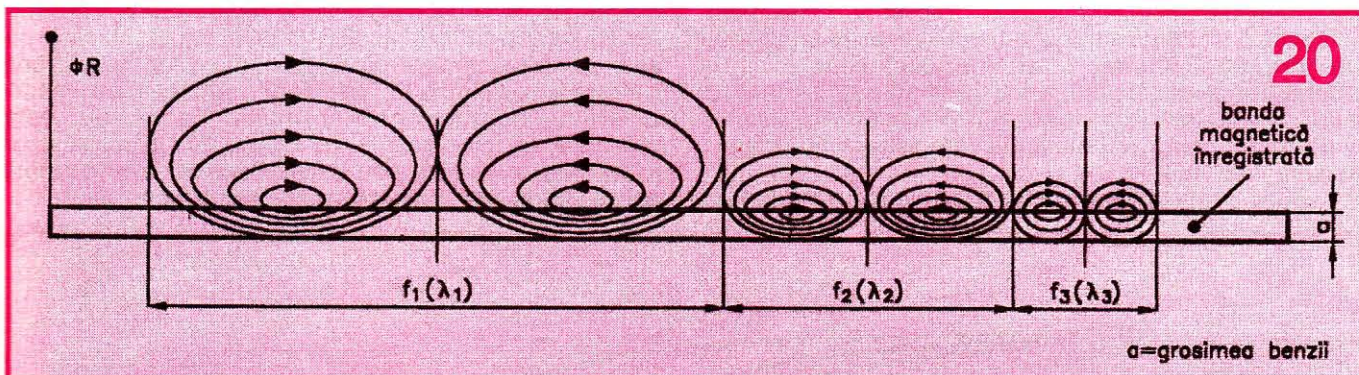
Este cunoscut faptul că inducția magnetică remanentă  $B_{REM}$  reprezintă practic o serie de mici magneți permanenți elementari, așezați cap la cap. La creșterea frecvenței semnalului audio înregistrat, lungimea magneților elementari scade și concomitent scade și magnetizarea lor, din cauza apropierii polilor de semn contrar a doi magneți elementari diferiți. Fluxul magnetic al unui magnet elementar se închide mai ușor prin banda magnetică decât prin aer, deoarece distanța până la

primul pol de semn contrar al unui magnet elementar alăturat este mai mică, mai ales în cazul frecvențelor înalte. Fluxul magnetic util care poate induce o tensiune de audiofrecvență în bobina capului magnetic de redare este tocmai fluxul magnetic superficial care circulă de fapt în exteriorul benzii magnetice. Aproximarea dintre magneții elementari implică o scădere a semnalului electric obținut în momentul redării, ca și cum magnetismul remanent ar scădea datorită apariției unui câmp magnetic de sens contrar care se opune câmpului magnetic inițial. Acest câmp magnetic antagonist fictiv,  $H_d$ , se numește câmp magnetic demagnetizant. Fenomenul de demagnetizare apare și în cazul magneților elementari izolați de lungime scăzută, deoarece la un magnet scurt forța magnetomotoare care tinde să păstreze remanența magnetului este mică față de reluctanța totală a circuitului magnetic compus mai mult din aer (permeabilitate magnetică mică) decât din fier (permeabilitate magnetică mare). Un magnet scurt și gros totdeauna se demagnetizează mai repede decât un mag-



net lung și subțire. Efectul de demagnetizare mai depinde de raportul dintre lungimea de undă a semnalului audio înregistrat și grosimea purtătorului informației magnetice stocate (banda magnetică), scăzând odată cu creșterea raportului lor. Pentru reducerea la minim a efectului de demagnetizare este necesar ca raportul dintre forța magnetomotoare coercitivă și

de magneți elementari așezați unul deasupra celuilalt. Câmpul magnetic generat de capul magnetic de înregistrare scade odată cu depărtarea de acesta a straturilor benzii magnetice. Datorită acestui fapt, straturile superficiale de particule feromagnetice din bandă care sunt mai apropiate de capul magnetic de înregistrare se magnetizează mai puternic decât cele situate mai la



inducția magnetică remanentă,  $H_C/B_{REM}$ , să fie cât mai mare. Totuși, raportul acesta nu se poate mări exagerat, deoarece în acest caz apar dificultăți la ștergerea înregistrării. Benzile magnetice care posedă un câmp magnetic coercitiv de valoare mare sunt mai puțin sensibile la demagnetizare. Pentru o înregistrare de calitate a semnalelor de audiofrecvență, cu conținut ridicat în ceea ce privește spectrul frecvențelor înalte, este avantajos să alegem o bandă magnetică la care raportul  $H_C/B_{REM}$  este cât mai mare. Efectul de autodemagnetizare a unei benzi magnetice se poate estima prin formula dedusă experimental de Lubeck:

$$k = e^{-\frac{f}{f_1}} = e^{-\frac{\delta}{\lambda}}$$

unde:

$k$  = coeficientul de variație a amplitudinii semnalului de înregistrat;

$f$  = frecvența semnalului de înregistrat;

$f_1$  = frecvența caracteristică;

$\lambda$  = lungimea de undă caracteristică - lungimea de undă pentru o bandă magnetică dată la care amplitudinea semnalului înregistrat scade până la 37% față de amplitudinea semnalelor de frecvență joasă.

O acțiune oarecum contrară demagnetizării se produce la redarea unei benzi magnetice imprimate, atunci când aceasta se găsește în contact cu capul magnetic de redare. Această acțiune implică un efect de reabilitare a înregistrării, invers proporțional cu lungimea de undă a semnalului înregistrat. Totuși, în acest fel nu se poate compensa complet efectul de demagnetizare. Fenomenul se explică prin faptul că la redare, circuitul magnetic al polilor magneților elementari se închide prin miezul capului magnetic. În momentul în care magnetul elementar părăsește întrefierul, starea magnetică a acestuia devine din nou cea care a fost înainte de trecerea prin fața capului magnetic de redare.

#### Efectul de suprafață și efectul micșorării permeabilității magnetice a capetelor magnetice

Efectul de suprafață se manifestă prin scăderea intensității câmpului magnetic  $H_{AF}$  propriu unei benzi magnetice înregistrate în direcția grosimii ei. Acest efect este cu atât mai accentuat cu cât lungimea de undă a semnalului înregistrat este mai mică. Prin structura sa, banda magnetizată este formată dintr-o serie de straturi

adâncime. Efectul este cu atât mai pronunțat cu cât frecvența semnalului audio imprimat este mai mare. În cazul imprimării semnalelor audio de frecvență înaltă, se poate considera că fluxul magnetic remanent exterior al benzii magnetice imprimate se datorează numai unui strat superficial foarte subțire de particule magnetizate.

În această situație, fluxul magnetic exterior provine numai de la particulele superficiale, iar fluxul magnetic generat de particulele inferioare (de adâncime) nu contribuie la mărirea fluxului magnetic exterior total. O bandă magnetică cu un strat de particule magnetice elementare de o anumită grosime, înregistrată cu un semnal de audiofrecvență de nivel constant, prezintă la redare un nivel mai ridicat al frecvențelor joase și un nivel mai scăzut al frecvențelor medii și mai ales al celor înalte. O altă concluzie este că la frecvențe înalte tensiunea electromotoare care apare la bornele capului magnetic de redare nu depinde de grosimea stratului magnetic al benzii, începând de la o anumită valoare a acesteia grosimi. Totodată, la redarea frecvențelor joase tensiunea electromotoare indusă crește pe măsură ce crește grosimea stratului magnetic.

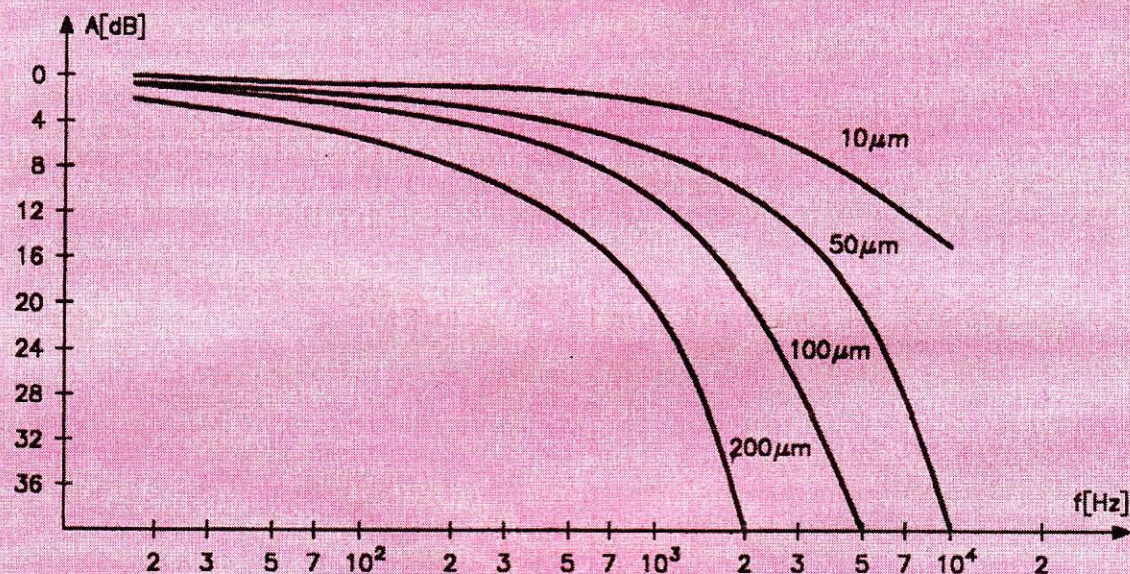
În figura 19 sunt prezentate o serie de diagrame care exemplifică variația tensiunii electromotoare de la bornele capului magnetic de redare în funcție de grosimea stratului magnetic și de frecvența semnalului audio înregistrat. Se observă că în regiunea frecvențelor joase, tensiunea electromotoare crește aproape proporțional cu grosimea stratului magnetic. În regiunea frecvențelor înalte, această proporționalitate nu se mai menține. Peste frecvența de 10 kHz, diferența dintre tensiunea electromotoare indusă de fiecare dintre cele 5 benzi magnetice testate, cu grosimi diferite, devine minimă, deoarece în această zonă numai magneții elementari superficiali contribuie la crearea fluxului magnetic exterior. Analizând diagramele din figura 19 mai rezultă faptul că micșorând mult grosimea benzii magnetice, scade amplitudinea semnalului inițial pe porțiunea de joasă frecvență a caracteristicii amplitudine-frecvență. În acest fel se poate favoriza porțiunea rezervată frecvențelor înalte. Deoarece caracteristica de frecvență a înregistrării are oricum o cădere mare în regiunea frecvențelor înalte datorită efectului întrefierului, autodemagnetizării și efectului de suprafață, este avantajos să utilizăm în exploatare benzi magnetice cu un strat feromagnetic subțire. Din analiza datelor experimentale s-a observat că adâncimea de pătrundere a

câmpului magnetic destinat înregistrării scade dacă întrefierul capului magnetic de înregistrare este prea îngust sau dacă permeabilitatea magnetică a benzii magnetice utilizate este prea mare. Din aceste considerente se utilizează benzi magnetice subțiri cu permeabilitate magnetică relativ mică.

Dacă întrefierul capului magnetic de înregistrare este prea îngust, adâncimea de pătrundere a câmpului magnetic destinat polarizării de înaltă frecvență scade rapid. În această situație straturile adânci ale benzii magnetice se înregistrează fără polarizare, fapt care duce la apariția unor distorsiuni neliniare mari ale semnalului audio înregistrat. Potrivit acestor considerente, lățimea întrefierului capului magnetic de înregistrare nu poate fi redusă prea mult.

Un alt aspect important îl constituie micșorarea per-

micșorarea tensiunii electromotoare induse. De aceea, banda magnetică trebuie să adere perfect la capul magnetic de redare pentru reproducerea cât mai exactă a informației stocate prin înregistrare. Îndepărtarea benzii magnetice de capetele magnetice poate fi cauzată de murdărirea lor în timp de praf, de depunerea electrostatică a particulelor de praf pe bandă, de o ghidare mecanică defectuoasă a benzii etc. Îndepărtarea benzii magnetice de capul magnetic de redare poate fi permanentă, periodică sau accidentală. În cazul în care ea este permanentă, se produce o atenuare a tensiunii electromotoare induse, cu efecte deosebit de importante în zona frecvențelor înalte. Fenomenul este prezentat de diagramele din **figura 21**. În cazul unor îndepărtări periodice sau accidentale, în timpul redării apare un zgomot deosebit de neplăcut.



21

meabilității magnetice efective a miezului magnetic propriu capului magnetic de înregistrare, la frecvențe înalte. Efectul se datorează fenomenului de expansiune a liniilor de forță ale fluxului magnetic spre suprafața materialului. Acest lucru se datorează curenților turbionari ce apar în miezul magnetic, efect cu atât mai accentuat cu cât grosimea tolelor din care este construit miezul magnetic este mai mare. Consecința imediată este mărirea artificială a reluctanței circuitului magnetic, scăderea fluxului magnetic care circulă prin miez, deci implicit atenuarea tensiunii electromotoare la redarea frecvențelor înalte. În vederea reducerii acestui efect, tolele din care este alcătuit miezul magnetic al capetelor magnetice de imprimare și redare trebuie să aibă o grosime cât mai mică.

#### 1.7.4 Efectul aderenței imperfecte a benzii magnetice

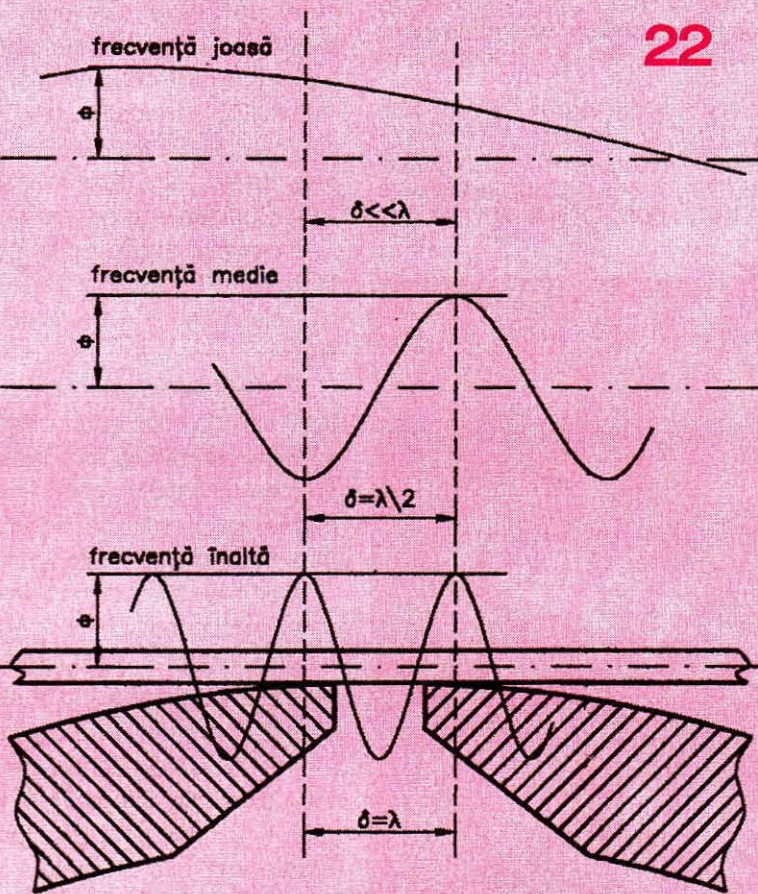
S-a precizat faptul că o bandă magnetică înregistrată se poate considera ca fiind compusă dintr-o serie de magneți elementari, fiecare ocupând o porțiune egală cu jumătate din lungimea de undă a semnalului audio înregistrat – vezi **figura 20**. Odată cu mărirea frecvenței, lungimea magneților elementari devine tot mai mică. Pe măsură ce crește frecvența, liniile de forță ale fluxului magnetic util generat de magneții elementari se închid tot mai aproape de suprafața benzii magnetice. Datorită acestui fapt, o deplasare oricât de mică a benzii magnetice față de capul magnetic de redare duce la

Din cele expuse rezultă că este absolut necesar ca banda magnetică și capetele magnetice să fie menținute într-o stare de curățenie perfectă. Concomitent, sistemul de antrenare și poziționare mecanică a benzii magnetice trebuie să asigure aderența perfectă a acesteia la capetele de înregistrare și redare.

#### 1.7.5 Efectul dimensiunii finite a întrefierului capului magnetic de redare

Pentru capul magnetic de redare s-a presupus inițial că întrefierul este foarte mic (de ordinul zecilor de microni), iar fluxul magnetic, la un moment dat, generat de magneții elementari aflați pe banda magnetică înregistrată (fig. 20) poate fi considerat constant. În realitate nu se poate realiza fizic un astfel de întrefier, care în mod obișnuit, la un cap magnetic de redare relativ perfecționat, are lățimea de câțiva microni. Datorită faptului că, în timp, capul magnetic de redare se uzează din punct de vedere mecanic, lățimea lui fizică se mărește. De la o anumită viteză de antrenare a benzii magnetice, la frecvențele înalte, lățimea finită a întrefierului poate deveni comparabilă cu lungimea de undă a semnalului înregistrat. Acest fapt are ca efect micșorarea tensiunii electromotoare induse în capul magnetic de redare, deci o distorsiune liniară a semnalului de audiofrecvență obținut la bornele acestuia. Liniile de forță ale fluxului

magnetic al benzii se închid prin miezul magnetic al capului de redare numai dacă acest drum reprezintă, din punct de vedere al circuitului magnetic, o reluctanță mai mică decât drumul prin aer (sau materialul magnetic din interiorul întrefierului). În cazul în care lungimea de undă a semnalului audio înregistrat este atât de mică încât închiderea liniilor de forță ale fluxului magnetic se poate face pe un drum mai scurt în interiorul întrefierului, este evident că fluxul magnetic se închide în cea mai mare parte prin întrefier, și nu prin circuitul capului magnetic de redare. În acest caz tensiunea electromotoare indusă în capul magnetic de redare scade apreciabil. Dacă lungimea de undă a sem-



unde:  
 E = amplitudinea f.e.m. induse în capul magnetic de redare;  
 δ = lățimea întrefierului;  
 λ = lungimea de undă a semnalului audio înregistrat.  
 Datorită faptului că la frecvențe joase raportul δ/λ este foarte mic, se poate face aproximația  $\text{sint}(\pi\delta/\lambda) = \text{aprox. } \pi\delta/\lambda$ , iar  $E = E_0 = kf$ . În momentul în care lungimea de undă scade la dublul valorii întrefierului (δ = λ/2), se obține:

$$E = E_0 \frac{\sin \frac{\pi\delta}{\lambda}}{\frac{\pi\delta}{\lambda}} = E_0 \frac{\sin \frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}} = 0,63 E_0$$

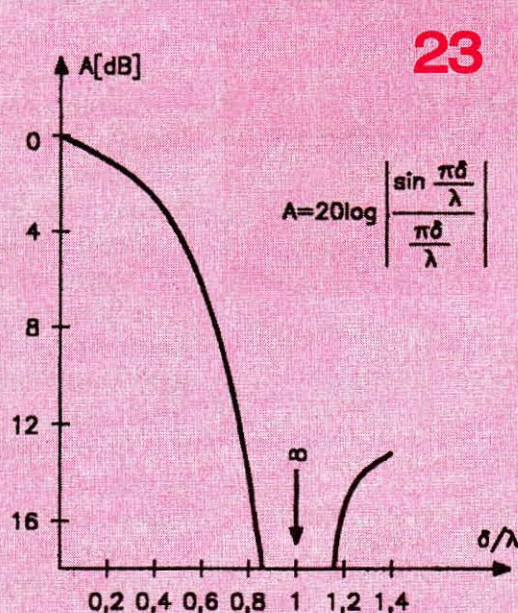
nalului audio înregistrat este egală cu lățimea întrefierului, tensiunea electromotoare este nulă.

În figura 22 sunt reprezentate trei situații: în primul caz, lungimea de undă a semnalului înregistrat este cu mult mai mare decât lățimea δ a întrefierului. Se observă că majoritatea liniilor de forță ale fluxului magnetic se închid prin miezul magnetic al capului de redare. În cazul nr. 2, lățimea întrefierului este egală cu jumătate din lungimea de undă λ a semnalului audio înregistrat. În această situație se obține o tensiune electromotoare atenuată, dar de o valoare acceptabilă. În cazul în care lungimea de undă scade și mai mult, devenind comparabilă cu lățimea întrefierului (cazul nr. 3), tensiunea electromotoare este nulă, deoarece majoritatea liniilor de forță ale fluxului magnetic se închid prin întrefier.

Efectul dimensiunii finite a întrefierului se poate exprima matematic cu ajutorul relației:

$$E = E_0 \frac{\sin \frac{\pi\delta}{\lambda}}{\frac{\pi\delta}{\lambda}}$$

În cazul în care lungimea de undă scade și mai mult, se observă faptul că atunci când δ/λ = 1, rezultă E = 0. În figura 23 este prezentată diagrama atenuării tensiunii electromotoare E în funcție de raportul δ/λ.



$$A = 20 \log \left[ E_0 \frac{\sin \frac{\pi\delta}{\lambda}}{\frac{\pi\delta}{\lambda}} \right]$$

Se observă că în cazul în care raportul δ/λ are valoarea unitară sau este multiplu de numere întregi, atenuarea tensiunii electromotoare este infinită (practic totală).

(Continuare în nr. viitor)

Începând cu acest număr al revistei, în scopul familiarizării cititorilor cu realizări deosebite în domeniul HI-FI, vor fi prezentate schemele unor amplificatoare audio realizate de firme cu renume în domeniu.

După succesul avut cu amplificatorul QUAD 405, specialiștii firmei ACOUSTICAL MANUFACTURING COMPANY au lansat în anul 1987 amplificatorul QUAD 306; pe baza acestuia au fost realizate ulterior amplificatoarele QUAD 520F, QUAD 606, QUAD 707, QUAD 99 și QUAD 909.

# AMPLIFICATORUL QUAD 306

Ing. BARBU POPESCU

Principalele caracteristici tehnice sunt următoarele:

Putere de ieșire:	50W/8Ω-70W/4Ω
Distorsiuni:	0,01% la 20 Hz, 50W/8Ω 0,01% la 1 kHz, 50W/8Ω 0,03% la 20kHz, 50W/8Ω
Impedanța de ieșire:	0,05Ω în serie cu 1,5μH
Tensiune de nul:	7mV
Răspuns în frecvență:	0,25 dB la 20Hz și 20kHz 1 dB la 13Hz și 40kHz
Sensibilitate:	375 mV pentru 50W/8Ω
Impedanța de intrare:	20 kΩ
Zgomot	100 dB
Putere consumată:	max. 240 W

Semnalul de intrare este aplicat prin intermediul filtrului de înaltă frecvență R1, C1 tranzistorului T1, repetor pe emitor; în circuitul de emitor acesta este alimentat cu ajutorul generatorului de curent realizat cu circuitul J503. Semnalul audio este amplificat în etajul cascod realizat cu tranzistoarele T3 și T2, a cărui sarcină este de tip activ, fiind realizată cu circuitul integrat LM 334, configurat ca generator de curent.

Semnalul este amplificat în continuare cu ajutorul tripletului T5, T6, T7, tranzistorul T7 având funcția de etaj clasă "A" și de etaj de comandă a tranzistoarelor finale.

Etajul final este realizat cu tranzistoarele T9, T8, T10, fiind asemănător cu cel folosit în amplificatorul QUAD 405; la nivel redus, amplificatorul lucrează în clasă A; la creșterea nivelului, căderea de tensiune pe R24 și R25 depășește pragul de deschidere al diodelor D5-D7 și intră în funcțiune etajul final clasă B.

Compensarea distorsiunilor de trecere se realizează cu ajutorul punții C8, R22, R24, R25, L3; spre deosebire de amplificatorul QUAD 405, condensatorul de compensare C8 este conectat în emitorul lui T3, obținându-se un echilibru mai bun al punții și distorsiuni mai reduse.

Tensiunea de nul pe sarcină este menținută cu ajutorul circuitului integrat IC1 = TL0271, conectat ca integrator cu constanta de timp  $\tau = R33C3$ ; tensiunea de eroare obținută la ieșirea amplificatorului operațional este aplicată prin intermediul divizorului rezistiv R6, R7 etajului de intrare.

Tensiunea de alimentare de +40,6V și -37,9V față de masă este obținută cu ajutorul etajului realizat cu tranzistoarele T11 și T12.

Protecția la suprasarcină este realizată cu un etaj limitator clasic realizat cu tranzistorul T4 și piesele aferente; la depășirea curentului maxim admis, căderea de tensiune de pe R23 produce deschiderea tranzistorului T4, iar dioda D13 limitează semnalul audio aplicat în circuitul de bază al tranzistorului T5.

Componentele C4, R11, C5, L1 realizează limitarea benzii audio în domeniul frecvențelor înalte.

Tranzistoarele T7, T8, T9 și T10 se montează pe un radiator comun.

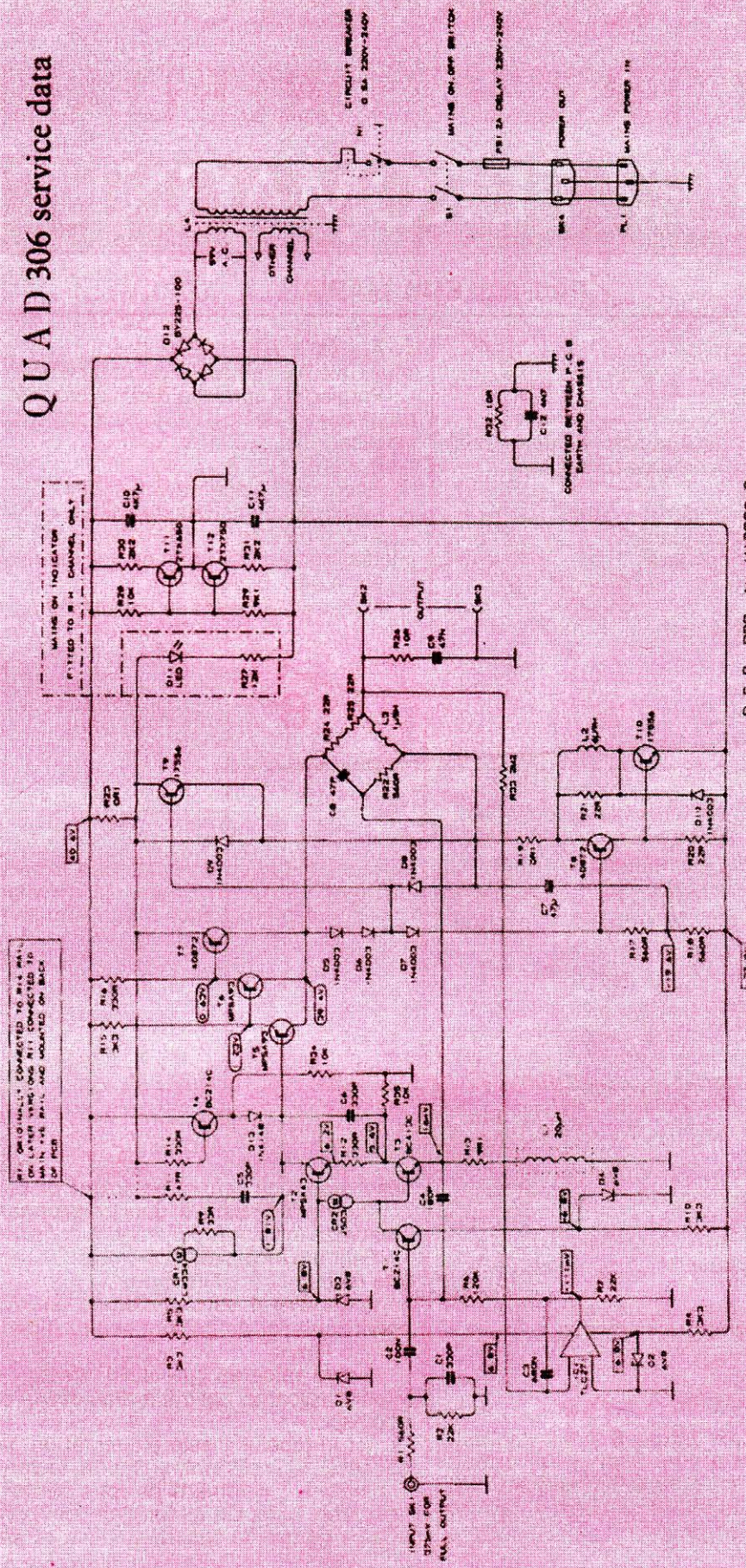
Inductanța L3 = 1,5μH are cca 20 spire Cu-Em Ø1 mm bobinate pe Ø10 mm.

În scopul obținerii unor performanțe superioare, cele două canale au circuitele de alimentare separate; de asemenea, între masa de intrare și șasiu este conectat grupul R32, C12.

Datorită structurii schemei și faptului că nu necesită reglaje, QUAD 306 se distinge prin stabilitate, performanțe ridicate, obținute în condițiile fabricației de serie.

Componentele folosite au următoarele echivalențe:  
40872 = BD242C, MPSA 43 = BF420A, MPSA 93 = 2N5401, 17556 = 2N3773, ZTX650 = BD241C, ZTX750 = BD242C, TL0271 = TL071.

# QUAD 306 service data



UNLESS INDICATED  
ALL VALUES ARE TYPICAL AND SHOULD  
BE MEASURED WITH A 240V AC SUPPLY AT  
THEY ARE GIVEN WITHIN THE INPUT SIGNAL  
RANGE

- MEASURED USING 1/2 POWER IN 1/2 POWER
- MEASURED USING 1/2 POWER IN 1/2 POWER

P. C. B. BRD. No M12890-3

# TRANSFORMATOARE ELECTRICE TOROIDALE CU MIEZ FEROMAGNETIC

Prof. ing. EMIL MARIAN

(Urmare din nr. trecut)

**EXEMPLU DE CALCUL**

Se cere dimensionarea unui transformator toroidal având cunoscute următoarele date de calcul:

 $U_1$  = tensiunea de rețea $U_{21}$  = prima tensiune secundară $U_{22}$  = a doua tensiune secundară $U_{23}$  = a treia tensiune secundară $I_{21}$  = primul curent secundar $I_{22}$  = al doilea curent secundar $I_{23}$  = al treilea curent secundar

Impedanța de sarcină: rezistiv - inductivă

Încălzirea maximă:  $\Delta t^\circ \text{ max} = 30^\circ\text{C}$

Mijloace de răcire - răcire naturală în incintă închisă

- Calculul puterii aparente secundare  $S_2$

$$S_2 = U_{21}I_{21} + U_{22}I_{22} + U_{23}I_{23}$$

- Calculul puterii aparente primare  $S_1$

Considerând o pierdere de cca 5% (datorată pierderilor totale ale transformatorului)

$$S_1 = 1,05 S_2$$

- Calculul curentului nominal din înfășurarea primară  $I_1$

$$I_1 = \frac{S_1}{U_1}$$

- Calculul secțiunii miezului feromagnetic

$$A_{FE} = (1,2 \div 1,3) \sqrt{S_1}$$

Se consultă diagrama din figura 8 și se stabilește coeficientul de multiplicare,  $m$ , aflat între valorile 1,2÷1,3. Dar să nu uităm că miezul feromagnetic  $A_{FE}$  urmează a fi consolidat cu rășini și adevizi care nu reprezintă material feromagnetic, deci

 $A_{FE \text{ util}} = A_{FE} (1,05 \div 1,1)$ 

- Calculul numărului de volți pe spirală

Pornind de la relația definitorie  $e = 4,44 f B A_{FE}$ , pentru ca miezul toroidal să nu se încălzească peste limitele stabilite inițial, s-a ales

$$B = (1,2 \div 1,3) \text{ T}$$

Recomand alegerea  $B = 1,22 \text{ T}$

- Calculul numărului de spire

Având definite  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $B = 1,22 \text{ T}$  și  $A_{FE}$ , obținem imediat numărul de spire pe volt din relația:

$$e = 4,44 f B A_{FE}$$

Numerele de spire se calculează conform relațiilor:

$$N_1 = \frac{U_1}{e}$$

$$N_{21} = \frac{U_{21}}{e}$$

$$N_{22} = \frac{U_{22}}{e}$$

$$N_{23} = \frac{U_{23}}{e}$$

- Calculul diametrelor conductorilor de bobinaj

Pentru o încălzire "rezonabilă" a înfășurărilor, practica a stabilit că densitatea optimă de curent  $J$  pentru un conductor de bobinaj al unui transformator trebuie să se încadreze în valorile  $J = I_{\text{cond}}/A_{\text{cond}} = 2,5 \div 3,5 \text{ A/mm}^2$ .

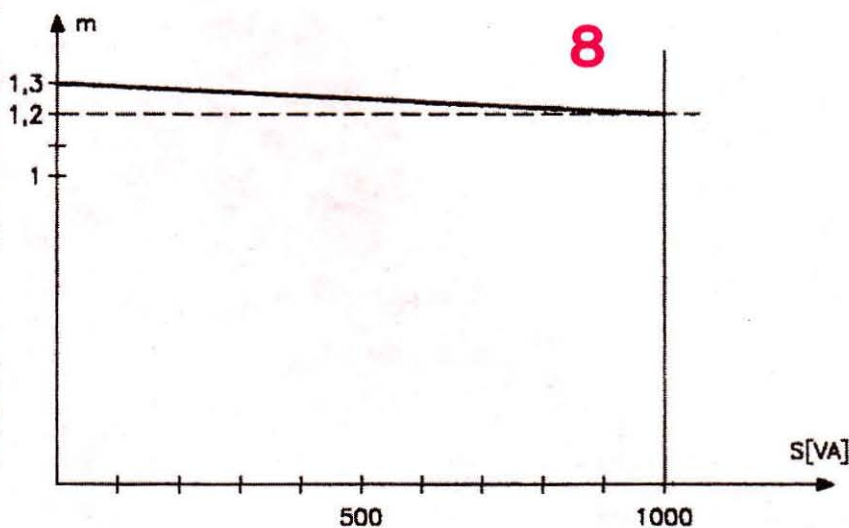
Pentru o încălzire "fără probleme" recomand o densitate de curent  $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$ .

În tabelul 4 sunt prezentate grosimile (diametrele) conductorilor de bobinaj pentru o densitate de curent  $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$ .

Având valoarea curentului nominal, se poate alege imediat valoarea optimă a diametrului conductorului de bobinaj.

Tot în tabelul 4 este prezentat un parametru practic deosebit de important, și anume factorul de umplere al bobinajului,  $\xi =$  numărul de spire pe  $\text{cm}^2$  cu sau fără izolație între spire. Cu ajutorul lui vom putea calcula rapid aria ce reprezintă suprafața totală ocupată de bobine.

- Calculul secțiunii bobinajului,  $A_{BOB}$





$$A_{BOB} = \sum_{i=1}^k \frac{N_i}{\xi_i} = \frac{N_1}{\xi_1} + \frac{N_{21}}{\xi_{21}} + \frac{N_{22}}{\xi_{22}} + \frac{N_{23}}{\xi_{23}}$$

- Calculul diametrului interior pentru bobinajul torului feromagnetic, D1  
 $D_1 = D_{INT} - 0,4 \text{ mm}$   
 unde  $D_{INT}$  = diametrul interior al torului magnetic

$$D_{INT} = \sqrt{A_{FEUTIL}}$$

- Calculul lungimii de bobinaj inițial (pe interiorul torului), L1

$$L_1 = \pi \times D_1$$

- Calculul grosimii straturilor de bobinaj pentru fiecare bobină

$$h_1 = \frac{N_1}{\xi_1} \cdot \frac{1}{L_1}$$

$$h_{21} = \frac{N_{21}}{\xi_{21}} \cdot \frac{1}{L_1 - \pi h_1}$$

$$h_{22} = \frac{N_{22}}{\xi_{22}} \cdot \frac{1}{L_1 - \pi(h_1 + h_{21})}$$

$$h_{23} = \frac{N_{23}}{\xi_{23}} \cdot \frac{1}{L_1 - \pi(h_1 + h_{21} + h_{22})}$$

Se verifică imediat dacă suveica de bobinaj încapă pe diametrul interior al transformatorului toroidal, deoarece grosimea totală  $h_T$  a bobinajului este:

$$h_T = h_1 + h_{21} + h_{22} + h_{23},$$

iar diametrul de lucru al suveicii este:  
 $D_{lucru} < D_1 - 2h_T$

- Calculul lungimii înfășurărilor

$$LB_1 = 4 \left( \sqrt{A_{FEUTIL}} + \frac{h_1}{2} \right) \cdot N_1$$

$$LB_{21} = 4 \left( \sqrt{A_{FEUTIL}} + \frac{h_{21}}{2} \right) \cdot N_{21}$$

$$LB_{22} = 4 \left( \sqrt{A_{FEUTIL}} + \frac{h_{22}}{2} \right) \cdot N_{22}$$

$$LB_{23} = 4 \left( \sqrt{A_{FEUTIL}} + \frac{h_{23}}{2} \right) \cdot N_{23}$$

Pentru a nu avea "surprize", în sensul că nu ne ajunge conductorul de bobinaj, am adoptat o soluție "acoperitoare" pentru toate situațiile practice.

### REALIZAREA PRACTICĂ A TRANSFORMATORULUI TOROIDAL

Menționez faptul că, deși avem toate datele tehnice ale problemei, realizarea practică a transformatorului de acest tip nu este deloc simplă.

Dar cu MUNCĂ și cu RĂBDARE, constructorul amator va transforma datele tehnice calculate într-un transformator foarte bun, cu o aplicabilitate extrem de extinsă.

Problema practică se împarte în două domenii distincte:

- realizarea miezului magnetic toroidal din tablă silicioasă cu grăunți orientați;
- realizarea bobinelor transformatorului.

#### Realizarea miezului magnetic

Miezul magnetic toroidal se construiește, așa cum am menționat anterior, din tablă silicioasă cu grăunți orientați. Având calculată secțiunea miezului magnetic  $A_{FEUTIL}$  rămâne o secțiune pătrată  $a$ , a acestuia, deci

$$a = \sqrt{A_{FEUTIL}}$$

Se vor debita fâșiile de tablă silicioasă cu grăunți orientați, cu lățimea tolei  $a$ , OBLIGATORIU paralele cu direcția de laminare a acesteia.

Se construiește un șablon din lemn cu grosimea  $a$ , în care se practică o gaură având diametrul interior  $D_{INT}$ :

$$D_{INT} = D_{EXT TOR} + 0,5 \text{ mm} = 4a + 0,5 \text{ mm}$$

unde  $D_{INT}$  = diametrul șablonului

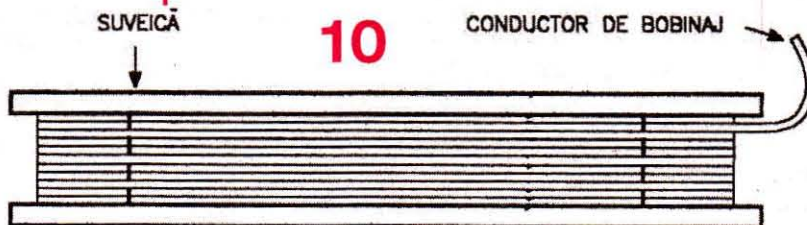
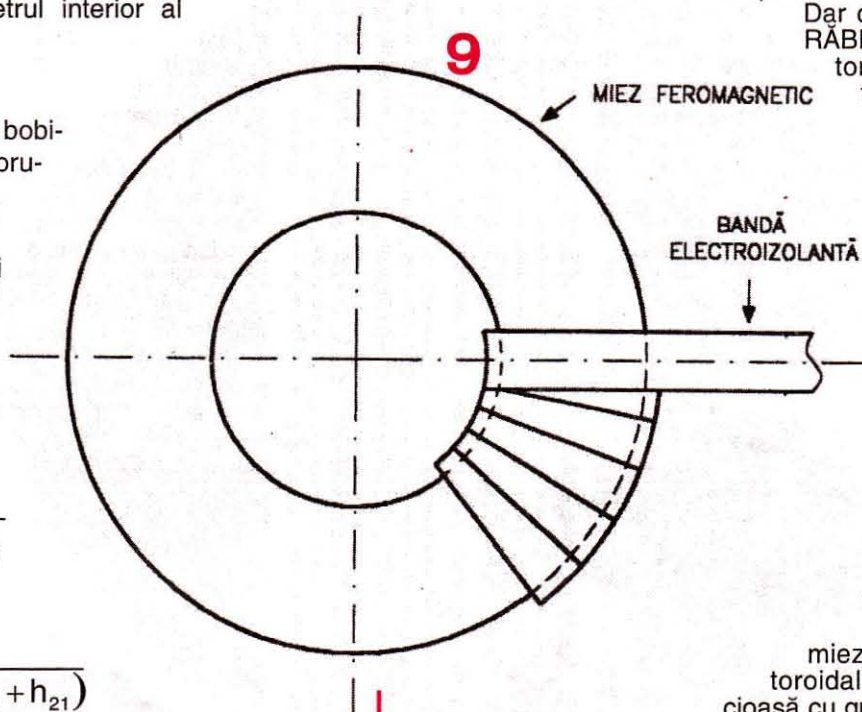
$D_{EXT TOR}$  = diametrul exterior al torului din tablă silicioasă

$a$  = grosimea egală cu lățimea torului (deja calculate)

Se pregătesc fișiile exterior al torului din tablă silicioasă

$A$  = grosimea egală cu lățimea torului (deja calculate)

Se pregătesc inițial prin roluire fâșiile de tablă sili-



cioasă cu grăunți orientați, folosind un dorn de lemn cu diametrul exterior

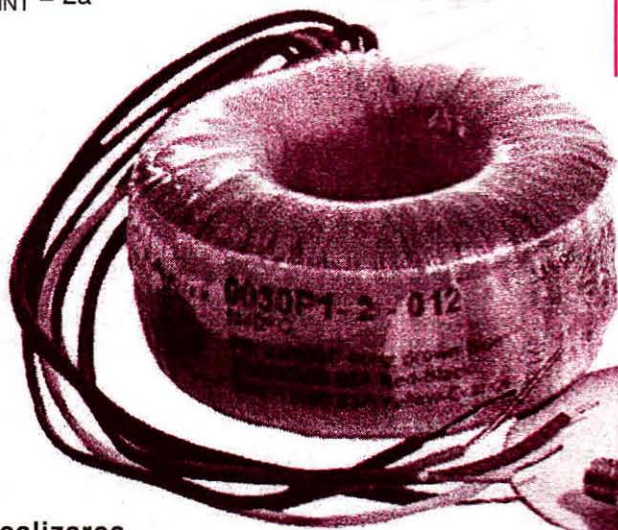
$$D_{DORN} = 4a$$

Se introduc succesiv în șablon dinspre exterior spre interior, fâșiile de tablă silicioasă cu grăunți orientați, având grijă ca între capetele a două fâșii să nu existe spațiu. Completarea torului se face până la obținerea grosimii lui de cca  $a + 2$  mm. Cu o serie de pene din lemn, introduse alternativ și succesiv în interiorul torului, se presează acesta astfel ca în final să obținem un tor "compact" fără goluri sau cu diverse îndoiri. Se face o primă rigidizare a torului folosind o rășină electroizolantă (fără să umectăm penele sau șablonul). Se poate folosi și un adeziv de tip UHU PLUS, PICĂTURA etc.

Se scot penele și, ulterior, torul din șablon.

Se face o a doua impregnare cu lac electroizolant. În final obținem o construcție mecanică rigidă, asemănătoare cu un covrig, care reprezintă viitorul miez magnetic al transformatorului toroidal. Se are grijă ca diametrul interior al torului  $D_{INT}$  să nu fie mai mare decât:

$$D_{INT} = 2a$$



### Realizarea bobinajelor

Pentru realizarea bobinelor, torul din tablă silicioasă trebuie pregătit inițial. În primul rând el nu trebuie să prezinte muchii tăioase atât pe interiorul cât și pe exteriorul pătratului de revoluție, care prin rotația sa definește torul de secțiune  $a^2$ .

Pentru acest lucru se va realiza o "rază de lucru" pentru muchiile interioare și exterioare ale torului de cca 0,1 mm. Raza se realizează folosind în acest scop rectificarea cu șmirghel fin.

După ce muchiile torului au fost rotunjite, el se izolează electric, utilizând benzi de hostafan sau melinex cu lățimea de cca 10 mm și o grosime de cca  $0,1 \pm 0,15$  mm.

Acoperirea începe din interiorul torului spre exterior printr-o "bobinare" succesivă a torului. Modul de lucru este prezentat în figura 9.

Inițial torul se prinde într-o menghină ale cărei fălci au fost "dublate" de două prisme din lemn de brad.

Se evită cu strictețe zgărirea torului sau a izolației acestuia.

Înnădirea benzilor electroizolante din hostafan se poate face folosind un adeziv de tip PICĂTURA sau asemănător. După izolarea torului miezul magnetic izolat cu bandă de hostafan se impregnează folosind un lac electroizolant subțire.

Având torul izolat electric, se trece la realizarea bobinelor. Inițial se confecționează o suveică din placaj

având lățimea de cca 2 mm și lungimea de cca 400 mm (vezi figura 10).

Se încarcă suveica cu primul conductor al înfășurării primare, a cărui lungime a fost calculată. La lungimea totală se mai adaugă cca 200 mm pentru terminalele bobinei.

Bobinajul începe prin fixarea torului izolat electric în menghină, după care se trece succesiv prin interiorul torului suveica cu conductorul de bobinaj.

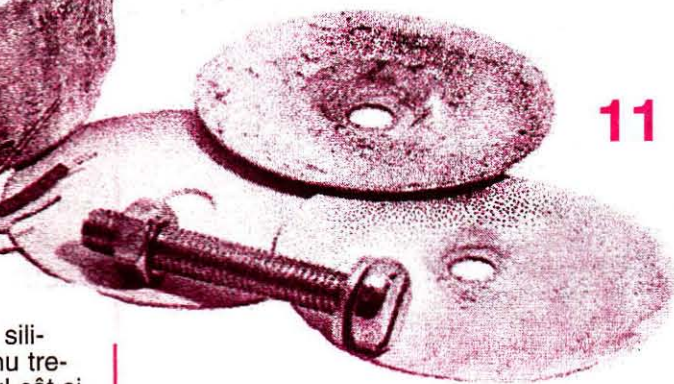
Pe interiorul torului se amplasează spiră lângă spiră, iar la exterior ele vor fi oarecum distanțate, având grijă însă ca să fie paralele cu axa centrală de simetrie a torului.

Bobinajul se realizează "tensionând" conductorul de bobinaj astfel încât spirele bobinei să fie strict "lipite" de tor. Dacă înfășurarea primară include mai multe straturi, acestea se izolează unul de altul obligatoriu folosind aceeași tehnologie ca și la izolarea torului de tablă silicioasă.

Se folosesc pentru izolație benzile de hostafan, material electroizolant foarte bun și totodată cu o mare conductibilitate termică, ce va ajuta la răcirea naturală a torului și a bobinelor transformatorului. Începutul și sfârșitul bobinei se rigidizează folosind ață din mătase, completată pentru fixarea mecanică cu o picătură de lac electroizolant.

Numărul de spire al înfășurării primare trebuie să fie identic cu cel calculat.

Dacă se ține cont (depinde de impedanța de sarcină)  
d e



căderea de tensiune în sarcină, se poate majora numărul de spire al înfășurărilor secundare. Faptul duce însă la mărirea lungimilor conductoarelor de bobinaj destinate înfășurărilor secundare (atenție la lungimile totale ale conductoarelor de bobinaj). În mod similar cu procedura aplicată înfășurării primare se realizează și înfășurările secundare.

Se are grijă ca fiecare strat al bobinelor să fie izolat cu hostafan. După realizarea bobinajelor, torul bobinat se impregnează obligatoriu folosind un lac electroizolant cu uscare la rece.

Recomand impregnarea prin imersie. După bobinarea și impregnarea torului, acesta va fi prevăzut ulterior cu toate elementele din dotarea unui transformator obișnuit (piese de fixare mecanică, placă de borne etc.) care nu mai ridică nici o problemă (vezi figura 11). După parcurgerea acestor operații tehnologice (dificile pentru constructorul amator, dar altfel nu se poate!) suntem în posesia unui transformator toroidal dintre cele mai performante, care își va confirma pe deplin calitățile estimate inițial.

**BIBLIOGRAFIE**

1. CONSTANTIN GHIȚĂ, ELEMENTE FUNDAMENTALE DE MAȘINI ELECTRICE, Editura PRINTECH, București, 2002

2. CONSTANTIN GHIȚĂ, CONVERTOARE ELECTROMECHANICE, Editura I.C.P.E., București, 1998

3. CORNELIA CEPIȘCA, COSTIN CEPIȘCA, MIRCEA COVRIG, ELECTROTEHNICA – TRANSFORMATOARE ȘI MOTOARE ELECTRICE, Editura I.C.P.E., București, 2000

4. R. MĂGUREANU, MAȘINI ELECTRICE SPECIALE PENTRU SISTEME AUTOMATE, Editura Tehnică, București, 1980

5. ION S. GHEORGHIU, AL. FRANSUA, TRATAT DE MAȘINI ELECTRICE, Editura Academiei R.S.R., București, 1972

6. ANDREI NICOLAIDE, MAȘINI ELECTRICE, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1975

Date cu privire la conductorii de CuEm folosiți la realizarea bobinajelor Tabelul 4

DIMENSIUNEA ø [mm]	SECȚIUNEA [mm²]	CURENT MAXIM ADMISIBIL [mA]	REZISTENȚA [Ω/m]	[NR. SPIRE/cm²]	
				CU IZOLA- ȚIE ÎNTRE STRATURI	FĂRĂ IZOLA- ȚIE ÎNTRE STRATURI
0.05	0.00196	7	8.85	13 250	16 150
0.06	0.00283	10	6.15	10 250	11 630
0.07	0.00385	12	4.52	8 330	9 700
0.08	0.00503	17	3.45	7 170	8 260
0.09	0.00636	22	2.73	5 970	6 800
0.1	0.00785	24	2.21	4 460	6 100
0.12	0.01131	34	1.537	3 190	4 210
0.15	0.01767	53	0.983	2 260	2 880
0.18	0.02545	76	0.682	1 730	2 050
0.2	0.03142	94	0.552	1 465	1 715
0.22	0.03801	115	0.457	1 210	1 460
0.25	0.04909	147	0.354	978	1 140
0.28	0.06158	188	0.282	813	925
0.3	0.07069	215	0.246	722	807
0.35	0.08621	293	0.1806	530	594
0.4	0.1257	315	0.1383	350	470
0.45	0.1590	400	0.1092	277	371
0.5	0.1964	490	0.0855	224	300
0.55	0.2376	590	0.0731	190	254
0.6	0.2827	650	0.0615	162	200
0.65	0.3318	760	0.0524	140	186
0.7	0.3848	880	0.0452	125	153
0.8	0.5027	1 150	0.0346	95.5	117
0.9	0.6362	1 450	0.0274	78	93
1.0	0.7854	1 800	0.0221	65	75
1.1	0.9703	2 200	0.01829	48.5	62
1.2	1.131	2 600	0.01536	40.5	52
1.3	1.327	2 750	0.01310	34.5	44.5
1.4	1.539	3 200	0.01129	31	40
1.5	1.767	3 500	0.00984	26.5	33.5
1.6	2.011	4 000	0.00863	22	28
1.8	2.545	5 100	0.00633	19	23
2	3.142	6 300	0.00556	15.5	19
2.2	3.801	7 600	0.00456	14.5	15.5
2.5	4.906	9 900	0.00354	12	12.2
2.8	6.158	12 300	0.00283	11.5	12
3	7.069	14 000	0.00246	8.5	9

**A**lături de ustensilele specifice, bucătăria zilelor noastre presupune și existența unui cronometru de laborator, deoarece ea însăși este un laborator. În magazinele de specialitate, cronometrele de bucătărie sunt practic întotdeauna mecanice și din acest motiv soneriile acestora funcționează doar câteva secunde, deoarece forța arcului este foarte redusă și ea trebuie să asigure, în primul rând, funcția de măsurare a timpului.

În acest scop își dovedește utilitatea adăugarea unei alarme electronice, declanșată de ciocănelul soneriei mecanice.

Problema spațiului nu poate fi luată în considerare, deoarece, oricât de miniaturizat ar fi un cronometru mecanic, între mecanismul de ceas și carcasa exterioară încăp mult mai multe componente electronice decât cele prezentate în schema alăturată.

Montajul este alcătuit dintr-un tiristor (T1) care declanșează alarma electronică ( ) în momentul în care se închide contactul (K1), acționat de ciocănelul cronometrului mecanic. Pentru dezamorsarea tiristorului și întreruperea alarmei trebuie apăsat întrerupătorul K2.

Alimentarea montajului este asigurată de trei baterii de tip AG13.

Dificultățile aparente ce trebuie învinse sunt următoarele:

- procurarea alarmei electronice propriu-zise ( );
- realizarea întrerupătorului K1;
- realizarea unui suport pentru bateriile AG13.

## CRONOMETRU MECANIC cu ALARMĂ ELECTRONICĂ

**Pagini realizate  
de KULIN MAXIMILIAN,  
Ploiești**

Carcasa metalică (clopotul) în care lovește ciocănelul și lamela din tablă vor alcătui întrerupătorul normal deschis K1.

Suportul bateriilor AG13 constă în prinderea solidară a acestora cu bandă izolatoare din plastic, la capete având mici discuri din tablă, de care sunt cositorite legăturile electrice.

Rolul funcțional al componentelor ce alcătuiesc montajul electronic este următorul:

- tiristorul T1 are rolul unui întrerupător care alimentează (sau nu) alarma electronică. El poate fi de tipul T1N05;

- R1 limitează curentul prin montajul electronic la valoarea maximă de 25 mA;

- R2 determină tensiunea de 1,6...1,9V la bornele alarmei electronice. Fără această rezistență alarma nu ar funcționa, deoarece la prima pauză sonoră, când consumul de curent electric este practic zero, tiristorul ar fi dezamorsat;

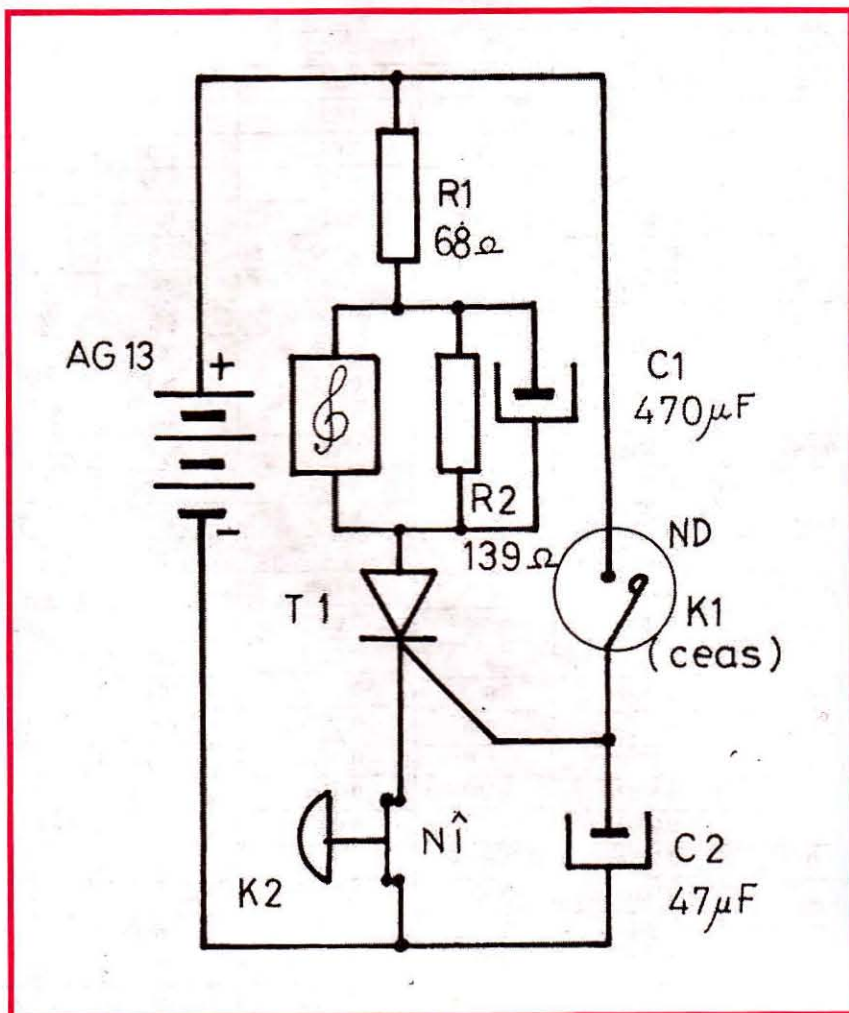
- C1 crește intensitatea sonoră a alarmei electronice fără să crească și tensiunea la bornele acesteia;

- C2 se încarcă la fiecare izbitură a ciocănelului în clopotul metalic, până când impulsul electric pe poarta tiristorului atinge

valoarea la care poate produce amorsarea (tiristorului);

- K1 este un întrerupător miniatural NÎ, care în mod normal trebuie amplasat în zona superioară a carcasei cronometrului, pentru a fi ușor accesibil.

Practicând o gaură Ø3 în carcasa cronometrului, în dreptul difuzorului piezoelectric, alarma electronică va fi auzită de gospodină de la distanță de câteva camere.



Alarma electronică poate fi recuperată împreună cu difuzorul piezoelectric de la un ceas electronic analogic, găsit aproape la orice tarabă, la prețul unui bilet de tramvai.

Întrerupătorul K1 poate fi confecționat dintr-o fâșie de tablă foarte subțire, lipită cu orice adeziv modern (ex. PICĂTURA) de suportul din plastic al mecanismului de ceas, în dreptul ciocănelului.

**P**entru acționarea unor consumatori cu puteri diferite, mai mari sau mai mici, alimentați în curent continuu la diverse tensiuni, este practic să avem în dotare un redresor cu tensiune variabilă, stabilizată, ce poate fi vizualizată prin intermediul unui instrument de măsură atașat sursei.

O astfel de schemă electronică deosebit de simplă – dar foarte eficientă – pentru reglarea continuă a tensiunii electrice în intervalul 1,3...24V și amperaj mare (stabilit de constructorul amator) este expusă în figura alăturată.

Montajul este compus dintr-un transformator (TR1) de putere convenabil aleasă, care furnizează în secundar tensiunea de maximum 27V; o punte redresoare pe care fiecare constructor o va realiza în funcție de amperajul maxim cerut de consumatorii pe care va trebui să-i alimenteze; filtrajele și deparazitările corespunzătoare; circuitul integrat regulator de tensiune LM317; divizorul de tensiune (P1/R2) pentru comanda circuitului integrat; un anumit număr de tranzistoare de putere (Tz1, Tz2 etc.), stabilit de constructor în funcție de amperajul absorbit de consumatori; instrumentul de măsură (IM), care va indica tensiunea reglată și amperajul consumat.

Componentele montajului electronic și rolul lor funcțional sunt următoarele:

– C1 și C4 sunt condensatoare pentru filtrarea curentului electric și este recomandat să aibă valori cât mai mari, spre exemplu 1000 $\mu$ F/50V;

– R1 și R6 sunt rezistențe de balast, care au rolul de a descărca condensatoarele electrolitice de filtrare, atunci când noua tensiune electrică reglată este mai mică decât cea precedentă. Valoarea lor poate fi cuprinsă între 5 și 10k $\Omega$ ;

– C2 are rol de antiparazitare și valoarea de 0,1 $\mu$ F/50V;

– Grupul P1, R2 reglează tensiunea de ieșire a alimentatorului. Potentiometrul P1 are valoarea de 4,7k $\Omega$  (pentru tensiunea de ieșire

de 24V, iar rezistența R2 are valoarea de 200-300 $\Omega$  (pentru tensiunea minimă de ieșire a alimentatorului de 1,3V);

– R3 este un șunt pentru potențiometrul P1 și este necesară numai în cazul în care trebuie micșorată valoarea rezistenței potențiometrului P1;

– D5 și D6 au rol de protecție și sunt de tipul 1N4004;

– C3 asigură un plus de calitate grupului ce comandă circuitul integrat și are valoarea cuprinsă între 10 și 22 $\mu$ F/50V;

– Tz1, Tz2 etc. sunt tranzistoare de putere comandate de tensiunea de ieșire din LM317 și pot fi de tipul 2N3055. Cu cât vor fi mai multe

– Becul de control este alimentat de o înfășurare suplimentară a transformatorului TR1, dar mai simplă ar fi utilizarea unui indicator cu neon sau a unui LED.

**Observații**

1. Circuitul integrat LM317 va fi montat pe același radiator împreună cu tranzistoarele de putere Tz1, Tz2 etc.

2. Pentru reglarea fină a tensiunii redresate poate fi utilizat un potențiometru multitură.

3. În cazul în care alegeți varianta carcasei metalice pentru redresor, aceasta va fi utilizată și ca radiator, simplificând mult construcția aparatului.

# REDRESOR STABILIZAT cu LM317

tranzistoare, cu atât solicitarea termică a acestora și a radiatorului va fi mai mică;

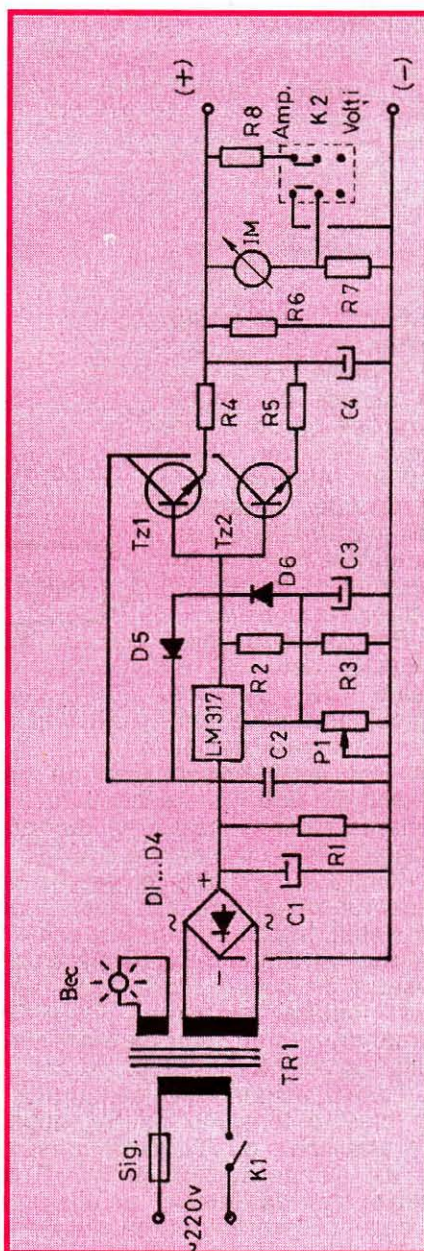
– R4 și R5 sunt rezistențe de egalizare a curentilor ce străbat tranzistoarele de putere și se recomandă ca acestea să aibă valori mici, spre exemplu 0,22 $\Omega$ , și puterea de minimum 1W;

– IM este instrument de măsură, adaptat ca voltmetru prin rezistența adițională R7 și ca ampermetru prin șuntul R8;

– K2 este un comutator cu 6 pini, apt să reziste amperajului absorbit de consumator. Cu ajutorul lui alegem funcția pe care trebuie să o îndeplinească instrumentul de măsură IM, respectiv voltmetru sau ampermetru;

– K1 este un întrerupător de rețea, care trebuie să fie protejat pentru tensiunea de 220V;

– Siguranța are valoarea impusă de puterea maximă ce o poate debita această sursă reglabilă;



# DISPOZITIV pentru VERIFICAREA TELECOMENZILOR

VASILE-ION DIACONESCU

*În depanarea TV, de multe ori este nevoie de diverse aparate de verificare și control. Excepție nu face nici operația de verificare a telecomenzilor. Un montaj simplu și eficient în acest scop este prezentat în continuare.*

Articolul se dorește a fi o continuare și, în același timp, o completare la articolul din numărul 1/2004 al revistei **TEHNIUM**, unde se prezenta o metodă simplă și eficientă de reconducere a

sursă de tensiune cu transformator și redresor. Rezistența poate fi de 470, 560 sau 680Ω.

Funcționarea este foarte simplă: la primirea unui semnal în infraroșu, senzorul va converti această informație într-un tren de impulsuri; acestea, la rândul lor, vor acționa tranzistorul, punându-l în conducție intermitent; LED-ul se va aprinde și stinge foarte repede, asemenea unei "semnalizări" foarte rapide. Montajul are o sensibilitate foarte mare, sesizând semnale de la distanțe relativ mari și chiar și atunci când telecomenzile nu sunt îndreptate spre el.

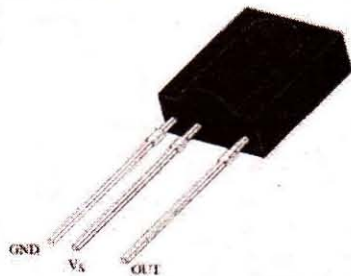
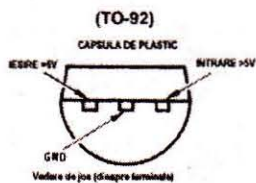
Ca echivalent pentru TSOP1738 se poate folosi TSOP1736. Se recomandă ca întregul montaj să fie introdus într-o cutie, cu senzorul montat spre exterior (cu partea bombată); alimentarea se poate

face de la o baterie de 9V fixată tot în cutie; legătura între baterie și montaj se poate face cu un conector special pentru bateriile de 9V, care se găsește în comerț; un întrerupător pentru deconectarea alimentării se poate monta tot pe un perete exterior al cutiei.

În încheiere, câteva sfaturi în caz de nefuncționare a telecomenzii: 1) curățirea contactelor de la

baterii; 2) curățirea tastaturii și a cablajului cu alcool izopropilic; 3) verificarea LED-ului emițător al telecomenzii, tranzistorului final, cuarțului; se vor inspecta atent și traseele de cablaj. Atenție: recepționând semnale de aproximativ 38kHz, montajul poate să nu fie sensibil la unele tipuri de telecomenzi care emit pe alte frecvențe (115kHz, în cazul unor telecomenzi pentru receptoare satelit). Montajul testat a recepționat semnale de la diverse telecomenzi pentru TV, CD player și chiar de la telecomenzi pentru TV-Tuner.

Schema cablajului și dispunerea pieselor pe placă sunt date în figurile alăturate.



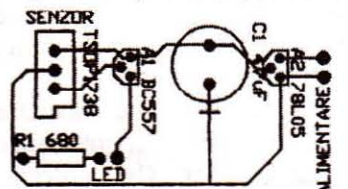
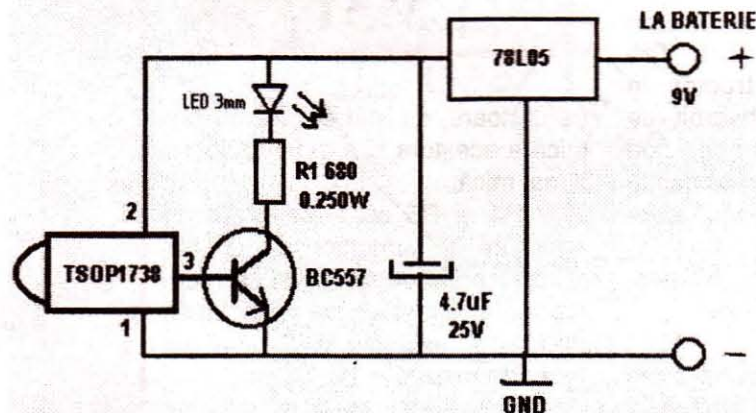
tastelor unei telecomenzi.

Schema are la bază un senzor de radiații infraroșii produs de firma Vishay Telefunken. Alăturat sunt prezentate capsulele cele mai întâlnite pentru stabilizatorul de 5V, senzorul IR TSOP1738 și tranzistorul BC557.

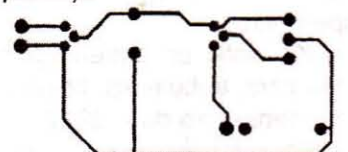
Pentru senzor, pinul depărtat este cel de ieșire,  $V_s$  (cel din mijloc) este pinul pentru tensiunea de alimentare, iar GND este pinul de masă. Privind din față (partea bombată), dispunerea pinilor este (de la dreapta la stânga): ieșire, alimentare și GND.

Pentru a ne putea da seama dacă senzorul recepționează ceva, ieșirea va trebui legată la un dispozitiv de afișare: un simplu LED. După cum se observă în schema din figura alăturată, ieșirea senzorului TSOP1738 comandă un tranzistor care are în circuitul de colector un LED.

Pentru alimentarea senzorului se va folosi o tensiune de 5V, obținută prin stabilizare cu 78L05 din tensiunea de 9V. Condensatorul de 4,7μF realizează filtrarea tensiunii de alimentare în cazul alimentării montajului de la o



Dispunerea pieselor și vederea cablajului prin transparență



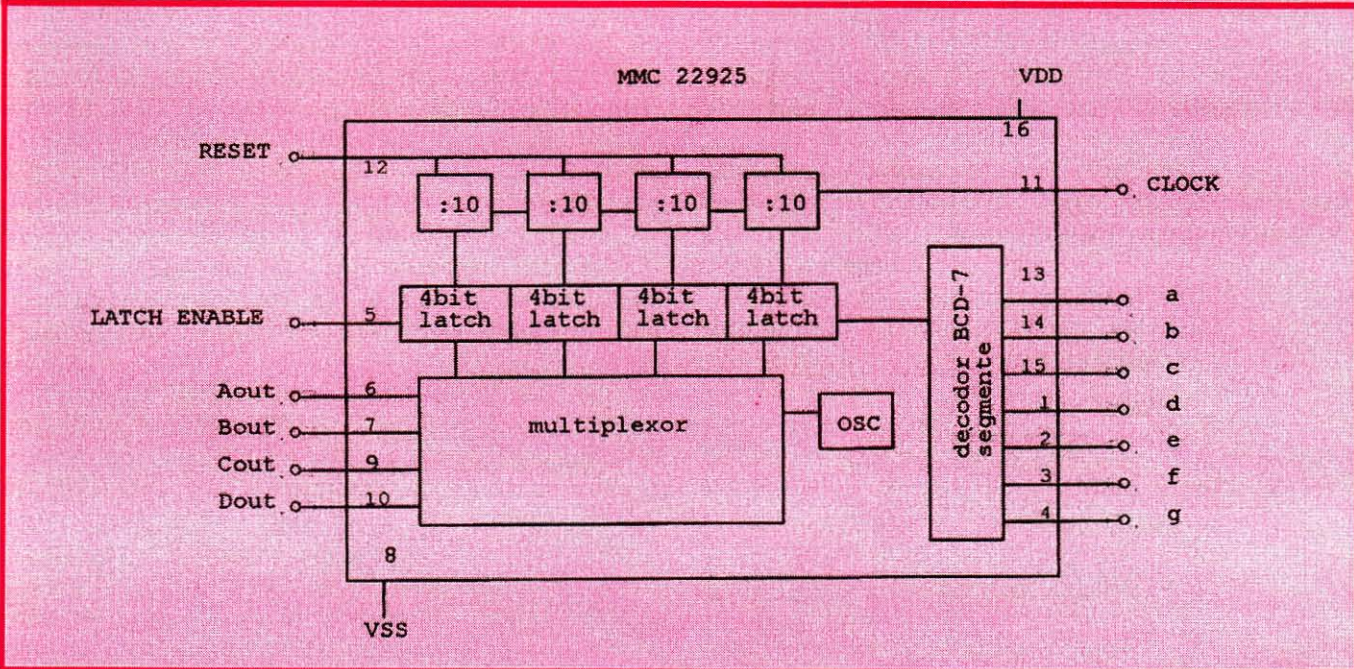
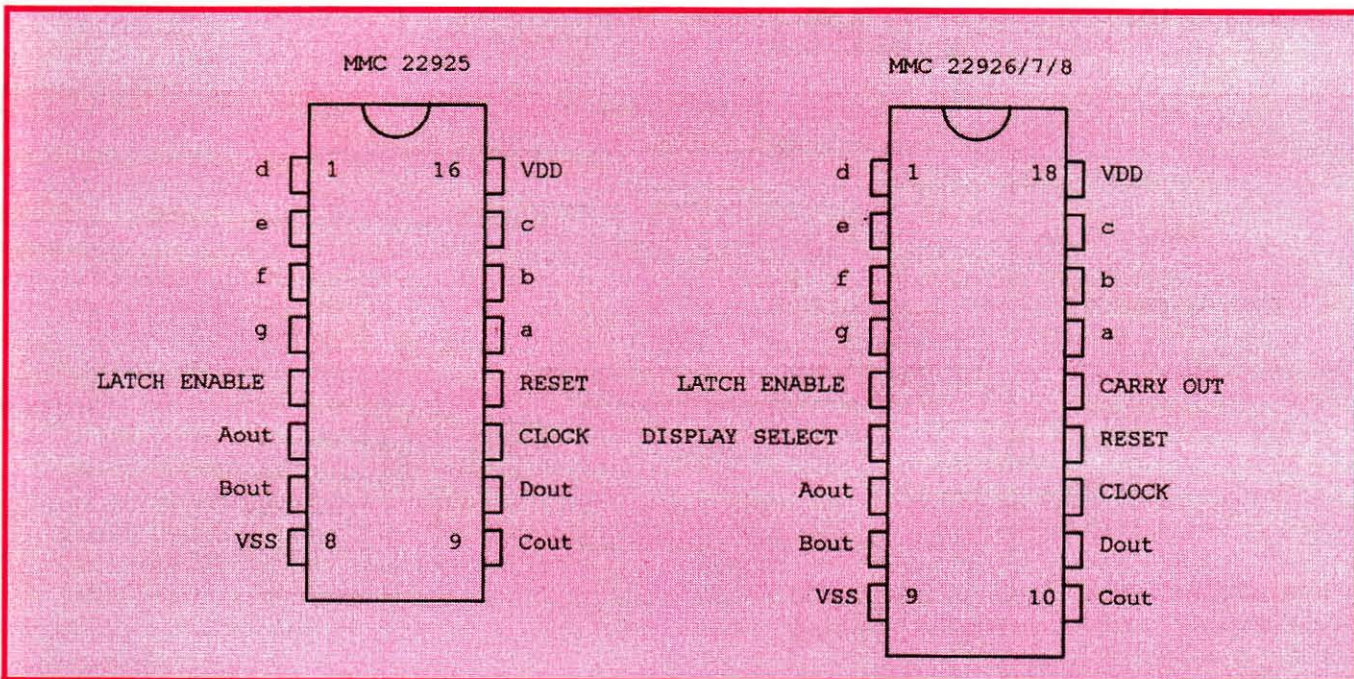
Cablajul văzut dinspre fața cu lipituri

# MMC 22925/6/7/8

Ing. CORNEL ȘTEFĂNESCU

Aceste circuite integrate conțin 4 numărătoare cu circuite de stocare (Latch). Cele 4 numărătoare sunt multi-

plexate intern și sunt decodate de un circuit BCD-7 segmente pentru a acționa afișoare cu catod comun.



Curentul maxim pentru un segment este de 40mA. Pentru multiplexare exterioară sunt disponibile 4 ieșiri Aout, Bout, Cout, Dout, cu un curent maxim de ieșire de 1mA. Multiplexarea este comandată de un oscilator intern (fără componente externe) având frecvența la ieșire de aproximativ 1kHz. Frecvența maximă de lucru a numărătoarelor este de 4MHz, cu comutare pe frontul negativ al semnalului de ceas. Un nivel "1" pe intrarea de RESET aduce toate numărătoarele la zero, inclusiv și ieșirea CARRY OUT în "0" logic. Un "0" logic pe intrarea LATCH ENABLE determină memorarea conținutului numărătoarelor în circuitele de stocare. Nivelul "1" pe intrarea DISPLAY SELECT selectează cifra din numărător pentru afișare, iar pentru nivel "0" selectează cifra memorată în circuitele de stocare.

Circuitul MMC22925 (capsula cu 16 pini) conține 4 numărătoare decadice, o intrare de ceas CLOCK, RESET, LATCH ENABLE și ieșirile pentru multiplexare - afișare. Circuitul MMC 22926 (capsula cu 18 pini) este asemănător cu MMC22925, dar conține în plus intrarea

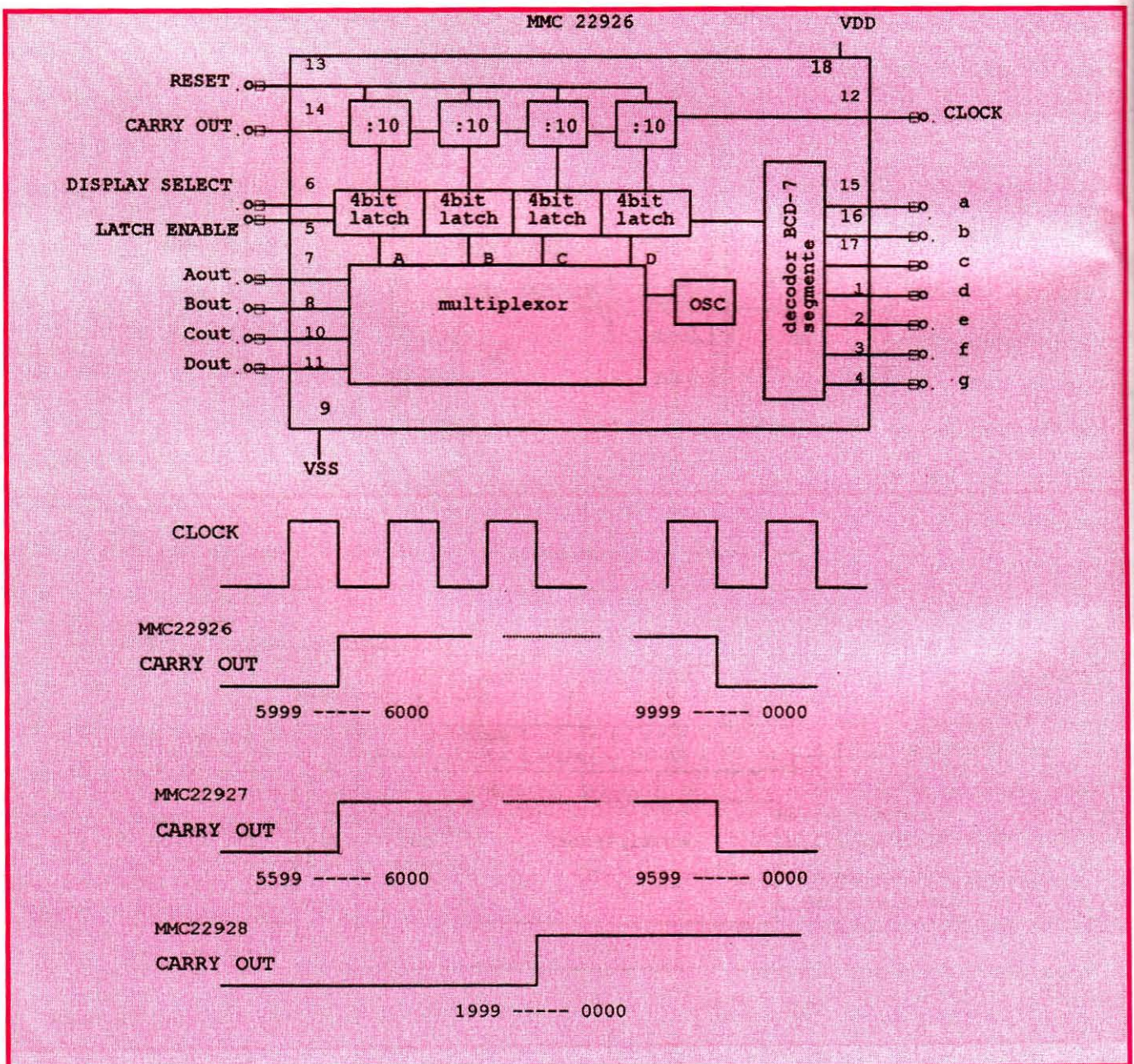
DISPLAY SELECT și ieșirea CARRY OUT, utilizată pentru cascada numărătoarelor în diverse aplicații (trece în "1" când numărătoarele ating valoarea 6000 și revine în "0" când numărătoarele sunt în 0000).

Circuitul MMC22927 este asemănător ca structură circuitului MMC22926, cu excepția celui de al doilea digit mai semnificativ, care divizează cu 6 și nu cu 10.

Circuitul MMC22928 este asemănător cu MMC22926, cu excepția celui mai semnificativ digit, care divizează cu 2 și nu cu 10. Ieșirea CARRY OUT este un indicator de depășire; ea trece în "1" la atingerea numărului 2000 și trece în "0" numai la resetarea numărătorului (acesta este un numărător de 3 1/2 digiți).

Tensiunea de alimentare pentru circuite este între 3V și 6V.

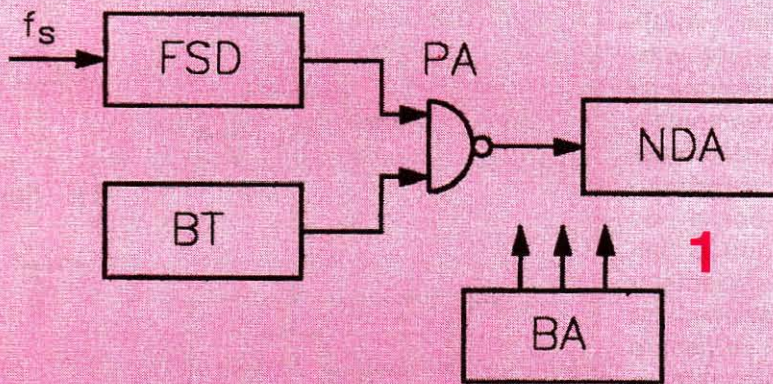
Aceste integrate sunt echivalente pin la pin cu cele produse de firma National Semiconductor, MM74C925/6/7/8.





# FRECVENTMETRU DIGITAL

Ing. MILIAN OROS



În general, laboratorul electro-nistului amator are în dotare un multimetru pentru măsurarea tensiunilor, curenților sau a rezistențelor. Când e vorba de măsurări mai complexe – frecvențe, perioade – lucrurile se schimbă, și asta deoarece foarte puțini amatori au în laboratoarele lor un frecvențmetru. Prețul unui astfel de aparat pe piață este ridicat, iar

construcția lui este costisitoare și necesită din partea constructorului amator cunoștințe teoretice în domeniul de funcționare a circuitelor logice.

În cele ce urmează este prezentată construcția unui frecvențmetru digital, care prezintă o serie de particularități ce-l fac accesibil pentru majoritatea constructorilor amatori, și anume:

- folosirea circuitelor CMOS specializate;
  - utilizarea unei baze de timp simple și eficiente.
- Caracteristicile frecvențmetrului obținut sunt:
- domeniul de măsură: 50Hz-1MHz;
  - tensiunea minimă de intrare: 100mV vV;
  - tensiunea de alimentare: 5V;
  - curentul maxim absorbit: 100mA.

## Funcționare

În figura 1 este dată schema bloc a frecvențmetrului. Semnalul ce urmează să fie măsurat se aplică la intrarea blocului formator de semnal, FSD. Aici semnalul este amplificat și transpus într-o logică asemănătoare celei TTL, dar cu alte praguri. Pentru 0L (zero logic) vom avea corespondența:  $0L = U_{alimentare} \times 0,33V$ , iar pentru 1L (unu logic) corespondența:  $1L = U_{alimentare} \times 0,66V$ . Tot acest bloc cuprinde și două divizoare decadice în cascadă. Cei care doresc să extindă domeniul de măsurare vor introduce în acest bloc încă un circuit divizor.

Semnalul de la ieșirea blocului FSD este aplicat unei porți de acces, PA. Această poartă este de fapt un operator ȘI-NU, care lasă să treacă impulsurile de la FSD spre blocul numărător-decodificator-afișaj, NDA, numai atunci când pe cealaltă intrare se află nivelul de 1L. Timpul cât se menține pe această intrare a porții, nivelul de 1L este dictat de blocul bază de timp, BT. Această durată, în cazul de față, este de o secundă. Cu alte cuvinte, mărimea

numărului de impulsuri afișat de blocul NDA este numeric egală cu frecvența semnalului de la intrarea blocului FSD, exprimată în Hz.

Schema electrică de principiu este dată în figura 2. Blocul FSD cuprinde: tranzistoarele T1 și T2, o poartă trigger Schmitt de tipul MMC4093 și divizoarele decadice de tipul MMC40192. Semnalul selectat cu ajutorul comu-

tatorul K, de la ieșirea triggerului ori de la ieșirile celor două divizoare, se aplică la PA.

Baza de timp cuprinde un oscilator cu cristal de cuarț ce lucrează pe frecvența de 32768 Hz, un divizor cu 4096, realizat cu circuitul MMC4040, și un numărător Johnson decadic, cu zece ieșiri decodificate, de tipul MMC4017. Logica de funcționare a frecvențmetrului este dată de numărătorul Johnson. Pentru a înțelege mai bine această logică, trebuie precizat faptul că numărătorul MMC4017 își trece ieșirile 0,1,...,9 în 1L, funcție de numărul de impulsuri primite de la circuitul divizor MMC4040. Astfel, dacă a primit patru impulsuri, ieșirea decodificată 4 a numărătorului va prezenta un nivel 1L pe o durată de 1/8 secunde și așa mai departe pentru toate cele zece ieșiri decodificate. Diodele D1...D8 de la ieșirile decodificate 0...8 ale numărătorului, împreună cu rezistența de 10 kΩ, formează un operator logic SAU, ceea ce înseamnă că pe durata  $8 \times 1/8 = 1$  secunde, pe intrarea de comandă a PA se găsește nivelul 1L. La începutul celui de-al nouălea impuls, nivelul de pe această intrare trece în 0L și PA se blochează. Ieșirile decodificate 8, respectiv 9, ale numărătorului comandă blocul NDA.

Blocul NDA cuprinde un circuit CMOS de tipul MMC22925, specializat pentru numărare, decodificare și afișare. Acest circuit cuprinde în structura sa internă patru numărătoare decadice în cascadă, patru latch-uri pentru memorare, un decodificator BCD-7 segmente (inclusiv driverele) și un multiplexor comandat de un oscilator intern. Frecvența maximă de lucru a circuitului este de 4MHz.

Dacă intrarea R (pin 12) se află la 0L și se aplică impulsurile de numărare pe intrarea CK (pin 11), circuitul numără. Odată cu trecerea intrării R în 1L, numărătoarele circuitului sunt șterse. Pentru a păstra

rezultatul numărării este necesar ca înainte de această trecere în 1L a intrării R, intrarea LE (pin 5) a circuitului, aflată pe durata numărării în 0L, să treacă în 1L. Aceste două comenzi pentru intrarea R, respectiv LE, sunt asigurate de ieșirea decodificată 9, respectiv 8, a numărătorului Johnson (pin 11, respectiv pin 9).

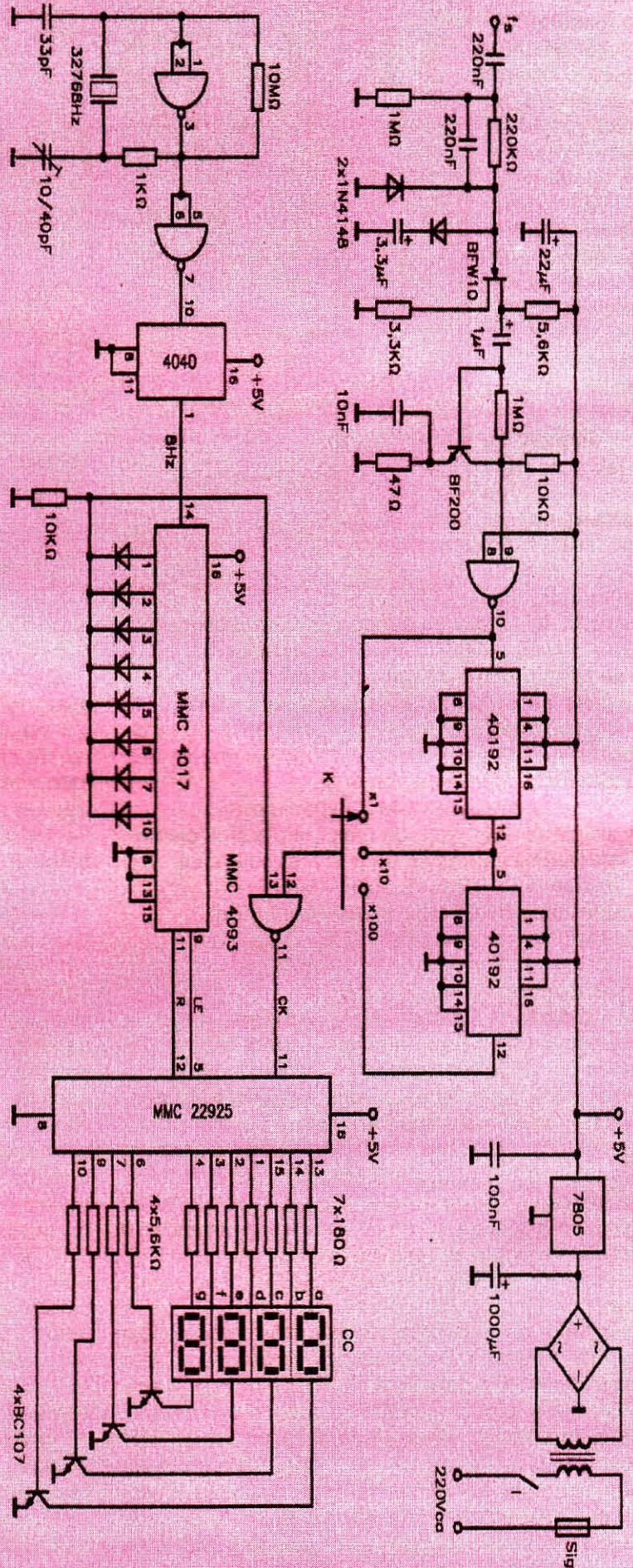
Afișajul cuprinde patru elemente cu LED-uri în conexiune cu catod comun, la care segmentele a,b,c,d,e,f,g sunt conectate corespunzător în derivație, obținându-se în final șapte borne de comandă comune. Pentru o uniformizare a iluminării segmentelor s-a preferat folosirea rezistențelor de limitare a curentului pe fiecare ramură a segmentelor comune.

Alimentarea frecvențmetrului se face de la un stabilizator simplu, realizat cu un circuit LM7805. Având în vedere consumul redus al montajului, sub 100mA, acesta se poate alimenta și de la o baterie de acumulatori, dar se va avea în vedere ca tensiunea de alimentare a circuitului MMC22925 să nu depășească 6V.

Singurul reglaj al montajului este cel asupra oscilatorului BT, astfel ca la intrarea circuitului MMC4040 (pin 10) să avem frecvența cât mai apropiată de 32768 Hz.

Din punct de vedere practic, montajul se va asambla pe două plăcuțe de circuit imprimat cu dimensiunile de 4 x 12 cm. Pe prima plăcuță se montează blocurile FSD, BT, NDA, BA, mai puțin transformatorul de rețea, elementele de afișaj și comutatorul K. Pe placa a doua se montează elementele de afișaj, comutatorul K și borna de intrare, care este bine să fie de tip BNC. Cele două plăcuțe se montează una peste cealaltă, distanțate la maximum 20 mm. Această formă de montaj asigură o încasare ușoară atât într-o carcasă a unui aparat existent (de exemplu, a unui generator de funcții), cât și într-o casetă confecționată anume pentru montajul prezentat.

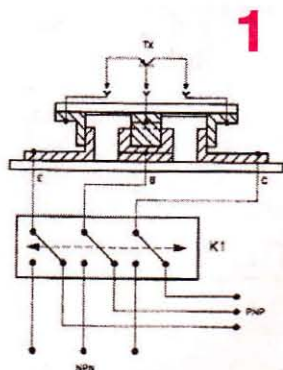
2



# COMUTATOR

## PENTRU TESTERUL DE TRANZISTOARE

Tehn. GÉZA BUKARESTI, Tg. Mureş



În desenele alăturate este prezentată realizarea unui dispozitiv simplu pentru stabilirea picioruşelor tranzistorului, respectiv emitor, bază, colector, cât și a tipului tranzistorului Tx, dacă acesta este pnp sau npn.

Această verificare cu ajutorul dispozitivului se poate face cu o simplă răsucire de 360 de grade a unui disc rotativ pe care sunt fixate trei lamele de contact de aceleași dimensiuni, care sunt amplasate echidistant una față de cealaltă (fig. 2).

Acest disc se învâрте pe un cilindru fix (fig. 1), pe care sunt montate de asemenea trei plăcuțe de contact de aceleași dimensiuni și aflate la distanțe egale una față de cealaltă.

Atât cilindrul interior, cât și plăcuțele metalice de contact sunt fixate pe o placă de textolit. Plăcuțele metalice care sunt montate atât pe placa de textolit cât și pe cilindrul electroizolant sunt conectate la comutatorul K1, iar acest comutator este legat la circuitele electronice de testare pnp și npn.

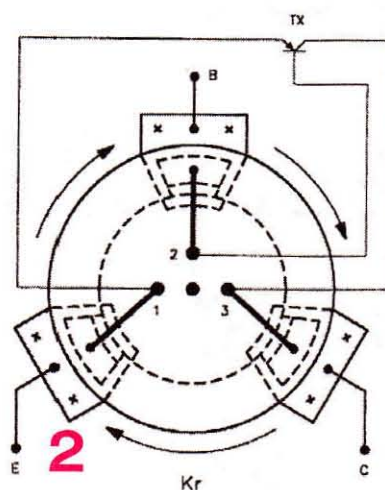
### Modul de lucru

Pe discul rotativ al comutatorului Kr se află trei puncte de cositorire – fixare, notate pe desen cu cifrele 1, 2 și 3, care fac legătura cu lamelele de contact de pe discul rotativ al dispozitivului electronic. Pe fiecare dintre aceste trei puncte se cositorește câte un picioruş al tranzistorului de testat, Tx. Tranzistorul astfel fixat prin cositorire se învâрте odată cu discul rotativ, în timp ce cilindrul care este prevăzut cu plăcuțele metalice de contact stă fix. În timpul rotirii discului, lamelele de contact fac legătura rând pe rând cu fiecare plăcuță fixă de pe cilindru. Dacă, de exemplu, la o rotație de 360 de grade nu s-a aprins nici un LED, operațiunea se repetă mutând comutatorul K1 într-o altă poziție. Dacă unul dintre cele două LED-uri se aprinde într-o anumită poziție, putem stabili nu numai că tranzistorul Tx este bun, dar putem afla și poziția corectă a picioruşelor tranzistorului, cunoscute fiind conexiunile existente ale legăturilor, cât și ale plăcuțelor fixe de la baza cilindrului fix.

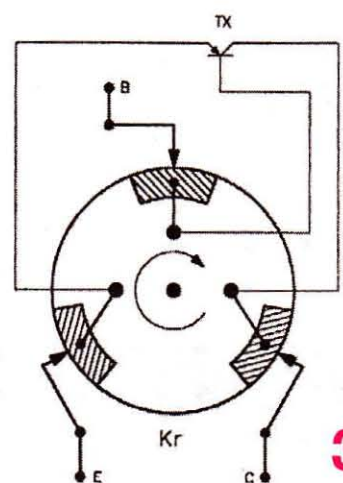
Bineînțeles, dacă niciunul dintre cele două LED-uri din cele două circuite de tester nu se aprinde în nicio poziție, înseamnă că tranzistorul este defect.

În acest articol eu m-am rezumat numai la dispozitivul electric de comutare. Pentru circuitul electronic de tester propriu-zis se poate alege o schemă simplă cu două tranzistoare, unde un LED emite o lumină intermitentă. Asemenea scheme pot fi găsite în colecția TEHNIUM sau în diverse cărți de specialitate. Din montajul respectiv se elimină unul din tranzistoare, iar în locul lui introducem comutatorul K1, așa cum este indicat în desenele alăturate.

Se vor face două circuite identice, unul pentru pnp și altul pentru npn, diferența fiind că la unul dintre circuitele electronice este necesară inversarea polarităților.

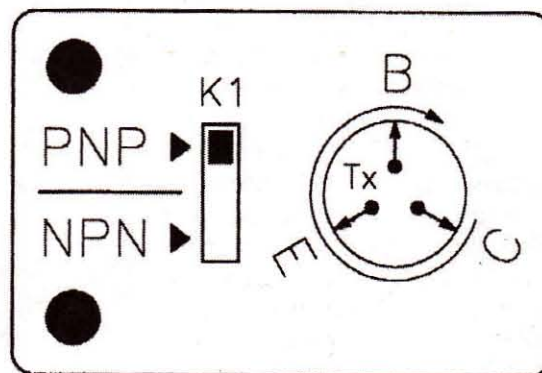


2



3

4

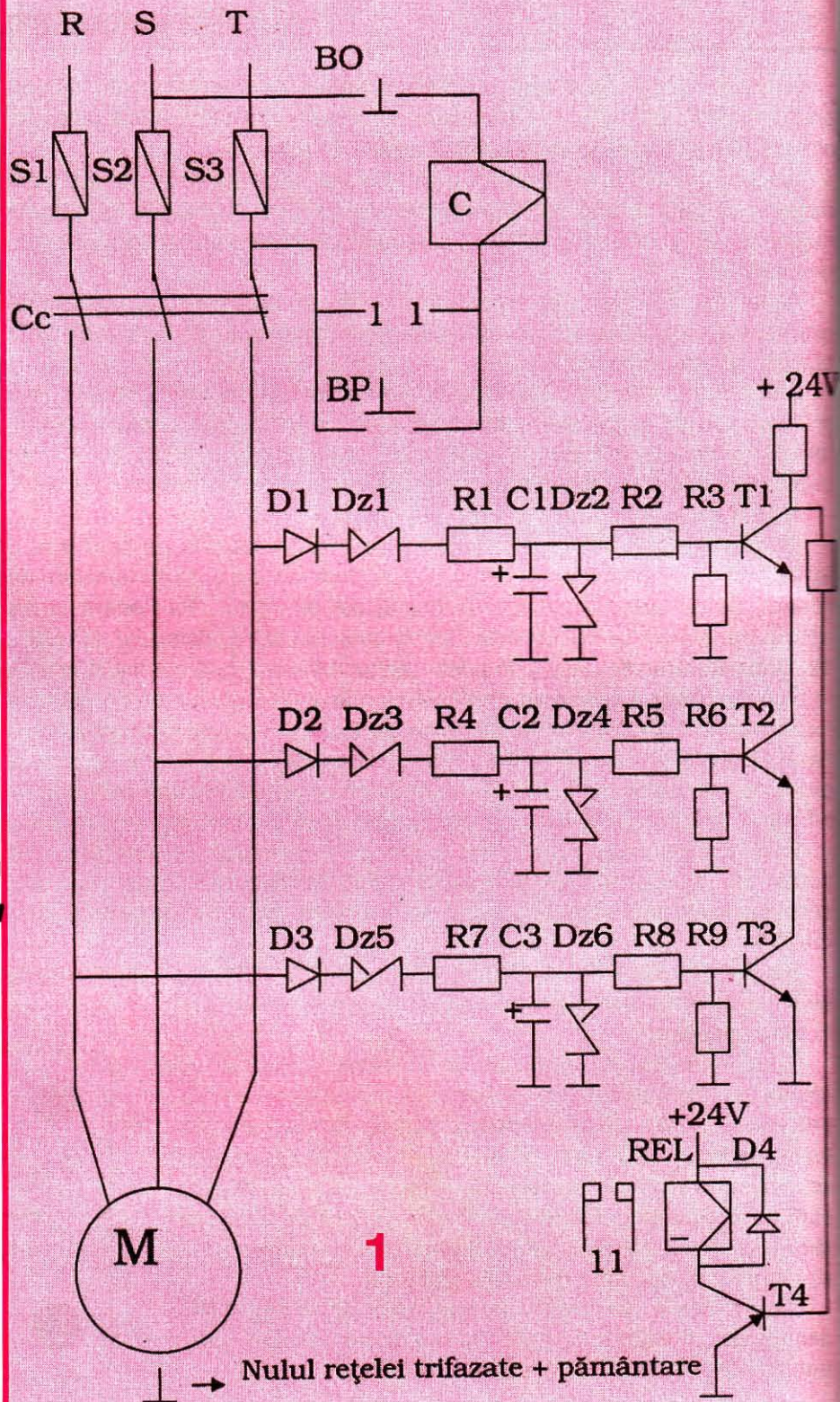


# DISPOZITIV DE PROTECȚIE A MOTOARELOR ASINCRONE

Prof. dr. Ing. SORIN PISCATI

LA  
ÎNTRERUPEREA  
UNEI  
FAZE  
DE  
ALI-  
MENTARE

Indiferent de mărimea și puterea unui motor electric asincron trifazat, dacă din diverse cauze, o fază se întrerupe, înfășurările motorului se ard în scurt timp. Pentru a elimina această defecțiune, de regulă automatele și contactoarele la rețeaua electrică a acestor electromotoare sunt echipate cu relee termice cu bimetale. Aceste relee termice protejează, dacă sunt reglate corespunzător, motorul electric în



cazul unei suprasarcini (care apare și atunci când motorul rămâne în două faze). Din practică rezultă însă că aceste releu termice nu funcționează corespunzător, mai ales după trecerea unei perioade de timp; este cauza principală pentru care motoarele electrice trifazate se ard frecvent.

Pentru a proteja motoarele – și mai ales pe cele mari, al căror cost este de sute de ori mai mare decât al dispozitivului de protecție – am conceput, realizat și exploatat în practică un montaj a cărui schemă de principiu este prezentată în **figura 1**. Acest montaj, realizat în multe exemplare de-a lungul timpului, a dat deplină satisfacție. Nu se uzează și, mai ales, întotdeauna intervenția lui este promptă și sigură. După cum se vede și din figura 1, nu necesită niciun reglaj sau punere la punct. Realizat corect, funcționează de la prima încercare. Pe de altă parte, poate echipa orice fel de motor electric asincron trifazat, indiferent de puterea, mărimea și turația acestuia. Odată instalat, automatul de protecție nu necesită întrețineri sau alte intervenții tehnice, chiar dacă funcționează ani de zile în

regim continuu.

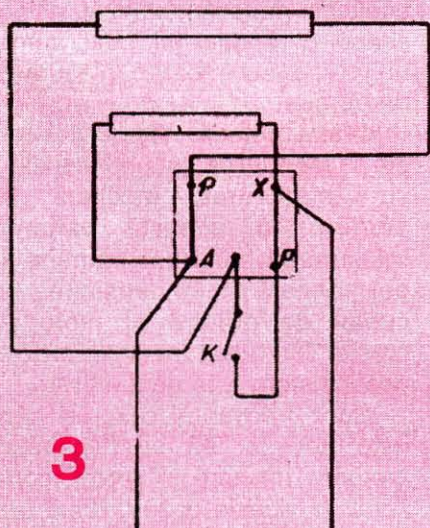
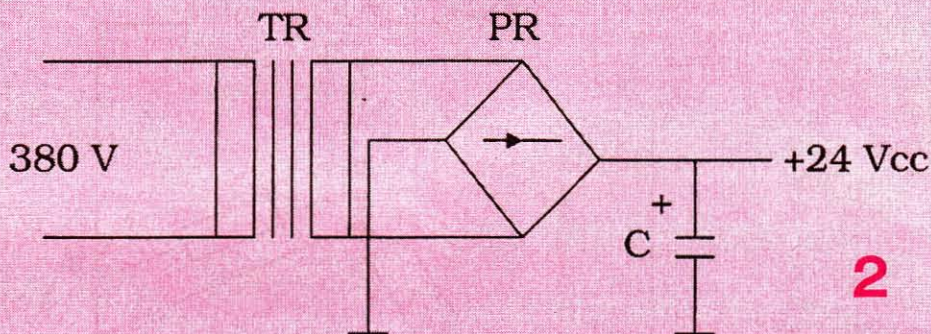
#### Descrierea și funcționarea

După cum se vede în schema de principiu din figura 1, elementul principal îl constituie grupul celor trei tranzistoare înseriate, T1, T2 și T3, care prin intermediul tranzistorului de putere medie, T4, comandă releul intermediar RI-13. Când înfășurarea acestuia este pusă sub tensiune, la deschiderea tranzistorului T4, releul intermediar RI-13 își închide contactul normal deschis 11.

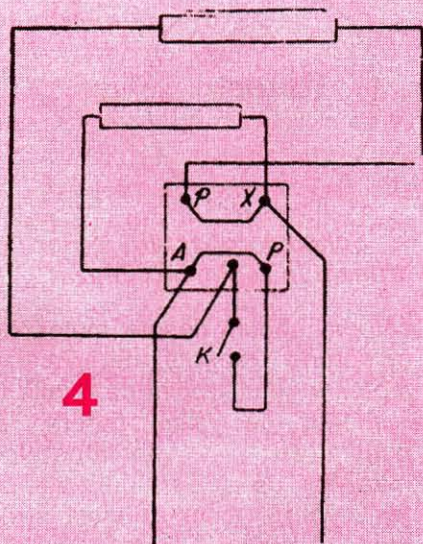
În rezumat, funcționarea acestui aparat de protecție este următoarea: apăsând pe butonul de pornire BP (normal deschis) al contactorului motorului electric, contactele de rețea Cc ale acestuia se închid și motorul electric asincron M (fig. 1) este pus sub tensiune. În același timp, între fiecare dintre cele trei faze și nul (masă) apare o tensiune alternativă de cca 227 Vc.a. Diodele

Zener DZ1, DZ3 și DZ5 se deschid, iar tensiunile continue (redresate și stabilizate) care apar la bornele condensatoarelor electrolitice C1, C2, C3 polarizează în sens direct baza tranzistorului T4, provocând în ultimă instanță atragerea armăturii mobile a releului RI-13 și închiderea contactului normal deschis 11. Din acel moment se poate elibera butonul de pornire BP.

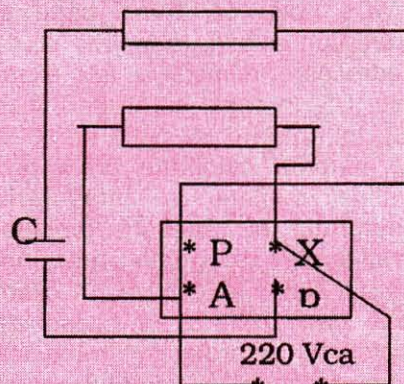
Să presupunem că după pornirea motorului M, la un moment dat, dintr-o cauză oarecare, se întrerupe faza S. În această situație dispăre tensiunea la bornele condensatorului electrolitic C2 și tranzistorul T2 se blochează, provocând la rândul său închiderea tranzistorului T4. Releul RI-13 deschide contactele 11; înfășurarea contactorului C este scoasă de sub tensiune și cele trei contacte principale Cc se deschid. Întrucât motorul electric



**Schema motorului asincron monofazat**



**Schema conectării motorului monofazat în cazul schimbării sensului de rotație**



M este rapid scos de sub tensiune, înfășurările acestuia nu apucă să se supraîncălzească. Apăsând din nou butonul de pornire BP (nerecomandabil), vom auzi sunetul caracteristic în lipsa unei faze. Imediat după eliberarea butonului BP, contactorul C va deschide contactele principale Cc, scoțând motorul de sub tensiune. Dacă se

remediază avaria pe faza S, apăsând butonul BP, motorul electric va funcționa normal, fiind protejat de releul electronic prezentat în figura 1.

Releul se alimentează de la rețea prin intermediul minitransformatorului TR coborât de tensiune – figura 2. Înfășurarea primară poate fi dimensionată pentru tensiunea de 380 Vc.a. când se leagă între două faze, sau pentru 220 Vc.a., când se leagă între o fază și nulul rețelei.

Din motive de protecție la electrocutare, cele două înfășurări ale transformatorului TR vor fi despărțite de un perete vertical al carcasei.

De notat că atunci când se întrerupe o fază, la ieșirea diodei redresoare respective (de exemplu, D2, în cazul întreruperii fazei S), tot apare o tensiune de 60-70 V, datorită celorlalte două faze valide cuplate la înfășurările motorului M. Această tensiune "reziduală" nu poate străpunge dioda Zener respectivă (în exemplul dat, DZ3) și în consecință automatul de protecție intră în acțiune, deconectând motorul electric de la rețeaua trifazată. Acesta este

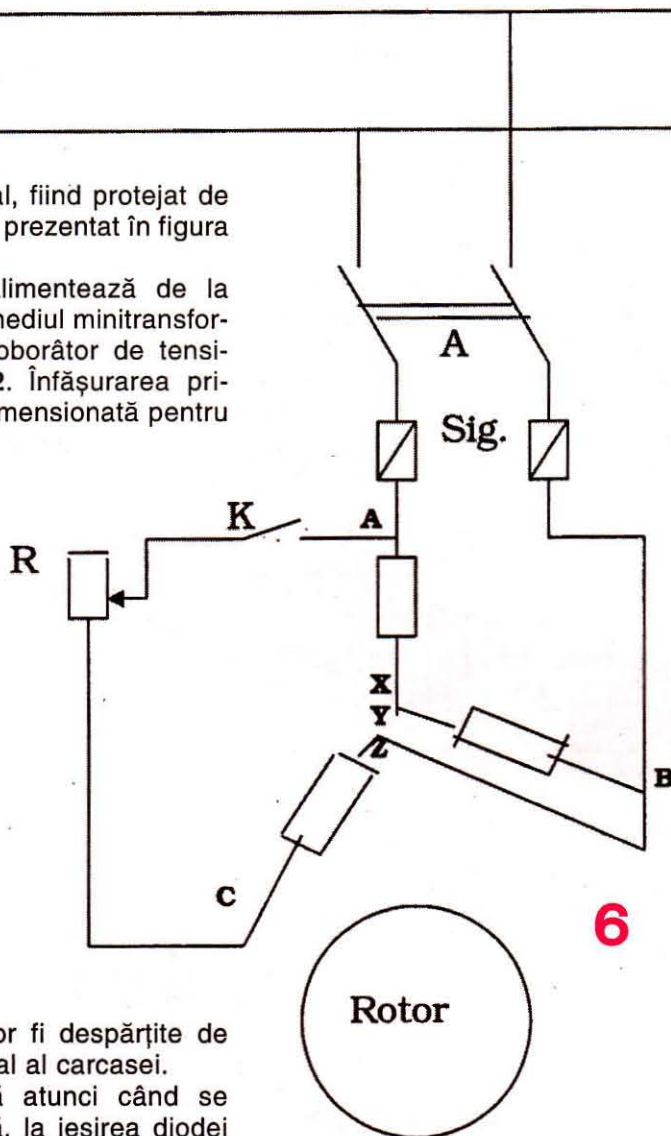
rolul diodelor Zener DZ1, DZ3 și DZ5.

În încheierea acestui articol, la cererea unor cititori, prezint câteva scheme de **conectare a motoarelor electrice asincrone trifazate la rețeaua monofazată (220 Vc.a.)**.

Pentru o înțelegere mai ușoară, este necesară trecerea în revistă a

crone monofazate se fabrică pentru tensiunea de 220 Vc.a., la frecvența de 50 Hz. În trecut s-au utilizat și motoare la tensiunea de 127 Vc.a. Astfel de motoare se mai găsesc și azi pe ici, pe colo.

Puterea nominală a acestor motoare asincrone monofazate este cuprinsă, de regulă, în domeniul 20-600 W.



**Schema conectării motorului trifazat în regim monofazat**

câtorva noțiuni despre motoarele asincrone monofazate. Aceste motoare se utilizează de regulă în instalații de mică putere, la acționarea ventilatoarelor, mașinilor de spălat, polizoarelor, mașinilor de cusut, de tocat carne etc.

În general, motoarele asin-

În mod normal, au pe stator o înfășurare principală (bornele A și X) și una auxiliară, Pp, de pornire. Rezultă că fiecare motor asincron monofazat, cu rotorul în scurtcircuit, are patru borne: două pentru înfășurarea principală și două pentru cea de pornire. Unele motoare au însă numai trei borne, deoarece capetele A și P ale celor două înfășurări se leagă între ele și la aceeași bornă de ieșire.

Schema de conectare a unui motor electric monofazat este prezentată în figura 3. Înfășurarea auxiliară, legată la bornele P și p, se conectează la pornirea motorului, odată cu cea principală, dar după ce motorul ajunge la turația nominală, ea se deconectează de la rețea (cu întrerupătorul K din figura 3).

În figura 4 este dată schema aceluiași motor monofazat, dar cu sensul curentului (și, deci, sensul de rotație) schimbat în înfășurarea de pornire.

O altă metodă – figura 5 – constă în înserierea unui condensator cu înfășurarea auxiliară de pornire. În această variantă, înfășurarea auxiliară rămâne în permanență sub tensiune, iar cuplul de pornire al motorului crește. Din acest motiv, în prezent acest sistem este generalizat.

Sunt frecvente cazurile când este necesar să se folosească motoare trifazate în regim monofazat. În aceste cazuri, două faze ale înfășurării statorice se folosesc ca înfășurare principală, iar a treia ca auxiliară, de pornire – figura 6. Când motorul ajunge la turația

nominală, înfășurarea de pornire se deconectează. Trebuie ținut cont de faptul că puterea utilă a motorului în regim monofazat este cel mult 60% din puterea aceluiași motor care funcționează în regim trifazat. Pentru a obține decalajul de fază între curenții care circulă prin înfășurarea de lucru și cel din înfășurarea de pornire, de obicei se conectează în circuitul înfășurării de pornire o rezistență. De valoarea rezistenței conectate (figura 6) depinde decalajul de faze și intensitatea curentului în înfășurarea de pornire și, prin urmare, valoarea momentului (cuplului) de pornire al motorului. Cuplul de pornire al motorului va avea valoare maximă când în serie cu înfășurarea de pornire este conectată (numai pe timpul pornirii) o rezistență a cărei valoare este dată în tabelul alăturat.

urmă, cuplul de pornire crește semnificativ și din această cauză, actualmente, această variantă are cea mai mare răspândire.

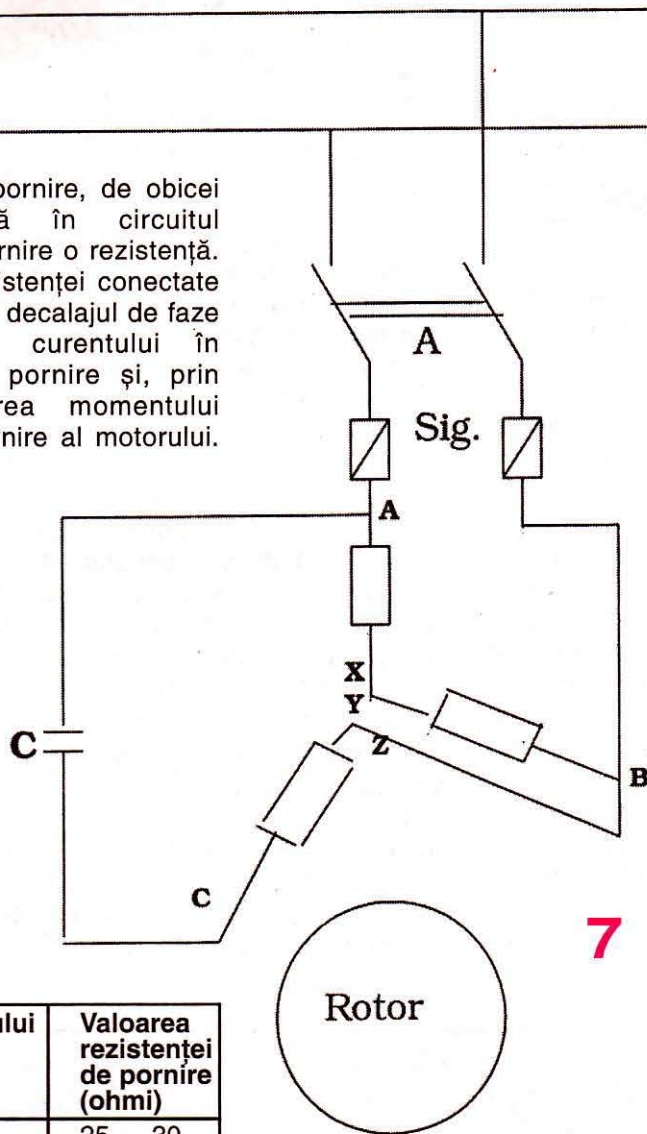
Pentru dimensionarea corectă a condensatorului de pornire (a cărei capacitate poate varia între

metru este egală cu tensiunea de rețea. Capacitatea condensatorului astfel ales este cea optimă și motorul dezvoltă cuplul maxim.

Așa cum am spus, pentru motoare de puteri mari sunt necesare condensatoare de valoare mare și invers. De exemplu, pentru un motor cu o putere de 600 W/220 Vc.a., este necesar un condensator de cca 30  $\mu\text{F}/400 \text{ Vc.a.}$

În încheiere poate fi menționat faptul că există și motoare asincrone monofazate cu spire în scurtcircuit (de exemplu, la unele ventilatoare, mașini de spălat etc.). Aceste motoare cunosc cam aceeași răspândire ca și cele cu condensator.

Motoarele asincrone trifazate nu pot fi transformate în monofazate cu spire în scurtcircuit și din această cauză varianta nu a fost decât amintită în prezentul articol.



**Schema conectării motorului trifazat în regim monofazat (conexiune cu condensator)**

câțiva  $\mu\text{F}$ , pentru puteri mici, și câteva zeci de  $\mu\text{F}$ , pentru puteri mai mari), este necesar un voltmetru cu scala mai mare de 250 V. Acest voltmetru se conectează în paralel cu înfășurarea de pornire, între bornele C și Z (figura 7). Se tatonează diferite valori ale condensatorului de pornire, până când tensiunea indicată de volt-

Puterea motorului trifazat (kW) la tensiunea de 220 V / 380 V	Valoarea rezistenței de pornire (ohmi)
0,6	25.....30
1,0	20.....25
1,7	10.....15
2,6	5.....10
5,5-7,0	3.....5

Pentru puteri cuprinse între 20 W și 3 kW, înfășurarea de pornire se poate inseria cu un condensator nepolarizat (care defazează curentul înaintea tensiunii). În acest caz, înfășurarea de pornire înseriată cu condensatorul nepolarizat este conectată în permanență la rețea – figura 7. Ca

#### Lista de piese (fig. 1)

D1, D2, D3, D4 = 1N4007  
 Dz1, Dz3, Dz5 = PL 100 Z  
 Dz2, Dz4, Dz6 = P1 5V1 Z  
 R1, R4, R7 = 27 k $\Omega$  / 1W  
 R2, R5, R8, R11 = 4,7 k $\Omega$   
 R3, R6, R9, R19 = 3,3 k $\Omega$   
 T1, T2, T3 = BC 107, BC 170, BC 171 etc.  
 T4 = BD 136, BD 138, BD 140 etc.  
 C1, C2, C3 = 220  $\mu\text{F}$  / 24 V  
 S1, S2, S3 = siguranțe fuzibile  
 REL = releu RI13 / 24 V sau echivalent  
 C = contactorul principal al motorului asincron  
 Cc = contactele contactorului C  
 11 = contact normal deschis al releului RI13

#### Lista de piese (fig. 2)

TR = transformator 380 V / 20 V (P = 10-15 W)  
 PR = punte redresoare 1PM1  
 C = condensator electrolitic 1000  $\mu\text{F}$  / 40 V

# APARAT AUTOMAT PENTRU USCAT MÂINILE

Pagini realizate de ing. CORNEL ȘTEFĂNESCU

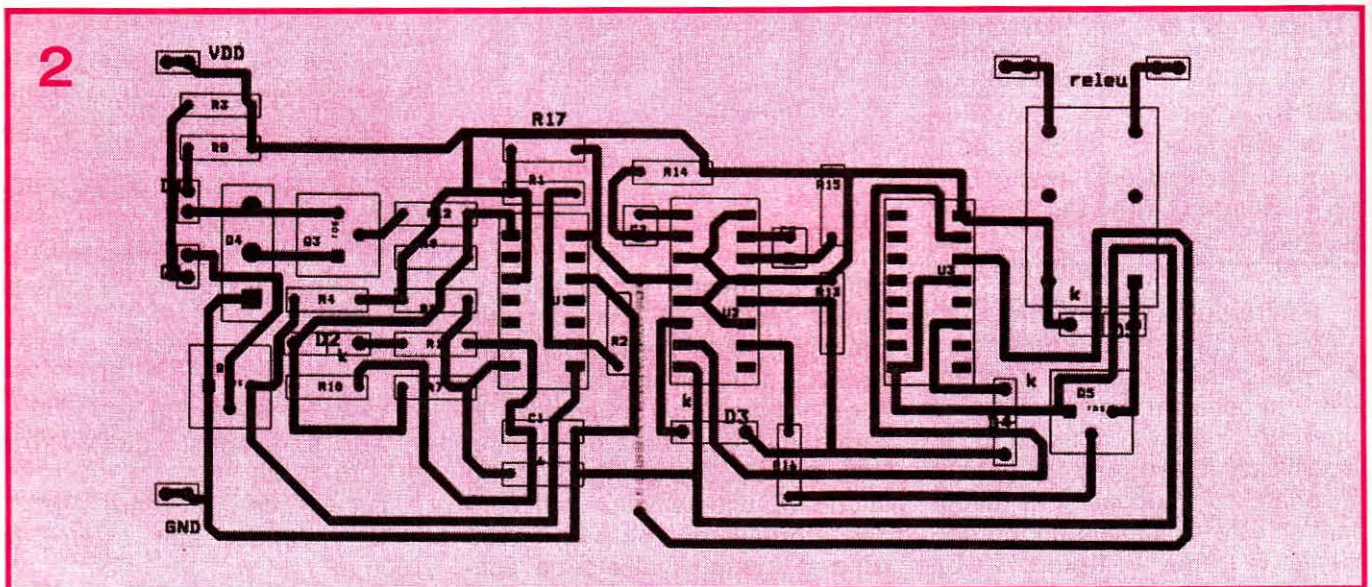
Montajul propus utilizează ca detector un optocuplor prin reflexie, a cărui diodă emițătoare este comandată în impulsuri scurte de curent, dar cu valoare mult mai mare față de cea nominală. Generatorul de impulsuri este un oscilator de relaxare realizat cu un comparator de tip LM339, după o schemă clasică. Rețeaua de reacție pozitivă, compusă din divizorul R5, R6 și R7, aduce la intrarea neinvertoare o fracțiune din tensiunea de ieșire. Aceasta este comparată cu tensiunea de pe condensatorul C1 și în funcție de sensul tensiunii de eroare, ieșirea trece la nivel maxim sau minim de tensiune. Condensatorul C1 se încarcă/descarcă prin rezistența R11 înseriată cu dioda D2 sau prin R10. Semnalul de la ieșire este nesimetric. Cu valorile din schemă s-a obținut o perioadă de aproximativ 3ms, cu o durată a impulsului pozitiv de 0,5ms. Rezistența R9 polarizează ieșirea comparatorului, acesta fiind cu colectorul în gol. Etajul de putere este realizat cu un montaj darlington format din tranzistoarele Q3 și Q4 (BC107 și BD237), curentul

prin diodă fiind limitat de rezistența R8.

Circuitul de recepție este format din foto-transistorul optocuplorului conectat în baza unui tranzistor NPN de tip BC107. Colectorul tranzistorului este cuplat cu formatorul de impulsuri realizat cu un comparator din același circuit integrat LM339. Dacă se dorește modificarea sensibilității circuitului, rezistoarele R1 și R2 se înlocuiesc cu un potențiomtru semireglabil cu valoarea de 47kΩ- 100kΩ.

Eliminarea pornirilor repetate și necontrolate, datorate semnalelor perturbatoare, se realizează cu circuitul alcătuit din monostabilul U2A și numărătorul U3. Circuitul basculant monostabil este de tip MMC4098, în montaj retrigherabil cu declanșare pe front pozitiv, durata de temporizare este de aproximativ 5ms, deci ceva mai mare decât perioada impulsurilor de la intrare recepționate de fototranzistor. Numărătorul este de tip decadic Johnson, cu ieșiri decodate MMC4017.

Frontul crescător al impulsurilor de la intrare declanșează în același timp monostabilul și numărătorul. Ieșirea Q a monostabilului și ieșirea decodată cu ponderea cea mai mare a numărătorului Q9 sunt conectate la o poartă ȘI cablat realizată cu diodele D3,





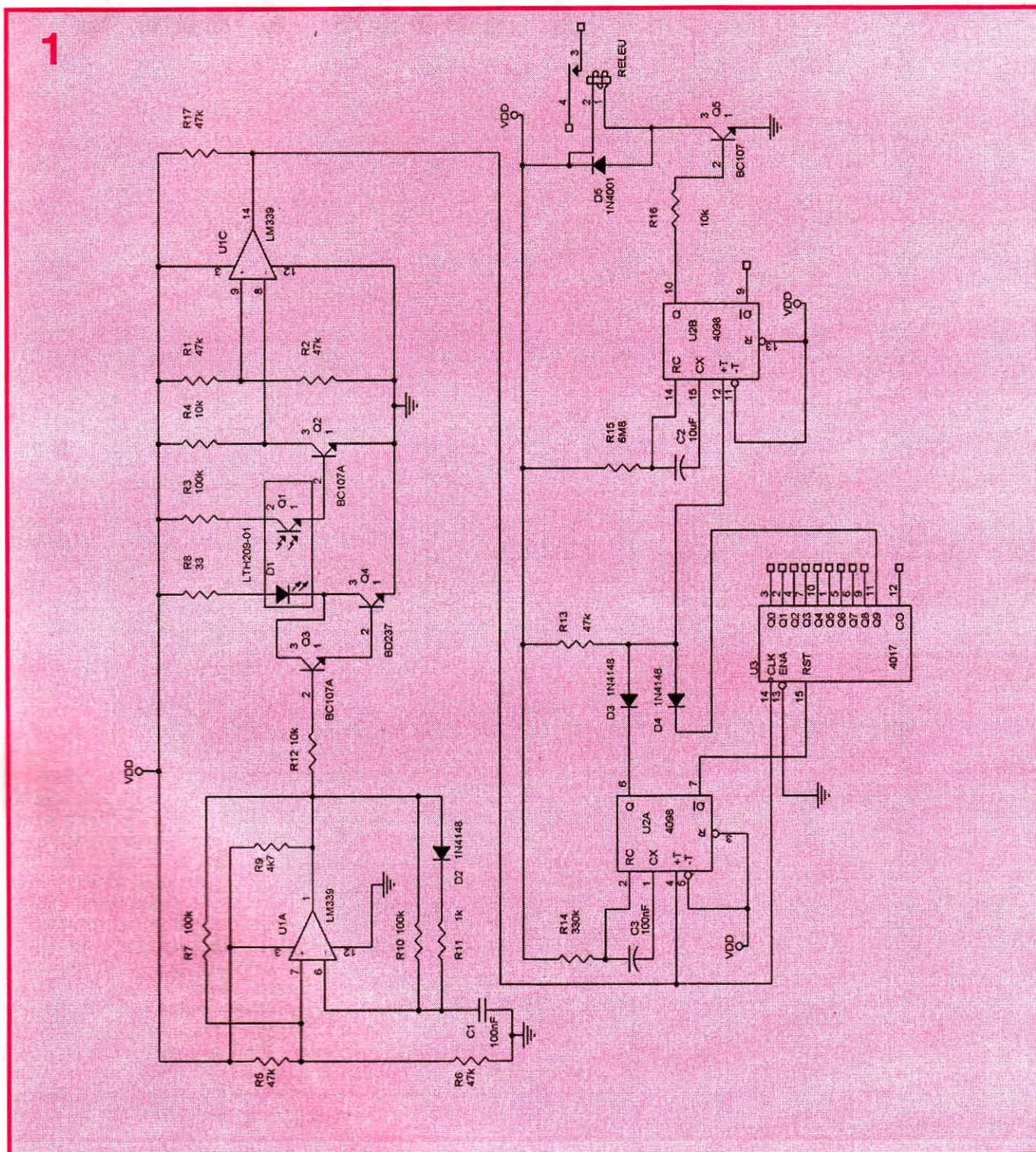
D4 (1N4148) și rezistorul R13. La ieșirea porții ȘI va apărea un salt pozitiv de tensiune doar dacă la intrare se aplică un tren de cel puțin 10 impulsuri. Ieșirea negativă a monostabilului resetează numărătorul dacă perioada dintre impulsuri este mai mare de 5ms sau dacă sunt mai puțin de zece impulsuri.

Monostabilul U2B din același circuit MMC4098 este utilizat pentru comanda uscătorului de mâini prin intermediul unui relee de putere. Durata de temporizare este de aproximativ 40s, de la ultimul impuls

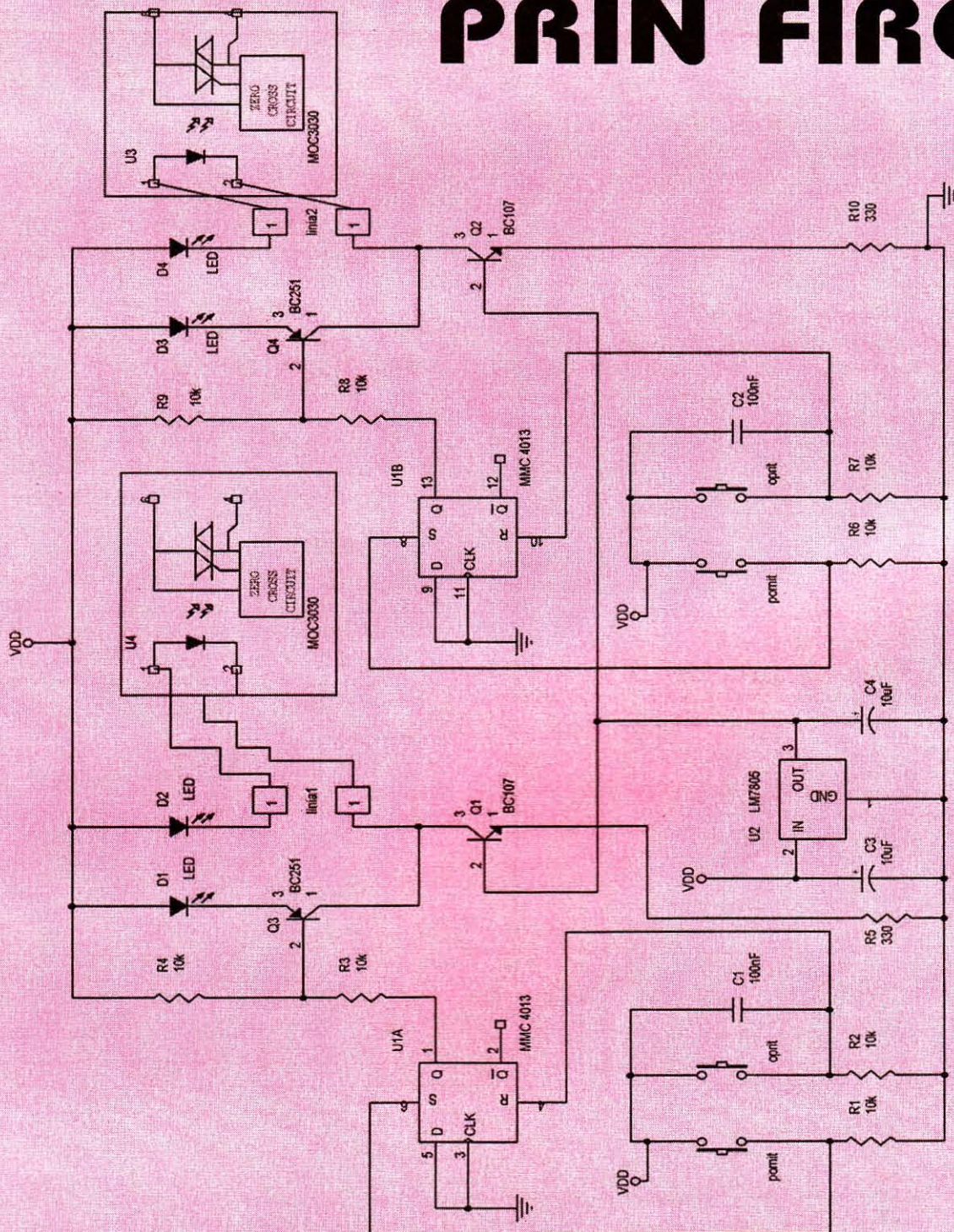
pozitiv primit pe intrarea de ceas provenit de la poarta ȘI cablat. Releul realizează izolarea galvanică a montajului, iar contactele sale trebuie să suporte curentul necesar uscătorului.

Montajul se alimentează de la o tensiune pozitivă de 12V.

În figura 1 este prezentată schema electrică, iar în figura 2 cablajul imprimat simplu strat (vedere prin transparență) și planul de implantare cu componente electronice.



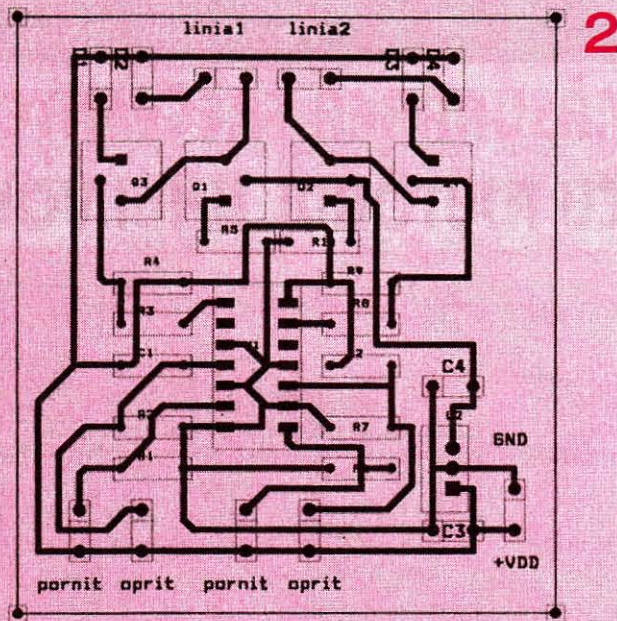
# PANOU DE RELEE STATIC COMANDATE PRIN FIRE



1

Principalele avantaje ale contactoarelor statice față de cele electromagnetice sunt: lipsa pieselor mecanice mobile, timpi de comutație foarte mici, gabarit redus, putere de comandă mică, fiabilitate ridicată.

Montajul propus poate comanda două optotriace MOC 3063 sau MOC 3083 prin două linii cu două fire fiecare. S-a optat pentru plasarea optotriacelor cât mai aproape de elementele comandate pentru că de obicei acestea lucrează cu tensiuni și curenți mari. Montajul (fig. 1) este de tip modular independent, dar poate să fie multiplicat pentru numărul necesar de rele statice avut în aplicație. Lungimea firelor (sute de metri) nu influențează funcționarea montajului, curenții de comandă fiind de ordinul zecilor de miliamperi, controlați de generatoare de curent constant. Generatoarele sunt formate din tranzistoarele NPN Q1 și Q2, de tip BC107, rezistențele R5 și R10 (prin modificarea lor se generează curentul dorit) și regulatorul integrat de tensiune pozitivă (+5V) LM7805. Pentru fiecare comandă există două butoane PORNIT – OPRIT, normal deschise, și două diode LED de culori diferite, care indică funcționarea montajului. Dioda LED D1 (D3) fiind înseriată cu dioda emițătoare din optotriac, luminează când este activat (pornit) releul. La acționarea butonului de oprire, ieșirea bistabilului trece în "0" logic și comandă deschiderea tranzistorului PNP, Q3(Q4) BC251, care preia curentul generatorului;



dioda LED D1(D3) luminează. La punerea sub tensiune, datorită condensatoarelor C1, C2, montajul pleacă din starea de repaus cu contactoarele oprite.

Tensiunea de alimentare este de +12V.

În figura 2 sunt prezentate cablajul și planul de implantare.

Alegerea valorii frecvenței de tăiere între domeniile de lucru ale difuzoarelor specializate ce echipează o incintă se face având în vedere o seamă de elemente care asigură funcționarea corectă a incintei:

- obținerea în final a unei caracteristici de frecvență liniară a incintei;
- evitarea domeniului de lucru al difuzoarelor unde acestea prezintă neregularități mari ale caracteristicii;
- evitarea directivității accentuate a difuzoarelor, cu repercursiuni asupra dimensiunii și calității imaginii stereo etc.

În cazul în care incinta este pe trei căi, o altă condiție este cea reprezentată de păstrarea unui raport de 1/10 sau de 1/8 între cele două frecvențe de tăiere.

Atunci când dispunem de caracteristica de frecvență a unui difuzor, nu totdeauna fabricantul marchează pe acest grafic și caracteristica off-axis a difuzorului, care ne arată cât de mult scade semnalul sonor emis de difuzor pe măsură ce ne depărtăm de axa acestuia. Directivitatea unui difuzor, respectiv, atenuarea semnalului sonor depinde de mărimea acestuia, fapt care explică de ce nu se folosesc difuzoare de 12" pentru frecvențe înalte sau difuzoare de 2" pentru redarea frecvențelor din jurul valorii de 40 Hz.

De aceea, în tabelul alăturat se prezintă recomandările pentru alegerea frecvenței de tăiere în funcție de diametrul difuzoarelor utilizate. Dacă din prima evaluare a caracteristicii de frecvență a difuzorului, dată de fabricant, se pare că acest difuzor poate fi utilizat până la o anumită valoare a frecvenței, o verificare a tabelului poate să ne arate că acest fapt nu este recomandabil,

## RECOMANDĂRI

## PRIVIND

## ALEGEREA

## FRECVENȚEI DE TĂIERE

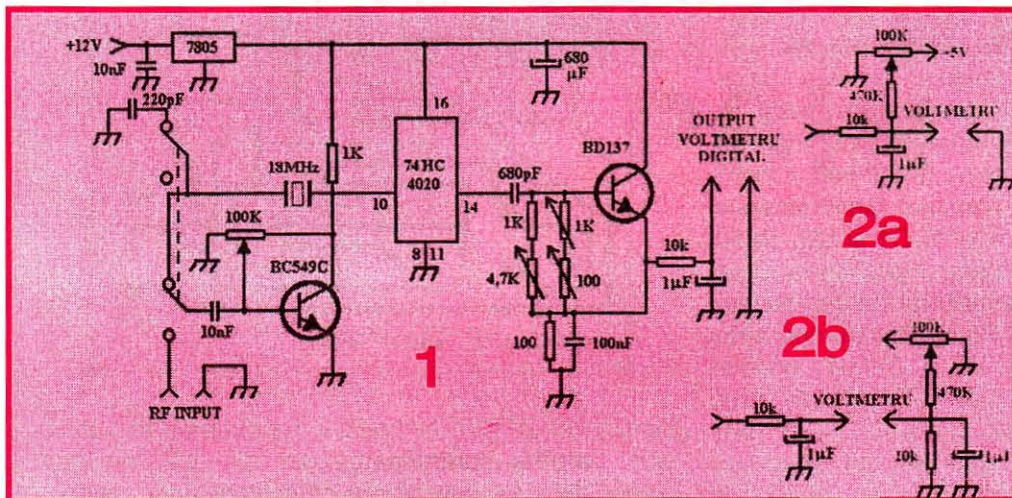
Ing. AURELIAN MATEESCU

deoarece difuzorul devine directiv pe o porțiune a benzii pe care vrem să îl utilizăm.

Diametrul difuzorului (toli)	Frecvența minimă (Hz)	Frecvența maximă (Hz)
18	576	1 140
15	720	1 480
12	863	1 730
10	1 079	2 160
8	1 230	2 460
6	1 730	3 460
5	2 160	4 320
4	2 880	5 760

Pagini realizate cu sprijinul  
Federației Române de Radioamatorism

# MĂSURAREA FRECVENȚELOR CU AJUTORUL UNUI VOLTMETRU DIGITAL



Schema electronică a acestui "frecvențmetru" simplu este prezentată în **figura 1** și a fost publicată de **G4SGF** în revista **SPRAT**. Drept amplificator de RF este utilizat tranzistorul BC549C; acesta transformă semnalul de intrare în impulsuri.

Circuitul integrat 74CT4020 primește semnalele dreptunghiulare sau sinusoidale și divizează frecvența acestora cu 1024. Un circuit de diferențiere (format din  $C = 680\text{pF}$ ,  $R = 2 \times 1\text{k}\Omega$ ,  $4,7\text{k}\Omega$ ,  $100\Omega$ ) transformă semnalul dreptunghiular într-o serie de impulsuri pozitive și negative.

Cel de-al doilea tranzistor realizează detecția semnalului, obținându-se astfel o serie de impulsuri pozitive care sunt aplicate unui circuit RC de integrare. În acest mod, cu cât frecvența este mai mare, cu atât tensiunea obținută este mai mare.

Aplicând această tensiune unui voltmetru digital, se obține un "frecvențmetru digital".

### Reglaje

Se reglează potențiometrul de  $100\text{k}\Omega$  până la atingerea tensiunii de  $1,4\text{V}$  în colectorul lui BC549C. Apoi se poziționează comutatorul pentru calibrare, primul tran-

zistor comportându-se acum drept oscilator Pierce pe  $18\text{MHz}$ .

Se reglează potențiometrele de  $1\text{k}\Omega$  și  $100\Omega$  pentru citirea pe voltmetru a unei tensiuni de aproximativ  $180,0\text{mV}$ . După efectuarea acestei calibrări, comutatorul se repune în poziția pentru măsurare.

Condensatorul de  $680\text{pF}$  trebuie să fie un condensator ceramic de foarte bună calitate. Condensatorul de  $100\text{nF}$  este din poliester (Mylar, MKT). Dacă se produce o fugă a frecvenței cauzată de variațiile temperaturii, se înlocuiește

condensatorul de  $100\text{nF}$  prin mixarea unuia ceramic cu un coeficient de temperatură negativ cu unul din poliester cu coeficient de temperatură pozitiv. Rezoluția este de  $10\text{kHz}$  pentru scala 2000 și de  $100\text{kHz}$  pentru scala 200. Tensiunii de  $500\text{mV}$  citite pe voltmetru îi corespunde frecvența de  $50\text{MHz}$ .

Acest frecvențmetru poate fi folosit pentru un receptor superheterodină. Nu trebuie decât să fie modificat circuitul de ieșire. Modificarea necesară citirii frecvenței unui oscilator ce oscilează pe o frecvență mai mică decât cea recepționată este prezentată în **figura 2A**, iar modificarea necesară pentru situația în care oscilatorul rezonează pe o frecvență mai mare decât cea recepționată este prezentată în **figura 2B**.

În ambele cazuri trebuie reglat potențiometrul de  $100\text{k}\Omega$  pentru a se citi valoarea  $F1$  pe voltmetrul digital atunci când emitorul tranzistorului BD137 este conectat la masă.

Traducere și adaptare de elev Andrei Lucian Ungur, YO3HGD

Două circuite integrate și o placă de circuit imprimat reprezintă tot ceea ce este necesar pentru a rezolva problema distribuirii semnalului audio de la un receptor (receiver) spre mai multe dispozitive, cum ar fi: un TNC, o interfață PC sau un difuzor. Ben Spencer, G4YNM, a descris acest proiect în luna martie a anului 1995, în revista QST.

Semnalul audio de la ieșirea receptorului este preluat și aplicat intrărilor a patru amplificatoare de nivel mic, identice și independente, și unui amplificator de putere ( $1\text{W}$ ). Fiecare dintre amplificatoarele de nivel mic poate să asigure un câștig de până la  $20\text{dB}$ , ajustabil în mod independent.

### Descrierea circuitului

Elementele principale ale celor patru canale sunt patru amplificatoare operaționale identice, montate în

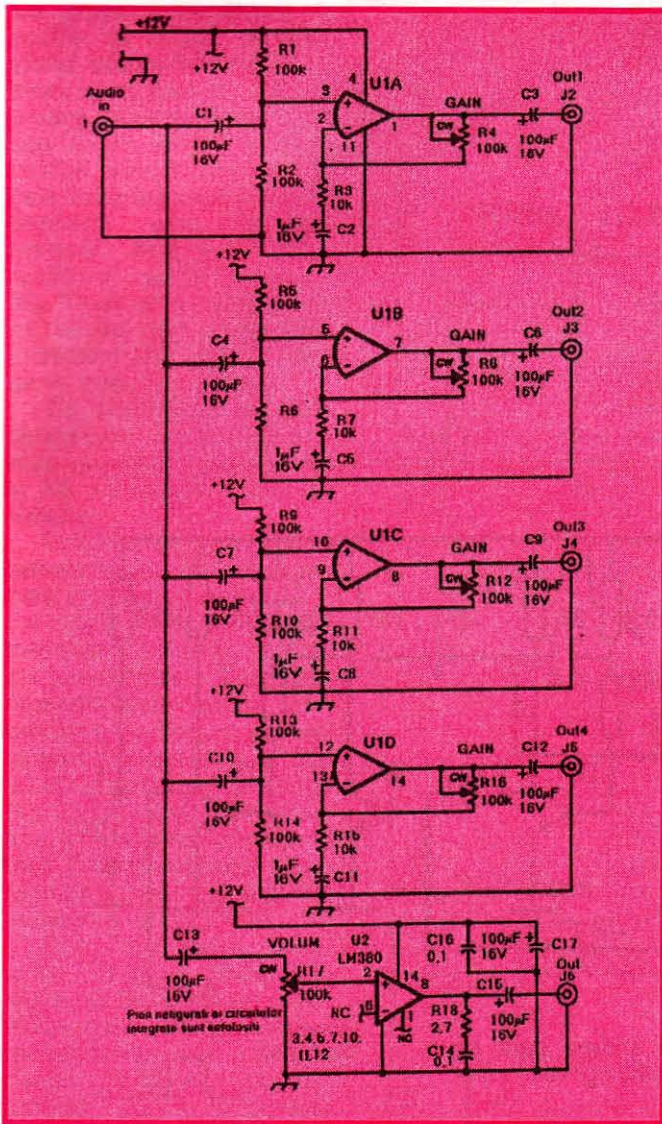
## DISTRIBUTOR AUDIO

aceeași capsulă (de exemplu, LM324, TL084). Schema circuitului este prezentată în desenul alăturat.

Condensatorul C1 conectează mufa de intrare J1 la intrarea neinversoare a amplificatorului U1A. R3 și R4 setează câștigul în tensiune al lui U1A. Din R4 se reglează câștigul, astfel: când rezistența este maximă, câștigul este de  $20\text{dB}$ , iar când rezistența este minimă, câștigul este  $0\text{dB}$ .

Banda de frecvențe se întinde de la  $16\text{Hz}$  (valoare setată de C2 și R6), depășind pragul de sus al spectrului de frecvențe audio.

Ieșirea fiecărui canal este izolată în curent continuu de sursă; de exemplu, ieșirea lui U1A este izolată de C3.



Din R17 se reglează nivelul semnalului de ieșire al amplificatorului de putere U2. Acest etaj poate asigura o putere de 1W, pe o sarcină de 4Ω.

**Construcția**

Întregul montaj trebuie închis într-o cutie metalică; potențiometrele pot fi fixate pe panoul frontal, caz în care mufele de intrare și ieșire trebuie plasate pe latura dorsală.

Tensiunea de alimentare este de 12V, curentul necesar fiind de 500mA.

**Lista de componente**

- C1, C3, C4, C6, C7, C9, C10, C12, C13, C15, C17 – 100μF/16V
- C2, C5, C8, C11 – 1μF / 16V
- C14, C16 – 0,1μF / 50 V
- R1, R2, R5, R6, R9, R10, R13, R14 – 100 kΩ
- R3, R7, R11, R15 – 10 kΩ
- R4, R8, R12, R16, R17 – 100 kΩ log
- R18 – 2,7 Ω 1/2W

Toate rezistoarele sunt de 0,25W, cu o toleranță de 5%.

U1 – TL084, TL074, LM324

U2 – LM380N (capsulă DIP, 14 pini)

**Verificarea circuitului**

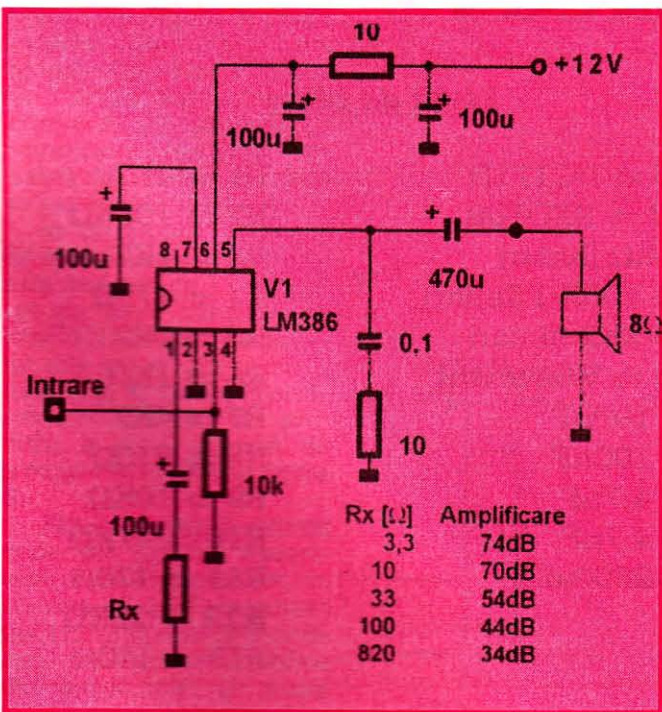
După verificarea cablajului și a lipiturilor, alimentați montajul cu o tensiune de 12V.

Curentul absorbit nu ar trebui să depășească 50mA, atunci când nu este aplicat semnal audio la intrare.

Conectați mufa J1 la ieșirea audio a receptorului și un difuzor la mufa J6, reglând din R17 nivelul audio necesar unei audieri comode.

Verificați funcționarea celor patru canale prin conectarea succesivă a unei căști la mufele J2, J3, J4, J5 și prin ajustarea potențiometrele respective.

Traducere după "The ARRL Handbook 2005", de elev **Andrei Ungur – YO3HGD**



## AMPLIFICATOR AUDIO cu câștig mare pentru receptoarele sincrodină

Această schemă utilă este preluată de pe un site de Internet ([www.initio.or.jp/jf10zl](http://www.initio.or.jp/jf10zl)) aparținând radioamatorului japonez **Kazuhiro Sunamura, JF10ZL**.

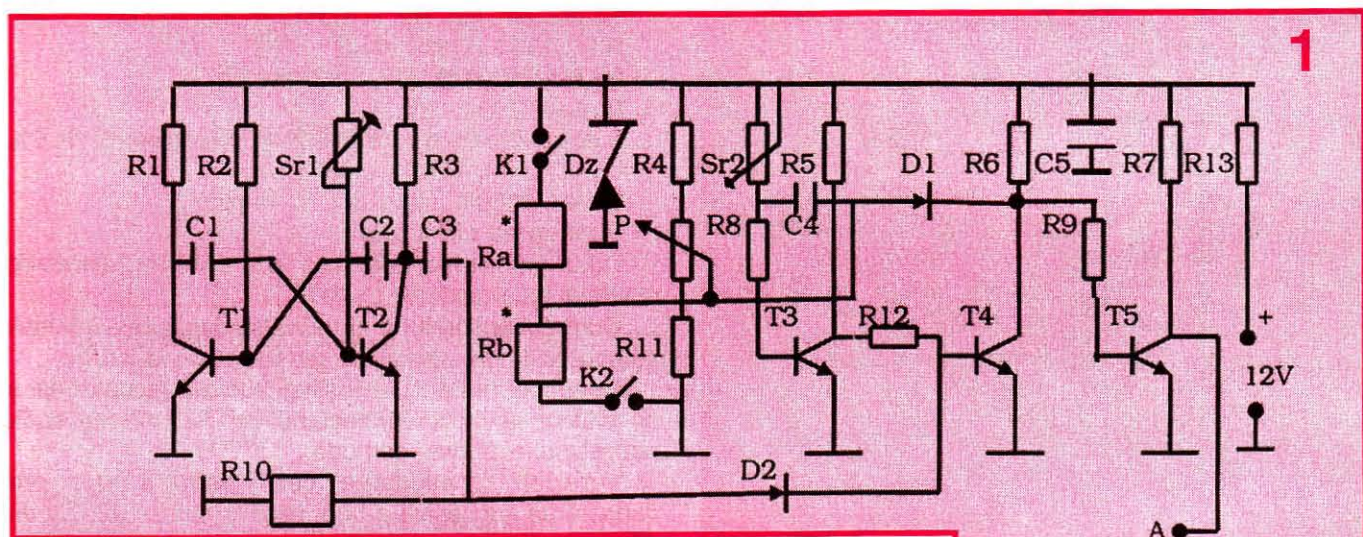
Multe amplificatoare de audiofrecvență pentru receptoarele cu conversie directă utilizează circuitul integrat LM386, de la National Semiconductor.

Dacă se dorește mărirea amplificării, pentru o mai bună sensibilitate, o soluție poate fi și cea propusă de JF10ZL și arătată în figura alăturată.

Dacă montajul este bine realizat și nu este perturbat (sau nu oscilează), prin montarea în locul rezistorului notat cu Rx a unor rezistoare cu valorile din tabel se pot obține amplificări de până la 70...74dB.

Traducere de **YO3GWR**

# DISPOZITIV DE COMANDĂ ANTENEI AUTO



Automobilele moderne sunt prevăzute, de regulă, cu antene care se depliază și se retrag în mod automat, la pornirea și, respectiv, oprirea radiocasetofonului amplasat în bordul mașinii.

Sunt însă situații când, din diferite motive, aparatura de comandă - execuție a antenei de recepție se defectează catastrofic și nu mai poate fi reparată, iar înlocuirea ei cu alta de același fel este, de regulă, scumpă. De făcut alta la fel este în majoritatea cazurilor dificil.

Pentru rezolvarea acestor cazuri se poate realiza instalația electronică descrisă în cele ce urmează. Aparatura prezintă avantajul că poate fi realizată cu piese și materiale destul de ieftine și care se găsesc oricând în comerț. Pe de altă parte, realizarea acestei instalații nu necesită o pregătire teoretică și practică deosebită pentru cei care vor să o construiască. Sunt necesare puțină răbdare, perseverență, îndemânare și un minimum de scule.

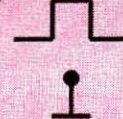
Aparatura, a cărei schemă de principiu este prezentată în figurile 1 și 5, se compune din două ansamble, și anume:

- generatorul de impulsuri (figura 1) și
- servomecanismul de execuție (figura 5).

### Generatorul de impulsuri

Este amplasat în bordul autoturismului, astfel încât butonul potențiometrului P (potențiomtru cu variație liniară a rezistenței ohmice) să fie la îndemâna conducătorului auto. Lângă potențiometrul P, sau în locul acestuia, se poate monta întrerupătorul cu trei poziții K1K2.

Semnal



### Lista de piese

T1÷T5 ⇒ BC171B	R1 ⇒ 4K7
D1;D2 ⇒ EFD108	R2 ⇒ 100KΩ
P ⇒ 1KΩ (liniar)	R3 ⇒ 4K7
Sr1 ⇒ 100KΩ (liniar)	R4 ⇒ 470Ω
Sr2 ⇒ 2K2 (liniar)	R5 ⇒ 2K2
Ra;Rb ⇒ Vezi textul	R6 ⇒ 1KΩ
C1 ⇒ 100nF	R7 ⇒ 4K7
C2 ⇒ 100nF	R8 ⇒ 510Ω
C3 ⇒ 4,7nF	R9 ⇒ 10KΩ
C4 ⇒ 4,7nF	R10 ⇒ 47KΩ
C5 ⇒ 2200μF	R11 ⇒ 470Ω
	<b>R12 ⇒ 22KΩ</b>
	R13 ⇒ 100Ω

Cu acest întrerupător în poziție de mijloc (neutră), rotind potențimetrul P într-un sens sau în celălalt, antena se va deplasa în sus sau în jos, ocupând orice poziție intermediară între cele două extreme (complet depliată sau complet retrasă). Acționând întrerupătorul astfel încât K1 (fig. 1) să se închidă, antena se va deplia complet; închizând pe K2, aceasta se va retrage complet.

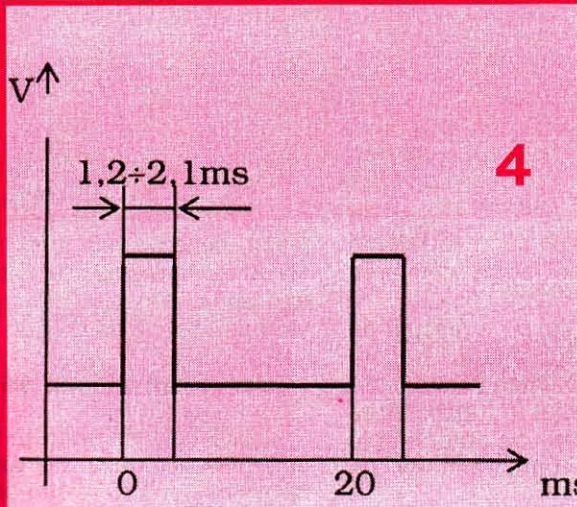
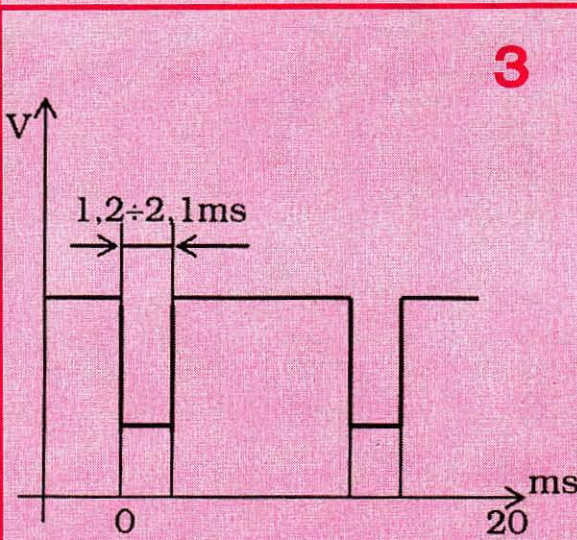
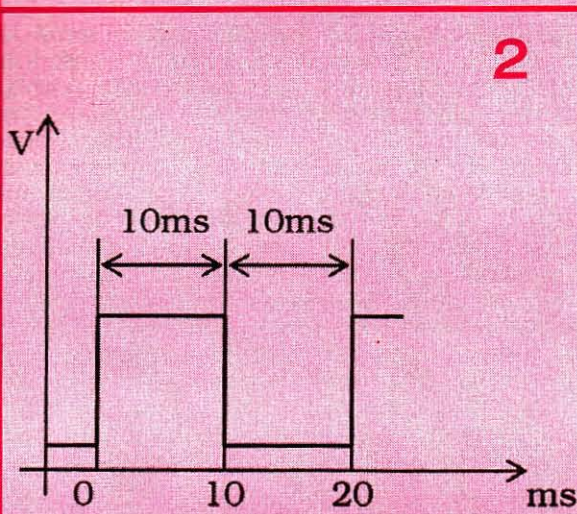
De menționat că, prin construcție, butonul nu permite ca ambele contacte K1 și K2 să poată fi închise simultan.

Schema de principiu a generatorului de impulsuri este prezentată în figura 1. Cu datele din schemă, multivibratorul simetric, realizat cu tranzistoarele T1, T2 și componentele pasive aferente, va genera un semnal simetric cu frecvența de cca 50 Hz și perioada de 20 ms (fig. 2). Un reglaj fin al acestora se poate realiza cu ajutorul potențimetrului semi-reglabil (cu variație liniară a rezistenței ohmice) SR1.

Prin intermediul capacității C3 și al diodei D2, semnalul de la ieșirea multivibratorului atacă intrarea monostabilului în componența căruia intră tranzistoarele T3, T4 și piesele pasive aferente. Perioada semnalului activ generat de monostabil (figura 3) poate fi variată între 1,2 și 2,1 ms cu potențimetrul P. Dacă se închide contactul K1, semnalul util generat de monostabil va avea valoarea de 1,2 ms, iar dacă se închide K2, de 2,1 ms.

În continuare, semnalul de la ieșirea monostabilului este inversat de T4 și aplicat pe baza tranzistorului final T5. La ieșirea A a acestui etaj se va obține semnalul (fig. 4) care comandă servomecanismul de execuție, a cărui schemă de principiu este dată în figura 5.

Sigur că poate fi utilizată orice altă schemă electronică de servomecanism, cu condiția să aibă parametri tehnico-funcționali asemănători, iar semiconductoarele din etajul final să poată



rezista la curenții și tensiunile pe care le necesită o bună funcționare a motorului electric M, motor care, la rândul său, antrenează servomecanismul de ridicare și coborâre a antenei de radio.

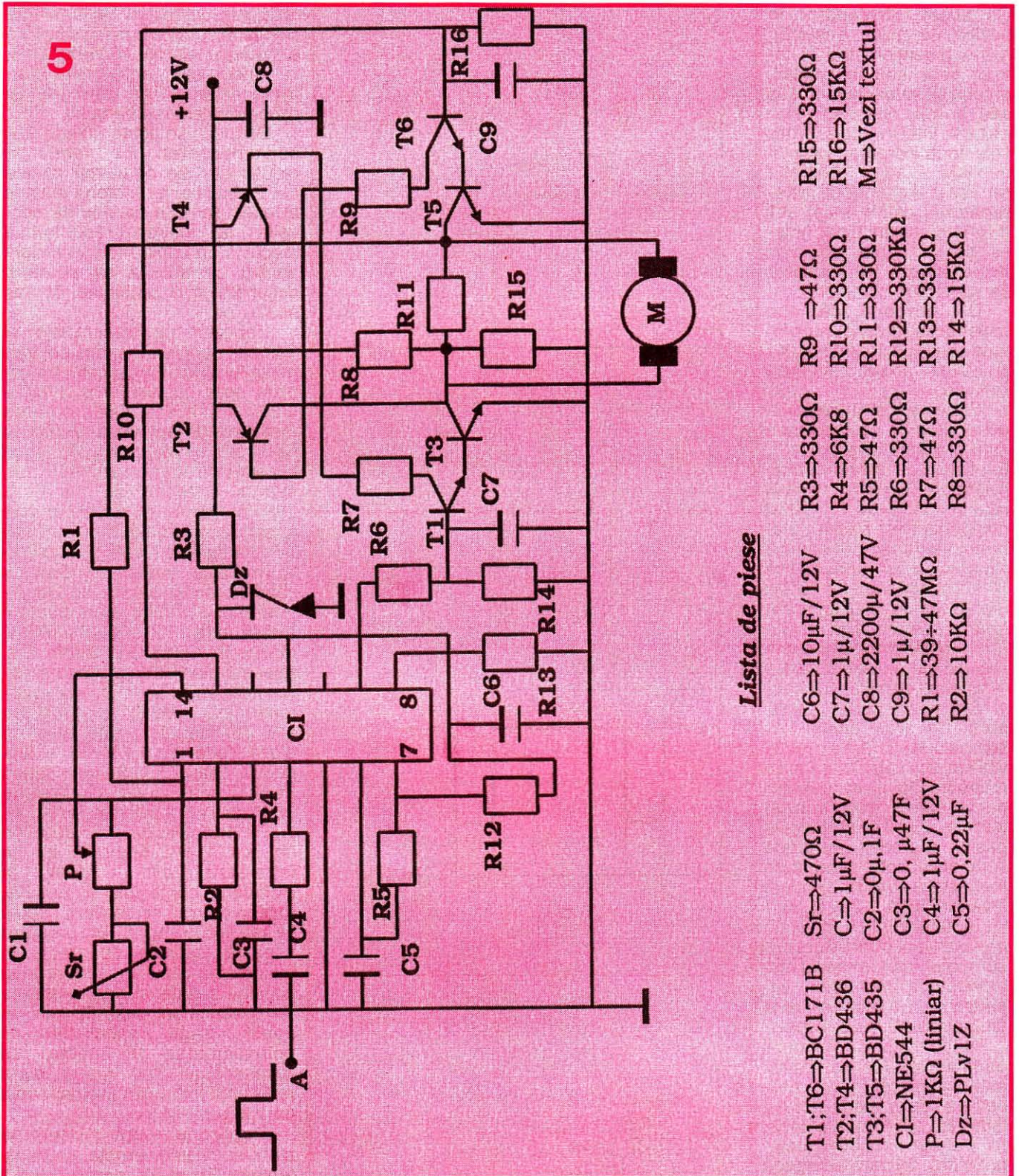
De altfel, se poate utiliza orice servomecanism de fabricație industrială, ale cărui roți dințate sunt metalice, iar motorul electric al acestuia este capabil să dezvolte la ieșirea reductorului mecanic un cuplu motor suficient pentru ca antena să poată fi acționată, fără probleme, în sus sau în jos.

Raportul de transmitere al trenului de pinioane din componența unui astfel de servomecanism este cuprins între 1/70 și 1/80. În acest caz, puterea motorului de acționare M (fig. 5) poate să fie de cca 5 W, la un consum de aproximativ 500 mA, sub o tensiune de 12 Vc.c. Întrucât tensiunea de alimentare a generatorului de impulsuri trebuie să fie bine filtrată și stabilizată, montajul a fost prevăzut cu condensatorul electrolitic de filtrare C5, a cărui valoare poate fi aleasă între 2200 și 4700  $\mu$ F/40 V, rezistența R13 și dioda Dz. Această diodă Zener poate stabiliza tensiunea de la ieșirea rezistenței R13 între 5,1 și 7,5 V. Cu alte cuvinte, se poate alege o diodă Zener de 5,1 V, dar și una de 6,2 V sau 7,5 V. Se recomandă PL5V1Z sau PL6V2Z, diode stabilizatoare a căror putere este de 1 W.

Rezistențele Ra și Rb au valori de cca 1 k $\Omega$ . Mărimea lor se tatonează astfel încât la închiderea contactului K1 sau K2, antena auto să se deplieze sau să se retragă complet. Am prevăzut această facilitate deoarece, în majoritatea cazurilor, aceste două poziții ale antenei sunt preferate de conducătorii auto. De aici se poate trage concluzia că potențimetrul P poate să lipsească, el fiind înlocuit cu o rezistență fixă a cărei valoare este de 1 k $\Omega$ .

Provizoriu, pentru ușurarea stabilirii valorilor exacte ale rezistențelor Ra și Rb, acestea vor fi înlocuite cu potențimetre semi-reglabile miniatură a căror valoare maximă este de 2÷2,5 k $\Omega$ . Se măsoară apoi cu un ohmmetru rezistența reglată a acestora, după care se înlocuiesc cu rezistențe fixe de valoare egală cu a celor măsurate.

*Notă.* Semireglabilul care în timpul operației de reglare



**Lista de piese**

- T1;T6⇒BC171B
- T2;T4⇒BD436
- T3;T5⇒BD435
- CI⇒NE544
- P⇒1KΩ (liniar)
- Dz⇒PLv1Z
- Sr⇒470Ω
- C⇒1μF/12V
- C2⇒0μ.1F
- C3⇒0.μ47F
- C4⇒1μF/12V
- C5⇒0.22μF

- C6⇒10μF/12V
- C7⇒1μ/12V
- C8⇒2200μ/47V
- C9⇒1μ/12V
- R1⇒39÷47MΩ
- R2⇒10KΩ
- R3⇒330Ω
- R4⇒6K8
- R5⇒47Ω
- R6⇒330Ω
- R7⇒47Ω
- R8⇒330Ω

- R9⇒47Ω
- R10⇒330Ω
- R11⇒330Ω
- R12⇒330KΩ
- R13⇒330Ω
- R14⇒15KΩ

- R15⇒330Ω
- R16⇒15KΩ
- M⇒Vezi textul

Înlocuiește rezistența Ra se înseriază cu o rezistență fixă de 100÷150Ω, evitându-se astfel suprasolicitarea tranzistoarelor T3 și T4.

Se recomandă realizarea montajului pe o plăcuță de sticlotexolit placată cu cupru pe o singură față. Din considerente de rezistență mecanică, grosimea plăcuței trebuie să fie de cel puțin 1,5 mm. Întrucât în funcționarea montajului nu pot apărea niciun fel de interferențe nedorite între piese, dispunerea componentelor pe

placă, dimensiunile lor și mărimea montajului rămân la alegerea constructorului. Este indicată încasetarea aparatului într-o cutiută izolantă din material plastic, ce va fi apoi fixată cu grijă în interiorul bordului mașinii.

**Servomecanismul de execuție**

După cum se vede în figura 5, partea electronică a servomecanismului de execuție dispune de un circuit specializat (NE-544 sau echivalent), destul de răspândit

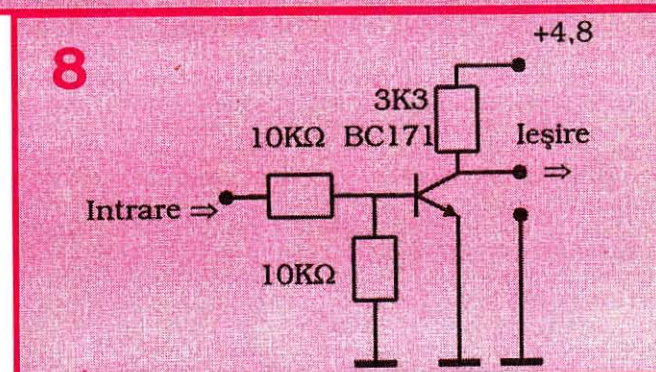
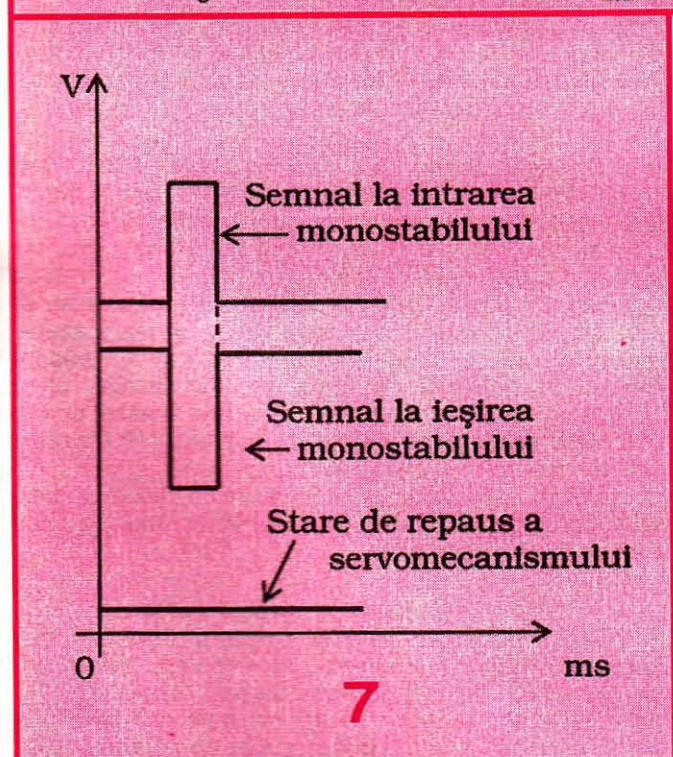
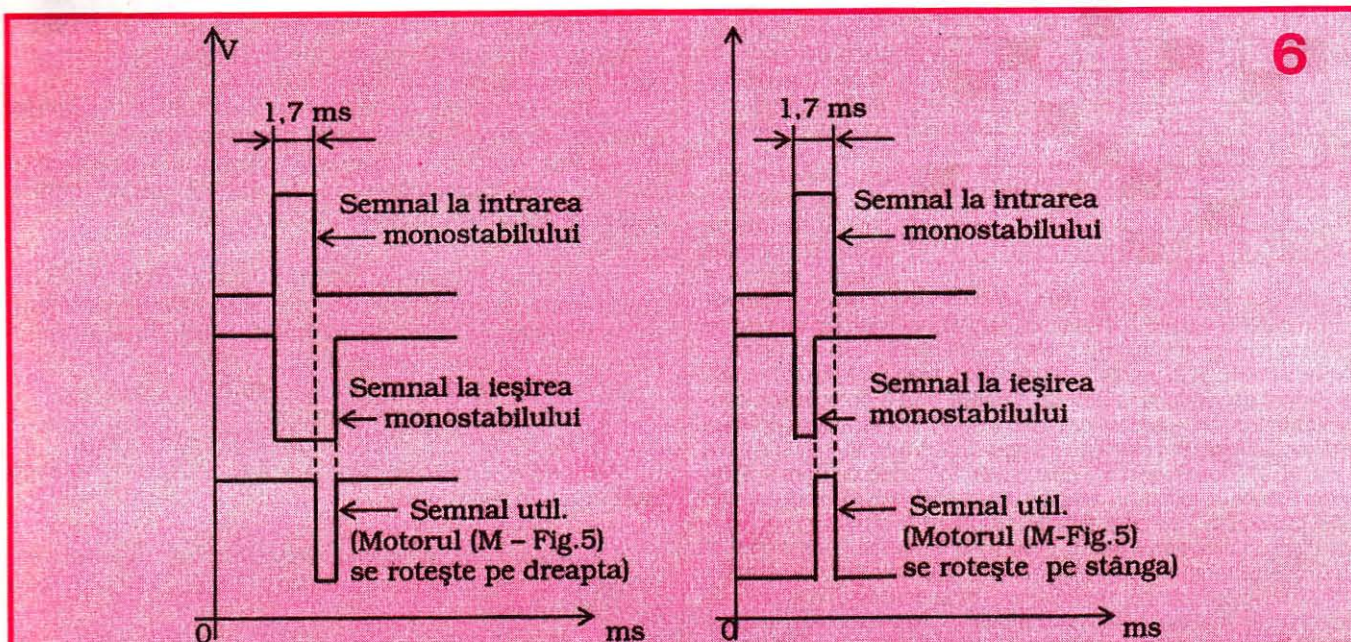


în rândul modeliştilor și nu numai. Acest integrat conține și un circuit basculant monostabil a cărui intrare (A) este conectată la ieșirea generatorului de impulsuri prezentat în figura 1. Prin intermediul grupului serie C4, R4, fronturile crescătoare ale impulsurilor pozitive trimise de generatorul de impulsuri declanșează monostabilul din interiorul circuitului integrat CI. Acesta generează impulsuri de polaritate inversă (negativă) și, de regulă, de lungime diferită de a celui de la intrare (fig. 6). Lungimea impulsului generat de monostabilul integratului depinde de poziția cursorului potențimetrului P din figura 5. Axul acestui potențimetru este cuplat mecanic cu ieșirea reductorului și, în ultimă instanță, cu motorul electric M. Prin construcția montajului, semnalul la ieșirea monostabilului are practic aceeași amplitudine cu cel de la intrare. Cele două semnale (impulsuri de sens contrar) sunt aplicate la intrarea unui comparator. Dacă un sem-

nal are o durată mai mare decât celălalt, motorul M se va roti într-un sens, fiind activat unul din brațele amplificatorului cu tranzistoare, montate după o schemă în H. Invers, motorul M se va roti în sens contrar, datorită activării celuiilalt braț al amplificatorului final. Dat fiind faptul că arborele de la ieșirea reductorului mecanic acționat de motorul electric M (cu magneți permanenți) este cuplat și cu potențimetrul P, acesta din urmă va fi rotit astfel încât semnalul la ieșirea monostabilului din integratul specializat NE-544 să fie nu numai de aceeași amplitudine, dar și de aceeași lungime (fig. 7).

La intrarea comparatorului, cele două semnale (de polaritate inversă) se anulează reciproc, puntea H se dezactivează și motorul M se oprește până la o nouă variație a semnalului de la intrarea servomecanismului.

De menționat că sunt multe tipuri de servomecanisme industriale care se pretează la antrenarea



antelenelor auto. Dacă se preferă un astfel de servomecanism în locul celui descris mai sus, trebuie să se țină cont de următoarele trei condiții:

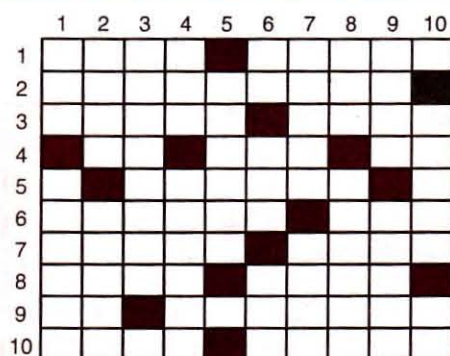
- să funcționeze sub o tensiune de alimentare de 12 V, debitată de bateria de acumulatori a autovehiculului; majoritatea servomecanismelor din comerț funcționează la 4,8÷6 Vc.c.;

- servomecanismul să dezvolte un cuplu superior celui opus de antena auto la ridicarea sau coborârea acesteia;

- să lucreze cu impulsuri pozitive; în cazul celor care lucrează cu impulsuri negative la intrare se va utiliza inversorul electronic prezentat în figura 8.

**ORIZONTAL:** 1) Locul de la subsolul casei părintești unde Thomas Alva Edison, pe vremea când avea numai 12 ani, își amenajase un mic laborator unde își petrecea timpul liber citind cărți de fizică și chimie și făcând tot felul de experiențe – Tânărul cu care s-a împrietenit Edison, în 1865, la Cincinnati, cel care l-a ajutat să se angajeze ca telegrafist la publicația "Scientific American", unde a făcut mai multe invenții, printre care aparatele telegrafice de înregistrare a știrilor "Duplex" și "Multiplex" (Milton F.). 2) Tipul de centrală construită de Edison, pentru prima dată în lume, în 1882, la New York, cu ajutorul căreia au fost iluminate cu lămpi electrice casele din această localitate. 3) Cei 5 "bănuți" cu care își vindea la început Edison ziarul "Weekly Herald", pe care

## THOMAS ALVA EDISON (1847-1931)



îl tipărea în vagonul unui tren – Împărat roman despre care se spune că ar fi incendiat Roma în anul 64 d.Hr. 4) Vasile Tomazian – Stat federal din care face parte și statul Ohio, în care, la 11 februarie 1847 s-a născut, în localitatea Milan, Thomas Edison, autorul a

numeroase invenții, dintre care amintim: telegraful multiplu de transmitere simultană a mesajelor, microfonul telefonic cu praf de cărbune, fonograful, dulia și soclul cu file pentru bec etc. (siglă) – Yvonne Petric. 5) În martie! – Siglă pentru "Spitalul Militar Central". 6) Sistem de alertare, la nevoie, a poliției sau a pompierilor, conceput de Edison – Agricultură (abr. uz.). 7) Cursă automobilistică – Muncă dificilă. 8) Localitate în Japonia – Munți în Irak și Arabia Saudită. 9) Olga Popescu – Oraș situat în partea de nord a SUA, unde Edison a lucrat un timp ca telegrafist. 10) Vehiculul marin "S.S. Columbia", pe care Edison, după ce a discutat cu proprietarul său, miliardarul Henry Villard, l-a electricat, instalând un generator și o rețea de lămpi electrice – Funcție trigonometrică.

**VERTICAL:** Lampă electrică cu incandescență realizată de Edison după mai multe încercări nereușite – Numele primei fițițe pe care Edison o are cu prima soție a sa, Mary Stillwell (...-Estelle). 2) Situația lui Edison la școala primară din Port-Huron, de unde este exmatriculat pentru că, într-o pauză, a făcut o experiență în toaletă și era gata să dea foc școlii – Sursă electrică de lumină inventată de Edison, formată dintr-o pară de sticlă din care s-a scos aerul și s-a introdus un filament de formă spiralată. 3) Instalație complexă ce făcea parte din "Compania Edison", care producea energia electrică pentru alimentarea celor 110 000 de abonați din New York. 4) Siglă pentru "Institutul de Cercetări Textile" – Tub electronic cu vid și trei electrozi, care are la bază "efectul Edison". 5) Tisă (reg.) – În armură! 6) În vară! – Mijloc de intrare într-o locuință pe care Edison, conform unei anecdote, îl conectase la o pompă și la fiecare închidere și deschidere îi umplea cu apă un bazin – Abreviație pentru "baterie de serviciu". 7) Generator de curent continuu îmbunătățit de Edison prin legarea rotorului la o mașină cu abur – Stațiile de cale ferată prin care Edison își vindea ziarul tipărit în tren. 8) Rolul pe care îl juca "penița electrică" la mimeograful inventat de Edison, care perfora pe o hârtie parafinată textul trimis pentru multiplicare (pl.) – Material din care Edison a realizat, la 28 noiembrie 1879, filamentul lămpii electrice care a ars continuu, timp de 40 de ore. 9) Numele soției lui Edison, care i-a dăruit acestuia o fată, pe Marion-Estelle, și doi băieți: William-Leslie și Thomas Alva-junior – Cea mai înaltă formă de dezvoltare a aptitudinilor spirituale ale individului întru chipată în creații, realizări de o deosebită originalitate și de excepțională valoare, despre care Edison spunea că reprezintă 1% inspirație și 99% transpirație. 10) Instituție de cultură din Paris a cărei iluminare cu lămpi electrice este organizată de Edison cu prilejul participării la Expoziția Universală din 1889 – Teșe!

Dicționar: IMAO, BATN, TIS, BTS.

Gheorghe BRAȘOVEANU

## CÂND OAMENII DE ȘTIINȚĂ ZÂMBESC

• Celebrul matematician francez André Marie Ampère (1775-1836), scos din sărite de răspunsul sub orice critică pe care-l dăduse un student la examen, își pierdu cumpătul și-l apostrofă:

– Măgarule! Nu știi nimic!

Dar se calmă imediat, părând că ar vrea să-și ceară scuze, după felul în care a început să vorbească:

– Regret, am greșit și-mi pare rău... Măgarul e un animal credincios, sobru și mai ales foarte muncitor... L-am jignit fără să vreau...



• Naturalistul englez Charles Darwin (1809-1882), invitat la o petrecere, stătea lângă o doamnă frumoasă care, la un moment dat, l-a întrebat ironic:

– Știu că teoria dv. susține că omul se trage din maimuță. O puteți raporta și la persoana mea?

– Fără îndoială, frumoasă doamnă – răspunse Darwin – cu deosebirea că dv. nu vă trageți dintr-o maimuță oarecare, ci dintr-una fermecătoare...



• Fizicianul și savantul german Albert Einstein (1879-1955) este întrebat de colegul său de universitate, Oppenheimer, în ajun de examen, dacă întrebările lui vor fi grele. Einstein îi răspunde:

– Deloc, sunt identice cu cele de anul trecut.

La care colegul său îl întreabă:

– Și nu te temi că vei primi aceleași răspunsuri?

– Nu, afirmă Einstein, deoarece știința a progresat cu pași uriași în acest an!



• Pe când era în vârstă, fiind întrebat câți ani are, fizicianul și matematicianul Galileo Galilei (1564-1642) a răspuns prompt:

– Opt sau zece.

Și în fața uimirii celui ce-l întrebase, el a adăugat:

– Mă refer la anii pe care bănuiesc că i-aș mai avea de trăit, deoarece anii care au trecut nu mai au nici o valoare, întocmai ca banii deja cheltuiți.



• Chirurgul englez Berkeley Hill (1834-1892), vrând să se răzbune pe Academia Regală din Londra pentru faptul că-i respinsese cererea de a-l primi printre membrii săi, sub numele fictiv al unui medic de provincie, trimise o amplă relatare referitoare la un picior vindecat cu ajutorul păcurii. Cele relatate păreau verosimile, cu atât mai mult cu cât în perioada aceea un mare academician proslăvea binefacerile miraculoase ale păcurii. De aceea, într-una din ședințele Academiei, cazul descris de "doctorul din provincie" a fost analizat cu cea mai mare seriozitate. A doua zi, doctorul Hill trimise o altă scrisoare Academiei, concepută astfel:

"În ultima mea relatare, în legătură cu piciorul îndreptat cu ajutorul păcurii, am uitat un mic amănunt: piciorul îndreptat era de lemn..."



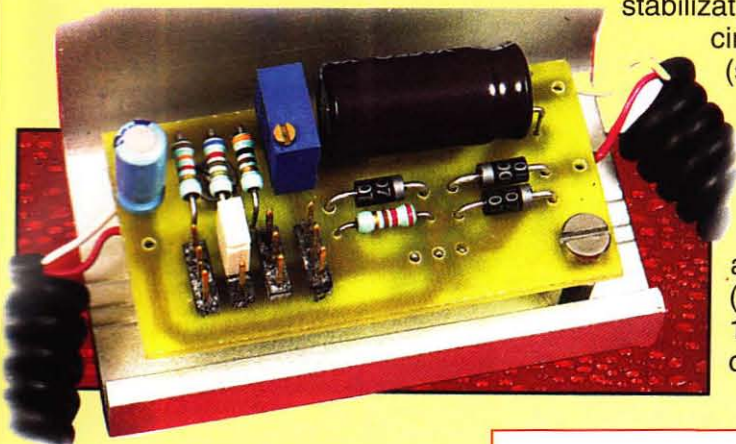
• La scurt timp după ce Napoleon Bonaparte l-a numit pe matematicianul și fizicianul Pierre Simon Laplace (1749-1827) ministru de interne, a trebuit să-l roage să renunțe, făcând următoarea observație:

– Laplace și în sarcinile politice, pare mai preocupat de ceea ce se întâmplă în cer, decât pe pământ.

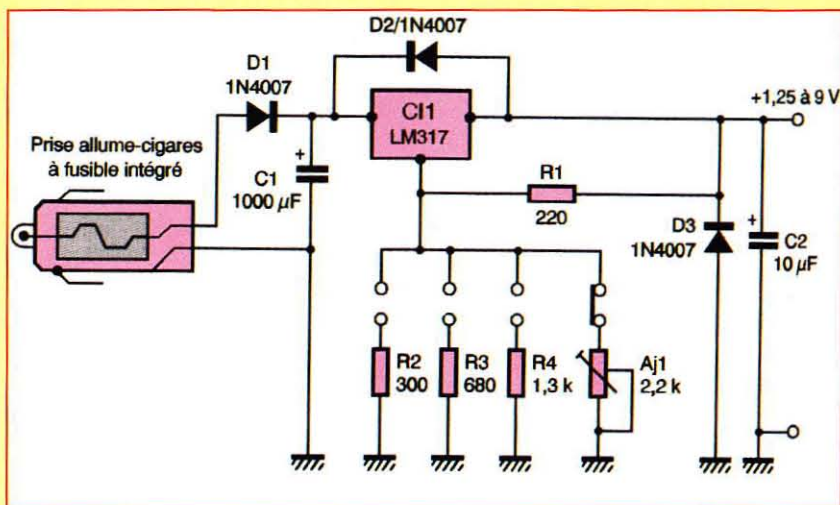
Din numărul 268 – septembrie 2002 al revistei *Electronique Pratique* semnalăm constructorilor interesați articolul **Adaptor de alimentare pentru auto-**

**mobili** (autor Y. Mergy, pag. 78-79), în care se descrie pe larg construcția unui stabilizator de tensiune folosind circuitul integrat LM317 (sursă pozitivă ajustabilă). Adaptorul a fost conceput pentru alimentarea în autoturism, cu energie electrică preluată de la acumulatorul mașinii (sub tensiunea de 12 V – 14 V), a unor mici consumatori electrici

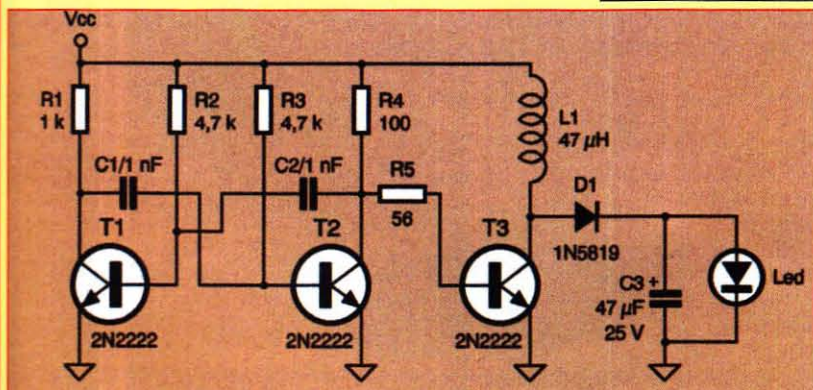
**REVISTA  
REVISTELOR**



care necesită tensiuni continue de alimentare mai mici de 12 V, bine stabilizate. Tensiunea de ieșire poate fi selectată, cu ajutorul unui comutator adecvat, în mai multe trepte fixe dorite (1,5 V; 3 V; 4,5 V; 6 V etc.) sau poate fi aleasă ajustabilă continuu, în plaja 1,5 V – 9 V. Pentru a nu avea probleme cu disipația termică, mai ales atunci când tensiunea de ieșire este sub 7,5 V, este indicat să nu se depășească valoarea de cca 0,5 A pentru curentul de sarcină.



Din numărul 298 – octombrie 2005 al aceleiași reviste *Electronique Pratique* vă semnalăm articolul **Lanternă cu o baterie de 1,5 V** (autor G. Samblancat, pag. 32-33), care descrie pe larg construcția unei minilanterne alimentate cu o singură baterie R6 de 1,5 V, care în locul becului cu incandescență folosește un LED alb de înaltă luminozitate, sau chiar un LED alb de tip „Luxeon Star 10”, cu optică integrată, caz în care autorul recomandă să fim atenți la



ochi. Montajul propriu-zis este un convertor ridicător de tensiune realizat cu componente discrete foarte ușor accesibile. Oscilatorul (T1, T2 și piesele aferente) lucrează pe o frecvență de cca 60 kHz. Singura componentă pe care trebuie să o realizeze constructorul este bobina L1, a cărei rezistență ohmică trebuie să fie de ordinul a 0,1 Ω.

# ARITMOGRIF CHIMIC

Înlocuind cifrele cu litere veți afla pe orizontala A-B numele celor care, în Evul Mediu, făceau experiențe cu fel de fel de substanțe pentru a descoperi piatra filosofală și elixirul vieții, iar pe rândurile verticale veți afla numele unor elemente chimice din tabelul lui Mendeleev.

Gheorghe BRAȘOVEANU

		7				12					
12		5		1	16	17			1		
1	13	2		15	5	8	2	3			
2	1	5		13	7	1	5	8			
A	1	2	3	4	5	6	7	8	9	5	B
	11	5	5	14	10	9	10	5	5	10	
	5	9	9	2	8	8	11	9	9	5	
	9			5			5			9	
				9			9				



**TRIODA**  
hifi shop

CAUȚI?... NU GĂSEȘTI?... E PREA SCUMP?... Ai încercat la: TRIODA ORADEA?

Vă oferim produse de înaltă calitate la un preț accesibil, ca reprezentant pentru România al firmelor:

- **Bevonastehnologia ERD/Ungaria**  
(PISTOALE ȘI SISTEME COMPLETE DE VOPSIRE ÎN CÂMP ELECTROSTATIC, CONSUMABILE, ACCESORII)
- **MINIPA SAO PAULO/Brazilia**  
(MULTIMETRE DIGITALE, OSCILOSCOAPE, TESTOARE PRIZĂ PĂMÂNTARE ȘI IZOLAȚIE, FAZMETRE)
- **EMOS PREROV/Cehia**  
(LANTERNE, ACUMULATORI, PRELUNGITOARE, CONECTICĂ, CABLURI, SISTEME DE SUPRAVEGHERE)
- **RELPOL ZARY/Polonia**  
(RELEE STATICE, RELEE DIVERSE, CONTACTORI, ELECTRONICĂ DE PUTERE ȘI AUTOMATIZĂRI)

Vă stăm la dispoziție cu peste 150.000 repere din cataloagele: ASWO - Germania, NEDIS - Olanda etc.

- Componente electronice: CIRCUITE INTEGRATE, TIRISTORI, PASIVE, TELECOMENZI, TRANSFORMATOARE
- Scule și accesorii de reparare: PRO'S KIT, PROLINE, HAUPA, WELLER, HANDY, LOCTITE, KONTAKT CHEMIE
- Difuzoare: SAL, MNC, BM, PRO WEST, LG, SHAMSONIC, Lumini discotecă, PANASOUND, stroboscop etc.
- Stații pentru radioamatori și taximetrie ALINCO, componente calculatoare SWEEX: player MP3, webcam, multimedia.

Magazine în Oradea: telefoane: 0259-436.782, 267.223 Non-stop internet: [www.trioda.ro](http://www.trioda.ro), e-mail: [sales@trioda.ro](mailto:sales@trioda.ro)

Solicitați prospectele noastre gratuite prin e-mail sau prin poștă!

Preț: 39.500 lei  
3.95 lei noi

