

Tehniium

FONDATĂ ÎN ANUL 1970

ANUL XXXV, Nr. 355

REVISTĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

Număr editat cu sprijinul Ministerului Educației și Cercetării

REVISTĂ
TRIMESTRIALĂ

4 decembrie
2004

■ INCINTĂ
de
SONORIZARE

■ SURSĂ de TENSIUNI
ÎNALTE

■ CEAS NUMERIC

■ SURSA DE ALIMENTARE A UNUI PC

■ TRADUCTOARE
P. AUDIO



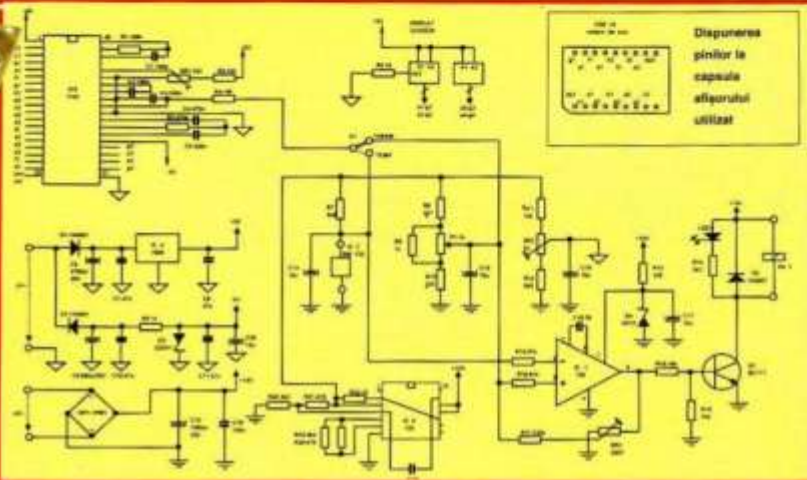
Semnalăm constructorilor amatori inițiativa laudabilă a revistei **RADIOCOMUNICAȚII ȘI RADIOAMATORISM** – revista Federației Române de Radioamatorism – de a dedica un număr special, nr. 9/2004, **acumulatorilor**. Numărul cuprinde o suită de articole conținând prezentarea generală a acumulatorilor, tipuri uzuale și caracteristicile lor, precum și mai multe scheme practice de încărcătoare performante. Ca atare, îi sfătuim pe cei interesați să-și procure acest număr, informații suplimentare putând obține de la FRR, tel./fax 021/3155575.

Din numărul 10/2004, al revistei **Conex Club** semnalăm constructorilor avansați, pasionați de tehnica modernă și de înaltă precizie, două montaje foarte utile, și anume:



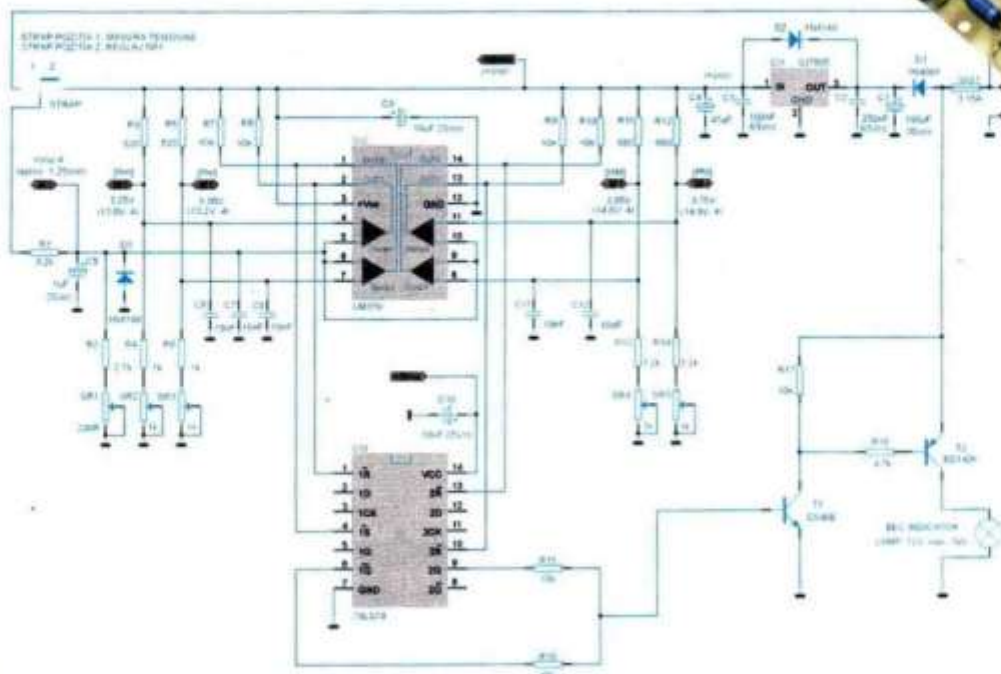
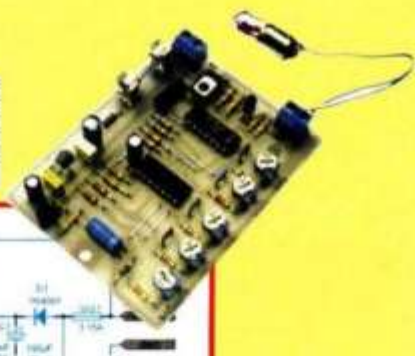
Termometru și termostat de precizie cu LM135

(pg. 22–24, autor Victor David), gama de lucru 0–100°C, precizia la citirea temperaturii 0,1°C și histerezis reglabil al termostatării, începând de la 0,1°C și



Relev de avertizare pentru automobile

(pag. 43–46, autor Leonard Lazăr), un relev electronic care poate înlocui vechiul relev electromagnetice destinat semnalizării încărcării anormale a bateriei, mai precis a situațiilor critice de sub-încărcare sau supra-încărcare



a acesteia, putând oferi indirect informații despre funcționarea altor componente sau sub-ansambluri ale autoturismului. Schema are la bază circuitul integrat LM339, comparator de tensiune (cuadruplu) de precizie.

Stimați cititori,

Cu părere de rău constatăm, în continuare, că unii dintre dumneavoastră „prindeți” (sau cumpărați) doar ocazional revista TEHNIUM, ca dovadă faptul că primim numeroase solicitări și întrebări referitoare la subiecte tratate deja în revistă, cu doar câteva numere în urmă. Tot astfel ne explicăm și faptul că nu au fost recepționate precizările noastre, repetate și ele, în legătură cu ceea ce nu (mai) poate să vă ofere redacția, îndeosebi scheme ale unor aparate de fabricație industrială, mai vechi sau mai noi, decât în mod ocazional.

Așadar, domnilor **Benone Ghetel** (Iași) – vechi cititor al lui TEHNIUM –, **Gheorghe Chirițoiu** (com. Voinești, jud. Dâmbovița), **Gheorghe Nițulescu** (Ploiești) și alții, vă recomandăm să vă procurați cataloagele de scheme (radioreceptoare, casetofoane, televizoare etc.) pe care le publică diverse edituri, unele fiind comercializate la prețuri accesibile în format electronic (pe CD-uri). Ca un prim punct de plecare, vă recomandăm să consultați oferta firmei **Conex Electronic** din București, tel. 021/242.22.06. Dumneavoastră, domnule **Gh. Nițulescu**, ați fost, totuși, puțin mai norocos, pentru că întâmplător am primit (de la un alt cititor) schema unuia dintre radiocasetofoanele cu ceas care vă interesează, mai precis modelul **INTERSOUND – CRC 150D**, pe care o publicăm în acest număr.

Pe dumneavoastră, domnule **Radu Ioan Bărbos** (Timișoara) nu vă sfătuim să ne trimiteți spre publicare descrierea unor montaje preluate din cărți sau reviste, chiar dacă le-ați realizat și dv. după aceste articole. Vă mulțumim pentru frumoasele cuvinte la adresa colaboratorilor lui TEHNIUM. Cu vechiul și bunul prieten al lui TEHNIUM, **G.D. Oprescu**, nu vă mai putem pune în legătură, deoarece ne-a părăsit, de mai mulți ani, pentru o lume mai bună. Nu numai dv. ci și mulți dintre noi, cei mai în vârstă, am savurat cărțile lui de construcții electronice.

Dumneavoastră, domnule **D.M.P.**, student la Facultatea de Automatică, Calculatoare și Electronică din Craiova (nu vă divulgăm numele și domiciliul, să nu aveți necazuri), ne confirmați un lucru trist, dar din păcate adevărat, din învățământul nostru postdecembrist, în continuă „restructurare”. Ne spuneți că „în laborator practica este făcută de mântuială, de exemplu la DCE circuitul este deja făcut, iar noi doar conectăm fire de la o bornă la alta”. Așa cum bine ați intuit, singura soluție este să vă completați cunoștințele, mai ales cele practice, pe cont propriu. O să vă contactăm pentru a încerca să vă dăm o mână de ajutor în acest sens.

Scrisorile dv., domnilor **Dan Orsa**, **Cosmin Duna**, **Gabriel Aldea** (com. Brădeanu, jud. Buzău) ș.a. au fost date specialiștilor pe domeniile respective, care vă vor da răspunsuri în revistă (unele chiar în acest număr) sau direct la adresa menționată.

Cu acestea încheiem încă un an – inclusiv de apariție a lui TEHNIUM – prilej cu care urăm tuturor colaboratorilor și cititorilor noștri multă sănătate și împlinirea năzuințelor lor în plan profesional, cât și în familie și în domeniul hobby-urilor lor personale.

La mulți ani, 2005!

Alexandru Mărculescu

SUMAR

CONSTRUCTORUL ÎNCEPĂTOR.....	pag. 4-10
Factorul beta și măsurarea lui	
Sfaturi practice – Miniacumulatoare:	
exploatare-întreținere	
PROIECTUL DE ABSOLVIRE	pag. 11-17
Proiectarea unui amplificator audio Hi-Fi(II)	
Radiocasetofonul Intersound CRC-150D	
Hi-Fi.....	pag. 18-31
Traductoare P. Audio	
Considerații tehnice și practice privind construcția	
incintelor acustice Hi-Fi tip TQWT	
Concluzii privind funcționarea incintelor Voigt	
Montaje practice audio	
Incintă de sonorizare cu difuzor coaxial	
LABORATOR.....	pag. 32-43
Heterodină	
Stabilizator de tensiune în comutație	
Aplicații atipice ale unor dispozitive semiconductoare	
Sursă de tensiuni înalte pentru laborator	
TEHNIUM PC.....	pag. 44-47
Testor pentru cabluri de rețea	
Sursa de alimentare a unui PC	
CITITORII RECOMANDĂ	pag. 48-52
Din nou despre Incubatoare	
Ceas numeric	
AMENAJĂRI ÎN AGRICULTURĂ.....	pag. 53-57
Soluții locale pentru stocarea și folosirea apei	
în scop de irigație	
LA CEREREA CITITORILOR	pag. 58-59
Încărcător pentru acumulatoare Ni-MH	
Cititorii întreabă – specialiștii răspund	
Despre cositorirea aluminiului	
TEHNIUM MAGAZIN.....	pag. 60-62
Evoluția surselor electrochimice de curent	
TEHNIUM MODELISM	pag. 63-66
Stația de telecomandă cu șase canale „Kraft”	
Mixer electronic pentru motoarele electrice	
ale navomodelurilor cu două elici	
REVISTA REVISTELOR.....	pag. 67

TEHNIUM

Revistă pentru constructorii amatori

Fondată în anul 1970

Anul XXXV, nr. 355, decembrie 2004

Editor

SC Presa Națională SA

Piața Presei Libere nr. 1, București

Căsuța Poștală 68, 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: 224.21.02; 224.38.22; 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: 224.21.02; 224.38.22; 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 0040-21-2226407, 2226439
sau e-mail: export@rodipet.ro

FACTORUL BETA ȘI MĂSURAREA LUI

Pagini realizate de fiz. Alexandru MĂRCULESCU

(Urmare din nr. trecut)

Betametrul / tester beta cu indicație neliniară -
Varianta 3

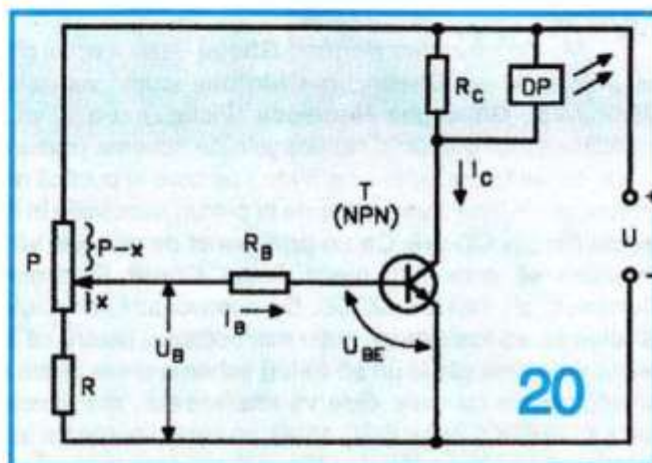
Plecând de la schema de principiu din figura 12 (numărul trecut), cu o mică modificare putem obține o variantă extrem de utilă de tester beta sau chiar de betametrul, al căror dezavantaj - indicația neliniară - este compensat prin extinderea semnificativă a plajei de măsurare. Un astfel de tester, realizat în varianta "portabil", se dovedește foarte util atunci când avem de sortat rapid, după factorul beta, un lot mai mare de tranzistoare, atunci când achiziționăm tranzistoare de ocazie etc.

Noua schemă propusă este indicată în figura 20 și, după cum se observă, modificarea constă în plasarea grupului $R + P$ ca divizor de tensiune în baza tranzistorului de verificat T . Din motive evidente, în acest caz este necesar să introducem o rezistență suplimentară, R_B , pentru limitarea la o valoare maximă dorită a curentului de bază I_B .

Principiul de măsurare, ilustrat în figura 21, este același, adică aparatul va indica valoarea medie a factorului beta corespunzătoare unei plaje a curentului de colector $I_C = (0 - I_{C2})$, cu $I_{C2} = \text{constant}$. Atingerea pragului $I_C = I_{C2}$, prin creșterea treptată a curentului de bază I_B (manevrarea potențiometrului P) va fi și aici semnalată luminos prin aprinderea sau stingerea bruscă a unui LED încorporat în detectorul de prag DP .

Evident, și de această dată citirea valorilor beta se va face pe o scală gradată atașată potențiometrului P , numai că în noua variantă de amplasare a lui P (ca divizor de tensiune, nu ca rezistență de limitare serie), divizarea scalei va fi acum neliniară. Gradul de neliniaritate poate fi controlat prin dimensionarea adecvată a unor rezistențe înseriate cu fiecare braț al potențiometrului. Pentru varianta propusă am prevăzut o singură astfel de rezistență R , a cărei valoare o vom stabili în funcție de limita superioară dorită, β_{\max} , a plajei de măsurare.

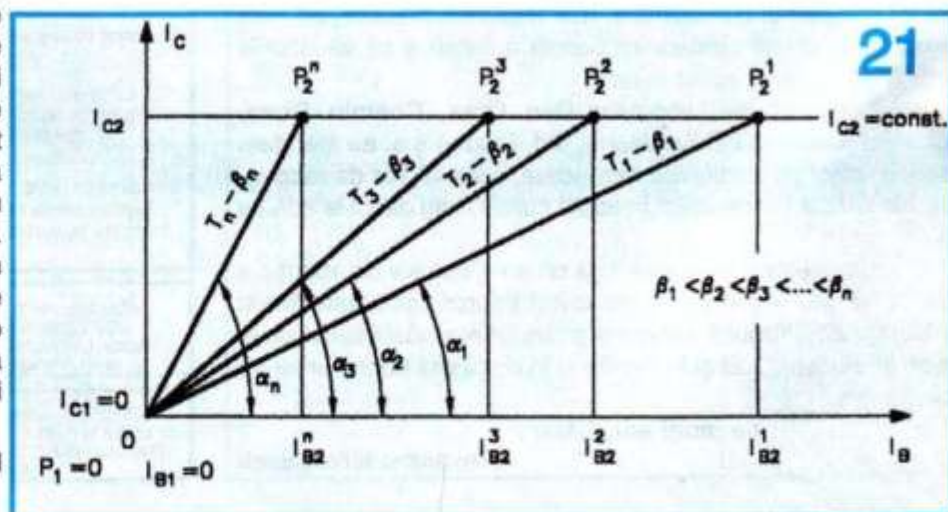
Nu vom relua aici principiul



de măsurare, doritorii putând consulta episodul precedent al serialului, din TEHNIIUM nr. 3/2004. Modul de calcul este puțin diferit și mai laborios, dar în final se ajunge la o expresie simplă a factorului beta în funcție de "curșa" potențiometrului, măsurată prin rezistența x corespunzătoare brațului de jos al lui P , și anume:

$$\beta = \frac{a}{x + b} \quad (13)$$

Cine va avea curiozitatea să efectueze calculele implicate va constata că mărimile (dimensionale) a și b pot fi considerate cu bună aproximație constante dacă se măsoară tranzistoare de aceeași structură, în cazul nostru cu siliciu ($U_{BE} \approx \text{constantă}$) și dacă tensiunea de alimentare U este constantă. Valorile lui a și b mai depind de pragul I_{C2} ales, ca și de valorile componentelor pasive R , P și R_B , pe care de asemenea le putem



presupune aproximativ constante. Mai menționez că în calcule am făcut supoziția

$$R_B \gg (P + R) \quad (14)$$

Dimensionarea puținelor componente ale montajului din figura 20 se face în funcție de tensiunea de alimentare U aleasă, tipul tranzistoarelor (cu siliciu) pe care vrem să le măsurăm - respectiv de mică putere sau de medie/mare putere - și plaja de valori beta ($\beta_{\min} \div \beta_{\max}$) pe care dorim s-o "acopere" cursa totală a potențiometru-ului P . În continuare vom schița două exemple de calcul, pentru tranzistoare NPN de mică putere și, respectiv, pentru tranzistoare NPN de medie/mare putere. Pentru ambele situații vom considera tensiunea de alimentare $U = 5V$, aproximativ constantă.

a) *Tranzistoare NPN cu siliciu, de mică putere*

În acest caz putem lua valoarea de prag a curentului de colector $I_C = I_{C2} = 10 \text{ mA}$, iar plaja valorilor beta măsurabile o putem lua $= (50 \div 1.000)$, adică $\beta_{\min} = 50$ și $\beta_{\max} = 1.000$.

Am făcut această limitare inferioară a domeniului beta ($\beta_{\min} = 50$) pentru a putea lua o valoare suficient de mare pentru rezistența R_B , astfel încât să poată fi îndeplinită supoziția de calcul (14) cu valori "rezonabile" ($P+R$).

Într-adevăr, valoarea minimă măsurabilă β_{\min} corespunde extremității de sus ($x = P = 1.000$) a cursei potențiometrului, când

$$U_B = U = R_B I_B + U_{BE} \quad (15)$$

Fiind vorba de tranzistoare cu siliciu și de o plajă de variație nu prea mare a curentului de colector, putem considera $U_{BE} \approx 0,65 \text{ V} = \text{const.}$

Pentru $\beta_{\min} = 50$, curentul de bază necesar pentru atingerea pragului $I_{C2} = 10 \text{ mA}$ va fi $I_{B\max} = 10 \text{ mA}/50 = 200 \text{ } \mu\text{A}$. Înlocuind în expresia (15) a lui U_B , deducem $R_B = 21.750 \text{ } \Omega$. Luăm, acoperitor, $R_B = 20 \text{ k}\Omega$. Cu această valoare R_B , supoziția de calcul (14) poate fi îndeplinită suficient de bine dacă luăm valoarea potențiometrului P de $500 \text{ } \Omega$ sau maximum $1 \text{ k}\Omega$. Alegem $P = 1 \text{ k}\Omega$ (potențiometru bobinat, cu pasul cât mai fin).

Valoarea rezistenței de limitare (liniarizare) R este dictată de limita superioară β_{\max} a plajei de măsurare propuse, în cazul nostru $\beta_{\max} = 1.000$. Această limită va corespunde extremității de jos a cursorului, deci pentru $x = 0$, când avem:

$$U_B = RU / (P+R) = R_B I_{B\min} + U_{BE} \quad (16)$$

Curentul de bază necesar în acest caz este $I_{B\min} = I_{C2} / \beta_{\max} = 10 \text{ } \mu\text{A}$. Din aceste relații rezultă ușor valoarea necesară pentru rezistența de limitare, $R \approx 209,9 \text{ } \Omega$.

Alegem $R = 210 \text{ } \Omega$.

Revenind la expresia ecuației (13), care exprimă de fapt curba de etalonare $\beta = f(x)$, cu corespundențele extreme ($x = 0$; $\beta_{\max} = 1.000$) și ($x = 1.000$; $\beta_{\min} = 50$), deducem ușor valorile constantelor a și b : $a \approx 52.631$ și $b \approx 52.631$.

Prin urmare, ecuația numerică a curbei de etalonare este:

$$\beta = \frac{52.631}{x + 52.631} \quad (17)$$

Pe baza acestei relații de etalonare se va alcătui un tabel de corespondență $\beta = f(x)$, luând pentru x valorile intermediare rotunde (100, 200, 300...900), pe care îl prezentăm alăturat (cu micile rotunjiri de rigoare).

$x(\Omega)$	0	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1.000
β	1.000	512,8	344,8	208,3	149,3	116,3	95,2	80,6	69,9	61,7	55,2	50

Potențiometrul P fiind ales liniar, variația lui x va fi direct proporțională cu variația unghiului cursorului pe cursa activă, deci pe scala gradată atașată potențiometrului vom putea marca o primă scală liniară, gradată 0-1.000, așa cum se vede în figura 22. Pe baza datelor din tabel se trasează, pe o coală de hârtie milimetrică, graficul $\beta = f(x)$, care arată ca în figura 23, iar în final, prin interpolare aproximativă, se vor trece pe o altă scală gradată concentrică cu prima valorile "rotunde" ale lui beta (scala exterioră din figura 22).

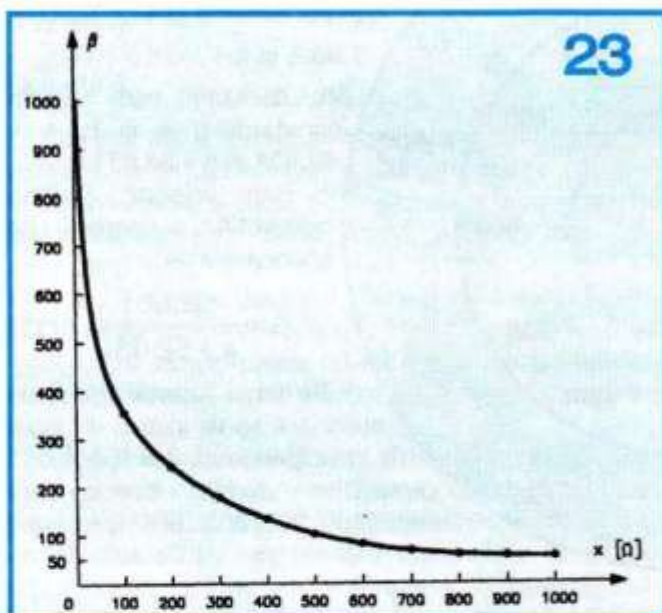
După cum era de așteptat, scala de măsurare este pronunțat neliniară. Pentru a mai reduce din neliniaritate, am putea mări valoarea lui R , dar aceasta ar conduce la restrângerea plajei de măsurare. Or, "rațiunea de a fi" a unui astfel de betametrul/tester beta este tocmai capacitatea lui de a explora rapid - chiar dacă nu foarte precis - practic întreaga gamă beta a tranzistoarelor cu siliciu, de mică putere.

Transpunerea schemei din figura 20 pentru tranzistoare PNP se rezumă la inversarea polarității tensiunii de alimentare (și, evident, a detectorului de prag DP).

Pentru a nu abuza de răbdarea dv., nu voi mai prezenta schema detectorului de prag propus, menționând că ea este aproape identică cu cea din figura 16 (vezi numărul trecut). Pentru a obține un prag de basculare tot de circa $1V$, pragul curentului de colector

fiind acum $I_{C2} = 10 \text{ mA}$, vom lua, evident, $R_C = 1\text{V}/10 \text{ mA} = 100 \Omega$.

Procurarea unui potențiometru bobinat - mai ales a unui de precizie - este adeseori dificilă pentru constructorul începător. Tocmai de aceea precizez că montajul poate fi experimentat (și chiar realizat) și cu un potențiometru nebobinat, dar mai robust. Personal mi-am construit un astfel de tester cu un potențiometru cu



peliculă de grafit, pe care am simțit nevoia să-l înlocuiesc abia după vreo 10 ani. E drept, era un potențiometru construit mai la vest de noi, nu prin Extremul Orient, de unde se aduc acum majoritatea componentelor și aparatelor electronice.

În fine, propun constructorilor mai studioși, ca o "provocare", să determine expresia dependenței $\beta = f(x)$ în cazul în care s-ar folosi pentru P un potențiometru logaritm, a cărui extremitate cu variație mai lentă a rezistenței să fie în jos, conform figurii 20, adică la $x = 0$. Și, dacă vor fi mulțumiți de rezultat, să ne scrie.

b) Tranzistoare NPN cu siliciu, de medie sau mare putere

Schema de principiu propusă este tot cea din figura 20 și tensiunea de alimentare aceeași, $U = 5\text{V}$.

Putem alege pentru pragul curentului de colector valoarea $I_{C2} = 100 \text{ mA}$, iar plaja de măsurare o putem lua $\beta = (50 \div 500)$.

Rezultă imediat $I_{B\text{max}} = 2 \text{ mA}$ și $I_{B\text{min}} = 0,2 \text{ mA}$, iar din expresiile corespunzătoare ale lui U_B (pentru $x = 0$, respectiv pentru $x = P$) obținem $R_B = 2175 \Omega$. Pentru a satisface supoziția de calcul (14), vom alege în acest caz $P = 100 \Omega$ (bobinat, cu pas fin). Apoi, înlocuind în expresia lui $U_{B\text{min}}$ valorile numerice, rezultă $R \approx 27,7 \Omega$.

În fine, după modelul precedent deducem valorile aproximative ale constantelor din ecuația curbei de etalonare, a ≈ 5.555 , b $\approx 11,11$, deci avem:

$$\beta \approx \frac{5.555}{x + 11,11} \quad (18)$$

Pentru etalonarea scalei se procedează ca la exemplul precedent.

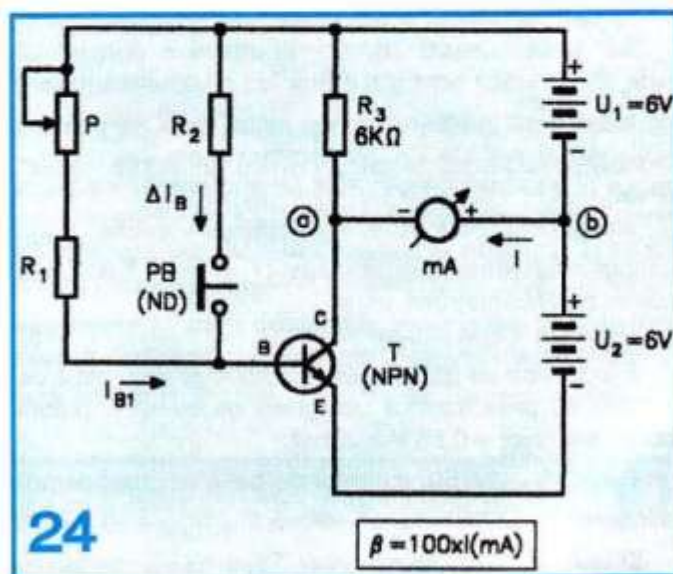
Detectorul de prag DP poate fi de asemenea același, tot cu pragul de basculare de 1V . În acest scop vom alege $R_C = 1\text{V}/100 \text{ mA} = 10 \Omega$.

În încheiere, mai menționez că sursa de alimentare poate fi obținută tot din seturi de miniacumulatoare (preferabil de capacitate mai mare, de pildă de $1,2\text{V}/2\text{Ah}$). Pentru o corespondență cât mai bună între curbele teoretice de etalonare și valorile reale, vom căuta să menținem tensiunea de alimentare U cât mai aproape de valoarea de calcul de 5V . Desigur, ambele variante pot fi ușor "reproiectate" pentru alte tensiuni de alimentare, tot constante, recomandabil în plaja $5\text{V} \div 9\text{V}$.

Betametrul liniar cu citire directă - Varianta 4

În încheierea acestui articol propun constructorilor începători o altă variantă de betametrul liniar cu citire directă care, realizat îngrijit, cu alimentare stabilizată, poate deveni un aparat de laborator de precizie.

Schema de principiu este indicată în figura 24. Se observă imediat particularitatea ei - anume faptul că alimentarea se face din două surse de tensiune, U_1 și U_2 , ambele de 6V , pe care le vom presupune riguros egale și stabilizate.



Tranzistorul de măsurat, T, este alimentat, în serie cu rezistența lui de sarcină R_3 , de la tensiunea totală $U_1 + U_2 = 12\text{V}$. În diagonala a-b a punții constituite de T + R_3 și $U_1 + U_2$ este conectat un miliampermetru mA, pus pe domeniul de 6 mA c.c.

Evident, grupul rezistiv serie P + R_1 va servi la polarizarea inițială a bazei tranzistorului, astfel încât să fie perfect echilibrată puntea, deci ca diferența de potențial dintre punctele a și b să fie zero. În acest caz miliampermetrul va indica zero, iar curentul de colector

al tranzistorului va fi $I_{C1} = 1\text{mA}$.

Prin apăsarea scurtă a push-butonului PB (cu contacte normal deschise), prin rezistența R2 se injectează în baza tranzistorului un surplus de curent, ΔI_B . De exemplu, dimensionarea lui R2 se poate face astfel încât să avem cât mai precis $\Delta I_B = 10\text{ }\mu\text{A}$. Pentru tranzistoare cu siliciu ($U_{BE} \approx 0,65\text{ V}$), valoarea lui R2 va fi în jur de $1,135\text{ M}\Omega$.

Această creștere a curentului de bază va conduce la o creștere a curentului de colector egală cu $\Delta I_C = \beta \cdot \Delta I_B$. Această creștere este indicată de instrument ca o valoare absolută $I = \Delta I_C$, deoarece acul se afla pe diviziunea zero la curentul inițial de colector $I_{C1} = 1\text{mA}$. Prin urmare, valoarea factorului de amplificare este:

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B = I(\text{mA}) / 0,01\text{mA} = 100 \cdot I(\text{mA}) \quad (19)$$

Cu alte cuvinte, valoarea lui beta se obține înmulțind cu 100 indicația I a instrumentului, exprimată în miliamperi.

Dimensionarea valorilor lui P și R1 se face în funcție de plașa de măsurare dorită. Acest calcul l-am mai descris o dată pe larg, așa că ne vom limita aici la două precizări:

- la stabilirea curentului inițial de polarizare a bazei se va observa că joncțiunea BE a tranzistorului, în serie cu P+R1, se alimentează la tensiunea $U_1 + U_2 = 12\text{V}$;

- pentru un reglaj suficient de fin al zeroului, se vor introduce în serie două potențiometre, unul pentru reglajul grosier și celălalt pentru reglajul fin. Înainte de a conecta instrumentul la bornele a-b, ne vom asigura că (măcar) potențiometrul de reglaj grosier este în poziția cu rezistența maximă înseriată. De exemplu, o dimensionare convenabilă a grupului serie P1+P2+R1 poate fi: P1 = $5\text{ M}\Omega$; P2 = $250\text{ k}\Omega$; R1 = $43\text{ k}\Omega$. Aceasta permite echilibrarea zeroului (deci posibilitatea de măsurare) pentru tranzistoare având factorul beta până la aproape 500. Dacă se dorește o plajă mai mare (până la 600 sau chiar până la 1.000), se va lua P1 de $10\text{ M}\Omega$ și se va mări și valoarea lui P2.

În fine, las tot cititorilor interesați sarcina introducerii unor comutatoare de polaritate pentru surse și instrument, astfel încât să se poată face trecerea comodă de la NPN la PNP și viceversa.

SFATURI PRACTICE

Miniacumulatoare: *exploatare-întreținere*

Deși considerabil mai scumpe, **miniacumulatoarele Ni-Cd** (iar mai recent cele Ni-MH și Ni-ion) au înlocuit în bună măsură bateriile în alimentarea aparaturii electronice portabile, datorită performanțelor lor net superioare în ceea ce privește energia electrică stocată și intensitatea curentului de sarcină maxim permis. Desigur, avantajul cel mai prețios al miniacumulatoarelor este faptul că ele se pot reîncărca, numărul ciclurilor de încărcare/descărcare "garantate" de producător fiind la modelele actuale de circa 1000 sau chiar mai multe.

Pentru a putea beneficia din plin de aceste avantaje (implicit pentru a valorifica la maxim banii investiți), utilizatorul are tot interesul să cunoască și să respecte recomandările producătorului privind modul de încărcare, condițiile optime de exploatare și păstrare etc., dar și unele reguli generale "nescrise", pe care ades mulți dintre

noi le ignorăm sau le neglijăm din grabă ori din comoditate.

În cele ce urmează - cu scuzele de rigoare adresate cunoscătorilor în materie, care pot "da paginile" mai departe - voi aminti câteva dintre regulile scrise sau nescrise de care trebuie să se țină seamă în exploatarea și întreținerea corectă a miniacumulatoarelor Ni-Cd și totodată voi prezenta câteva artificii sau "găselnițe" la care m-au condus diverse situații practice.

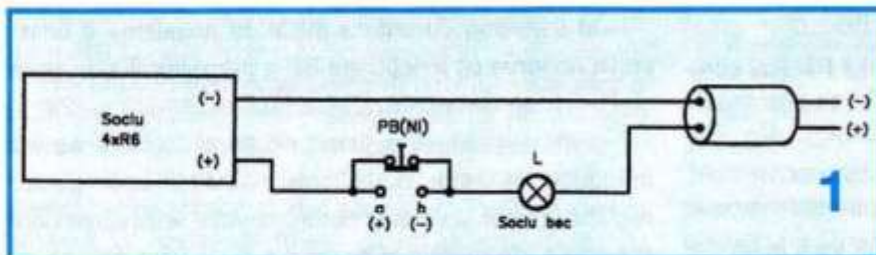
Încărcarea miniacumulatoarelor Ni-Cd nu ridică de obicei probleme, fabricantul precizând pentru fiecare tip în parte intensitatea curentului de încărcare și durata minimă pentru încărcarea completă. Dileme - sau chiar probleme - pot să apară însă atunci când avem de încărcat simultan mai multe miniacumulatoare (conectate în serie prin montarea într-un soclu adecvat).

Desigur, în astfel de situații vom încărca doar seturi de acumulatori

(2, 3, 4 ș.a.m.d.) de același tip și, preferabil, descărcate "complet" în prealabil. Cu tipul e simplu, îl avem scris pe capsulă, dar cu descărcarea "completă" cum procedăm?

Acumulatoarele noi se depozitează și se livrează "complet" descărcate. În aceste condiții, ele trebuie să prezinte la borne o tensiune de circa 1 V, lucru pe care este, totuși, bine să-l verificăm în prealabil pentru fiecare exemplar în parte, folosind un voltmetru c.c. pus pe domeniul de 2 V sau 3 V. Eventualele exemplare cu tensiune la borne mult mai mică sau chiar nulă le vom da la o parte (pentru "tratare" specială, în speranța "reanimării" lor) atunci când alcătuim setul serie de încărcat.

Acumulatoarele "vechi" - scoase din diverse aparate în vederea reîncărcării - trebuie de asemenea să fie verificate sumar în prealabil (se mai întâmplă să cedeze câte unul), după care setul dorit se pune



la descărcat, considerând descărcarea "completă" atunci când se ajunge la cca 1 V/element. Trebuie să precizăm că, în acest caz, verificarea individuală este indicat să se facă nu "în gol", ci având conectată în paralel cu bornele voltmetrului o rezistență de sarcină, de exemplu un bec de lanternă de 2,5÷3,5 V/0,2A÷0,3 A. Pentru alcătuirea setului de descărcat/încărcat vom selecționa exemplare cu tensiuni la borne cât mai apropiate (grade de descărcare cât mai apropiate).

Am ajuns și la problema **setului** (numărului) de acumulatori în serie pe care vrem să le descărcăm și apoi să le reîncărcăm simultan. O regulă nescrisă cere ca setul de miniacumulatori folosit la alimentarea unui aparat să fie încărcat simultan, adică toate acumulatorii parcurse de același curent de încărcare, pe aceeași durată. Dacă nu vom proceda așa, vom risca să avem surprize cu buna funcționare a aparatului, când - de pildă - unul dintre miniacumulatori, fiind descărcat complet cu mult înaintea celorlalte, va limita drastic curentul debitat de set. Desigur, fiecare dintre noi folosim miniacumulatori pentru alimentarea diferitelor aparate sau montaje. De pildă, un ceas electric de masă sau de perete merge cu un singur acumulator, un minicasetofon, un reportofon, un miniaparat de vibromasaj etc. merg cu două miniacumulatori, unele multimetre analogice mai vechi necesită trei, unele

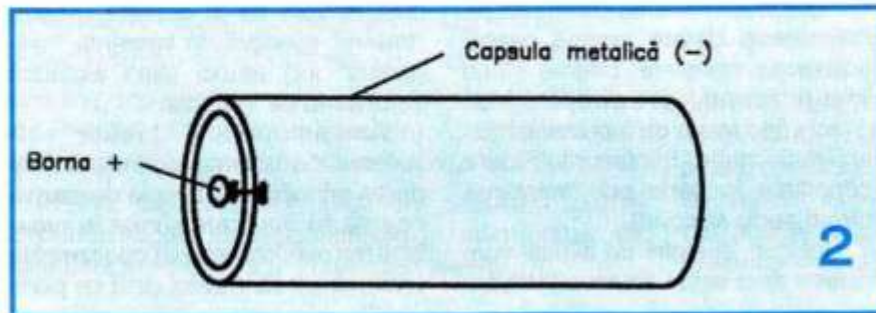
aparate de radio sau testere portabile merg cu patru miniacumulatori. Pentru a respecta regula amintită mai sus, fie ne vom procura (sau confecționa) câte un încărcător plus un soclu adecvat pentru fiecare set în parte, fie ne vom construi un încărcător "universal", care să permită la fel de bine încărcarea unui singur miniacumulator, ca și a seturilor de două, trei și respectiv patru miniacumulatori, cu posibilitatea de a ajusta în fiecare caz intensitatea curentului de încărcare la valoarea dorită/recomandată. Teoretic lucrurile sunt clare și par foarte simple, dar practic, când ai efectiv de operat cu toate aceste combinații și reglaje, treaba nu mai e atât de simplă. Fiind și eu confruntat de multă vreme cu aceste situații, am tot tatonat și perfecționat variante de încărcătoare (refuzând să cumpăr unul gata făcut!) și în cele din urmă am ajuns la concluzia că varianta optimă o reprezintă combinația: **redresor unic**, cu tensiune de ieșire fixă, dar suficient de mare; **soclu "universal"**, în care să se poată monta, după nevoie, unu, două, trei sau patru miniacumulatori de același tip; **element interșanjabil de limitare**, care să permită, pentru fiecare combinație în parte, stabilirea unui curent de încărcare aproximativ constant și aproximativ egal cu valoarea recomandată de producător.

De **exemplu**, cei ce folosesc frecvent miniacumulatori **Ni-Cd** format **R6**, de 1,2 V/0,75÷1 Ah, își

pot construi un redresor filtrat care să debiteze în gol o tensiune continuă de cca 14÷16 V și să suporte un curent maxim de sarcină de cel puțin 200÷300 mA. Personal am optat în final pentru un redresor de 1 A, pentru a-l putea folosi și la încărcarea acumulatorilor Ni-Cd format R20, de 1,2 V/4,5 Ah. Redresorul va fi prevăzut obligatoriu cu siguranță fuzibilă, iar opțional cu întrerupător de alimentare pe rețea și cu indicator luminos de funcționare. Tensiunea de ieșire se va scoate pe panou printr-o mufă mamă robustă, la care se va marca într-un fel polaritatea (de exemplu, un punct roșu lângă borna plus).

Soclu "universal" poate fi un soclu pentru patru baterii tip R6, care se procură din comerț. Aceștia îi vom face câteva mici modificări. În primul rând, îi vom înlocui firele de conexiune cu unele mai robuste (conductoare lițate, cu izolație în culori diferite, de preferință roșu pentru plus). Apoi, pe unul din fire - de exemplu, pe cel de "plus" - îl vom secționa și vom intercala în serie "montajul" din figura 1, realizat și încasat în prealabil într-o cutiută adecvată, de exemplu o cutie de butoni. După cum se vede, montajul conține două borne, a și b, în mod normal scurtcircuitate de un buton prin apăsare (push-buton cu revenire), PB, cu contactele normal închise. În continuare, în serie cu bornele se mai află montat un soclu pentru beculețe de lanternă. În fine, după intercalarea montajului, capetele cordonelor plus și minus de la soclu se reunesc într-o mufă tată, de tipul și cu polaritatea corespunzătoare mufei mamă instalată pe redresor.

Rostul acestui montaj adițional este lesne de intuit. Pe de o parte, becul L pe care îl vom prinde în soclu va avea rolul de a limita curentul de încărcare la valoarea dorită / recomandată, chiar cu un ușor efect de stabilizare. De pildă, pentru acumulatori de 750 mAh se recomandă un curent de încărcare de cca 75 mA, deci vom tatona experimental un bec care să limiteze inițial curentul la circa 80 mA. Pe de altă parte, în soclu "universal" având la încărcat unu, două, trei sau patru acumulatori, este evident că va

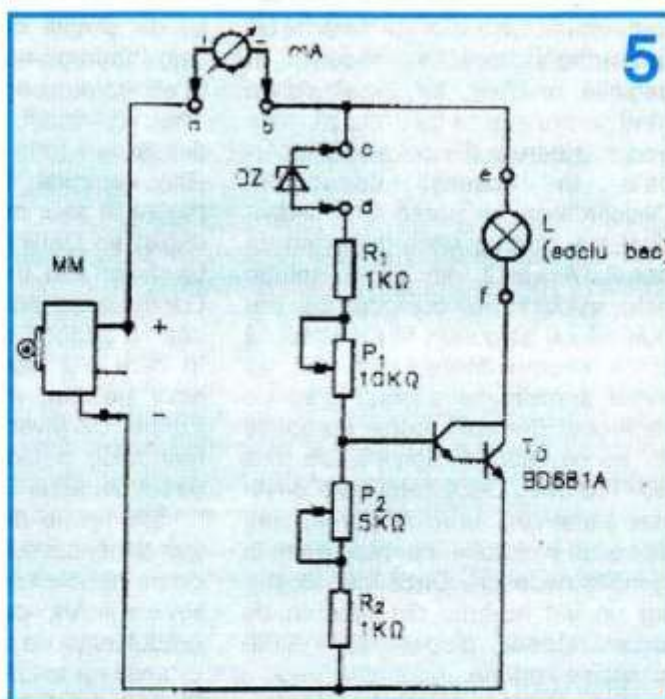
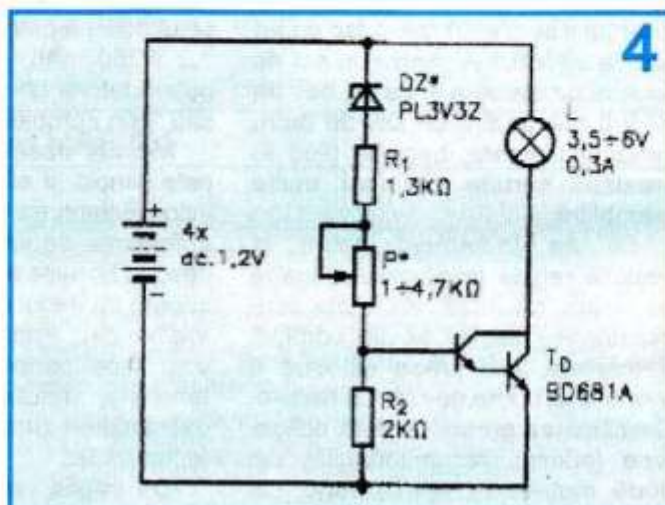
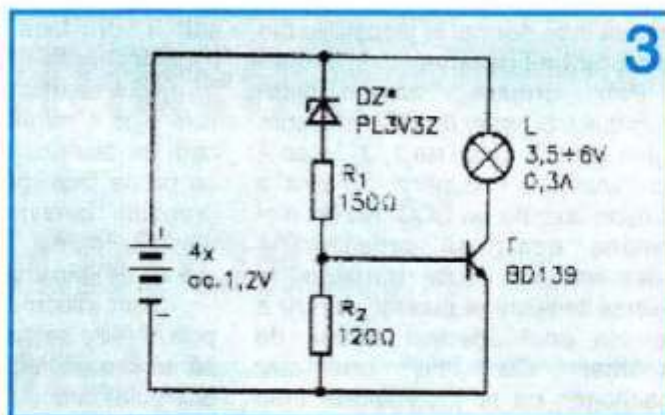


trebuie să verificăm, în fiecare caz în parte, valoarea curentului de încărcare, iar dacă aceasta diferă semnificativ de valoarea dorită, să o corectăm prin înlocuirea becului L. Or, tocmai această verificare - măsurarea curentului de încărcare - este mult ușurată prin montarea bornelor a, b și a push-butonului PB: se racordează la bornele a-b, cu respectarea polarității indicate, un miliampermetru pus în prealabil pe domeniul 200 (sau 300) mAc.c., după care se apasă push-butonul, se citește valoarea curentului și, în final, se eliberează butonul.

În fine, să ne întoarcem la soclul nostru pentru patru baterii tip R6. Prin construcție, cele patru baterii (în cazul nostru, miniacumulatoare) tip R6 care se introduc în cele patru lăcașuri, cu respectarea polarității indicate, sunt automat conectate în serie. Prin urmare, dacă vrem să introducem numai unu, două sau trei miniacumulatoare, locurile (sau locul) rămase libere trebuie scurtcircuitate între bornele corespunzătoare plus și minus (fiecare în parte), pentru a reînchide circuitul serie al setului. O modalitate de scurtcircuitare ar fi să lipim (prin cositorire) câte un fir provizoriu între fiecare pereche de borne plus-minus, la lăcașurile nefolosite. Am procedat și eu așa, când încărcam cele trei miniacumulatoare ale multimetrului meu T4324, dar după mai multe lipiri și dezlipiri ale firului de scurtcircuit am reușit să deteriorez soclul, care și așa are o construcție destul de firavă. Mintea de pe urmă m-a condus la o altă soluție, mult mai comodă și mai puțin "agresivă" față de soclu. Anume, din trei baterii format R6 (nu acumulatori!) care erau complet descărcate, dar având capsulele în stare bună, neoxidate, mi-am confecționat trei scurtcircuite portabile, cărora în glumă le zic SCC-uri (de la Short Circuit Cell - celulă în scurtcircuit). Pe urmă m-am gândit chiar ce bine ar fi dacă înșiși producătorii de acumulatori ar prelua ideea de a fabrica și astfel de SCC-uri...

Mai precis, un SCC se obține prin scurtcircuitarea între ele a bornelor plus și minus ale unei baterii, în cazul de față format R6. Bateria trebuie să fie în prealabil complet descărcată, lucru de care ne vom asigura prin verificarea cu un milivoltmetru c.c., care va trebui să indice practic 0 mV. Dacă bateria mai are la borne o tensiune reziduală - milivolți sau zeci de milivolți - o vom descărca rapid printr-o rezistență de sarcină sau printr-un bec de lanternă. Înainte de scurtcircuitare, borna plus ("butonașul" ieșit în relief) va fi răzuită pe o parte cu o lamă de briceag, apoi se pune pe locul răzuitor o picătură de apă tare, după care se cositorește rapid (tot o picătură), iar apoi se spală bine cu apă și săpun. Aceleași operații le vom repeta și pe o mică porțiune din cămașa metalică a bateriei, la extremitatea unde se află borna plus, apoi vom uni între ele cele două „puncte” cositorite printr-o bucățică adecvată de lamelă subțire din cupru sau alamă. Cositorirea trebuie să fie rapidă, pentru a nu încălzi excesiv bateria, altfel riscând împrăștierea electrolitului (foarte corosiv și toxic). Oricum, după cositorire vom spăla din nou bateria și o vom urmări o vreme, să ne asigurăm că nu curge.

Operația este încheiată (fig. 2), dar numai în cazul modelelor de baterii care au borna minus la "cămașa" metalică exterioară. Există însă și baterii format R6 - ca



de exemplu modelul TOSHIBA - Heavy Duty, R6KG, Size AA - care au și borna minus izolată față de cămașa metalică exterioară. În astfel de cazuri, operația de scurtcircuitare descrisă se va repeta și la extremitatea dinspre borna minus.

În fine, un ultim detaliu pe care tot de la practică l-am învățat: nu încălcați lipiturile cu cositor, pentru ca SCC-

urile să intre normal în lăcașurile din soclu, fără a-l deforma.

Prin urmare, dacă avem pregătite trei astfel de SCC-uri, vom putea încărca seturi de 1, 2, 3 sau 4 acumulatori, ocupând lăcașurile rămase cu câte un SCC. Nu ne mai rămâne decât să pregătim la îndemână mai multe beculețe de diverse tensiuni și curenți, pentru a selecta unul adecvat setului de încărcat. Cu titlu orientativ, menționez că la încărcătorul meu (tensiune în gol 15 V), limitarea curentului la cca 80 mA o fac cu un bec de 26 V/0,1 A pentru un set de două acumulatori și cu un bec de 12 V/0,1 A pentru un set de patru miniacumulatori, becurile fiind în prealabil sortate din mai multe exemplare.

Să ne întoarcem acum la cealaltă regulă menționată, anume ca înainte de încărcare, toate acumulatorii setului să fie complet descărcați, mai precis să aibă o tensiune la borne de cca 1 V fiecare. Descărcarea prealabilă este obligatorie (oricum, recomandabilă) din două motive: în primul rând, să preîntâmpinăm reducerea capacității acumulatorilor (prin efectul de "memorie", descris recent în paginile revistei), iar în al doilea rând pentru a avea garanția că toate acumulatorii din set vor fi încărcate la aceeași capacitate. Descărcarea se poate face individual sau în grup serie (simultan tot setul). Această din urmă soluție este, evident, mai comodă, dar trebuie să ne asigurăm în prealabil că toate acumulatorii din set au inițial aproximativ același grad de încărcare (tensiuni foarte apropiate la borne, sub o sarcină de cca 50÷100 mA). Dacă setul este destinat alimentării unui singur aparat, această precauție nu mai este în general necesară. Dacă însă alcătuim un set ad-hoc, din rezerva de acumulatori disponibili, verificarea se impune.

Cu aceste precizări făcute, deducem imediat că soclul nostru "universal", realizat ca mai sus, poate servi comod și la descărcarea setului de acumulatori dorit (1, 2, 3 sau 4, cu completarea de rigoare cu SCC-uri).

Pentru aceasta, soclului "univer-

sal" îi vom face în prealabil două mici modificări:

- vom scurtcircuita între ele bornele plus și minus ale mufei tată cu care se termină cordonul. Operația se poate face mai comod dacă ne pregătim dinainte o mufă mamă volantă, căreia i-am scurtcircuitat (pe spate) pinii corespunzătoare;

- vom înlocui becul de limitare L prin altul de sarcină, ales astfel încât să absoarbă inițial de la setul de acumulatori un curent de aproximativ 250 mA. De exemplu, dacă setul conține patru acumulatori de 1,2 V/750 mAh, parțial descărcați, putem tona un bec de 6,3 V/0,3 A sau "prin apropiere".

Metoda aceasta de descărcare este simplă și eficientă, dar are un inconvenient: ea nu ne semnalează apropierea de situația finală dorită, când la bornele setului de n acumulatori va trebui să avem cca nV (1 V/element). Prin urmare, dacă nu vom face periodic măsurători de tensiune, riscăm să împingem descărcarea cu mult sub acest prag recomandat.

De aceea, sugerez constructorilor interesați o variantă aproape la fel de simplă de descărcător, dar care întrerupe automat descărcarea la atingerea pragului dorit de tensiune. În acest caz curentul de descărcare (prin becul de sarcină L) este controlat de un tranzistor T (figura 3) sau, mult mai bine, de un dublet tip Darlington, TD (figura 4). La rândul său, tranzistorul, respectiv Darlingtonul, are conducția controlată cu ajutorul unui divizor rezistiv, în care s-a inserat și un element activ neliniar, mai precis o diodă Zenner DZ (eventual, pentru praguri mai mici, o diodă de referință în direct din seria DRD1÷4).

Exemplele din figurile 3 și 4 au fost dimensionate pentru același set de patru acumulatori Ni-Cd de 1,2 V/750 mAh, care, în funcție de gradul inițial de descărcare, va avea o tensiune totală la borne orientativ în plaja 4,4÷5,4 V.

Principiul de funcționare este extrem de simplu. Inițial, divizorul din baza tranzistorului / Darlingtonului este astfel ajustat încât să rezulte prin becul L un curent "semnificativ", de pildă de 200÷250 mA. Pe măsură ce tensiunea la bornele setului de

acumulatori scade, scade și căderea de tensiune pe dioda Zenner DZ, dar conducția tranzistorului / Darlingtonului rămâne semnificativă, până în apropierea pragului la care DZ se blochează. Dacă tensiunea scade în continuare, tranzistorul va fi practic blocat, becul se stinge, iar curentul rezidual de descărcare (de ordinul miliamperilor) nu mai riscă să împingă descărcarea setului sub pragul prestabilit, chiar dacă stingerea becului este observată după mai multe ore.

Cu toată simplitatea lui principială, montajul necesită o atenție ajustare experimentală atât în ceea ce privește sortarea exemplarului de diodă Zenner, cât și în stabilirea valorilor optime ale rezistențelor din divizor. De aceea, recomand începătorilor experimentarea prealabilă conform schemei din figura 5, unde montajul (masa de lucru) are prevăzute borne pentru măsurarea curentului (a, b), borne pentru conectarea diodei Zenner, prin tatonare (c, d), precum și potențiometrele P1 și P2, câte unul în fiecare braț al divizorului din bază.

Pentru setul menționat, pragul dorit de blocare va fi în jur de 4 V. Desigur, nu se justifică realizarea (chiar improvizată) a unui alimentator reglabil (în plaja 3,5÷5,5 V) - deși cei mai pretențioși o pot face - deoarece experimentarea se poate face destul de bine și prin alimentarea montajului direct din setul de acumulatori. Pentru aceasta, însă, acumulatorii trebuie să fie bine încărcate (tensiune la borne 5÷5,4 V), astfel încât să putem ajusta divizorul pentru curentul de descărcare maxim dorit, de pildă 250 mA. În ceea ce privește pragul inferior, nu este nevoie să așteptăm descărcarea setului până la 4 V: pur și simplu, vom înlocui unul din acumulatorii setului cu un SCC dintre cele confecționate anterior și, prin eventuală tatonare (alegerea acumulatorului înlocuit, căci în sarcină există întotdeauna mici diferențe între tensiunile lor), am realizat starea limită inferioară, cu cca 4 V la borne.

Atât pe timpul experimentării, cât și în montajul final, tranzistorul / Darlingtonul va fi echipat cu un mic radiator din tablă de aluminiu, în formă de U.

PROIECTAREA unui AMPLIFICATOR AUDIO HI-FI (II)

Prof. Ing. Emil MARIAN

(Urmare din nr. trecut)

ETAJUL PILOT

Etajul pilot reprezintă un bloc electronic ce realizează trei funcții esențiale pentru amplificatorul audio, și anume:

- asigură excursia maximă în tensiune a semnalului de intrare amplificat;
- furnizează curentul de comandă pentru tranzistoarele etajului final;
- asigură distorsiuni minime ale semnalului inițial în urma amplificării lui.

Deoarece (după cum se va vedea ulterior) curentul de lucru al etajului pilot este relativ mic (zeci de mA), el este astfel dimensionat încât să lucreze în clasa A de funcționare a unui amplificator cu tranzistor.

Pentru a obține însă un procentaj de distorsiuni extrem de redus, amplificarea în tensiune - și evident în curent - a etajului pilot trebuie să fie foarte mare, corectată și stabilizată ulterior de o buclă de reacție negativă totală, la valoarea impusă amplificatorului, de către blocul reacțiilor, așa cum se va vedea. Datorită acestui considerent s-a ales pentru etajul pilot o configurație de tip dublet de tranzistoare amplasate într-o conexiune SUPER-G, și anume tranzistoarele T_2 și T_3 . Factorul de amplificare în curent h_{21P} al dubletului este:

$$h_{21P} \approx h_{21E}(T_2) \cdot h_{21E}(T_3)$$

Estimând inițial $h_{21E}(T_2) = 200$
 $h_{21E}(T_3) = 150$

obținem valoarea:

$$h_{21P} \approx h_{21E}(T_2) \cdot h_{21E}(T_3) = 200 \cdot 150 = 30\,000$$

extrem de eficientă pentru o buclă de reacție negativă competentă, deoarece se cunoaște că la un amplificator cu o amplificare mare "în buclă deschisă" corectat de reacția negativă, distorsiunile scad cu atât mai mult cu cât amplificarea "în buclă deschisă" este mai mare.

O altă problemă este proiectarea etajului pilot astfel încât să fie obținută "excursia maximă în tensiune" a semnalului de intrare. Situația teoretic ideală ar fi excursia în tensiune între $V_{c.c.}$ și masă (zero volți) a semnalului de ieșire. În mod practic, acest lucru nu este posibil deoarece "nu avem ce căuta" cu punctul de funcționare

al amplificatorului în zonele de blocare sau saturație ale tranzistoarelor finale.

Pentru analiza problemei, să presupunem un semnal sinusoidal de intrare aplicat la intrarea amplificatorului. Pentru semialternanța negativă, condiția este din start îndeplinită, deoarece:

$$V_{SAT3} \approx 0,2\text{ V}$$

$$V_{SAT}(T_{10} + T_{12}) \approx 0,7\text{ V} + 0,7\text{ V} = 1,4\text{ V}, \text{ deci}$$

$$V_{SAT3} < V_{SAT}(T_{10} + T_{12})$$

Asta nu înseamnă că trebuie "să intrăm" în zona de saturație a finalului $T_{10} + T_{12}$, dar oricum îl putem "comanda" la limită în mod lejer.

ATENȚIE! Prin $V_{SAT}(T_{10} + T_{12})$ înțelegem tensiunea "de comandă a saturației", și nu tensiunea lor de saturație!

Pentru semialternanța pozitivă s-a realizat o soluție elegantă și eficientă, și anume utilizarea unei CONEXI-UNI BOOTSTRAP, formată din grupul R_7, R_8, C_5 . Baza tranzistorului T_9 este alimentată în curent de la divizorul de tensiune R_7, R_8 .

În regim static de funcționare (semnal de intrare zero), condensatorul C_{11} se încarcă cu energie electrică având potențialul $V_{CC}/2$. La maximum semialternanței pozitive, el nu se poate descărca instantaneu, comportându-se ca o baterie electrică echivalentă, ce asigură tensiunea necesară (pentru scurt timp și suficient) aducerii în stare de saturație a tranzistoarelor T_9 și T_{11} . Condiția necesară este:

$$V_{C5} > 2V_{BE} = 0,7\text{ V} + 0,7\text{ V} = 1,4\text{ V}, \text{ iar}$$

$U_{max(B)} = 3/2 V_{CC} - 2 V_{BE}$, deci am asigurat condiția.

Evident, constanta de timp $C_5 R_7$ trebuie să fie suficient de mare comparativ cu perioada semnalului audio amplificat, pentru ca să nu se descarce "prea repede" condensatorul C_5 și funcția conexiunii BOOTSTRAP să fie menținută corectă. Deci condensatorul C_5 trebuie să aibă o capacitate destul de mare. CÂT? Pentru această configurație

$$C_5 R_7 > \frac{2+5}{2\pi f_j}, \text{ unde}$$

f_j = frecvența minimă a semnalului audio util

Cu alte cuvinte, ținând cont de capacitatea condensatorului C_{11} , se mai poate folosi formula

$$C_5 = \frac{C_{11}}{2+10}, \text{ deoarece}$$

$$f_j = \frac{1}{2\pi C_{11} Z_{inc}}$$

Folosind aceste relații, putem dimensiona imediat condensatoarele C_5 și C_{11} , alegând $f_j = 20$ Hz.

$$C_{11} = \frac{1}{2\pi f_j Z_{inc}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 4} = 0,00198 F$$

Aleg $C_{11} = 2200 \mu F / 63 V$

$$C_5 = \frac{C_{11}}{4} = \frac{2200}{4} = 550 \mu F$$

Aleg $C_5 = 470 \mu F / 63 V$

Utilizarea conexiunii BOOTSTRAP mai are încă o consecință extrem de favorabilă, și anume asigurarea automată a funcționării dubletului T_2, T_3 în zona activă liniară de lucru (nu mai are cum să intre în saturație). Pentru a calcula curentul prin tranzistorul T_3 , și anume I_{ET3} , pornim de la considerentul menționat anterior, și anume condensatorul C_5 reprezintă în montaj un rezervor de energie electrică - o baterie echivalentă - găsindu-se încărcat constant cu o tensiune fixă. Valoarea ei este în funcție de tensiunea de alimentare V_{CC} a montajului și de raportul de divizare al divizorului de tensiune R_7, R_8 . La bornele rezistenței R_8 se obține o tensiune care nu diferă decât prin diferența de potențial dintre baza tranzistorului T_9 și punctul median A al amplificatorului ($V_{CC}/2$). Se poate admite că această diferență nu depășește 3 V, în regimul de vârf privind funcționarea amplificatorului, deci "la vârful" semialternanței pozitive a semnalului sinusoidal amplificat la care m-am referit inițial.

Cu alte cuvinte intensitatea curentului I_{ET3} va trebui să fie suficient de mare pentru a furniza curentul de bază I_{T9} , astfel încât T_3 să lucreze bine la regimul "de vârf" menționat anterior. Dacă presupunem un factor minim de amplificare în curent pentru tranzistorul T_9 , și anume $h_{21E}(T_9) = 100$ (în realitate este mult mai mare), rezultă:

$$I_{B(T9)} \approx \frac{I_{C(T9)}}{h_{21E}(T_9)} = \frac{0,250}{100} = 0,0025 A = 2,5 mA$$

Pentru o liniaritate maximă în funcționare a etajului pilot, trebuie asigurată condiția: $I_{ET9} = 10 I_{BT9} = 10 \cdot 2,5 mA = 25 mA$ (de altfel, regula divizorului de tensiune de la care se preia curent).

Deci,

$$I_{ET3} = 10 I_{BT9} = 10 \cdot 2,5 mA = 25 mA.$$

Valoarea divizorului de tensiune R_7, R_8 , rezultă imediat din relația:

$$R_7 + R_8 = \frac{V_{CC}/2-3}{I_{CT3}} = \frac{44/2-3}{25 \cdot 10^{-3}} = 760 \Omega$$

iar:

$$R_7 \approx \frac{R_7 + R_8}{4} = \frac{760}{4} = 190 \Omega$$

Aleg $R_7 = 200 \Omega / 0,5 W$, deoarece

$$P_{D(R7)} = R_7 I_{CT3}^2 = 200 \cdot (25 \cdot 10^{-3})^2 = 0,125 W$$

$$R_8 = (R_7 + R_8) - R_7 = 760 - 200 = 560 \Omega$$

$$P_{D(R8)} = R_8 I_{CT3}^2 = 560 \cdot (25 \cdot 10^{-3})^2 = 0,35 W$$

Aleg $R_8 = 560 \Omega / 0,5 W$

$$\text{Verificăm condiția: } C_5 R_7 > \frac{2}{2\pi f_j}$$

$$C_5 R_7 = 470 \cdot 10^{-6} \cdot 200 = 0,094 s$$

$$\frac{2}{2\pi f_j} = \frac{2}{2\pi \cdot 20} = 0,0159 s$$

deci este clar că inegalitatea este îndeplinită și proiectarea este corectă.

Alegerea tranzistorului T_3 pornește de la valorile maxime

$$U_{CEmax} = (3/2)V_{CC} = (3/2) \cdot 44 = 66 V$$

$$I_E = 25 mA$$

$$P_{Dmax} \approx (V_{CC}/2) \cdot I_{CT3} = (44/2) \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 0,55 W$$

Se poate alege lejer $T_3 = BD138$ sau $BD140$, iar T_2 va fi de tipul $BC637B$ sau asemănător (puterea disipată este extrem de redusă, oricum sub 300 mW).

ETAJUL DE POLARIZARE

Am precizat anterior că tranzistoarele finale din dubleții T_9, T_{11} și T_{10}, T_{12} vor lucra în orice situație în ZONA ACTIVĂ DE LUCRU. Acest lucru înseamnă că, indiferent de semnalul de intrare, dubleții trebuie să fie în stare de conducție, conform clasei de funcționare AB. Modul de "racordare" a caracteristicilor funcționale ale tranzistoarelor finale este prezentat în figura 5. De aici rezultă următoarele considerente:

- tranzistoarele finale trebuie polarizate astfel încât cele două semialternanțe ale unui semnal de intrare sinusoidal să se racordeze perfect. În caz contrar apar distorsiuni CROSSOVER (de neracordare, deci nu se mai păstrează alura formei de undă);
- pentru acest lucru trebuie să asigurăm în permanență la tranzistoarele finale un curent de mers "în gol";
- pentru "o racordare perfectă" a sinusoidelor, curentul de mers în gol trebuie să prezinte o anumită valoare;
- curentul de mers în gol nu poate fi totuși foarte mare, deoarece duce la pierderi de putere electrică nejustificate, iar uneori poate provoca ambalarea termică a etajului final.

Cu alte cuvinte, trebuie să menținem în permanență o polarizare constantă a tranzistoarelor din etajul final, indiferent de "excursia în tensiune" a semnalului de

intrare. Pentru acest lucru a fost realizat un montaj de tip "sursă de tensiune constantă flotantă" sau montajul superdiodă. Funcțiile lui sunt îndeplinite de grupul P_2 , R_9 , T_4 . Reglând din start o tensiune U_{CE} a tranzistorului T_4 , ea se menține pe toată durata de funcționare a amplificatorului. Tensiunea sursei flotante U_F se calculează imediat, ținând cont de tensiunile de intrare în stare de conducție bază + emitor ale tranzistoarelor finale, și anume:

$$U_F = V_{BET9} + V_{BET11} + V_{BET10} + V_{BET12} = 0,7 + 0,7 + 0,7 + 0,7 = 2,8 \text{ V}$$

$$(P_2 + R_9) = \frac{10U_E}{I_{ET9}} = \frac{10 \cdot 2,8}{25 \cdot 10^{-3}} = 1120 \Omega$$

Calculăm valoarea rezistenței R_9 astfel încât să obținem cca 0,7 V între baza și emitorul tranzistorului T_4 , deci:

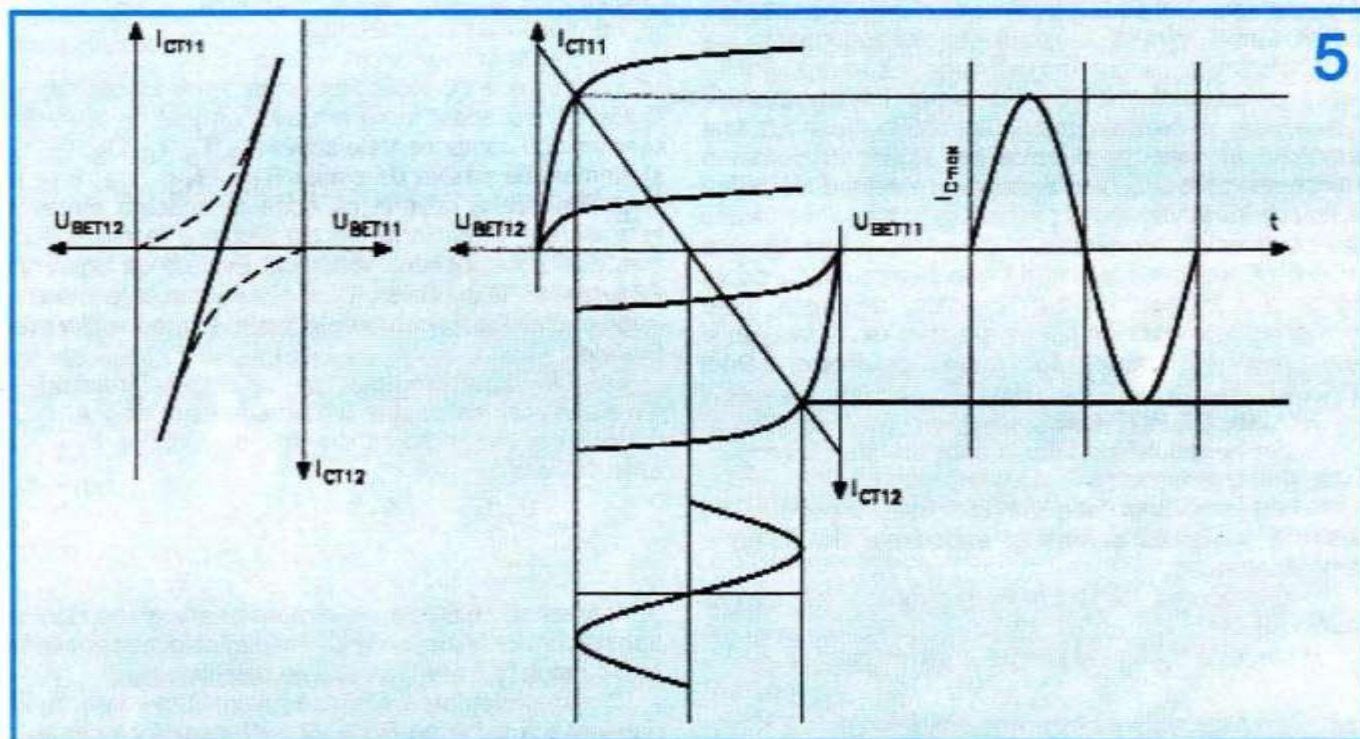
$$R_9 = \frac{P_2 + R_9}{4} = \frac{1120}{4} = 280 \Omega$$

$$U_{CE} = 2,8 \text{ V}$$

$$I_C = 25 \text{ mA și nu are cum se încălzi!}$$

Totuși, mai apare un considerent major: sursa de tensiune constantă trebuie să se adapteze regimului termic de funcționare a etajului final, deci când acesta se încălzește și toate V_{BE} -urile scad, trebuie ca ea să reducă tensiunea de polarizare. Altfel etajul final se ambalează termic, se încălzește și "am terminat-o" cu el! Datorită acestui considerent, tranzistorul T_4 se amplasează practic pe radiatorul tranzistoarelor finale. DE CE? Dacă se încălzesc tranzistoarele finale T_{11} și T_{12} , scade tensiunea lor V_{BE} , dar dacă T_4 e montat pe același radiator, îi scade și lui tensiunea V_{BE} , fapt urmat cu micșorarea tensiunii U_F , deci în final reducerea valorii tensiunii de polarizare a dubleților T_9 , T_{11} și T_{10} , T_{12} . Pentru ușurința fixării mecanice a tranzistorului T_4 (evident, izolat de radiator), am ales $T_4 = \text{BD137}$ sau BD139 . Se poate folosi și un tranzistor de tip BC635 , dar fixarea lui mecanică pe radiator se complică.

Deși compensarea termică nu este perfectă teoretic, practica a demonstrat că ea "este valabilă" pentru un



Aleg pentru R_9 valoarea $R_9 = 300 \Omega / 0,5 \text{ W}$.

Rezultă imediat:

$$P_2 = (P_2 + R_9) - R_9 = 1120 - 300 = 820 \Omega$$

Dar să nu uităm că tensiunea bază-emitor "de deschidere" a unui tranzistor are o plajă de variație destul de mare. Pentru acest lucru, în vederea reglajului curentului de mers în gol al amplificatorului, trebuie să prevedem o valoare reglabilă pentru P_2 de cel puțin două ori mai mare, deci alegem $P_2 = 2 \text{ k}\Omega / 0,5 \text{ W}$. Se recomandă un potențiometru P_2 robust, mare și cu o manevrabilitate mecanică cel puțin congruentă cu variația de rezistență dorită. Alegerea tranzistorului T_4 reprezintă o problemă simplă, deoarece parametrii lui de lucru sunt:

domeniu foarte larg de temperaturi în care lucrează amplificatorul audio.

Dimensionarea tranzistorului T_2 nu reprezintă o problemă deosebită, deoarece pentru regimul energetic definit până acum, curenții lui T_2 sunt nesemnificativi din punct de vedere al unei încălziri posibile. Aleg pentru T_2 tranzistorul BC637 , dar se poate ușor alege și un alt tip, cu condiția ca tensiunea colector-emitor V_{CET2} să depășească lejer valoarea tensiunii de alimentare $V_{EC} = 44 \text{ V}$ (deci minimum 63 V). Dacă presupunem, în condițiile cele mai rele, un factor de amplificare în curent $h_{21E} = 100$ pentru tranzistorul T_3 , deja nu se mai pune condiția de dimensionare strictă a curentului de emitor al tranzistorului T_2 , deoarece:

$$I_{ET2} = I_{BT3} = \frac{I_{CT3}}{100} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{100} = 25 \cdot 10^{-5} \text{ A}$$

De aici putem dimensiona imediat valoarea rezistenței R_6 . Ținând cont încă o dată de regula "de aur" a divizorului de tensiune:

$$R_6 = \frac{V_{BE2}}{10I_{BT2}}$$

și considerăm "teoretic" I_{BT2} (maxim) = 0,2 mA

$$R_6 = \frac{0,7}{10 \cdot 0,2 \cdot 10^{-5}} = 350 \Omega$$

Aleg $R_6 = 390 \Omega / 0,5 \text{ W}$.

Deja am trecut la etajele amplificatoare de la intrarea amplificatorului audio. Evident că apare și problema zgomotului ce poate fi amplificat, fapt care "dă bătaie de cap" majorității constructorilor de amplificatoare audio. Dacă până acum "am lucrat" cu tensiuni mari în ceea ce privește semnalul audio util, la niveluri mici zgomotul "se poate furișa" intrând în lanțul etajelor funcționale ale amplificatorului. Pentru "îndepărtarea" lui, tranzistorul T_2 va fi sortat astfel încât la regimul lui nominal de funcționare să prezinte un zgomot minim. Deși nu a fost prevăzut în schema electrică din figura 2, pentru o micșorare apreciabilă a zgomotului de fond se poate amplasa între baza tranzistorului T_2 și masa montajului un condensator ceramic C_z cu o capacitate de cca 15÷50 pF. Valoarea exactă a condensatorului C_z se va alege prin câteva încercări practice, deoarece toate componentele electrice pasive și active din montaj au și ele niște toleranțe în toate privințele! Deci $C_z \uparrow \uparrow R_6!$

ETAJUL DE INTRARE

Funcțiile etajului de intrare sunt din start bine definite, și anume:

- realizarea unui "etaj tampon" între impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a amplificatorului;
- amplificarea ÎNȚĂLĂ în tensiune a semnalului audio util.

Rezistența R_5 se calculează conform relației:

$$(R_5 + R_6) = \frac{V_{CC}}{4I_{C1}} = \frac{44}{4 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3}} = 6,1 k\Omega,$$

deoarece am impus $I_{C1} = 1,8 \text{ mA}$.

Aleg $R_5 = 5,6 k\Omega / 0,5 \text{ W}$ (puterea disipată nu mai este o problemă).

Pentru polarizarea inițială corectă a amplificatorului, tensiunea din baza tranzistorului T_1 trebuie să fie de cca $V_{CC}/2$. Deoarece curenții de lucru sunt foarte mici, este evident că grupul R_4, P_1, R_1, R_2 și R_3 va avea în final valori de ordinul sutelor de $k\Omega$.

Aleg următoarele valori:

$R_4 = 30 k\Omega / 0,5 \text{ W}$

$P_1 = 50 k\Omega / 0,5 \text{ W}$

$R_1 = 82 k\Omega / 0,5 \text{ W}$

$R_2 = 120 k\Omega / 0,5 \text{ W}$

Se remarcă prezența grupului D_1, C_3 , care previne scăderea tensiunii de alimentare V_{CC} aplicată etajului de polarizare al tranzistorului T_1 , ea fiind strict constantă chiar dacă la puterea nominală sau mai mare V_{CC} ar scădea.

Aleg $D_1 = 1N4148; C_3 = 22 \mu F / 63 \text{ V}$

Un filtraj suplimentar al tensiunii de polarizare îl realizează și condensatorul $C_1 = 10 \mu F / 63 \text{ V}$.

Pentru cuplajul ieșirii sursei de semnal am ales un condensator neelectrolitic $C_2 = 1 \mu F / 63 \text{ V}$, la care dacă impedanța sursei de semnal este mică, se poate "înseria" o rezistență de cca 1,2 $k\Omega / 0,25 \text{ W} = R_0$ (opțional). Să nu uităm că etajul de intrare are și rolul de amplificator de tensiune, amplificarea totală fiind finalizată de dubletul T_2, T_3 din etajul pilot.

Pentru tranzistorul T_1 se poate alege lejer tipul BC177B, BC251 sau asemănătoare. Obligatoriu, tranzistorul T_1 se va sorta astfel încât să prezinte un zgomot intrinsec minim.

ETAJUL DE PROTECȚIE

Protecția amplificatorului se va referi la regimurile de avarie care pot să apară (din diferite cauze) în funcționarea amplificatorului, și anume:

- protecția la suprasarcină;
- protecția la scurtcircuit a boxelor;
- protecția la scurtcircuitul unuia dintre tranzistoarele finale.

Pentru acest lucru am ales un etaj de protecție care include componentele active $D_2, T_5, T_6, D_3, T_7, T_8$ și elementele pasive de circuit $R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{17}$ și R_{18} . Practica a dovedit că această schemă electrică este extrem de eficientă pentru sarcinile rezistiv-inductive, deci chiar incintele acustice. Evident că siguranța F_2 lucrează "la scurtcircuit", dar între timp se poate distruge unul dintre tranzistoarele finale, și uneori chiar pre-finalele!

DE CE? Spre exemplu, limităm curentul maxim I_{CL} din etajul final, calculat la 5 A, la o valoare de 7 A.

În acest caz, puterea disipată de radiator, P_{DL} , va avea valoarea

$$P_{DL} = \frac{V_{CC} I_{CL}}{4} = \frac{44 \cdot 7}{4} = 77 \text{ W}$$

Revăzând calculele de dimensionare a radiatorului tranzistoarelor finale, se vede imediat că dimensiunile lui ar fi cu mult mai mari decât cele calculate.

Deoarece puterea disipată maximă nu trebuie să depășească valoarea $P_D = 27,5 \text{ W}$, rezultă că pentru o semialternanță a semnalului sinusoidal livrat de tranzistoarele finale de putere T_{11} și T_{12} :

$$I_{CT11} = I_{CT12} = \frac{4P_D}{V_{CC}} = \frac{4 \cdot 27,5}{44} = 2,5 \text{ A}$$

Alegerea tranzistoarelor din circuitul de protecție ține cont de faptul că ele nu au de suportat decât tensiuni de ordinul zecilor de volți și curenți de ordinul miliamperilor.

Diodele D_2 și D_3 au fost prevăzute pentru evitarea "conducției inverse" a tranzistoarelor T_5 și T_8 , în timpul funcționării amplificatorului.

Aleg: $D_2 = D_3 = 1N4148; T_5 = T_6 = BC338; T_7 = T_8 = BC328$.

Mai rezultă un fapt important, și anume că trebuie să

modificăm valorile rezistențelor R_{21} și R_{22} în așa fel ca la I_{CL} să se producă la bornele lor o cădere de tensiune de cca 0,7V, deci:

$$R_{21} = R_{22} = \frac{V_{BET11}}{I_{CL}} = \frac{0,7}{2,5} = 0,28\Omega$$

Se observă că dimensionarea finală a componentelor amplificatorului NU ESTE DELOC SIMPLĂ!

Reluând însă calculele inițiale prezentate anterior, se va vedea că majoritatea componentelor își "cam" păstrează valorile, iar celelalte caracteristici nu se modifică. În mod practic, vom mări valoarea tensiunii de alimentare V_{CC} cu 1÷2 V, iar diferențele între vechile valori și noile valori calculate vor fi cu totul nesemnificative. Se poate alege:

$$R_{21} = R_{22} = 0,27 \Omega/7 W$$

Calculul curenților în circuitul de protecție rezultă din relația:

$$I_{C11MAX} = I_{C12MAX} = \frac{V_{CC12}}{R_{15}} = \frac{V_{CC12}}{R_{16}} = \frac{44/2}{330} = 0,056 A$$

Pentru o limitare sigură a curentului de avarie, alegem prin divizorul de tensiune R_{12} , R_{13} , R_{14} un curent de cca 10 mA (ca să poată comanda ferm tranzistoarele T_5 și T_8).

Deoarece nu trebuie să depășim un curent limită din bazele tranzistoarelor T_6 și T_7 (cca 15 mA), se calculează imediat:

$$R_{17} = R_{18} = \frac{I_{EM} R_{21} - V_{BE}}{I_{BNM}} = \frac{5 \cdot 0,28 - 0,7}{15 \cdot 10^{-3}} = 47\Omega$$

Conform datelor din catalog ale fabricantului, tensiunea de saturație a tranzistoarelor T_6 și T_7 este de cca 0,1 V. Din acest considerent, în momentul intrării în stare de conducție a tranzistoarelor din grupul de protecție, căderea de tensiune V_{R13} la bornele rezistenței R_{13} trebuie să fie:

$$V_{R13} = V_{SAT6} + V_{BET5} + V_{BET6} + V_{SAT7} = 0,1 + 0,7 + 0,7 + 0,1 = 1,6 V$$

Pentru un curent de cca 10 mA prin divizorul de tensiune R_{12} , R_{13} , R_{14} , rezultă:

$$R_{13m} > \frac{V_{R13}}{I_D} = \frac{1,6}{10 \cdot 10^{-3}} = 160\Omega$$

Dar dacă folosim pentru alimentarea cu energie electrică a amplificatorului o sursă de tensiune continuă nestabilizată, tensiunea în gol poate fi mai mare, și protecția "intră în funcțiune" la semnale mici, deci nejustificat! Dacă admitem $V_{CCmax} = 1,25 V_{CC}$, putem considera

$$R_{13M} < \frac{I_{CL} \cdot E_L}{1,25 I_D} = \frac{2,5 \cdot 4}{1,25 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 800\Omega$$

Să facem o medie geometrică a celor două valori, minimă și maximă, pentru estimarea valorii finale:

$$R_{13} = \sqrt{R_{13m} \cdot R_{13M}} = \sqrt{160 \cdot 800} = 357,7\Omega$$

Pentru o protecție "sigură" aleg $R_{13} = 330 \Omega/0,5W$.

Din moment ce am ales valoarea curentului de 10 mA prin divizorul de tensiune R_{12} , R_{13} , R_{14} , rezultă imediat:

$$R_{12} = R_{14} = \frac{V_{CC}/2}{I_D} \cdot \frac{R_{13}}{2} = \frac{44/2}{10 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{330}{2} = 2035\Omega$$

Aleg $R_{12} = R_{14} = 2 k\Omega/0,5 W$.

BLOCUL REACȚIILOR

Analizând configurația schemei electrice din figura 2, se observă că există trei tipuri de "reacții", și anume:

- reacții negative locale;
- reacția negativă globală;
- reacția pozitivă subunitară.

Este cunoscut faptul că reacția negativă locală aplicată unui etaj de amplificare are avantaje fundamentale, și anume:

- previne ambalarea termică a etajului de amplificare (în cazul nostru, final și prefinal);
- reduce factorii de distorsiuni THD și TID (THD = total harmonic distortion, TID = total intermodulation distortion);
- reduce posibilitatea de apariție a oscilațiilor etajului amplificator (din diferite cauze);
- reduce diferențele în ceea ce privește timpul de comutație al celor două structuri echivalente NPN și PNP proprii etajului final.

Rezistențele R_{21} și R_{22} constituie reacții negative locale de curent pentru tranzistoarele T_{11} și T_{12} . Rezistențele R_{19} și R_{20} constituie reacțiile negative locale de curent pentru tranzistoarele T_9 și T_{10} .

Pentru prevenirea oscilațiilor etajului final la frecvențe ultrasonore a fost prevăzut un filtru BOUCHEROT, format din grupul R_{23} , C_8 . El limitează "din start" posibilitatea amplificării semnalelor ultrasonore ($f > 25 kHz$) și totodată îmbunătățește fundamental funcționarea buclei de reacție negativă globală ce delimitează STRICT amplificarea în tensiune a amplificatorului (mai ales în timpul regimurilor tranzitorii de lucru).

În urma încercărilor practice, s-au ales pentru cele două componente valorile: $R_{23} = 10 \Omega/1 W$; $C_8 = 0,1 \mu F/63 V$.

O altă "surpriză" o reprezintă prezența condensatorului C_{10} în paralel cu condensatorul C_{11} . Explicația este "micșorarea echivalentă" a reactanței condensatorului electrolitic C_{11} la frecvențe înalte. Din acest motiv a fost prevăzut condensatorul C_{10} , care "scurtcircuitează" mica rezistență electrică echivalentă a condensatorului C_{11} , ce poate apărea în zona frecvențelor înalte.

Această "găseliță" a dat rezultate practice excelente, îmbunătățind fundamental "puritatea sunetului" livrat de amplificatorul audio în zona frecvențelor înalte.

Se alege condensatorul NEELECTROLITIC $C_{10} = 1 \mu F/100 V$.

O altă reacție negativă locală o constituie condensatorul C_4 . El formează de fapt un filtru activ trece-jos, care limitează amplificarea inițială a semnalelor de frecvență ultrasonoră. Se alege practic pentru valoarea capacității $C_4 = 100 \div 120 pF/63 V$.

Reacția negativă globală are rolul de a PRECIZA STRICT amplificarea totală în tensiune a amplificatorului. Buclea de reacție negativă globală este formată din grupul R_{10}, C_6, R_{11} . Pentru acest grup trebuie să calculăm valorile celor trei componente menționate anterior.

Preluând din catalogul de tranzistoare datele tehnice pentru T_1 , obținem (varianta BC177B): $I_{C10} = 1,8 mA$; $h_{11C} = 2,7 k\Omega$; $h_{21E} = 220$.

Cu aceste valori se calculează diferența de tensiune la intrarea amplificatorului, ΔV_{BE} , ca să obținem în final o excursie în tensiune de cca 20 V, "în sus și în jos" față de punctul mediu de funcționare A ($V_A = 20 V$):

$$\Delta V_{BE(T1)} = \frac{\Delta I_{CT1} \cdot h_{11E(T1)}}{h_{21E(T1)}}$$

Dar $\Delta I_{CT1} \approx 50 \mu A$ (din catalog), deci

$$\Delta V_{BE(T1)} = \frac{\Delta I_{CT1} \cdot h_{11E(T1)}}{h_{21E(T1)}} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 2,7 \cdot 10^3}{220} = 0,61 mV$$

Dar pentru această configurație a schemei electrice:

$$A_U = 1 + \frac{R_{10}}{R_{11}}, \text{ de unde}$$

$$R_{11} = \frac{R_{10}}{A_U - 1}$$

Pentru un semnal de intrare U_i de cca $0,7 V_{EF}$, obținem

$$A_U = \frac{U_E}{U_i} = \frac{20}{0,7} = 28,57 \approx 30$$

"CURSA" tensiunii de intrare la T1 este de cca $0,61 mV$, deci pentru tensiunea de emitor a tranzistorului T1 putem admite lejer o variație de cca $6 V$.

În această situație, dacă admitem la emitor o cădere de tensiune de cca $6 V$ ($U_{CET1min} = 14 V$), obținem:

$$R_{10} = \frac{U_B - U_{CET1min}}{I_{CT1}} = \frac{20 - 14}{1,8 \cdot 10^{-3}} = 3300 \Omega$$

Dar trebuie să verificăm dacă nu cumva tranzistorul T1 se saturează:

$$U_{CEminT1} = (R_5 + R_6) I_{CT1} = (5600 + 390) \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} = 10,78 V$$

Deoarece $10,78 V < 14 V$, suntem siguri că tranzistorul T1 lucrează în zona activă de lucru.

Dimensionarea rezistenței R11 rezultă imediat:

$$R_{11} = \frac{R_{10}}{A_U - 1} = \frac{3300}{30 - 1} = 113,7 \Omega$$

ALEG R11 = 100Ω .

Pentru frecvența minimă $f_l = 20 Hz$, condensatorul C6 prezintă valoarea

$$C6 = \frac{1}{2\pi f_l R_{11}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 100} = 79,57 \cdot 10^{-6} F \text{ (cca } 100 \mu F)$$

Pentru siguranță alegem C6 = $220 \mu F/63 V$.

Reacția pozitivă subunitară reprezintă o problemă extrem de complexă și "delicată". E adevărat că am stabilit bucla de reacție negativă globală. Dar "în sarcină" ce face amplificatorul, care debitează energie electrică pe o sarcină (incintă acustică) cu caracter rezistiv-inductiv? El ar trebui "să știe" dacă puterea electrică livrată corespunde cu cerințele impuse inițial. Datorită acestui fapt, amplificatorul "trebuie ajutat" astfel încât, în orice moment, să aibă un control sigur asupra livrării puterii nominale. Ajutorul constă dintr-o buclă de reacție pozitivă subunitară, care completează "eforturile" reacției negative globale de a menține o amplificare constantă a semnalului audio în toată banda de audiofrecvență. Calculele teoretice fiind extrem de complexe, am apelat la soluțiile constructive propuse de firma MULLARD în ceea ce privește dimensionarea rezistențelor R24 și R3.

Pentru o impedanță de sarcină $Z = 4 \Omega$, s-au ales valorile $R24 = 2,2 k\Omega$, $R3 = 47 \Omega$ (sau $R3 = 56 \Omega$).

Prin câteva încercări practice, constructorul amplificatorului va stabili varianta optimă (deci cum "sună" foarte bine incinta la putere nominală).

ATENȚIE! O dată cu creșterea puterii nominale livrate, se va mări și valoarea rezistenței R24, fără însă să depășim un ordin de mărime al acesteia.

DE CE SCADE VALOAREA REZISTENȚEI R3 (iar R6 nu mai există)? Bucla de reacție negativă R10, C6, R11 "își face treaba" în regim normal de funcțiune. Dar în regim "dinamic"?

Cele două bucle de reacție, și anume NEGATIVĂ GLOBALĂ și POZITIVĂ SUBUNITARĂ, trebuie să "lucreze" rapid și concomitent. Datorită acestui considerent, ELE TREBUIE CUPLATE, astfel încât să lucreze congruent și eficient.

Configurația aleasă pentru schema electrică PERMITE acest lucru (o analiză teoretică este extrem de complexă). Practic am eliminat R11, dar am pus în paralel cele două bucle de reacție, "dirijate" de rezistența R3.

Deși față de calculele anterioare, amplificarea generală a amplificatorului va crește "puțin", acest lucru nu deranjează, deoarece nivelul semnalului de intrare poate fi ușor micșorat.

Marele avantaj îl constituie livrarea SIGURĂ a puterii nominale în toată banda de audiofrecvență, fără "scăderi", "ezitări" sau distorsiuni liniare sau neliniare pe o sarcină rezistiv-inductivă (boxele).

Amplificatorul "acoperă" lejer o bandă audio situată în limitele $20 Hz \div 20 kHz$, la puterea nominală, fapt care nu-l poate face "orice amplificator"! Pentru stabilitate în timpul regimurilor tranzitorii, este indicată amplasarea în paralel cu rezistența R10 a condensatorului $C_R = 680 pF$. Valoarea lui se poate modifica cu $\pm 20\%$, după niște încercări competente, folosind aparatele de măsură și control AMC adecvate (GAF = generator de audiofrecvență, osciloscop cu memorie, VDS = variator dinamic de semnal de intrare etc.).

Pentru o funcționare sigură și stabilă a amplificatorului, INIȚIAL se poate utiliza EFICIENT valoarea propusă a lui C_R .

ETAJUL DE ALIMENTARE

Dimensionarea etajului de alimentare cu energie electrică a amplificatorului rămâne o problemă "la latitudinea" constructorului.

Există două soluții practice, și anume sursa de tensiune continuă nestabilizată și sursa stabilizată de tensiune continuă.

În urma redresării tensiunii alternative se obține o tensiune continuă. Prima soluție "este acceptabilă", dar a doua soluție este foarte bună.

Se pune problema: care este capacitatea condensatoarelor electrolitice de filtraj, din ambele soluții constructive?

Dacă impunem o constantă de timp τ astfel încât "după patru alternanțe pozitive" condensatorul să nu se descarce, obținem:

$$\tau = 0,04 = R_{INT} C_F = \frac{U_A \cdot C_F}{I_N}, \text{ unde}$$

R_{INT} = rezistența internă a amplificatorului,
 U_A = tensiunea de alimentare a amplificatorului,
 I_N = curentul nominal al amplificatorului,
 rezultă

$$C_F = \frac{0,04 \cdot I_N}{U_A} = \frac{0,04 \cdot 5}{44} = 0,0045 F$$

Alegem $C_F = 4700 \mu F/63V$.

ATENȚIE! Valoarea lui C_F este pentru amplificatorul mono! Pentru varianta normală STEREO sau CUADRO, valorile se vor multiplica în mod corespunzător (cu 2 sau 4).

Stabilizatoare de tensiune pentru amplificatoare audio au fost prezentate în revista TEHNIIUM în zeci sau chiar mai multe variante. Constructorul va alege, după preferință, varianta optimă.

ATENȚIE! Puntea redresoare trebuie să "reziste" la curentul de lovitură ce privește încărcarea inițială cu energie electrică a condensatorului C_F .

REALIZARE PRACTICĂ ȘI REGLAJE

Deoarece, în funcție de gabaritul componentelor electrice alese, dimensiunile lor sunt foarte variate, nu am prezentat o schemă de cablaj imprimat pentru amplificator. Ea este o "PROVOCARE" pentru constructorul amator care vrea să-și desăvârșească competențele profesionale.

Oricum, recomand respectarea cu strictețe a următoarelor reguli de bază:

- păstrarea structurii "de cuadripol" a montajului;
- lipsa "buclei de masă";
- grosimea traseului "de masă" de minimum 7 mm, încărcat bine cu cositor (FLUDOR);
- alimentări separate pentru coloanele de forță ale fiecărui amplificator;
- respectarea cu strictețe a condițiilor de montare a tranzistoarelor finale și a tranzistoarelor din etajul pilot

pe radiator (izolație, vâșcă silonică etc.).

După realizarea practică a cablajului imprimat, se plantează inițial componentele electrice pasive și ulterior cele active (diode și tranzistoare). Atenție mare la polaritatea corectă a condensatoarelor electrolitice.

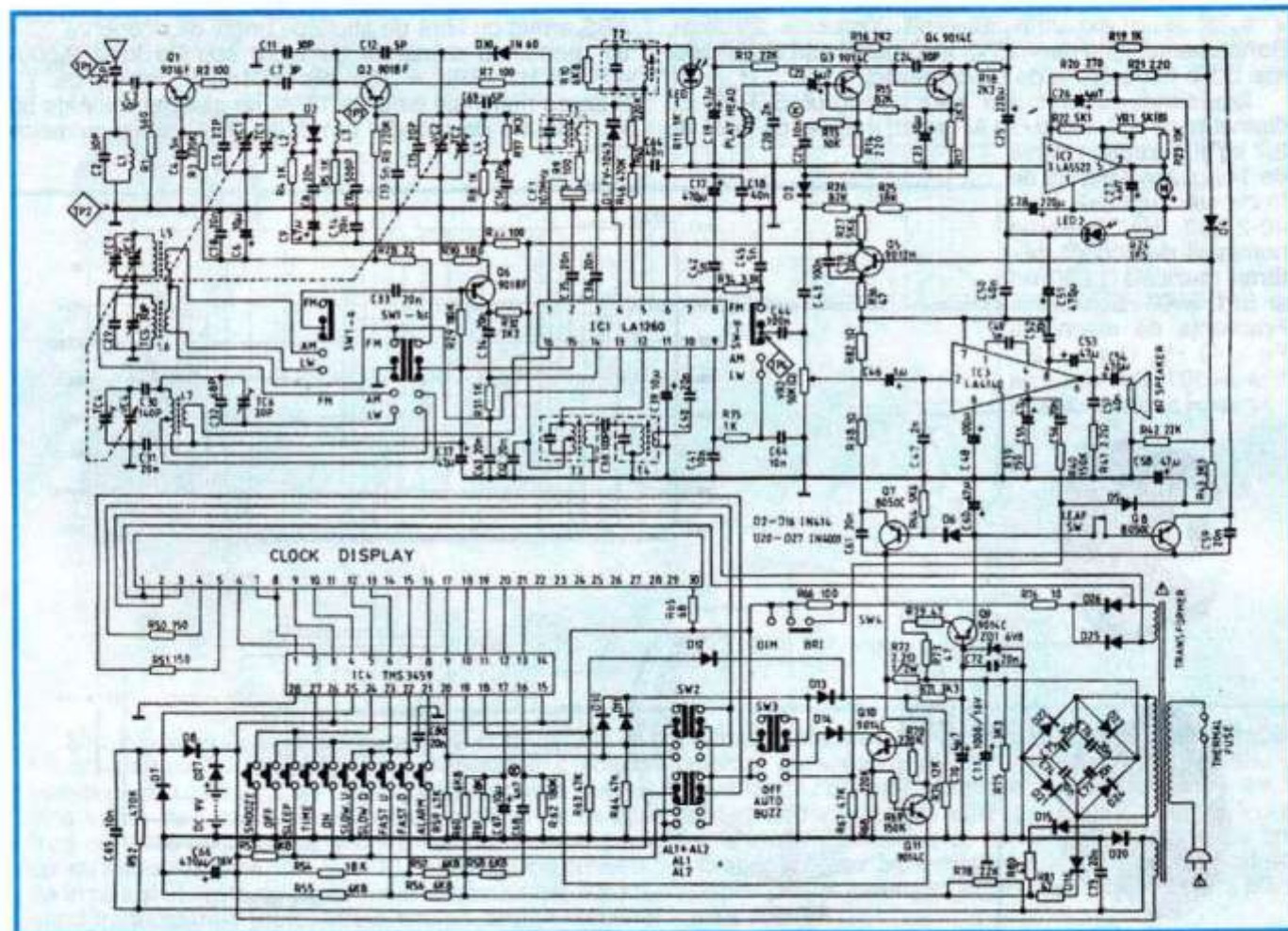
Reglajele constau în stabilirea unei tensiuni de $V_{CC}/2 = 22V$ în punctul A, prin acționarea (cu grijă) a cursorului potențiometrului P1. Ulterior, acționând cursorul potențiometrului P2, se stabilește prin tranzistoarele etajului final un curent de mers în gol $I_0 = 50mA$.

Amplificatorul, realizat corect, va confirma pe deplin cerințele HI-FI.

BIBLIOGRAFIE

1. A. VĂTĂȘESCU, M. BODEA ș.a., CIRCUITE INTEGRATE LINIARE - Manual de utilizare, Vol. I, Editura Tehnică, București, 1979
2. E. MARIAN, SCHEME ȘI MONTAJE DE AUDIOFRECVENȚĂ - Editura Tehnică, București, 1992
3. Ș. NAICU, E. MARIAN, 101 MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE, Editura Național, București, 1998
4. *** Revista LE HAUT PARLEUR nr. 1581, 1583, 1587
5. *** Revista CONEX CLUB, colecția din anul 1999
6. *** Revista TEHNIIUM, colecția din anii 1998-2003
7. *** Catalogul de tranzistoare IPRS Băneasa (FULL LINE CONDENSED CATALOG)
8. *** CATALOGUL DE TRANZISTOARE MULLARD - prezentare și note de aplicații

Radiocasetofonul INTERSOUND CRC-150D



TRADUCTOARE

P.AUDIO

Ing. Aurelian MATEESCU

Vom face în cele ce urmează o scurtă prezentare a unor traductoare profesionale pentru a familiariza constructorii amatori cu aceste produse. Din gama de fabricație am ales:

Wooflerul HP-18 W, realizat cu șasiul economic din tablă de oțel ambutisată având diametrul de 18" (460 mm), o greutate de 9,5 kg, din care magnetul de ferită are 2,56 kg, destinat a fi utilizat în incinte de sonorizare, puterea sa fiind de 350 W RMS și 700 W muzicală. Frecvența de rezonanță este de 30 Hz, Vas = 320 litri, Qts = 0,32 și domeniul de frecvență de 20-800 Hz. Membrana este din celuloză impregnată, suspensia textilă, iar bobina de 3" are suportul din fibră de sticlă. Suspensia permite deplasări maxime de până la 17 mm. Având SPL de 98 dB/1W/1m, este o alegere excelentă pentru incintele de sonorizare pe 3 căi, având și un preț foarte avantajos.

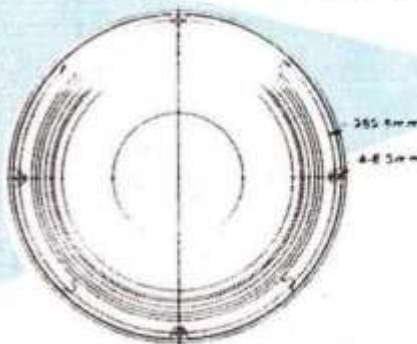
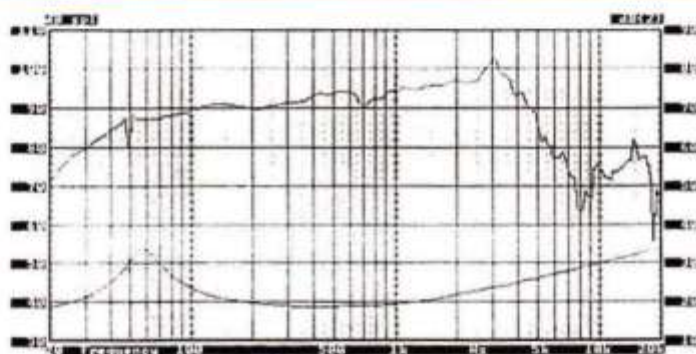
Traductorul P10 - 100 MB este un high-power mid-bass de 10", cu șasiu turnat din aliaje ușoare, cu puterea nominală de 300 W și muzicală de 600 W. Are o bandă de frecvență cuprinsă între 40 și 500 Hz, membrana din celuloză și suspensia textile. Bobina are diametrul de 3,9" și este executată cu fir plat de Al placat cu cupru, pe suport de Kapton. Are Fs = 73 Hz, Qts = 0,23 și o excursie maximă Xmax = 20 mm. Randamentul este de 4,15%, fiind dublu față de al celor mai bune traductoare de uz domestic.

Din seria de vârf am ales **wooflerul SD-15**, cu diametrul de 15", șasiu din Al turnat, magnet de ferită de 3,7 kg și o greutate totală de 14 kg. Are o bandă de frecvență cuprinsă între 40-2.200 Hz, puterea nominală de 600 W (puterea muzicală 1.200 W) și SPL = 97 dB/1W/1m. Frecvența de rezonanță Fs = 41 Hz, Qts = 0,26, Vas = 121 litri, excursia Xmax = 5 mm și de vârf

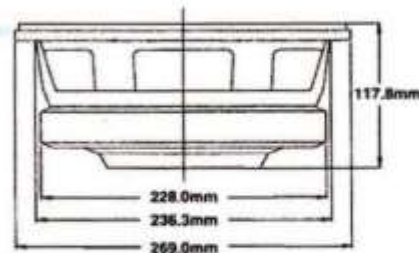
de 30 mm, bobina de 4,5" pe suport de fibră de sticlă, radiator extern din aluminiu.

O tendință actuală este utilizarea de magneți de neodim în locul celor de ferită, soluție care reduce mult greutatea traductoarelor, fără pierderi în ceea ce privește performanțele. Din Super Neo Series am ales **SN-12 MB**, un mid-bass woofler de 12" cu o putere de 200 W (400 W muzicală), cu SPL = 98dB/1W/1 m și domeniul de frecvență cuprins între 45-3.000 Hz. Bobina de 2,5" este realizată pe suport din fibră de sticlă, cu fir plat de Al anodizat cu cupru, bobinat pe exteriorul și pe interiorul suportului. Frecvența de rezonanță Fs = 50 Hz, Qts = 0,29, Vas = 95 litri, Xmax = 3,5 mm (X max peak = 20 mm). Cel mai interesant este faptul că greutatea totală a traductorului este de 2,8 kg, în condițiile în care șasiul este turnat din aluminiu și dispune de un important radiator tot din aluminiu. În prezent, firma P. Audio introduce în fabricație o serie de woofere cu magnet de neodim cu caracteristici excelente și pentru utilizări domestice și mai ales cu un preț cu 40-50% mai mic față de piața actuală.

Pentru frecvențe înalte am ales un tweeter din seria PHT, și anume **PHT-407 N**, echipat tot cu magnet de neodim și calota din titan. Este echipat cu un horn din ABS armat cu fibră de sticlă cu unghi de acoperire 90 x 90 grade, cu domeniul de lucru cuprins între 2.500-40.000 Hz, SPL = 100 dB/1W/1m și bobina de 1". Puterea nominală este de 15 W, iar cea muzicală de 30 W. Dispune de radiator turnat din Al. Calitățile acustice

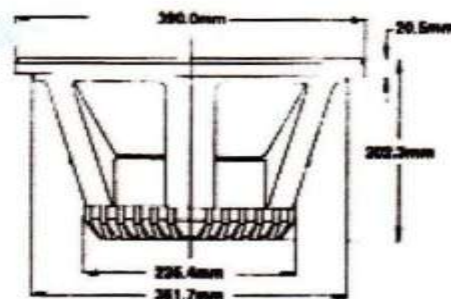
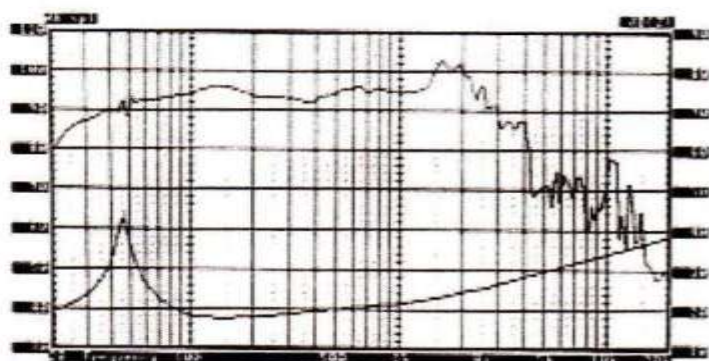
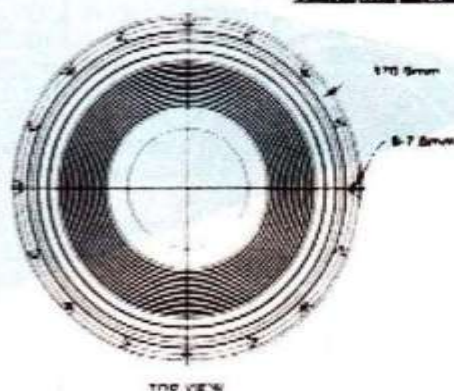


TOP VIEW

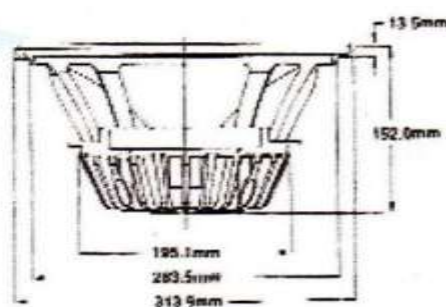
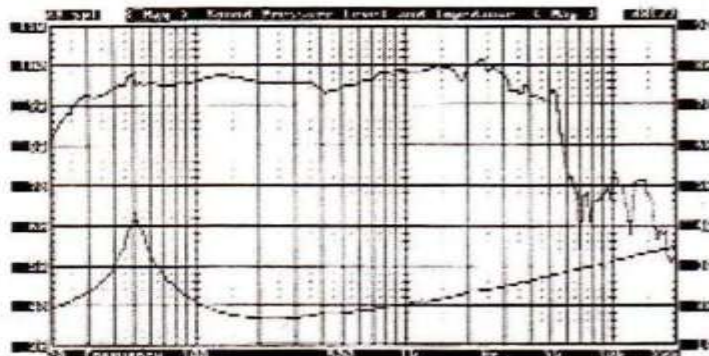
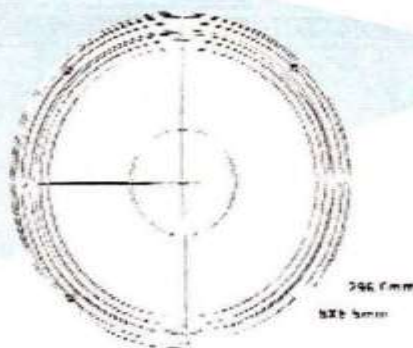
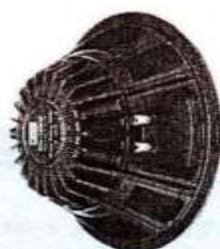


SIDE VIEW

le-am putut proba personal, utilizând acest tweeter la prima incintă



VTP construită, unde am înlocuit tweeterul HYD 15 cu acesta și montând un divizor de 6 dB.

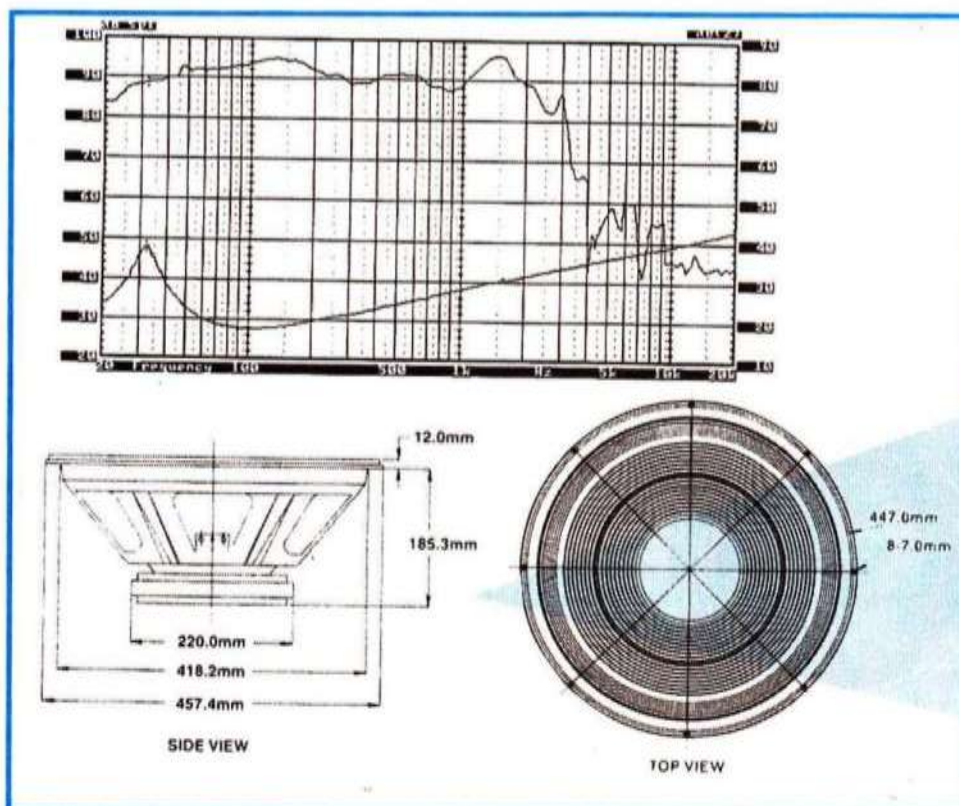


Știu că mulți audiofili nu sunt încă convingși că utilizarea traductoarelor profesionale reprezintă o soluție viabilă pentru incintele "de casă". Nici eu nu am fost conving inițial, deși am luat contact cu o astfel de soluție încă din 1985 (difuzoare Electro Voice într-o incintă pe 3 căi cu traductoare de 12", 8" și 1", incintele fiind construite în țară și utilizate de un muzician profesionist). Astăzi, când traductoarele profesionale tind să devină comune

în realizările firmelor cu tradiție și după ce am experimentat personal astfel de traductoare în incintele pe care le-am construit, consider că este cea mai bună cale de urmat pentru constructorul amator. La munca depusă și la investiția financiară, nu se justifică utilizarea unor componente cu performanțe mai mult decât modeste, dar cu preț la jumătate. Traductoarele ieftine sunt plătite prea scump!

certificați, vă puteți baza pe acești parametri atât la proiectarea incintei, cât și în exploatare: cum vă imaginați ca fiind real că un tweeter profesional are $P_{nom} = 30\text{ W}$ și este utilizat în sonorizări la puteri mari și un tweeter de 200.000 lei/buc. are o putere de 100-150 W?

- traductoarele profesionale au

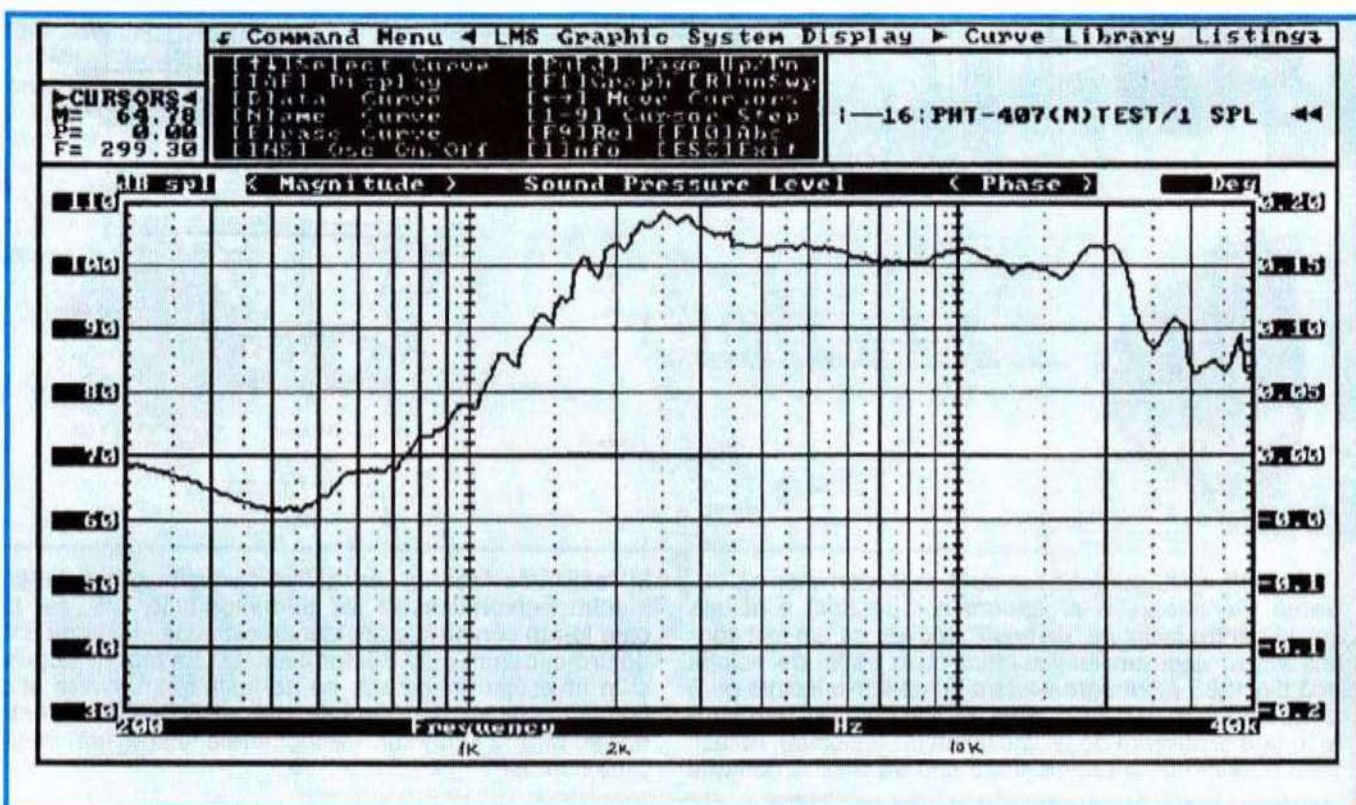


Nu vă speriați de unii parametri:

- dacă un woofer are o putere nominală de 300 W, aceasta nu impune utilizarea unui amplificator "mamut": nu uitați că wooferul va avea și un SPL de peste 93 dB/1W/1m, adică se va putea folosi și cu un amplificator cu tuburi de 5 W/canal, caz în care veți face suficient zgomot la bloc pentru a primi vizita poliției;

- dacă parametrii traductoarelor profesionale sunt

avantaje nete în ceea ce privește calitatea reproducerii semnalelor tranziente (foarte rapide), în păstrarea timbrului natural al sunetului și nu în ultimul rând în păstrarea în timp a parametrilor mecanici și electrici. Chiar dacă investiția inițială în aceste traductoare este mai mare, beneficiile se văd atât imediat, în calitatea sunetului, cât și în timp, în materie de stabilitate, constanță în parametri și durabilitate.



CONSIDERAȚII TEHNICE și PRACTICE

privind construcția incintelor acustice Hi-Fi

tip TQWT

Pagini realizate de ing. Aurelian MATEESCU

După construcția și experimentarea mai multor perechi de incinte TQWT - Voigt și după consultarea unor materiale, dar și a altor constructori care au abordat acest tip de incintă, am putut sintetiza unele aspecte care pot fi un bun ghid pentru cei care abordează practic aceste incinte. Precizez că materialul nu are un nivel academic (ce mi-a fost reproșat pe nedrept de unii cititori) și aspectele teoretice sunt strict necesare pentru înțelegerea fenomenelor de bază din funcționarea incintelor acustice. În completare cu celelalte articole pe care le-am publicat de-a lungul timpului, un absolvent de liceu care nu a absentat de la orele de fizică se poate edifica asupra conținutului materialului și va putea să utilizeze în deplină cunoștință de cauză informațiile căpătate pentru abordarea cu succes a construcțiilor.

Desenul original și indicațiile constructive ale lui Paul Voigt (**figura 1**) cuprind dimensionarea liniei pentru o frecvență de rezonanță determinată, F_r , poziționarea corectă a traductorului acustic la distanța d și reducerea frecvenței liniei prin reducerea suprafeței S_2 . La momentul respectiv, în anii '30, Voigt nu a elaborat o relație matematică în care să fie cuprinși parametrii traductorului acustic care se utilizează în prezent la dimensionarea incintelor (parametrii Thiele - Small), aceștia fiind introduși în proiectarea incintelor abia în anii '70. De asemenea, nu sunt indicate valori ale raportului S_1/S_2 , care determină valoarea factorului de expansiune, valorile lui S_1 și S_2 în funcție de suprafața radiantă a traductorului S_t sau efectul reducerii suprafeței S_2 .

Modul de funcționare a acestei incinte este determinat de plasarea traductorului la $2/3$ din lungimea liniei, creându-se astfel alți doi rezonatori, unul închis iar celălalt deschis, cel închis având lungimea la jumătate față de cel deschis, acești doi rezonatori fiind plasați față în față și acționând în contrafază, astfel că la F_c (frecvența de rezonanță a sistemului) atenuarea este totală. Poziționarea traductorului la circa $2/3$ din lungimea liniei determină o alunecare

a frecvenței de acord, ceea ce conduce la interacțiuni reciproce cu filtrarea vârfurilor de rezonanță și linearizarea benzii de trecere la frecvențe joase.

Din analiza incintelor construite și din datele furnizate de alți constructori, s-au putut sintetiza niște date care sunt de real ajutor celui ce pornește de la zero în realizarea acestui tip de incintă:

- frecvența de acord F_c a incintei nu este critică și nu este strict relaționată de utilizarea unui traductor cu F_s și Q_{ts} impuse;

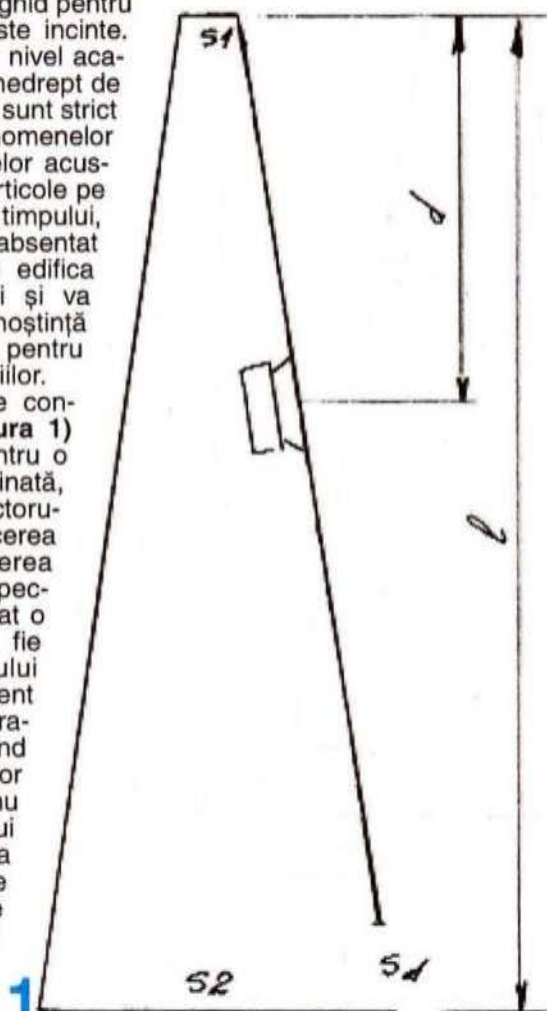
- incintele care au dat un răspuns sonor bine apreciat au raportul S_1/S_2 cuprins între limitele 0,135 și 0,150;

- suprafața S_1 este, în medie, cuprinsă între (0,5-0,6) S_d (suprafața radiantă a traductorului);

- reducerea suprafeței radiante S_2 conduce la creșterea încărcării traductorului, o mai bună amortizare care reduce rezonanțele superioare ale sistemului, fenomen mai pregnant decât cel de scădere a valorii frecvenței fundamentale a incintei. Personal, am constatat că numai prin teste și observații atente este pertinentă reducerea secțiunii S_2 , funcție de mai mulți factori;

- de asemenea, utilizarea materialului de amortizare conduce la o scădere a frecvenței fundamentale a incintei și o încărcare mai bună, dar numai atunci când este necesar, deoarece are două efecte adverse extrem de neplăcute și care nu pot fi contracarate: scăderea randamentului total al incintei și scăderea răspunsului la semnale rapide (scăderea răspunsului tranzient), care se traduce printr-un bas mai puțin definit, îngreunându-se recunoașterea instrumentelor;

- un aspect puțin tratat de Paul Voigt, cât și de majoritatea constructorilor, este reprezentat de varianta introducerii unei părți de tip bass-reflex în construcția incintei:



Incinta Paul Voigt

l = lungimea liniei acustice

d = distanța la care se amplasează traductorul (difuzorul)

S_d = suprafața deschiderii

S_t = suprafața traductorului

S_p = suprafața minimă (închisă) a liniei acustice

S_2 = suprafața maximă a liniei acustice

închiderea suprafeței S2 cu un rezonator Helmholtz, care transformă incinta într-o banală construcție bass-reflex. În urma testelor pe care le-am efectuat, sunt convins că această soluție nu are alt scop decât mascarea rezonanțelor superioare. Nu trebuie să uităm că la data la care a fost concepută incinta, calitatea traductoarelor împingea înainte cercetarea în domeniul incintelor. Experiența proprie mi-a întărit convingerea că reducerea deschiderii incintei conduce la reducerea marelui avantaj de a lucra foarte aproape de un horn sau o pâlnie acustică, deci cu un randament ridicat. Tehnica actuală, și în primul rând posibilitatea utilizării alternative a unor traductoare de tip profesional, evită necesitatea reducerii secțiunii S2. În plus, nu se mai pune problema utilizării exclusiv a unui traductor de bandă largă. Se poate utiliza un traductor care să lucreze într-un domeniu suficient de larg pentru a evita cuplarea cu un tweeter în domeniul critic 1-3 kHz;

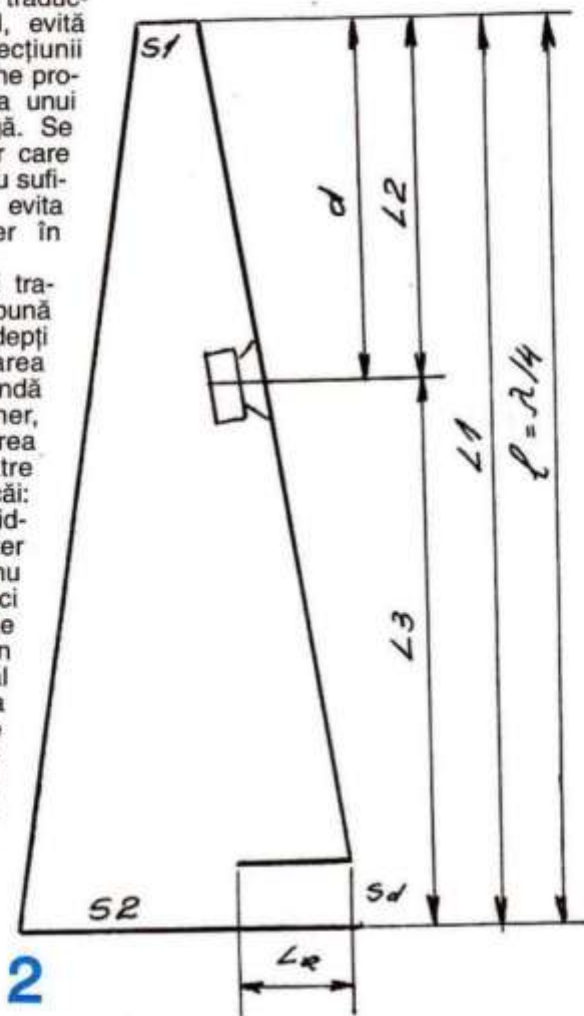
- soluția utilizării unui traductor de bandă largă de bună calitate are foarte mulți adepți care-și permit procurarea unor traductoare de bandă largă scumpe (Lowther, Fostex etc.). Eficientizarea costurilor ne trimite către soluția incintei cu două căi: un woofer (de fapt un mid-woofer) pro și un tweeter pro de calitate bună nu depășesc 100 euro, deci costul traductoarelor este sub 200 euro, față de un difuzor de bandă largă al cărui preț pleacă de la min. 500 euro și poate atinge 4000-6000 euro pe bucată. Diferența de preț nu poate fi justificată însă din punct de vedere al performanțelor sonore, dar cine își permite, poate încerca. Desigur, se poate crește suma alocată unor traductoare pro, caz în care se poate ajunge la circa 1000 euro (caz extrem). La costul traductoarelor se adaugă materialele pentru construcția incintelor,

prețul rețelei de separare (neapărat realizată conform criteriilor impuse de traductoarele utilizate și cerințele HI-FI), materiale auxiliare și de finisaj. Evident că finisajul determină această parte de costuri, putând ajunge, în cazul utilizării de materiale foarte scumpe, să depășească costul traductoarelor. Aceasta este, în 90% din cazuri, situația incintelor de producție industrială, unde costul finisajelor și manopera reprezintă cea mai mare parte a costurilor. Traductoarele de serie au azi procesul de fabricație aproape complet automatizat, cu consecințele pozitive și negative ce decurg din aceasta.

Revenind la aspectele teoretice, un constructor și audiofil italian, Filippo Punzo, studiind incinta Voigt și

modul de funcționare, a lansat pe baza observațiilor făcute teoria celor 3 rezonatori. Acesta consideră incinta Voigt (figura 2) ca fiind compusă din:

- un rezonator de lungime L1, considerat unitar (= 1), ce cuprinde întreaga incintă;
- al II-lea rezonator, considerat închis, ca și primul, conține partea cuprinsă între capătul închis și centrul traductorului, notat L2;
- al III-lea rezonator, deschis, este cuprins între centrul traductorului și suprafața S2 (deschiderea incintei), notat L3.



2

Incinta Voigt

L1, L2, L3 - lungimile celor 3 rezonatori

LR - lungimea rezonatorului Helmholtz

În aceste rezonatoare apar frecvențe de rezonanță minime și maxime ce pot fi calculate conform teoriei liniilor de transmisie. Consecința cea mai neplăcută este alterarea timbrică a mesajului sonor în zona frecvențelor joase până la medii, cu sunet bubuit sau cu medii colorate de rezonanțe. Aceste fenomene apar în cazul utilizării unor traductoare cu frecvența proprie Fs prea mică (sub 40-50 Hz), a traductoarelor cu "motoare" magnetice slabe sau de calitate îndoielnică. De altfel nici nu este nevoie de utilizarea de traductoare cu Fs sub 40 Hz, având în vedere că incinta asigură întărirea frecvențelor joase cu o octavă sub frecvența ansamblului incintă - traductor.

Pentru calculul unor parametri ai acestui tip de incintă s-au elaborat unele relații, după cum urmează:

- frecvența de rezonanță a sistemului traductor + incintă se poate calcula cu relația:

$$F_c = (2 + Q_{ts}^3) \frac{F_s + Q^3 t_s}{2\pi Q_{ts}}$$

În care:

- Fs = frecvența de rezonanță în aer liber a traductorului;
- Qts = coeficientul total de calitate al traductorului utilizat.

Găsirea valorii corecte a lui Fc este importantă pentru ca suma dintre emisia directă a traductorului și întărirea sunetului de către incintă să determine un răspuns cât mai plat. O abatere cu +/- 5 Hz este admisibilă;

- frecvența limită inferioară reprodusă Fb a sistemului se determină cu relația:

$$F_b = \frac{F_c}{2} = \frac{F_s}{\pi} Q_{ts}$$

- frecvența de acord a incintei cu rezonator bass-reflex se poate determina cu relația:

$$F_{br} = (F_c + F_b) \times 0,959 - Q_{ts}$$

Dacă vom calcula cu aceste formule frecvențele corespunzătoare celor două tipuri de traductoare pe care le-am prezentat în ultimele numere ale revistei, vom obține:

- pentru wooferul BG 8 K, produs de P. Audio, obținem:

Fc = 36,46 Hz unde: Fs = 43 Hz și Qts = 0,387
 Fb = 23,53 Hz
 Fbr = 57,14 Hz

- pentru mid - wooferul 8 PW3, produs de SELENIUM, obținem:

Fc = 38,24 Hz unde: Fs = 69 Hz și Qts = 0,66
 Fb = 33,62 Hz
 Fbr = 68,25 Hz

Se observă că frecvența de rezonanță a ansamblului traductor-incintă este cea mai scăzută în cazul wooferului P. Audio și, mai important, frecvența limită inferioară reprodusă se află cu 10 Hz mai jos, foarte important pentru cei care doresc un bas foarte aproape de limita inferioară a domeniului audio. Trebuie precizat că și valoarea de 33-34 Hz este mai mult decât satisfăcătoare, fiind proprie incintelor cu performanțe foarte bune. Desigur că o performanță superioară se traduce și

printr-un preț de cost mai mare, între cele două traducătoare fiind un raport de preț 1/3!

Nu voi face decât o remarcă în ceea ce privește Fbr - frecvența de acord bass-reflex a incintei: se observă o valoare a frecvenței de acord mult peste frecvența de rezonanță a celor două traducătoare. Având în vedere că cele două traducătoare sunt de bună calitate, reducerea deschiderii incintei nu este recomandată, ca și transformarea sa într-o banală incintă bass - reflex, având în vedere compromiterea parametrilor: creșterea valorii frecvenței inferioare reproduse, scăderea valorii SPL, răspuns tranzient slab.

Pentru lămuriri legate de construcția și punerea la punct a incintelor VTP prezentate în paginile revistei, ca și pentru prezentarea rezultatelor obținute, pot fi contactat prin intermediul redacției TEHNIIUM, sau direct, la tel. 0744-846.249.

În ultimii doi ani am construit 3 variante diferite ale incintei Voigt, variante pe care le-am prezentat în paginile revistei cu dorința de a le face cunoscute și altor amatori de muzică și construcții interesante, capabile să ofere nu numai satisfacția lucrului făcut cu propriile mâini, dar care să concureze cu realizări industriale cu mult mai scumpe.

Unul dintre cei care au realizat o pereche de astfel de incinte, dl Mircea Bărbulescu, a comparat realizarea sa cu o pereche de incinte Sony. Testele de audiere au fost net favorabile realizării sale. Personal am ascultat o altă pereche de incinte realizate de dl Ilie Ignea din Cugir. Incintele sale m-au impresionat atât prin neutralitatea sunetului, cât și prin efortul deosebit depus pentru a obține o linie estetică deosebită.

Am plecat la realizarea primei perechi în 2002, fără să am la bază multe informații, numai cu prezentarea făcută tot în paginile revistei de prof. ing. Emil Marian. Rezultatul bun obținut m-a împins către perfecționarea parametrilor tehnici, calitatea traducătoarelor, execuția rețelilor de separare și experiența în utilizarea materialului de amortizare fiind determinante în această direcție. Am ajuns, cu ocazia construcției ultimei variante, la un pariu cu mine însumi: să utilizez un subwoofer de mașină alături de un tweeter High-End în condițiile în care cele două traducătoare păreau să nu aibă nimic în comun. Cei care au ascultat această ultimă variantă nu au avut obiecții comparativ cu intințele de referință (de producție Tannoy - model 638 Profile Plus).

Pe parcursul timpului, am încercat să realizez variante de incinte care să aibă un preț de cost scăzut, cu traducătoare care se pot procura ușor din magazinele de specialitate, dar am căutat să ajung și la variante de performanță, pentru că scopul meu a fost și este o audiere de calitate. Automat, am procurat diverse tipuri de traducătoare și am ajuns la concluzia, normală de altfel, că zicala din bătrâni cu biciul este perfect adevărată. Ceea ce este atut important al acestui tip de incintă este posibilitatea de a utiliza tipuri diverse de woofer. Cu puțină experiență și multă muncă, se poate utiliza și un woofer de calitate mediocră, cu rezultate mulțumitoare. Spun multă muncă pentru că nu este vorba doar de construcție, montaj etc., este vorba și de muncă de informare, studiul altor realizări, particularizarea la fiecare tip de traductor, adaptarea filtrului etc. Indiferent ce tip de incintă construiești, amatorul nu poate obține rezultate de calitate dacă el doar copiază orbește ce a făcut o firmă sau un alt constructor. În domeniul incintelor acustice, repetabilitatea rezultatelor nu se poate obține decât între limite care deseori sunt prea mari, chiar și în cadrul industriei. Am fost contactat și de amatori care consi-

deră prețul traducătoarelor prea mare și cred că pot obține performanță cu câteva sute de mii de lei. Din păcate, rezultatele le vor aduce în minte zicala cu biciul! Dacă suma ce reprezintă costurile legate de un astfel de proiect este prea mare, mai ales pentru o abordare "din prima", să nu uităm că lucrurile pot fi rezolvate în etape. Cumpărarea unei perechi de incinte de 1500 până la 3000 euro și chiar mai mult este, din păcate, utopică pentru mulți, dar să construiești cu a 10-a parte din sumă, în etape, o pereche de incinte care să rivalizeze cu acestea, nu sună interesant, chiar dacă va necesita ceva timp și muncă? Uneori chiar și puțină matematică. Oare nu este mai bine să știi și să înțelegi ce se ascunde într-un produs industrial scump? Dacă merită banii? Dacă nu plătești prea mult marca? Iar comparația cu incinte din gama de preț menționată nu este o afirmație fără acoperire. Desigur, nu este ușor nici efortul financiar, nici cel de timp, nici munca laborioasă, nu este ușor de trecut peste lipsa de experiență sau de aparatură de măsură, dar, cel care își dorește să reușească, va apela la ceilalți constructori, la prieteni mai dotați și va rezolva toate greutățile.

Pentru a ușura alegerea unui woofer, voi prezenta, sub forma unui tabel, datele tehnice principale ale wooferelor pe care le-am încercat cu cele 3 dimensiuni de incintă executate. Menționez că am mai probat și alte 2-3 woofer chinezești care se găsesc în magazine, asupra cărora nu pot să spun nimic în ceea ce privește datele tehnice, care se pot utiliza fără nici o rețineră. Din păcate, apar mai multe probleme care se rezolvă orbește deoarece vânzătorii nu au nici un fel de date, iar

Concluzii privind funcționarea incintelor Voigt

ceea ce este pe eticheta produsului este pur orientativ! Astfel, construcția rețelei de separare se face după ureche, în lipsa caracteristicii de frecvență, cu rezultate îndoielnice. Este necesară utilizarea de material de amortizare în cantitate mai mare, iar amplasarea cere multă experiență. Atrag atenția celor care utilizează aceste woofere din motive financiare că dacă nu au posibilitatea de a testa incintele construite comparativ

cu o pereche de incinte de calitate (adică nu cele de 2-3 sute de dolari sau euro din supermarketuri), vor ajunge să se obișnuiască cu ceea ce au obținut (obișnuința este a doua natură) în mod complet greșit!

Comparați, de asemenea, prețul acestor traductoare cu al celor recomandate și veți constata că diferențele nu sunt foarte mari, iar diferența în performanță este năucitoare la audiere. Succes!

Caracteristici tehnice comparative

TIPUL	IMPE-DANTĂ Ω	PUTERE W RMS	Qts	fs Hz	xmax mm	SPL dB/W/m	Banda frecvență Hz	PRODUCĂTOR
8PW3	8	125	0,66	69	2,35	92	70-8000@-10dB	SELENIUM, SUA
BG-8K	4	250	0,387	43	10	85	43-1000@+3dB	P. AUDIO, SUA
8MB400	8	200	0,38	64	8	95	55-5200	18 SOUND, Italia
SBX2030	8	80	0,27	29	4,5	89	35-3000	SAL, Ungaria
SP202A	8	50	0,7	68	3	90	35-4500	MONACOR, RFG
BETA8	8	225	0,34	58	3	94	55-4000	EMINENCE, SUA(?)
TWEETERE								
			ϕ Calotă		Material			
PCT 300	8	40	1,25"	1300	mătase	91	1300-25 000	P. AUDIO, SUA
PA-0415S	8	20	1"	1900	titan	100	2500-20 000	P. AUDIO, SUA
PHT-407N	8	30	1"	2200	titan	100	2500-22 000	P. AUDIO, SUA
PT 25L	8	100	1"		textil	91	2000-20 000	SENON, China
DTF 12	8	100	1"		textil	91	2000-20 000	SAL, Ungaria

MONTAJE

PRACTICE

AUDIO

Prof. Ing. Emil MARIAN

Tehnica actuală audio presupune utilizarea în amplificatoare de audiofrecvență a circuitelor integrate specializate pentru diferite funcții.

Problemele majore cu care se confruntă un constructor amator, dornic de a învăța, de a se perfecționa și în final de a realiza montaje practice audio performante sunt următoarele:

- realizarea unui selector de semnale audio;
- realizarea unui corector de ton performant;
- realizarea etajului final de putere.

Desigur că referințele menționate sunt determinate de tehnica actuală audio. Dacă un amplificator audio "mai vechi" avea câte cinci-șase intrări, actualmente nu se mai pune problema la acest nivel, deoarece:

- intrarea de microfon nu mai este utilă, decât în cazuri cu totul speciale;
- intrarea de pick-up cu discuri LP nu mai folosește la

nimic, deoarece acest sistem aproape că a dispărut cu desăvârșire, fiind înlocuit de CD-playere;

- intrarea pentru semnal radio nu se folosește decât foarte rar;

- intrarea pentru un semnal provenit de la magnetofon nu mai este utilă, deoarece și acestea "au cam dispărut" din arsenalul tehnicii actuale audio.

Rămân valabile doar trei combinații posibile, și anume:

- CD-player + casetofon performant;
- CD-player + tuner performant;
- casetofon performant + tuner performant.

Iată de ce un amplificator audio cu două intrări "este acoperitor" pentru variantele menționate, deoarece practica a demonstrat clar acest lucru.

În ceea ce privește corectorul de ton, el rămâne o componentă distinctă, extrem de utilă în dotarea unui amplificator audio, deoarece:

- un program muzical sonor este "recepționat" totdeauna preferențial de către "audiofili"-ul ce-l primește, conform preferințelor, obișnuințelor și, de ce să nu menționăm, caracteristicilor auditive ale acestuia;

- semnalul audio livrat de casetofonul performant depinde de modul de înregistrare a casetei audio. În mod practic, s-a remarcat faptul că uneori o casetă cu valoare informațională deosebită "nu sună cum trebuie" deoarece înregistrarea ei a fost inițial deficitară. Zgomotul de fond al unei casete audio este de cele mai multe ori "atenuat bine" de către "reducătorul de zgomot" cu care este prevăzut orice casetofon performant. Din acest motiv nu am prevăzut în cadrul amplificatorului un etaj distinct de tip reducător de zgomot;

- CD-player-ul ar trebui să livreze un semnal audio perfect, dar uneori nu se întâmplă acest lucru deoarece unele CD-uri au o serie de deficiențe remarcabile în zonele frecvențelor joase sau înalte. Totul depinde de felul cum a prelucrat semnalul audio firma producătoare;

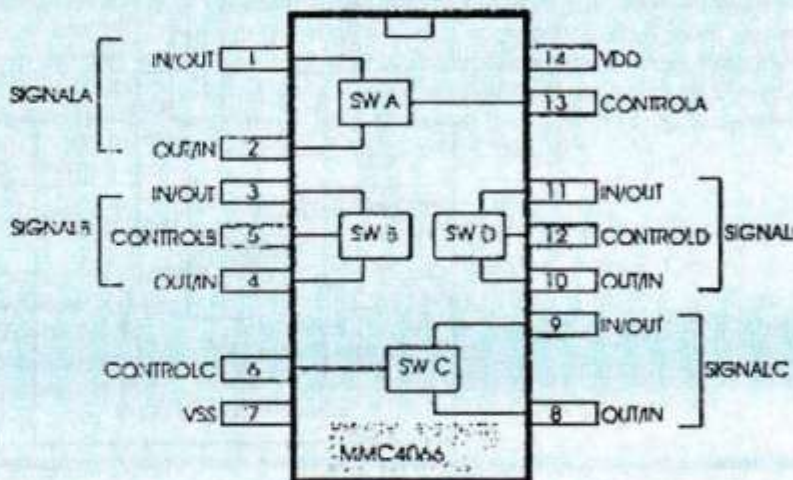
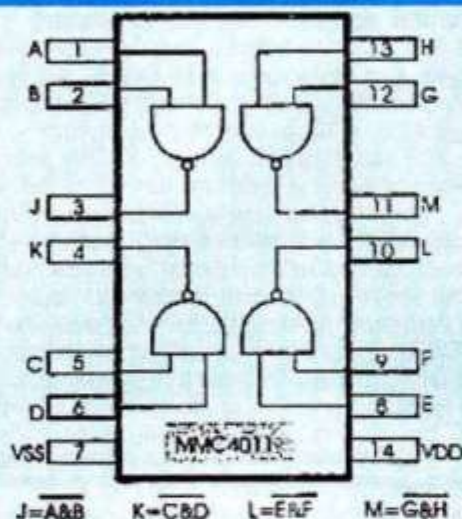
- tunerul performant (evident, zona MF) livrează un semnal audio "bun" ca bandă de frecvență și raport semnal-zgomot. Dar "depinde de tipul tuner-ului" Deși banda teoretică $40\text{Hz} \div 15\text{kHz}$ este pe deplin acceptabilă, nu întotdeauna o transmisie radio se încadrează între aceste limi-

- comutatorul electronic, realizat cu ajutorul circuitului integrat MMC 4066;

- circuitul de comandă, realizat cu ajutorul circuitului integrat MMC 4011.

Comanda electronică ce privește cele două intrări ale amplificatorului audio este realizată cu ajutorul circuitului MMC4011. El conține patru celule de tip NAND, din care pentru funcțiile precizate folosim doar două. Circuitul integrat MMC4011 este foarte rapid (bazat pe tehnologia MOS) și îndeplinește foarte bine funcția pentru care a fost ales. El comandă foarte rapid comutatorul electronic realizat cu ajutorul circuitului integrat MMC4066. Schema electrică a comutatorului este prezentată în figura 2. Se observă că, în afară de circuitele integrate specializate, mai sunt prezente și două butoane normal deschise, care definesc, prin apăsare, situația de lucru a comutatorului electronic. Validarea intrărilor IN1, IN2 este semnalată de aprinderea unuia dintre cele două LED-uri, LED1 sau LED2. Condensatoarele "de trecere" a semnalului audio pot fi electrolitice (cu TANTAL), dar practica a demonstrat că rezultate foarte bune, fiabile în timp, se obțin folosind condensatoare neelectrolitice, evident la aceeași capacitate.

Problema **corectorului de ton** am rezolvat-o folosind circuitul integrat specializat TDA 1524A, realizat de firma



Circuitele MMC4011 și MMC4066

te. Constructorii amatori uită un considerent major, și anume: orice tuner are nevoie de o antenă "bună", și anume "degajată", suspendată deasupra locuinței și orientată corespunzător. Altfel, cu "antena de cameră" rezultatele vor fi întotdeauna medii sau nesatisfăcătoare.

În conformitate cu cele expuse anterior, un amplificator audio "adaptat" tehnicii moderne trebuie să conțină următoarele blocuri funcționale distincte:

- selector pentru două surse de semnal audio;
- corector de ton;
- amplificator final de putere.

Selectorul de surse de semnal se realiza "în trecut" cu un comutator dublu bun. Totuși, "poc-urile" din timpul comutației surselor de semnal și uzura relativ rapidă (doi-trei ani, deoarece contactele în aer se mai și oxidează, se murdăresc etc.) a comutatorului "a cerut" o nouă soluție tehnică, bazată pe utilizarea circuitelor integrate specializate. Problemele care s-au pus au fost următoarele:

- comutatorul electronic;
- comanda electronică "fără poc-uri".

O variantă de rezolvare a problemei cu circuite integrate este prezentată în figura 1, iar schema electrică practică în figura 2.

Analizând figura 1, se observă că aici există două tipuri de circuite integrate specializate, și anume:

Philips. Corecția de ton, deși simplă, este foarte eficientă, iar comanda blocurilor corectoare interne se face "în curent continuu". Datorită acestui fapt legăturile galvanice potențioetre-circuit integrat nu mai trebuiesc ecranate, iar un posibil zgomot venit "din exterior" nu se mai poate propaga pe canalele audio L și R.

Corectorul de ton prezintă următoarele performanțe:

- tensiunea de alimentare $U_A = 12\text{V}$
- curent maxim absorbit: $I_M = 35\text{mA}$
- distorsiuni THD $\leq 0,2\%$
- distorsiuni TID $\leq 0,04\%$
- banda de trecere audio: $BW = 20\text{Hz} \div 20\text{kHz}$
- raport semnal / zgomot: $S/N \geq 75\text{dB}$
- tensiunea maximă de ieșire: $U_E = 3V_{EF}$
- reglaje:

- VOLUM $-80 \div +15\text{dB}$
- BALANS $\pm 16\text{dB}$
- CORECȚIE FRECVENȚE ÎNALTE: $\pm 15\text{dB}$ ($f=14\text{kHz}$)
- CORECȚIE FRECVENȚE JOASE: $\pm 16\text{dB}$ ($f=40\text{Hz}$)

- rezistența de intrare minimă $R_{in} \geq 10\text{k}\Omega$

Schema electrică a corectorului de ton echipat cu circuitul integrat specializat TDA 1524A este prezentată în figura 3. Un avantaj major îl constituie folosirea unor



potențiometre de reglaj simple, dar atenție, robuste și sigure! ($P = 10\text{--}50\text{ k}\Omega$). Se mai menționează relația de calcul (în funcție de valoarea aleasă pentru P): $R_x = P/4$.

A treia problemă, **amplificatorul audio de putere**, am rezolvat-o folosind tot un circuit integrat specializat de putere, și anume TDA1514A, produs de firma Philips. Schema electrică, recomandată de altfel de fabricant, este prezentată în **figura 4**. Montajul deține următoarele performanțe:

- tensiunea de intrare $U_i \leq 300 \text{ mV}_{EF}$
- impedanța de intrare $Z_i = 20 \text{ k}\Omega$
- tensiunea de alimentare: simetrică, $U_a = \pm 24 \text{ V}$
- puterea sinusoidală de ieșire $P_N = 45 \text{ W}$ ($Z_e = 4 \Omega$)
 35 W ($Z_e = 8 \Omega$)
- impedanța de ieșire $Z_e = 4 \Omega + 8 \Omega$
- banda de frecvențe de lucru: $BW = 16 \text{ Hz} + 25 \text{ kHz}$
- raport semnal/zgomot: $S/N \geq 75 \text{ dB}$
- slew-rate: $SR \geq 10 \mu\text{s}$
- distorsiuni armonice totale: $THD \leq 0,2\%$ (PN)
- distorsiuni de intermodulație: $TID \leq 0,08\%$ (PN)

Desigur că montajul nu este "ultra HI-FI", dar se încadrează în normele HI-FI, optim pentru o cameră de locuit cu suprafața de cca 25 mp. Din încercările realizate practic s-a constatat că o putere nominală de 2 x 10 W este arhisuficientă pentru o audiere a unui program muzical sonor în interiorul unei camere normale de locuit (cu dimensiunile precizate).

Constructorul amator care dorește o putere instalată mai mare poate aborda și alte tipuri de scheme electrice

(pe care le-am prezentat în paginile revistei TEHNIUM), dar consider că varianta prezentată aici este optimă din toate punctele de vedere (performanțe HI-FI, pret de cost redus etc).

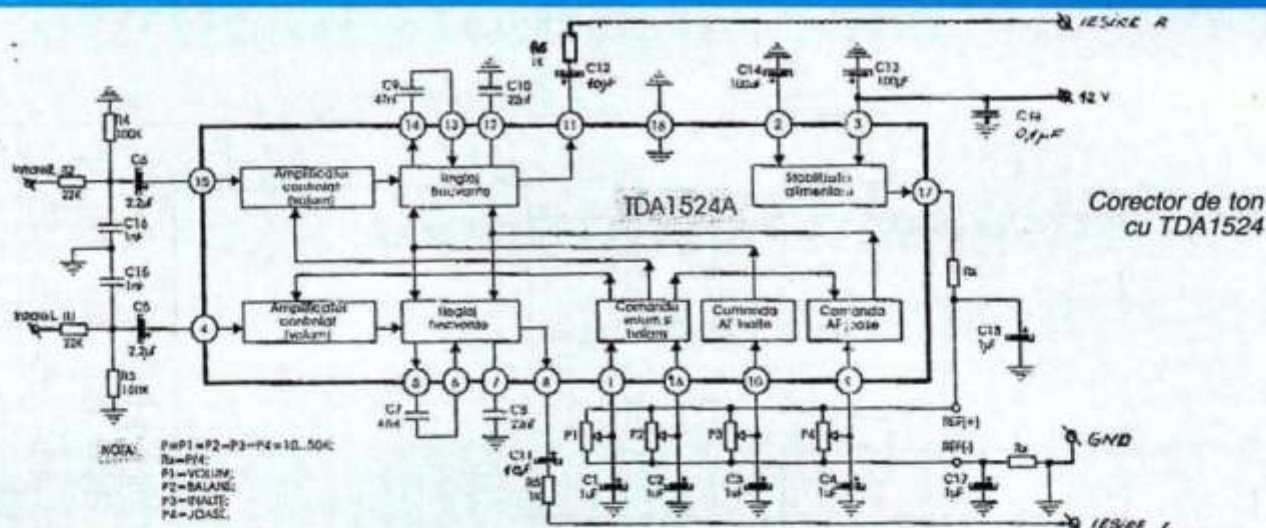
Desigur, un constructor amator se va întreba cum reunim cele trei tipuri de montaje (care de altfel pot fi realizate individual) într-o schemă compactă și congruentă cu scopul propus inițial. Rezolvarea este oferită de schema electrică din **figura 5**. Deoarece gabaritul componentelor electrice pasive diferă, nu am prezentat o schemă de cablaj imprimat. Ea se poate realiza de constructorul amator în mai multe feluri, și anume:

- după procurarea componentelor electrice (de cea mai bună calitate), cablajul reprezintă o problemă relativ simplă;
- constructorul amator care posedă calculator poate utiliza cu succes un program ORCAD, AUTOCAD etc. pentru proiectarea cablajului imprimat. În ambele cazuri, se evită cu strictețe "bucla de masă", iar montajul va avea în mod obligatoriu o structură de cuadripol.

Să nu uităm faptul că la toate montajele cu circuite integrate "de forță", traseele de forță nu au nimic comun cu traseele de semnal (circuite separate, reunite doar la bornele sursei de alimentare).

Conform celor expuse anterior, menționez că o plăcuță de cablaj imprimat din sticlotexolit placat cu folie de cupru, având dimensiunile de cca 140 mm x 140 mm este arhisu-ficientă pentru realizarea montajului stereo. Cine dorește amplificator CUADRO, dublează montajul!

Cu decodorul CUADRO, montajul se încadrează lejer în



3

gama amplificatoarelor profesionale recente, având gabarit mic dar performanțe excepționale.

În ceea ce privește **sursa de alimentare** cu energie electrică, nu sunt probleme deosebite, deoarece în timp revista TEHNIIUM a prezentat "zeci de zeci" de variante constructive practice. Oricum, dimensionați bine sursa!

Pornind de la considerentul că un amplificator de putere clasa AB are un randament de cca 60%, se poate estima imediat puterea electrică activă a sursei de energie electrică (vezi varianta stereo sau cuadro).

În acest sens, o schemă electrică extrem de simplă dar "contribuabilă" este prezentată în **figura 6**.

Cu un transformator de rețea "capabil", o punte redresoare de tip 20 PM4 și un grup de condensatoare electrolitice de valoare mare se poate rezolva problema.

Tensiunea $U_A = +12V$ pentru alimentarea corectorului de ton se poate obține folosind un circuit integrat din gama stabilizatoarelor de tensiune de tip 7812 sau altele asemănătoare.

Și ca un ultim considerent, nu neglijați radiatoarele circuitelor integrate de putere! Fără ele, montajul devine inutil, (se încălzește, se "arde", pierdere de timp și mai ales

banii!). Recomand radiatoare de aluminiu cu "aripioare de răcire", simple sau chiar duble, având informativ dimensiunea de cca (160 x 90) mm, cu izolații corespunzătoare pentru fiecare circuit integrat (folie de mică, vâșcă siliconică, tuburi electroizolante pentru fixare mecanică etc.).

Realizat și montat într-o cutie cu un design corespunzător, amplificatorul va confirma pe deplin parametri estimați inițial. **MULT SUCCES!**

BIBLIOGRAFIE

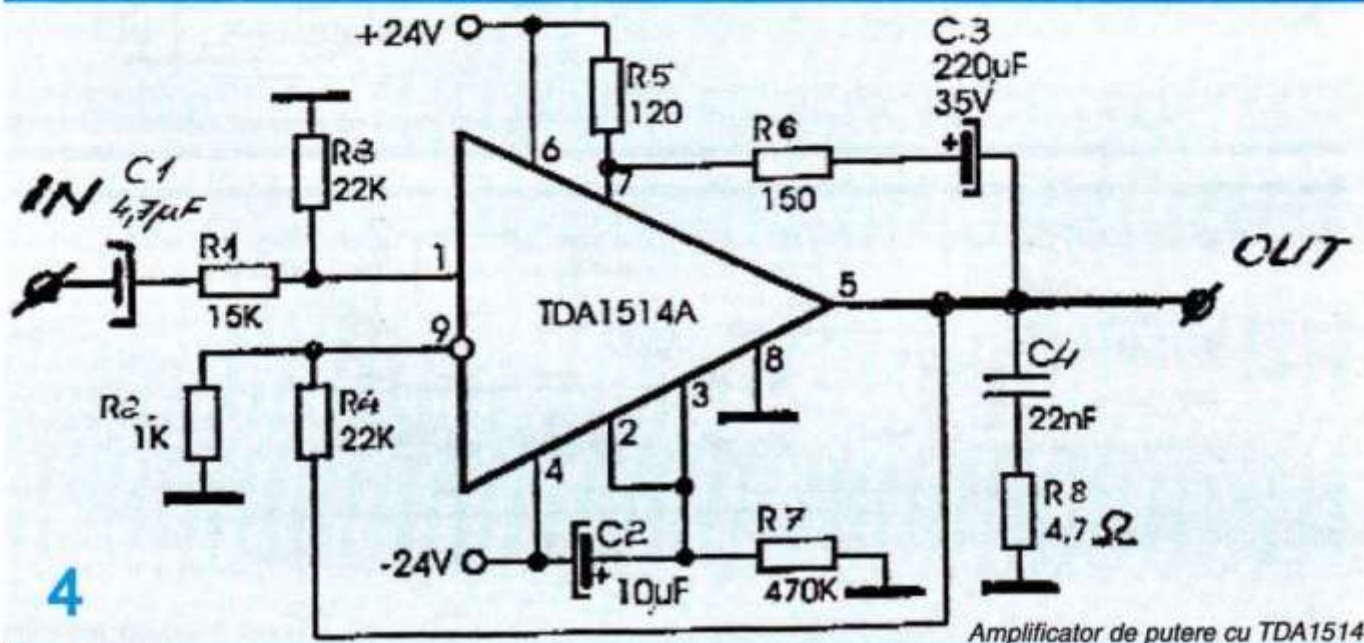
Iulian Ardelean, Horia Giuroiu ș.a., Circuite integrate CMOS - Manual de utilizare, Editura Tehnică, București, 1986

L. Danci, E. Turuta, Circuite integrate amplificatoare de putere - Chișinău, 1993

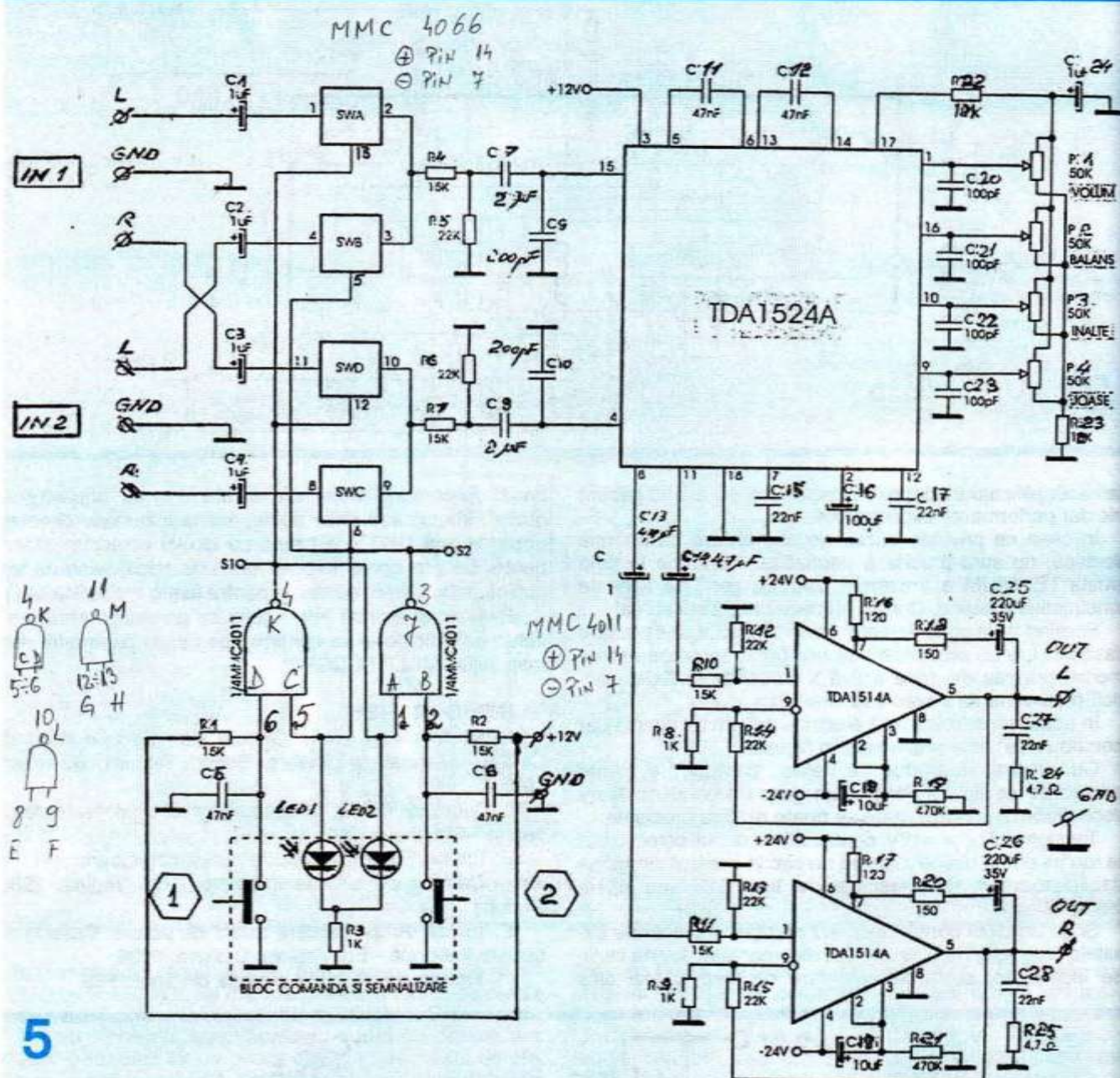
E. Turuta, Preamplificatoare audio, corectoare volum și ton - Catalog de circuite integrate - Ed. Virginia 1988, Craiova

E. Turuta, Amplificatoare audio de putere, Catalog de circuite integrate - Ed. Virginia, Craiova, 1998

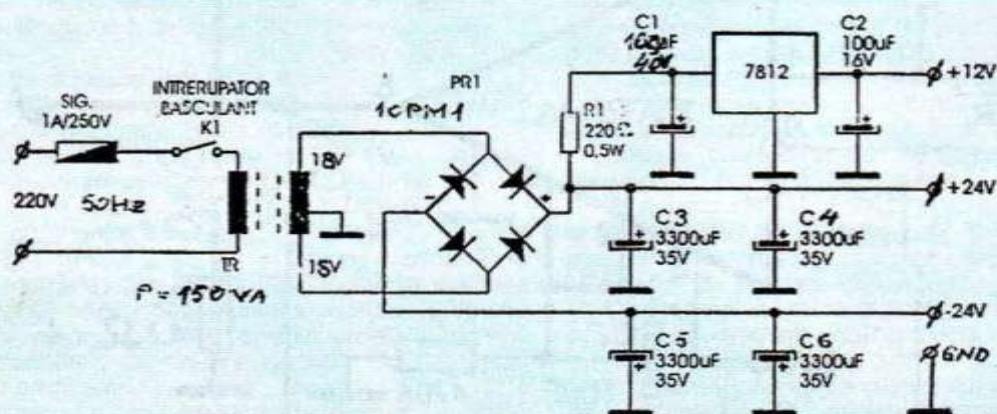
*** Revista TEHNIIUM - colecția din anul 1999



4



5



6

INCINTĂ de SONORIZARE

cu DIFUZOR COAXIAL

Aurelian MATEESCU
Dan NIȚĂ

Ne respectăm promisiunea de a prezenta și incinte pentru sonorizarea spațiilor mari (săli de conferințe, săli de dans sau discoteci etc.), incinte denumite în limbajul de specialitate **incinte PA** (PA = public address, în limba engleză). Aceste incinte au ca principale caracteristici tehnice o presiune acustică (SPL) de valoare mare, de peste 95 dB/W/m, și o putere maximă admisă de ordinul sutelor de wați. Evident că aceste incinte sunt echipate cu traductoare capabile să satisfacă aceste cerințe în condiții de funcționare dificile de ambient, durată de timp, complexitatea programului etc.

Pentru acest articol am ales o incintă interesantă atât din punct de vedere constructiv, cât și din punct de vedere al traductorului utilizat. Incinta a fost realizată în mai multe exemplare de S.C. Difuzoare SRL, firmă specializată în sonorizări, cu sediul în Turnu Severin, utilizând un traductor coaxial de tip BM 12 - CXA, produs de P. Audio și având un preț excelent pentru performanțele sale.

Alegerea traductorului coaxial a fost justificată de următoarele elemente:

- sursa punctiformă reprezintă cea mai bună soluție în reproducerea sunetului, deoarece nu apar diferențe de fază generate de distanțele dintre difuzoarele specializate cu care este echipată incinta (de exemplu, woofer + tweeter, în cazul incintei cu două căi). De-a lungul timpului s-au căutat soluții diferite pentru rezolvarea acestei probleme, soluțiile cele mai cunoscute și mai apreciate de specialiști fiind cele ale firmei Tannoy (difuzorul dual concentric), KEF (difuzorul Uni-Q), Lowther, ca și difuzoarele coaxiale de uz profesional care sunt produse de firme de renume ca P. Audio, Selenium, RCF, JBL, Eminence și altele. Între traductoarele amintite există diferențe constructive, doar cele profesionale putând fi utilizate pentru sonorizarea unor spații mari, în plus sunt mult mai accesibile, astfel că reproducerea stereo este de calitate și extinsă pe o arie mai mare;

- membrana wooferului este utilizată ca un horn pentru membrana tweeterului, asigurându-se o încărcare frontală și o dispersie excelentă. La o deplasare $X_{max} = \pm 3$ mm a membranei wooferului nu există pericolul apariției de distorsiuni prin efect Doppler;

- circuitul magnetic comun rezultat din alăturarea magnetilor wooferului și tweeterului conduce la un câmp magnetic mai puternic, cu obținerea unei presiuni acustice mai mari, a unor distorsiuni mai mici și reducerea efectului de histererezis.

Alegerea tipului de incintă s-a bazat pe unele avantaje generate de structura sa, mult mai complexă decât a incintelor uzuale, dar cu calități acustice superioare. Acest tip de incintă se numește "back loaded horn" - horn cu încărcare pe spatele traductorului, și a apărut tot în anii '30, atunci când performanțele traductoarelor necesitau un "ajutor" cât mai eficient din partea incintei acustice. Acest tip de incintă a avut o nouă perioadă de glorie în anii '70, datorată firmei JBL, dar construcția mai laborioasă a exclus-o din producția incintelor PA sau de casă. În prezent, doar puține firme mai abordează acest tip de construcție, iar prețurile sunt prohibitive.

Avantajele acestui tip de incintă sunt:

- amplasarea traductorului pe panoul frontal anulează dezavantajele hornului clasic, cu încărcare frontală, la care apar colorații specifice ale sunetului, greu de remediat;

- la frecvențe superioare valorii de 100 Hz, comportamentul wooferului este similar funcționării într-o incintă închisă, adică un răspuns tranzitoriu foarte bun și o redare corectă a frecvențelor medii-joase;

- hornul ajută traductorul în redarea frecvențelor joase, ajutând la liniarizarea caracteristicii de frecvență;

- hornul are cel mai bun comportament în ceea ce privește liniaritatea fazei dintre tipurile de incinte cunoscute;

- presiunea acustică (SPL) a acestui tip de incintă este mare și oferă rezultate excelente în cazul utilizării unui amplificator de putere mică, cum este cazul amplificatoarelor de audiție cu tuburi electronice sau al amplificatoarelor manufacturate în clasă A.

Să menționăm însă și **dezavantajele** acestui tip de incintă, care au limitat utilizarea ei până la stadiul de raritate:

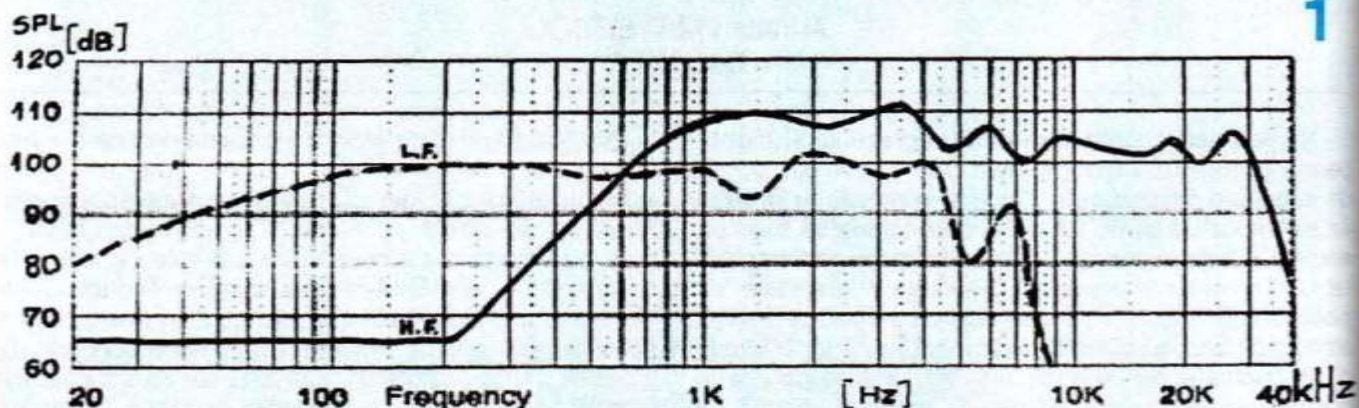
- dimensiunile mari, care conduc inevitabil la o greutate mare, cu probleme de manevrabilitate. Incinta propusă are o greutate de circa 60 kg, astfel că varianta "de casă" nu va fi niciodată bine primită de soție, deși poate oferi un suport excelent pentru telefon, bibelouri, ghivece cu flori sau telefon;

- construcția este relativ dificilă pentru cei lipsiți de experiență și nu este recomandată începătorilor. De asemenea, este necesară experiență pentru plasarea materialului de amortizare.

Incinta propusă este optimizată pentru traductorul BM-12 CXA produs de P. Audio pentru aplicații PA. Wooferul este dotat cu o bobină cu diametrul de 2,5 inch / 63 mm cu fir rectangular de aluminiu acoperit cu

cupru, pe un suport din fibră de sticlă. Șasiul este turnat din aliaj de aluminiu. Traductorul pentru reproducerea frecvențelor înalte este un driver de compresie montat pe spatele magnetului wooferului, fiind echipat cu o membrană de titan. Membrana driverului are o bobină de 44 mm, echipajul mobil cântărind mai puțin de 10 grame datorită utilizării firului plat de aluminiu cuprat (CCAW - copper clad aluminium wire). Wooferul are o

SPL-ului și o caracteristică de răspuns extinsă până la 30 kHz. Puterea maximă suportată este suficientă pentru orice utilizare, cu condiția ca distorsiunile să nu depășească 1%. Graficul (fig. 1) reprezintă răspunsul traductorului într-o incintă închisă de test cu volumul de 55 litri, la puterea de 1 W și fără a se utiliza rețea de separare, măsurat într-o cameră anechoică (curba punctată corespunde wooferului, iar cea continuă driverului



Caracteristica de frecvență a traductorului BM-12CXA
LF - caracteristica wooferului
HF - caracteristica driverului

valoare medie a SPL de 100 dB/1W/1m. Răspunsul în frecvență este liniar în banda utilă. Răcirea este foarte bună printr-o proiectare atentă a geometriei "motorului", iar hornul interior este folosit și ca dissipator auxiliar de căldură. Alegerea acestui tip de traductor coaxial a fost făcută având în vedere obținerea unei valori ridicate a

pentru frecvențe înalte). Răspunsul traductorului montat în incinta propusă este mult îmbunătățit în liniaritate și extins la capătul inferior al benzii.

Datele tehnice ale traductorului, furnizate de producător, sunt:

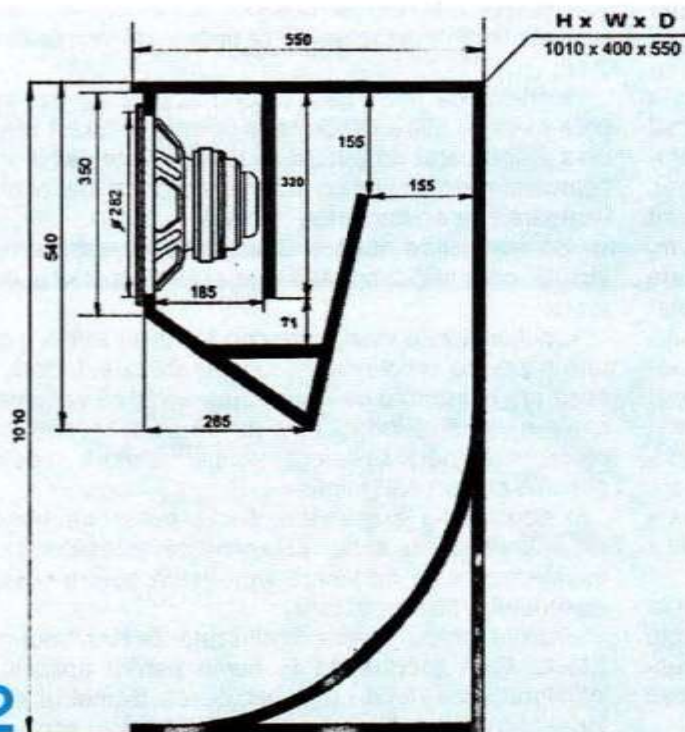
Woofer:

- diametrul nominal	305 mm (12")
- impedanța nominală	8 ohmi
- puterea RMS, în regim continuu	200 W
- factor de calitate total, Qts	0,41
- volum compliant echiv.	103,54 litri
- Xmax	3 mm
- diametrul bobinei	63,7 mm (2,5")
- material bobină	fir rectangular de aluminiu cuprat
- frecvența de rezonanță, Fs	55 Hz
- SPL	100 dB/W/m

HF Driver

- putere RMS, în regim continuu	30 W
- diametru bobină	44,4 mm (1,75")
- suport bobină	kapton
- material calotă	titan
- SPL	106 dB/W/m

Construcția incintei. Materialul utilizat pentru construcția incintei este MDF-ul cu grosimea de 19 mm sau mai gros. Nu se recomandă materialul cu



grosime mai mică de 19 mm, având în vedere utilizarea incintei și numărul mare de manipulări și transporturi.

Dimensiunile exterioare ale incintei sunt 1010 x 400 x 550 mm (înălțime x lățime x adâncime), conform figurii 2. Se observă o creștere progresivă a secțiunii hornului, din spatele traductorului până la ieșirea din incintă. Cotele sunt suficiente pentru determinarea panourilor interioare și exterioare. O problemă dificilă pare să fie realizarea peretelui curbat. Acesta se execută din mai multe straturi de PFL de 4 mm, lipite între ele cu aracet în exces pe un calapod de lemn având forma necesară. După lipirea completă se vor prelucra marginile care sunt tangente la peretele spate și cel de fund, pentru o racordare fără prag.

Volumele închise din incintă se vor umple complet cu spumă poliuretanică, excesul fiind tăiat după întărirea spumei.

Pentru a executa operațiunile din interiorul incintei, unul din pereții laterali nu va fi lipit decât în final. Lipirea se execută cu aracet gros de tâmplărie, fără economie, dublat de șuruburi tip Rigips de 3,5 x 45 mm sau mai lungi, dacă se folosește material mai gros de 19 mm.

Pe îmbinările interioare între pereți se va trasa un cordon de etanșare din aracet gros.

Materialul de amortizare trebuie fixat în incintă după uscarea îmbinărilor și verificarea lor atentă. Se va utiliza lână sintetică (denumirea comercială Minet), sub formă de pătură cu grosimea de 20 mm. Materialul se taie la dimensiuni și se lipește cu puncte de pre-nadez pe pereții incintei. Fixarea se mai poate face și prin utilizarea unei pânze textile rare, fixată cu capse peste stratul de Minet, fără a-l presa. Se va amplasa material fonoabsorbant pe toți pereții adiacenți traductorului. Dacă se dorește o atenuare a frecvențelor medii, se va plasa material și pe peretele interior înclinat.

Rețeaua de separare a fost concepută utilizând caracteristicile de frecvență ale celor două elemente ce formează traductorul și are o pantă de 6 dB/octavă pentru woofer (ord. I) și de 12 dB/octavă pentru driverul pentru frecvențe înalte (ord. II). Frecvențele de tăiere sunt 1200 Hz pentru woofer și 3500 Hz pentru driver. Driverul este mai eficient, din care cauză răspunsul său trebuie atenuat cu circa 3 dB.

Având în vedere destinația incintei, componentele rețelei de separare trebuie să fie de foarte bună calitate, pentru a nu avea surprize atunci când este utilizată în forță. Un reglaj de precizie al răspunsului incintei se poate face cuplând în paralel pe grupul de rezistențe de putere un potențiomtru bobinat de 20-30 ohmi / 50 W, variind între anumite limite răspunsul driverului.

O variantă de execuție a bobinelor, utilizând sârmă de bobinaj din cupru emailat de 1 mm diametru, este pe mosoare din plastic sau din lemn cu diametrul interior de 40 mm și distanța între capace de 20 mm (înălțimea bobinajului). Pentru bobina de 0,3 mH se bobinează, spirală lângă spirală, un număr de 75 de spire. Pentru bobi-

na de 1,15 mH se vor bobina, pe un mosor identic, un număr de 235 de spire. Se va prefera efectuarea cablajului cu terminalele componentelor. Dacă se execută montajul pe placă de circuit imprimat din fibră de sticlă, se va cositori, pentru a mări capabilitatea în curent.

Rețeaua de separare se poate monta într-un locaș în spatele peretelui curb, sau într-o cutie de dimensiuni potrivite, montată pe spatele incintei, împreună cu placa de borne.

Banda de frecvență reprodusă de incintă este cuprinsă între 40 Hz și 30 kHz (-6 dB) și 50 Hz - 30 kHz (+/- 2 dB).

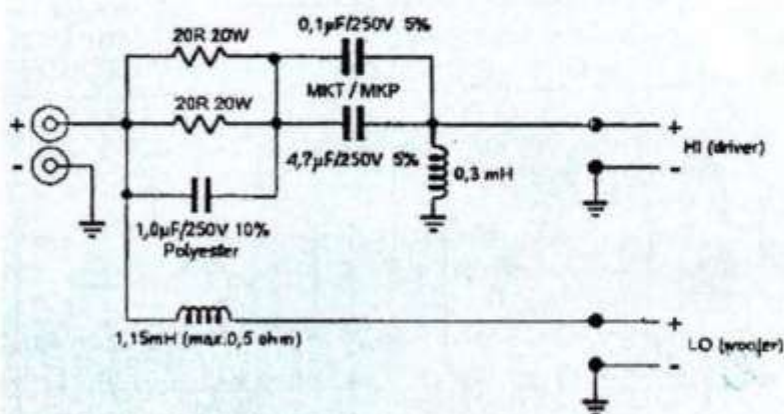
Finisarea se poate face prin vopsire în mai multe straturi, prin acoperire cu folie autocolantă sau prin lipirea unui strat de mochetă sintetică rezistentă la uzură. Se pot procura și monta picioare de plastic și mânere speciale pentru transport.

Încheiere. Acest proiect nu se adresează începătorilor, având în vedere complexitatea construcției. De asemenea, proiectul este optimizat pentru traductorul specificat, utilizarea unui alt traductor coaxial necesitând modificări ale rețelei de separare, ale amplasării materialului de amortizare și chiar modificări ale geometriei incintei.

Pentru precizări suplimentare privind construcția, reglajul sau procurarea componentelor necesare, mă

CROSSOVER NETWORK (Filtru de separare)

3



Schema electrică a filtrului (rețelei de separare)

puteți contacta prin intermediul redacției sau direct la telefon 0744-846.249.

În numerele viitoare ale revistei vom continua să publicăm atât proiecte de incinte de sonorizare, cât și varianta "de casă" a proiectului de față, varianta care va interesa în special pe audiofilii adepți ai amplificatoarelor cu tuburi, de mică putere, sau care utilizează amplificatoare în clasă A. La o presiune sonoră de circa 100 dB/1 W/1 m, la 2 W se obțin 103 dB, la 4 W, 106 dB, la 8 W circa 109 dB, valori care sunt greu de suportat într-o încăpăre normală de audiere și care, cu incinte obișnuite, se pot obține doar la valori foarte mari ale puterii aplicate, dacă respectivele incinte suportă aceasta.

HETERODINĂ

Pagini realizate de
Romeo BOARIU, Botoșani

În figura 1 este prezentat un detector de produs folosind la intrare, ca element de bază, un tranzistor cu efect de câmp cu structură dublă, de tipul K π C 104A (KPS 104A). La una din intrări, de exemplu "a", se introduce semnalul a cărui frecvență este cunoscută, iar la cealaltă intrare "b", semnalul a cărui frecvență trebuie determinată. În drena celor două tranzistoare se selectează diferența celor două semnale de intrare, care se situează în domeniul audio. Acest semnal de audiofrecvență este trecut printr-un

filtru trece-jos, care îndepărtează urmele semnalelor de radio-

frecvență, după care este amplificat de tranzistoarele T₂, T₃, T₄. Frecvența audio rezultată este pusă în evidență de traductorul acustic "c", cu rezistența de 2-3 k Ω și indică egalitatea celor două frecvențe supuse măsurării. În funcție de precizia dorită, această frecvență poate fi cuprinsă între câțiva Hz și sute de Hz.

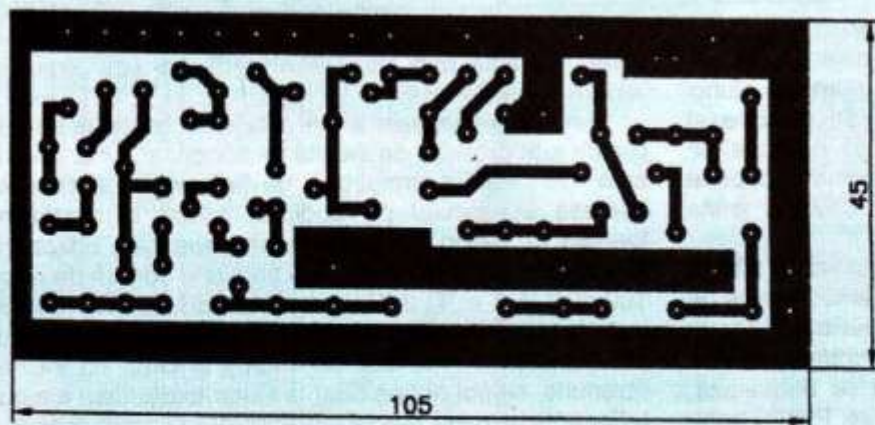
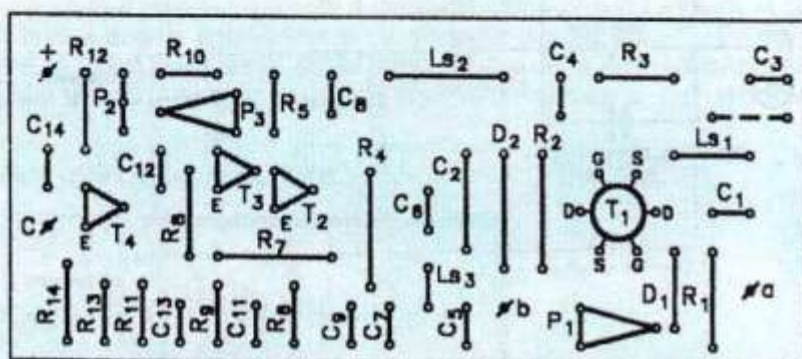
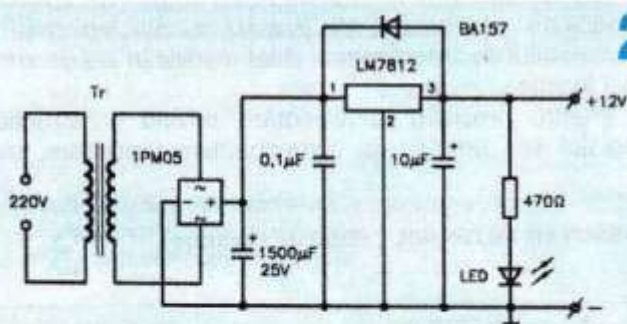
Dacă se dorește și o vizualizare a

semnalului de ieșire, se va folosi montajul din figura 5, cu ajutorul căruia se realizează redresarea semnalului audio și măsurarea lui cu ajutorul instrumentului "M". Indicația minimă a instrumentului sau o mișcare lentă a acestuia indică egalitatea celor două frecvențe de intrare. Valoarea rezistenței în serie cu instrumentul de măsură se determină în funcție de sensibilitatea și rezistența internă a acestuia.

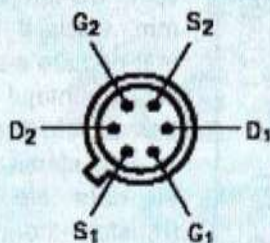
Nivelul semnalului de ieșire se stabilește cu ajutorul potențiometruului P₃, iar ajustarea valorii rezistenței de 68 k Ω notată cu asterisc determină buna funcționare a etajului de amplificare.

Bobina L_{S3} este formată din primarul unui transformator defazor sau se poate realiza pe un miez cu secțiunea de 0,25 cm² bobinând pe acesta 500 de spire Cu-Em cu diametrul de 0,1 mm. Bobina de șoc L_{S2} se realizează pe un miez de ferită cu diametrul de 2-3 mm și lungimea de 15 mm, pe care se bobinează 150-200 de spire cu sârmă de 0,1 mm. Bobina L_{S1} din filtrul trece-jos se realizează pe corpul unei rezistențe mari de 100 k Ω , pe care se bobinează 200-300 de spire cu sârmă Cu-Em de 0,1 mm.

Diodele D₁ și D₂ limitează valoarea semnalului de intrare pozitiv, protejând cele două tranzistoare. Aceste tranzistoare care formează detectorul de produs pot fi înlocuite cu alte tipuri cu structură identică sau se pot folosi tranzistoare independente, BFW 11, BF 245, BF 246 etc. Dacă se folosește tranzistorul dublu R0S05 cu canal "P", se inversează polaritatea tensiunii de alimentare, iar tranzistoarele vor fi de tipul BC 178, BC 5554, BC 251C. Potențiometrul P₁ ajustează punctul de funcționare al celor două tranzistoare de intrare.



KPC104A

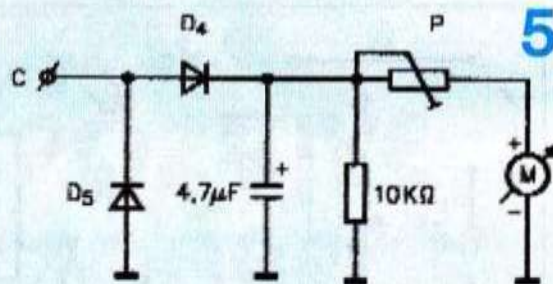


4

Alimentarea montajului se poate face cu tensiuni cuprinse între 9-12 V, care trebuie să fie bine filtrate și

stabilizate. În figura 2 se prezintă sursa de alimentare a montajului, al cărei transformator va avea în secundar o tensiune de 14-15 V. Atât cele două intrări "a" și "b", cât și întregul montaj vor fi ecranate cu tablă de 0,5 mm.

Cablajul imprimat corespunzător montajului este prezentat în figura 3, iar în figura 4 se indică modul de dispunere a terminalelor tranzistorului T_1 .



5

Bibliografie:
Colecția revistei "Tehnum"
"Radio" - C.S.I.

Schema prezentată în figura 1 are la bază un oscilator autoblocat a cărui sarcină este montată în emitorul tranzistorului T_3 . Montajul furnizează la ieșire două tensiuni simetrice cu polarități diferite. Comanda în bază a tranzistorului T_3 este realizată de tranzistorul T_2 , care furnizează un curent constant. Etajul diferențial realizat cu T_1 și T_2 , prin modul de funcționare, asigură,

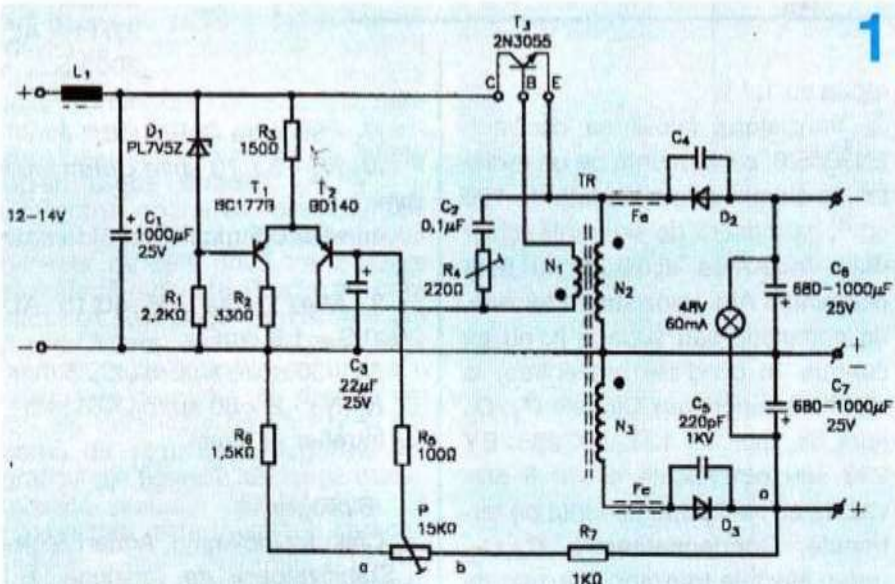
STABILIZATOR de TENSIUNE în COMUTAȚIE

de ieșire determină scăderea curentului prin tranzistorul T_2 . Această scădere de curent micșorează timpul de conducție a tranzistorului T_3

torului tranzistorului T_2 . Pe această bază de funcționare a stabilizatorului se obține efectul de menținere relativ constantă a tensiunii de ieșire, în cazul variației rezistenței de sarcină din secundarul transformatorului Tr. La ieșirea secundară a montajului s-a prevăzut o rezistență de sarcină mică, permanentă, formată dintr-un bec de 26V/0,1 A, acesta având și rolul de indicator al funcționării montajului.

Transformatorul Tr a fost realizat pe un miez de ferită tip EE30, cu un întrefier de 0,5 mm pentru a preveni saturarea magnetică a acestuia, ceea ce ar scoate din funcționare montajul. Înfășurarea N1 conține 70 de spire Cu-Em Ø 0,3 mm, iar înfășurările N2, N3 conțin 2x 60 spire Cu-Em Ø 0,6 mm, bobinate simultan și înseriate corespunzător. Începuturile celor trei bobine sunt notate pe schema de principiu din figura 1.

În ceea ce privește miezul folosit, montajul a fost testat utilizând miezuri diferite, recuperate din sursele de alimentare în comutație ale televizoarelor, care au fost rebobinate conform datelor prezentate. Rezultatele au fost comparabile

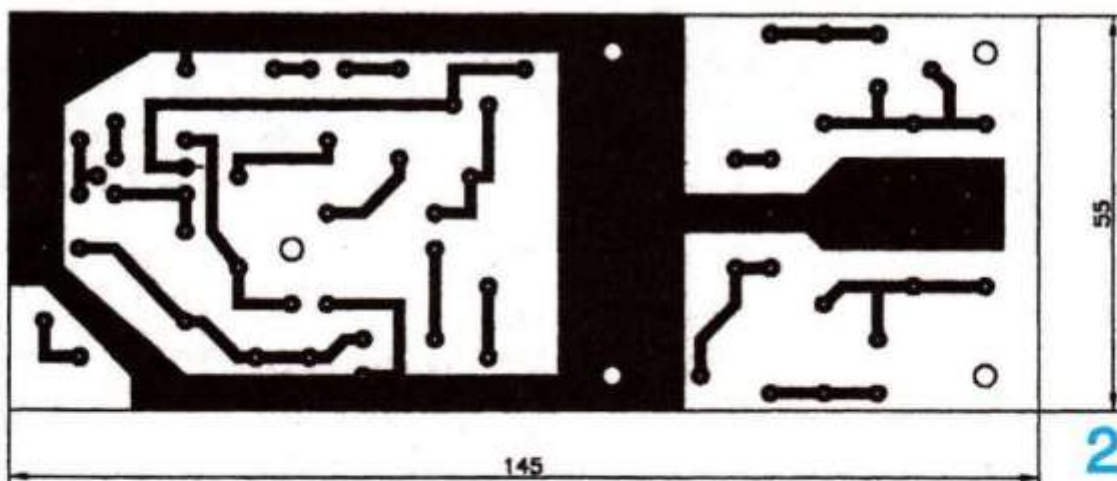
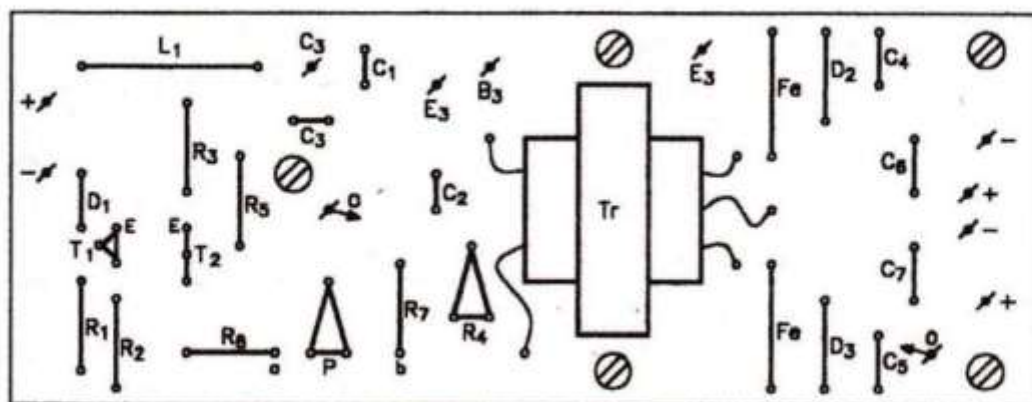


1

între anumite limite, stabilizarea tensiunii de ieșire.

Baza tranzistorului T_2 este polarizată cu o fracțiune din tensiunea de ieșire pozitivă a stabilizatorului, culeasă de pe cursorul potențiometru P. O creștere a tensiunii

și deci o reducere a tensiunii de ieșire. Tranzistorul T_1 din etajul diferențial de control al stabilizatorului îndeplinește rolul de generator de curent, împreună cu dioda Zenner PL 8V 2 Z și piesele aferente, menținând constant potențialul emi-



ridica bobina în straturi suprapuse, 50 de spire Cu-Em \varnothing 0,8 mm. Cablajul imprimat pe care s-a realizat montajul este prezentat în figura 2.

Și la sfârșit, câteva date ale unor transformatoare cu care a fost testată schema:

1. Miez ferită X AL-3300:S = 1cm^2
 N_1 - 60 spire CuEm \varnothing 0,3 mm
 N_2, N_3 - 2 x 50 spire CuEm 0,6 mm
 întrefier 1 mm

2. Miez ferită EE 37/11; AL-2000:S = $1,1\text{cm}^2$

N_1 - 80 spire CuEm \varnothing 0,3 mm
 N_2, N_3 - 2 x 70 spire CuEm \varnothing 0,6 mm
 întrefier 0,5 mm

3. Miez ferită EE 40/15 AL-2000:S = $1,5\text{cm}^2$
 N_1 - 50 spire CuEm \varnothing 0,25 mm
 N_2, N_3 - 2 x 60 spire \varnothing 0,5 mm
 întrefier -0,5 mm

Bibliografie:

Călin Moldoveanu, Adrian Stoica - Stabilizatoare de tensiune, Ed. Tehnică, 1974

I. Ristea, C.A. Popescu - Stabilizatoare de tensiune, Ed. Tehnică, 1983

Colecția revistei "Tehnum"
 N. Drăgulescu - Agenda electronistului, Ediția a II-a

și sensibil egale în toate cazurile.

Grupul R_4, C_2 determină frecvența de repetiție a impulsurilor de ieșire, care poate fi modificată, în limite destul de largi, prin schimbarea valorii rezistenței R_4 , care poate fi înlocuită cu un potențiomtru de 500 Ω . Durata impulsurilor depinde de valoarea inductanței înfășurării N_1 și de valoarea capacității C_2 . La pornirea stabilizatorului, cursorul potențiometrului P se va poziționa în apropierea capătului "a" al acestuia, după care se ajustează valoarea tensiunii de ieșire, urmărind în același timp un consum minim din sursa de alimentare. Cu datele prezentate pentru transformator și folosind doar becul ca sarcină în secundar, s-a obținut o tensiune de 2 x 14 V. La un consum constant din secundarul stabilizatorului, de 0,6 A, cele două tensiuni simetrice s-au

reduc cu 1,4 V.

Tranzistorul folosit ca oscilator, 2N3055/6, se va monta pe un radiator de aluminiu cu suprafața de 100 cm^2 , ca măsură de siguranță, chiar dacă încălzirea acestuia nu este exagerată. Alte tranzistoare folosite, de comutație sau super- β , nu au condus, în condițiile prezentate, la rezultate superioare. Diodele D_1, D_2 sunt de tipul BY 133, BY 298, BY 299 sau echivalente și vor fi prevăzute cu mici perle de ferită pe terminale. Condensatoarele C_4, C_5 , reduc efectele tranzitorii cauzate de funcționarea diodelor.

Toate înfășurările pot fi impregnate cu lac sau parafină, același tratament aplicându-se și miezului de ferită. Se înlătură astfel vibrațiile exagerate ale miezului și radiația parazită. Bobina de șoc L1 se va realiza pe un miez de ferită cu \varnothing 5 mm și lungimea de 15 mm, pe care se va

APLICAȚII ATIPICE ALE UNOR DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

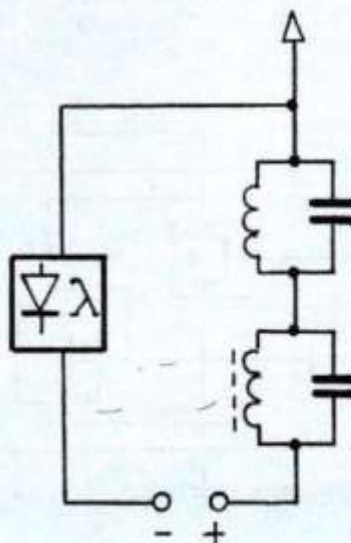
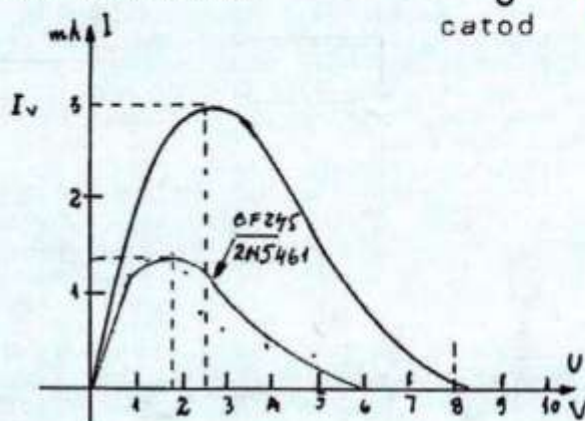
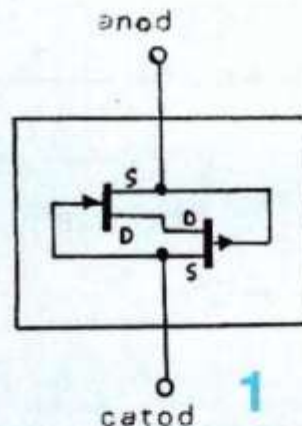
Ing. Gheorghe REVENCO

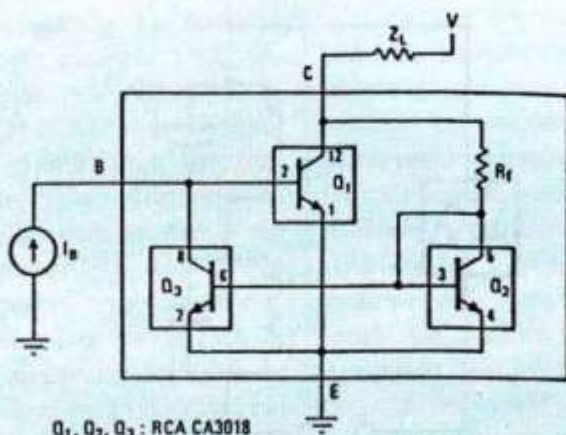
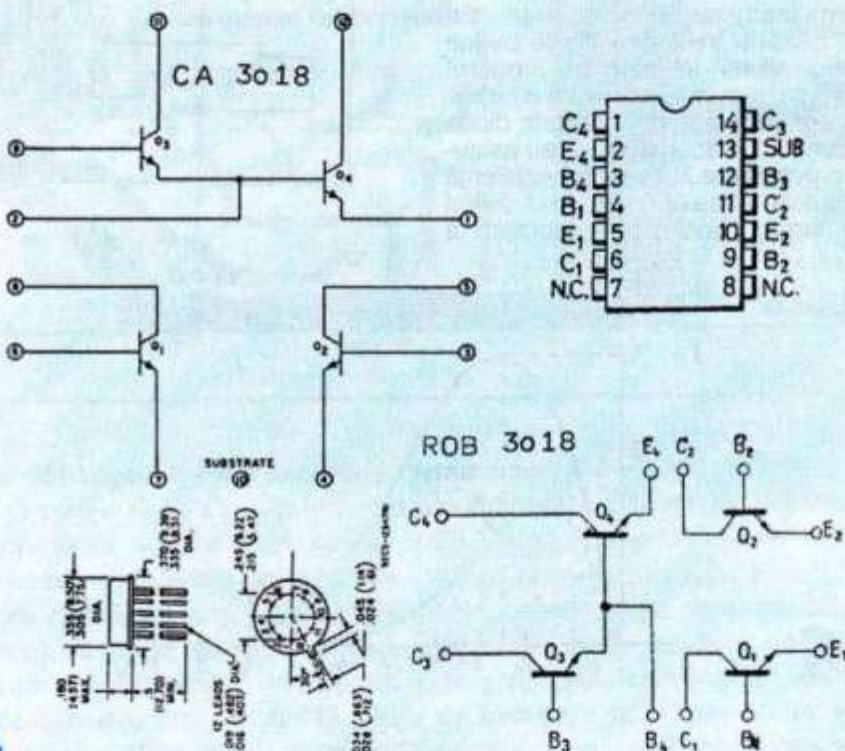
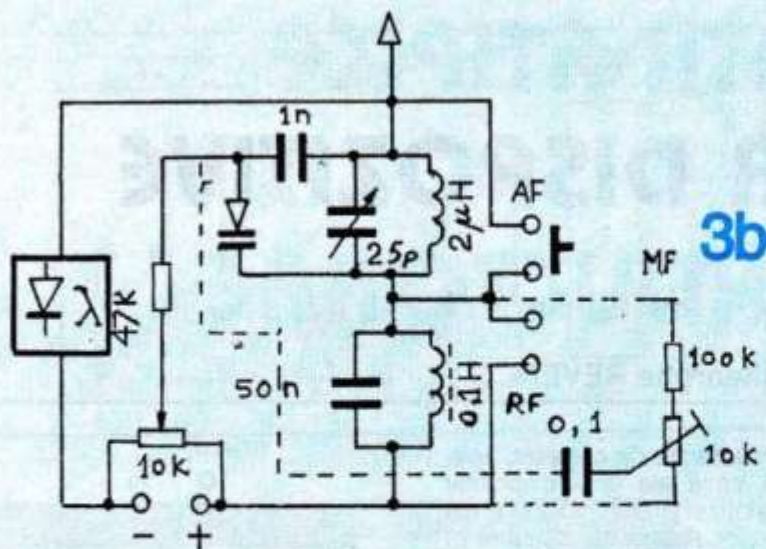
De cele mai multe ori, dispozitivele semiconductoare sunt folosite în aplicațiile pentru care ele au fost destinate din fabricație. Complexitatea fenomenelor fizice care au loc în joncțiunile acestora poate fi uneori speculată, rezultând unele proprietăți, aparent curioase, ce pot fi exploatate practic. În cele de mai jos vor fi prezentate două aplicații de acest gen.

1. Dacă se interconectează ca în figura 1 două tranzistoare complementare cu efect de câmp tip joncțiune, se obține o diodă echivalentă, a cărei curbă de variație a curentului în funcție de tensiunea aplicată este redată în figura 2. După cum se vede, această "diodă" prezintă o caracteristică destul de interesantă, având un maxim de curent, urmat de o zonă de rezistență negativă pentru anumite valori ale tensiunii de polarizare, pentru ca apoi să se blocheze. Acest ansamblu este denumit în unele lucrări "dioda lambda".

Pentru obținerea efectului de rezistență negativă, nu este absolut necesar ca cele două tranzistoare să fie împerecheate. Practic am constatat că cele două tranzistoare pot fi chiar foarte diferite ca parametri, iar funcție de aceștia, se obține o diversitate de curbe, cu diverse valori ale curentului de vârf I_v și ale zonei de rezistență negativă. Pe graficul din figura 2, pe lângă caracteristica preluată din literatura de specialitate, este trasată și caracteristica experimentală pentru perechea BF245B/2N5461. Diferențele nu sunt semnificative din punct de vedere al formei, dar diferă destul de mult zona de rezistență negativă. Diferențe pot apărea și în cadrul aceluiași tip de tranzistoare, datorită dispersiei parametrilor. Această caracteristică se poate ridica foarte simplu prin metoda "punct cu punct", alimentând dioda potențiometric și măsurând tensiunea aplicată și curentul rezultat.

După cum este de așteptat, aplicațiile de bază ale unui dispozitiv astfel sintetizat sunt în domeniul oscilatoarelor. Avantajele constau în posibilitatea de funcționare într-o gamă foarte largă de frecvențe - din AF până în VHF - cu foarte puține componente în montaj. Singurul lucru ce trebuie făcut pentru a obține un oscilator este de a inseria dioda cu un circuit acordat și de a-i asigura o polarizare în zona de rezistență negativă. Această zonă fiind destul de largă, punctul de amorsare a



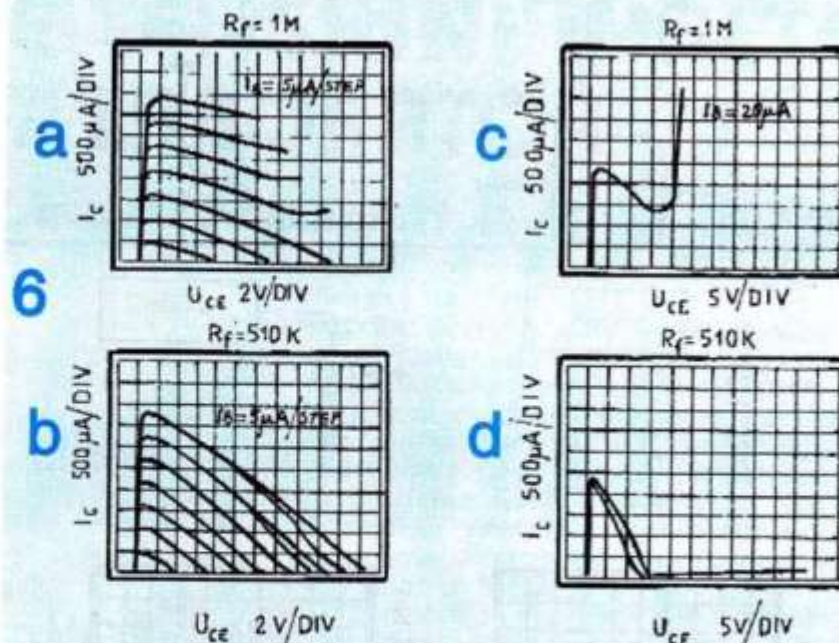


oscilațiilor nu este critic și nu este absolut necesar un element de reglaj al polarizării. Practic am constatat însă că forma de undă și amplitudinea oscilațiilor depind de punctul de funcționare ales, iar pentru frecvențe mari este necesară tatonarea zonei de polarizare optimă pentru amorsarea oscilațiilor. Experimentările făcute cu perechea de tranzistoare mai sus menționată au dat bune rezultate în gama 10Hz - 150MHz, amplitudinea oscilațiilor fiind de ordinul volților la frecvențe joase, scăzând cu frecvența până la cca 100 mVvV peste 100 MHz. Frecvența de oscilație este aproximativ egală cu frecvența de rezonanță a circuitului utilizat, fiind puțin modificată de capacitatea diodei, care depinde de tranzistoarele alese și are o mică variație și în funcție de polarizare, deci o comportare ca diodă varicap. Amplitudinea oscilațiilor depinde de polarizare, dar și de factorul de calitate al circuitului. După cum se vede din curbele din figura 2, tensiunea de alimentare trebuie să fie mai mică decât tensiunea de blocare. Practic însă am constatat că o dată amorsate oscilațiile, în domeniul frecvențelor joase, are loc un fenomen de "târâre" și oscilatorul continuă să funcționeze și pentru tensiuni de alimentare mai mari decât tensiunea de blocare. Amplitudinea oscilațiilor este mai mare, dar forma de undă este puternic distorsionată. Dacă se întrerupe pe moment alimentarea, oscilatorul reintră în oscilație doar dacă se revine cu polarizarea în regiunea de rezistență negativă. Acest regim de funcționare se explică prin faptul că în semialternanța negativă a oscilațiilor, punctul dinamic de funcționare, care are în acest caz o excursie foarte mare, ajunge în zona de rezistență negativă.

O altă calitate a "diodei" constă în faptul că poate oscila simultan pe două frecvențe, dacă acestea sunt suficient de depărtate (una în HF sau VHF, iar cealaltă în AF). Pentru aceasta este suficient să inseriem cele două circuite acordate pe frecvențele dorite, așa cum se arată în figura 3a. Rezultatul este o oscilație de înaltă frecvență, modulată în amplitudine cu semnalul de audiofrecvență. De fapt aici nu avem un veritabil proces de modulație, ci o funcționare a ansamblului într-un regim de autoblocare. Amplitudinea oscilației de joasă frecvență fiind mare, în semialternanța pozitivă deplasează punctul dinamic de funcționare peste tensiunea de blocare, deci în afara zonei de rezis-

tentă negativă, unde oscilația de înaltă frecvență dispare. În semialternanța negativă, punctul de funcționare se deplasează, în ritmul semnalului de joasă frecvență, în zona de rezistență negativă, producând semnalului de înaltă frecvență o variație de amplitudine aproximativ sinusoidală, o modulație în amplitudine deci, rezultatul fiind trenuri de oscilații de înaltă frecvență, ca în cazul supramodulației de amplitudine. Performanțele unui astfel de oscilator în privința purității și stabilității semnalelor sunt relativ modeste, dar pot fi satisfăcătoare pentru electronistul amator începător, care se poate astfel dota simplu și ieftin cu un generator portabil miniatural și cu un consum foarte redus, util pentru diverse teste. Cu puține complicații, acesta devine chiar multifuncțional. Astfel, dacă se scurtcircuitază unul din circuitele oscilante, dispare semnalul cu frecvența corespunzătoare acestuia. Modificând tensiunea de polarizare, putem modifica, în limite relativ mici, gradul de modulație. Conectând o diodă varicap la bornele circuitului de înaltă frecvență, putem varia frecvența în anumite limite, sau putem realiza o modulație de frecvență. Se poate modula semnalul de înaltă frecvență simultan în amplitudine și în frecvență, dacă aplicăm diodei varicap o fracțiune din semnalul de joasă frecvență. Putem astfel spune că dispunem atât de un generator de joasă frecvență, cât și de un generator de înaltă frecvență, modulat sau nemodulat. Aceste posibile îmbunătățiri sunt schițate în figura 3b, constructorul amator putându-și valorifica fantezia și cu alte variante. Un astfel de generator foarte simplu poate fi folosit cu succes ca sursă de semnal pentru o multitudine de scopuri experimentale, pentru unele depanări în teren, sau ca radio-baliză, dacă i se conectează o mică antenă.

Câteva considerente practice sunt utile. Astfel, decuplarea sursei de alimentare cu un condensator este binevenită, mai ales la frecvențe mari. Pentru comutarea sau scurtcircuitarea circuitelor nu sunt indicate comutatoarele bilaterale integrate de tipul 4016, 4066 și altele de acest gen, deoarece rezistența în conducție a acestora este de ordinul sutelor de ohmi, ceea ce poate micșora sau chiar anula efectul de rezistență negativă, și astfel condiția de oscilație devine greu de realizat. Se pot folosi cu succes relee REED, dar soluția este mai costisitoare. Cel mai practic și



mai ieftin este un comutator culisant cu 3 poziții, așa cum s-a prevăzut în figura 3b. În acest caz, pe poziția de sus a comutatorului vom avea numai oscilația de joasă frecvență, pe poziția de jos numai oscilația de înaltă frecvență, iar la mijloc semnalul modulat în amplitudine. Pentru frecvențele înalte este indicată ieșirea de pe o priză a circuitului. Dacă tensiunea de polarizare este astfel aleasă încât forma de undă să fie cât mai distorsionată, se va obține un spectru de armonici suficient de bogat pentru a acoperi și banda UHF, putând astfel testa, de exemplu, și sisteme de recepție radio-tv în această bandă.

Pentru valorile componentelor din figura 3a, frecvențele de oscilație sunt de aproximativ 50 Mhz, respectiv 1 kHz, iar puterea de ieșire de aproximativ 25 mW pentru $U_b = 6V$. Valorile rezistențelor și ale condensatoarelor de cuplaj din schema din figura 3b nu sunt critice, admitând variații și de 200%. Dioda varicap se va alege în funcție de frecvența de lucru și de deviația de frecvență dorită.

După cum am afirmat la început, se poate folosi practic orice pereche de tranzistoare JFET complementare. Menționez câteva tipuri mai frecvent întâlnite:

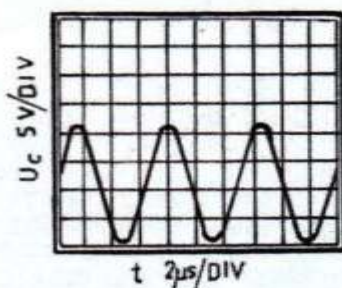
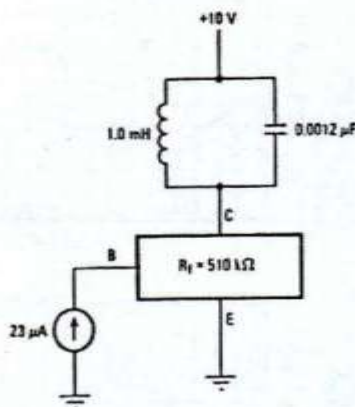
JFET canal n: BF244, BF245, BF256, 2N3819, BFW 10, BFW11, BFW12;

JFET canal p: BF320, 2N4360, 2N4361, 2N5460, 2N5461, 2N4562, 2SJ103, 2SJ105.

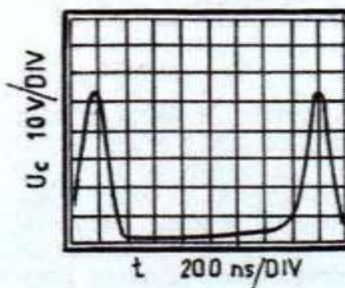
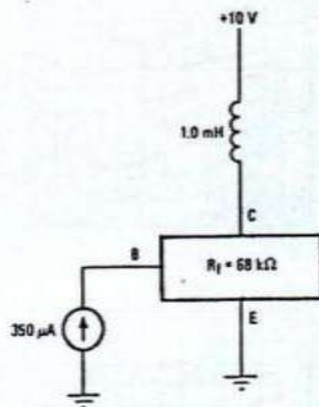
2. O altă aplicație interesantă o oferă circuitul integrat ROB3018 (CA3018), care este o arie de 4

tranzistoare pe același cip, două fiind independente, iar celelalte două având o conexiune internă emitor-bază. Schema electrică a acestor circuite este redată în figura 4. Din punct de vedere funcțional, circuitele sunt identice, dar circuitul ROB3018 este fabricat în capsula TO-116, cu 14 terminale, iar circuitul CA3018 este fabricat în capsula TO-5 cu 12 terminale.

Perfecta împerechere a tranzistoarelor și cuplajul termic permit tehnici de circuit irealizabile în cazul folosirii de tranzistoare discrete. Această particularitate este exploatată în această aplicație. Astfel, printr-o interconectare adecvată a trei dintre aceste tranzistoare, se obține un tranzistor echivalent **E**, **B**, **C** cu proprietăți deosebite. Pentru aceasta se folosesc numai tranzistoare Q1, Q2 și Q3. Emitoarele acestor trei tranzistoare se unesc, rezultând conexiunea de emitor a tranzistorului echivalent, **E**. Colectorul tranzistorului Q2 se unește cu baza acestuia și cu baza tranzistorului Q3. Între acest terminal și colectorul tranzistorului Q1 se va conecta rezistența de reacție R_f . Colectorul tranzistorului Q3 se leagă cu baza tranzistorului Q1, acest punct devenind conexiunea bazei tranzistorului echivalent, **B**, iar colectorul tranzistorului Q1 devine colectorul tranzistorului echivalent, **C**, la care se va conecta impedanța de sarcină Z_L . Conexiunea internă între Q3 și Q4 nu va afecta funcționarea, dacă emitorul și colectorul tranzistorului Q4 nu sunt conectate. Această interconectare este ilustrată în figura 5.



a



b

Numerotarea terminalelor din această figură corespunde capsulei circuitului CA3018. Corespondența între cele două tipuri de capsulă, după cum se vede din schema electrică a circuitelor, este dată în tabelul alăturat.

Terminal CA3018	Terminal ROB3018
1	2
2	3
3	9
4	10
5	11
6	4
7	5
8	6
9	12
10	13
11	14
12	1

În funcție de rezistența de reacție R_f și de curentul de polarizare a bazei, acest tranzistor echivalent prezintă caracteristici $I_c = f(U_{ce})$ deosebit de interesante, cu zone de rezistență negativă, așa cum se

vede pe oscilogramele din figura 6. Explicația fenomenului constă în faptul că R_f împreună cu Q2 și Q3 funcționează ca un convertor tensiune/curent, care micșorează polarizarea bazei tranzistorului Q1, atunci când tensiunea sa de colector crește. Deoarece Q2 și Q3 sunt tranzistoare împerecheate și cuplate termic pe același cip, iar bazele lor sunt legate împreună, curenții lor de colector vor fi practic egali. În timp ce curentul tranzistorului Q1 crește, căderea de tensiune pe impedanța de sarcină Z_L va crește și ea, făcând să scadă potențialul din colectorul tranzistorului Q1. Aceasta va conduce la scăderea curenților de colector prin Q2 și Q3. Scăderea curentului prin colectorul tranzistorului Q3 reprezintă o creștere a impedanței la terminalul bazei tranzistorului Q1. Deci, o scădere a curentului prin baza tranzistorului Q1 are un efect opus, curentul de colector al tranzistorului Q3 reducându-se, aceasta reprezentând un efect de rezistență negativă. Analizând oscilogramele din figura 6, putem alege punctul de funcționare în zona optimă.

Observăm astfel că tensiunea U_{ce} trebuie să fie mai mare de 6V pentru a ajunge în zona de rezistență negativă a caracteristicilor. În cazul ilustrat în figura 6c, pentru un curent de bază de $20\mu A$, este necesară o tensiune de alimentare de cca 15V. Curentul de polarizare a bazei se poate asigura printr-un divizor, sau printr-o simplă rezistență conectată la $+U_b$, a cărei valoare aproximativă va fi $R_b = U_b/I_b$. Pentru cazul de mai sus rezultă $R_b = 0,75 M\Omega$.

Rezistența negativă care apare în colectorul tranzistorului Q1 este prezentă în domeniul frecvențelor joase, practic de la 0 la cca 10 MHz, limita superioară depinzând de răspunsul în frecvență al tranzistoarelor, acesta putând diferi de la un exemplar de circuit la altul.

Un astfel de montaj își poate găsi aplicabilitate, ca și precedentul, în domeniul oscilatoarelor. În figura 7a este redată schema unui oscilator sinusoidal obținut prin conectarea unui circuit oscilant în colectorul tranzistorului echivalent. Forma de undă este mai bună decât în cazul montajului precedent. Pentru valorile din schemă, frecvența de oscilație este de aproximativ 150kHz. Pentru $L = 100\mu H$ și $C = 100pF$, frecvența va fi aproximativ 1,6MHz, iar pentru $L = 10\mu H$ și $C = 25pF$, ajungem la 10 MHz. Curentul de bază de $23\mu A$ se poate obține printr-o rezistență de cca 470 kΩ conectată la $+10V$. Dacă se înlocuiește circuitul oscilant cu o inductanță și se mărește curentul injectat în bază, se poate obține un generator de impulsuri astabil, așa cum se vede în figura 7b. Pentru un curent de bază de $350\mu A$ este necesară o rezistență de polarizare de cca 27kΩ. Performanțele oscilatoarelor și formele de undă obținute cu un astfel de montaj depind de curentul de polarizare a bazei B și de valoarea rezistenței de reacție R_f . Experimentarea unui astfel de montaj, destul de simplu, poate da constructorului amator plăcute satisfacții. Combinațiile descrise pentru montajul cu dioda sunt în general valabile și în acest caz.

Montajul are calitatea deosebită de a oscila foarte bine în domeniul frecvențelor foarte joase, dar spre deosebire de precedentul, nu răspunde satisfăcător peste 10MHz, în ciuda faptului că tranzistoarele componente au $f_T = 200MHz$.

Bibliografie

Electronics, iunie 1985
Catalog de componente ICCE

SURSĂ DE TENSIUNI ÎNALTE

pentru LABORATOR

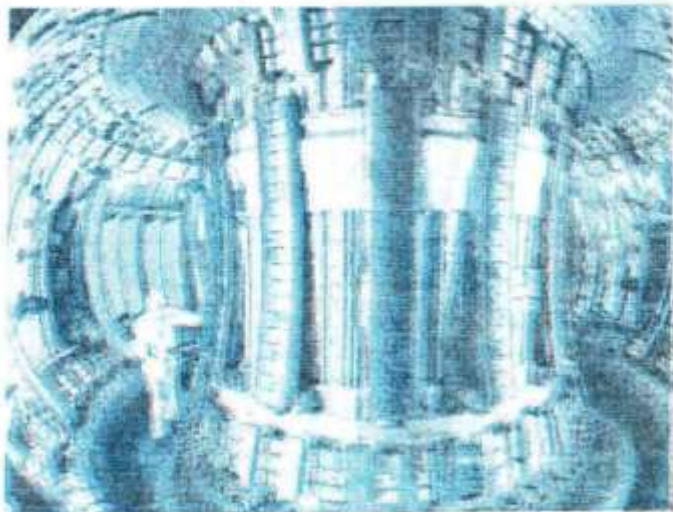
Marian LĂCĂTUȘ, Buzău

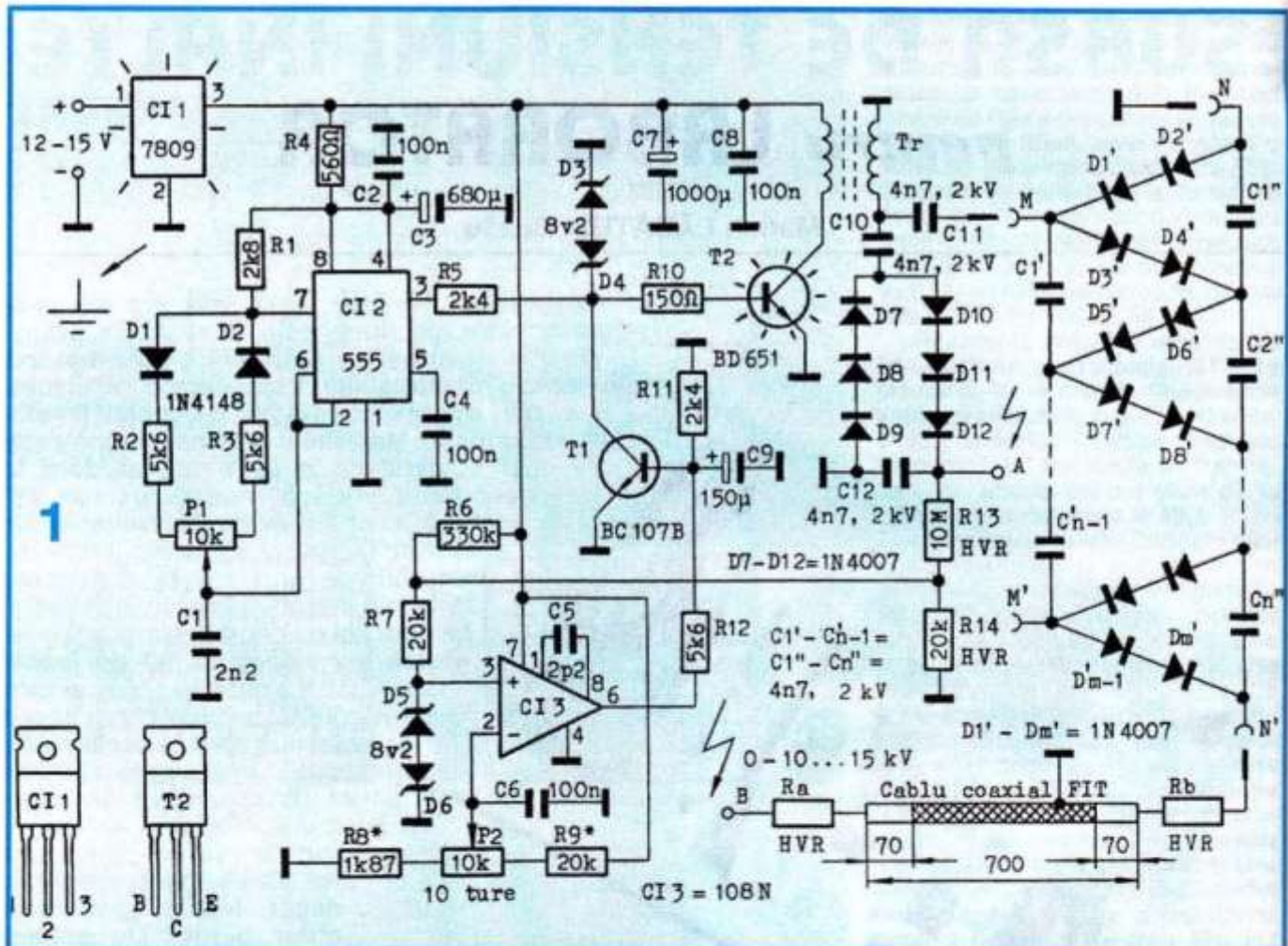


Materialul de față, care mie mi se pare înfricoșător de lung, este destinat în primul rând celor atrași de unul dintre cele mai frumoase capitole ale fizicii, acela al electricității, mai cu seamă de domeniul tensiunilor înalte. Materialul ar fi fost semnificativ mai scurt dacă m-aș fi limitat doar la descrierea aridă a montajului, dar am vrut să scot în evidență calitățile de aparat de laborator ale acestui montaj, exemplificate prin câteva experiențe destul de interesante și instructive și pe care cei cu gândire simplistă le-ar putea considera un fel de joacă. Cred însă că părerea lor este profund greșită, iar încercarea unora de a canaliza atenția și eforturile amatorilor doar către scopuri strict utilitariste va târa frumosul hobby al electronicii într-o fundătură din care s-ar putea să nu mai iasă decât foarte greu sau chiar deloc! De aceea, refacerea legăturilor cu fizica este după părerea mea esențială, în caz contrar s-ar putea întâmpla ca nu peste multă vreme, când un om va întreba ce este electronica, el să primească drept răspuns revista... "Depanatorul"!

În cursul de fizică "Electricitate și magnetism" de la Berkeley, autorul, E.M. Purcell, scria: "Studentii trebuie să pună mâna pe magneti, să bobineze, să producă descărcări, să vadă un instrument electric sensibil, să cunoască un instrument foarte precis. Ei trebuie să sesizeze efectul unui megawatt, cât și al unui microwatt. Laboratorul din Berkeley este bun până la un punct. Trebuie, însă, folosite orice alte mijloace pentru a introduce studentul în lumea în care câmpul electric nu mai este doar un simbol, ci ceva palpabil."

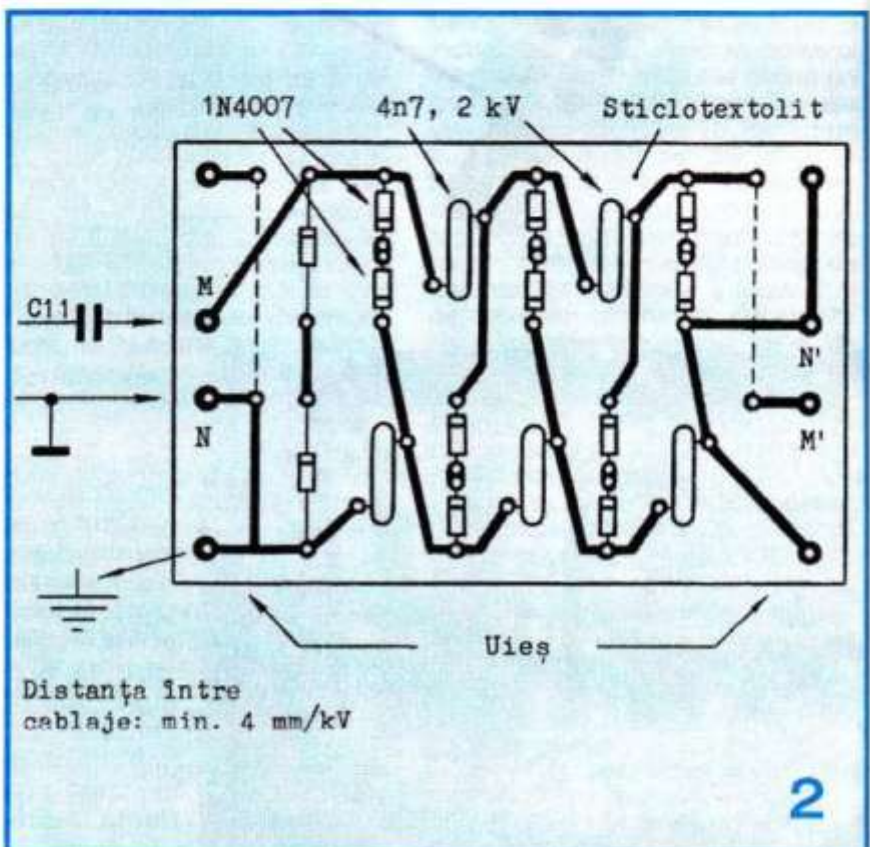
Cam în acest sens am scris și eu materialul. Montajul are putere mică și nu prezintă pericol, dacă se urmează indicațiile date. De altfel, montajul a fost conceput pentru ca amatorul să poată obține inițial o tensiune relativ mică, pe care să o poată ulterior mări cu ajutorul unui multiplicator construit cu diodele și condensatoarele pe care le are momentan la dispoziție, nefiind obligatoriu să obțină din start 10-15 kV. În acest mod se poate câștiga din mers experiență în privința lucrului cu tensiuni înalte.





Pentru cei atrași de frumoasele fenomene ale electricității, iată un montaj care poate furniza o tensiune continuă de valoare mare, fin reglabilă în intervale cum ar fi 0-1000 V sau 0-10 kV. Cu ajutorul lui se pot efectua o multitudine de experiențe de laborator deosebit de instructive, după cum se va exemplifica aici.

PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE (fig. 1). CI2 generează un semnal dreptunghiular de circa 18 kHz, al cărui factor de umplere se poate optimiza din P1. Semnalul este aplicat bazei tranzistorului Darlington T2, cu rol în același timp și de comutator electronic, și de element serie, limitator de curent. Prin acest tranzistor, înfășurarea primară a transformatorului Tr este pusă periodic la o tensiune continuă, timp în care curentul prin bobină va crește aproximativ liniar, după care se va limita la valoarea de saturație dictată de amplitudinea semnalului din bază. În intervalul următor al perioadei, tranzistorul T2 va fi blocat, câmpul magnetic al miezului transformatorului va scădea rapid până aproape de zero și, potrivit legii inducției, la bornele primarului va apărea o tensiune de polaritate opusă față de cea inițială și mult

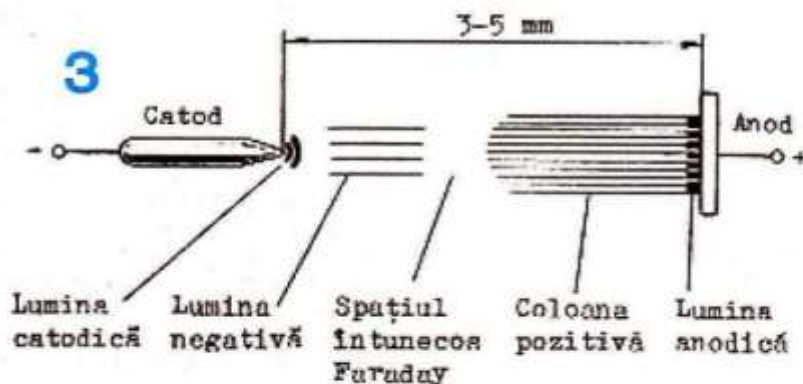


Distanța între cablaje: min. 4 mm/kV

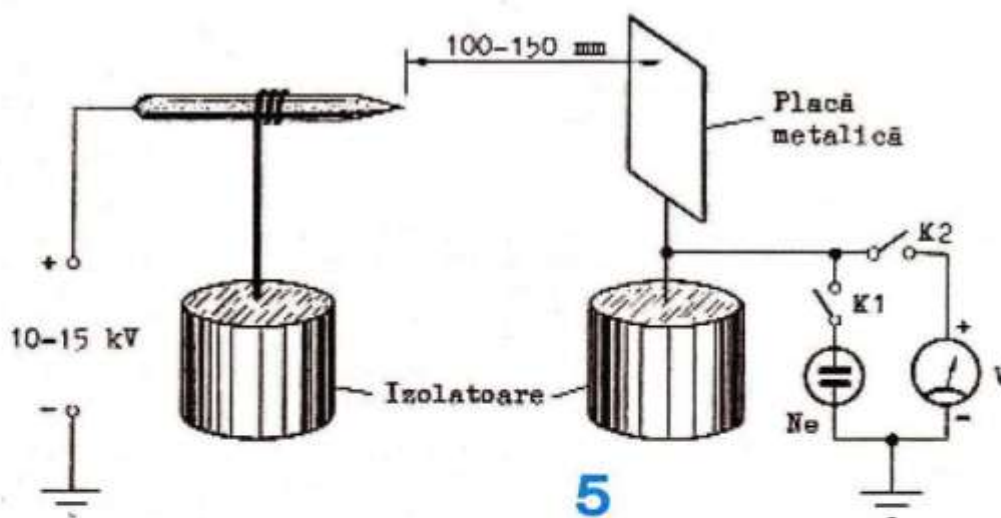
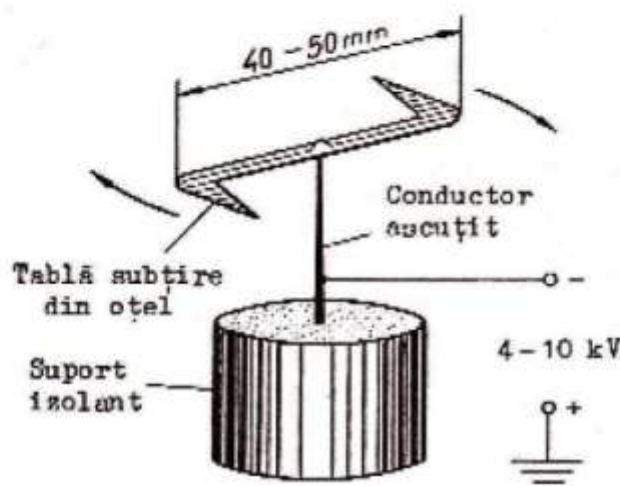
mai mare. În secundar tensiunea va fi multiplicată conform raportului de transformare.

Tensiunea din secundar va fi mărită în continuare și redresată cu ajutorul unui dublor Schenkel format din D7...D12, C10 și C12. Prin divizorul R13-R14, o fracțiune din tensiunea de ieșire este trimisă operaționalului C13, cu rol de amplificator de eroare. Acesta va comanda tranzistorul T1, care va șunta în proporția necesară semnalul din baza lui T2. Prin urmare, tensiunea de la ieșire (între punctul A și masă) se poate fixa din potențiometrul multitură P2 la valoarea dorită.

Dacă dorim, ne putem opri aici și vom avea o sursă de tensiune continuă, reglabilă în domeniul 0-1000...1500 V și stabilizată suficient de bine pentru puteri debitate de până la 2-3 W. Pentru experiențele noastre avem însă nevoie de tensiuni mai mari, care se pot obține cu binecunoscutul multiplicator format din diode și condensatoare și pe care îl vom realiza separat. Și aici ne putem opri la valoarea maximă pe care o dorim: dacă pe latura din dreapta avem n condensatoare, tensiunea între punctele N și N' va fi egală cu de n ori tensiunea de pe C1", la rândul ei egală cu cea dintre punctul A și masă (practic, însă, datorită



4



5

diferitelor pierderi, tensiunea va fi progresiv descrescătoare de la C1 la Cn). Multiplicatorul meu are 12 condensatoare pe acea latură și furnizează cam 12,5 kV valoare maximă, tensiunea pe C1 fiind în acest caz de 1400 V.

DETALII CONSTRUCTIVE

Transformatorul Tr va fi realizat pe un miez de ferită cu diametrul secțiunii de 15-16 mm, procurat de la un transformator de linii defect. Miezul va avea un mic întrefier, așa încât pe ambele capete ale fiecărei

pieșe de ferită vom lipi câte o bucată de scotch subțire. Înfășurarea primară va avea 20 de spire din conductor multifilar 8 x 0,2 mm (pentru micșorarea pierderilor prin efectul pelicular), însă la fel de bine putem folosi și conductor obișnuit de

0,7-1 mm diametru. Secundarul va avea 500-550 de spire din conductor de 0,25 mm diametru, bobinate uniform în 7-8 straturi de câte 70-80 de spire, cu o bună izolație între straturi. Capătul "cald" al secundarului va fi cel al sfârșitului de bobinaj.

Foarte importantă este realizarea cablajului, fiind necesară separarea masei blocului de comandă de masa tensiunilor înalte. Traseul de masă va prezenta o porțiune de plecare ce se va bifurca și va duce către cele două circuite menționate, care în cazul montajului meu sunt separate de radiatorul lui C11, după cum se vede în fotografie. La rândul lor, cele două trasee se vor ramifica, fiecare terminal cu legare la masă având propriul său traseu. În porțiunea de plecare se vor conecta minusul alimentării și, *obligatoriu*, legătura la pământ, lipsa ei putând duce la fenomene dintre cele mai neplăcute și chiar periculoase.

Cablul coaxial FIT va fi prelucrat conform figurii, pentru a nu apărea descărcări electrice la capete. Rezistorul R_a elimină efectul capacității cablului, atunci când acest lucru se impune. Lungimea firului dintre borna B și rezistorul R_a trebuie să fie cât mai mică, deoarece chiar și capacitatea proprie a acestui fir poate fi uneori deranjantă.

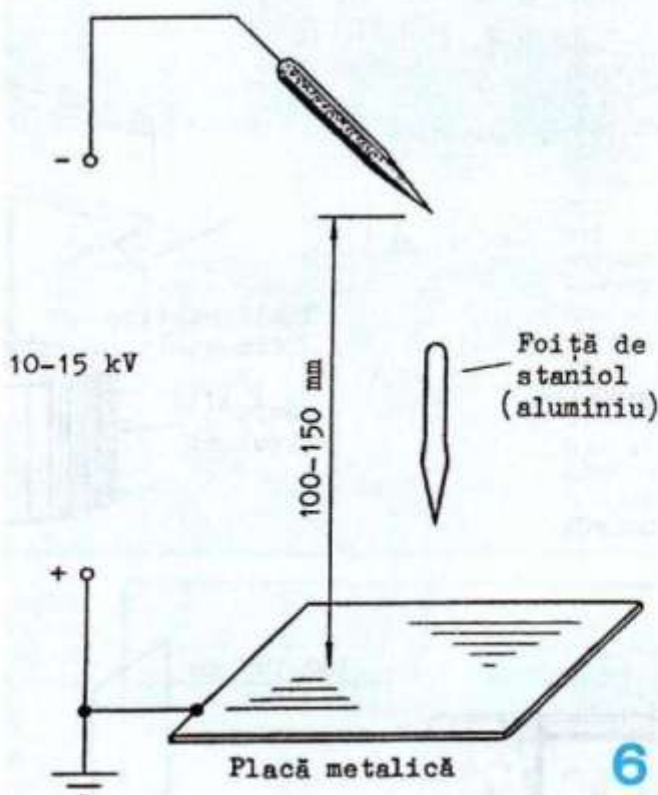
R_{13} , R_{14} , R_a și R_b sunt rezistoare pentru tensiuni înalte (HVR). Dacă nu avem astfel de rezistoare, la limită putem folosi pentru R_a și R_b câte un grup de 5-6 rezistoare obișnuite, de cel puțin 2 W, de preferință rezistoare de volum, care sunt mai robuste, montate înseriat în linie dreaptă. Pentru R_{13} și R_{14} se pot folosi 2-3 rezistoare de 1 W înseriate.

În figura 2 este dat desenul cablajului pentru un mic multiplicator de tensiune. Pe latura de jos se obține o tensiune cu polaritate pozitivă față de masă. Dacă avem nevoie de o polaritate negativă față de masă, conexiunile se desfac, multiplicatorul se rotește cu 180°, după care conexiunile se refac practic în aceleași poziții relative (respectiv, punctele M și N pentru intrare și cele de pe latura de jos pentru ieșire).

Pentru diminuarea efectului corona, lipirea pieselor multiplicatorului va fi făcută cu mult fluidor și colofoniu, obținând lipituri rotunjite care să

acopere complet capetele terminalelor. Multiplicatorul se va instala apoi într-o cutie groasă din polietilenă.

Pentru reglarea aparatului fără multiplicator, C13 va fi scos din soclu, între A și masă va fi conectat un miliampermetru în serie cu un rezistor de 150 k/24 W, apoi se alimentează montajul și se manevrează P1 până când miliampermetrul va indica un maxim. Tensiunea în gol între A și masă va trebui să fie cuprinsă între 1700 V și 1900 V (se poate modifica numărul



de spire din primar). Cu C13 în soclu, se ajustează valorile rezistoarelor R_8 și R_9 așa încât să se obțină 0 V la un capăt al cursei lui P2 și 1000...1500 V la celălalt capăt (nu mai mult de 1500 V, deoarece nu vom mai avea o bună stabilizare a tensiunii).

Iată acum câteva *experiențe* interesante care ne vor dezvălui unele dintre fenomenele ce apar când se folosesc tensiuni înalte sau câmpuri electrostatice puternice.

ATENȚIE! Nu vă apropiați mâinile sau restul corpului la mai puțin de 100 mm de traseele neizolate aflate la potențiale periculoase. Folosiți din abundență polietilenă, polipropilenă, teflon și alte izolatoare ca ele pentru suporturi, scule ajutoare, cutii etc. La sfârșitul lucrului,

descărcați condensatoarele multiplicatorului prin punerea bornei B la masă.

1. DESCĂRCĂRI ELECTRICE ÎN GAZE: SCÂNTEIA ELECTRICĂ ȘI DESCĂRCAREA LUMINESCENTĂ NORMALĂ

Scânteia electrică apare între doi electrozi apropiați și conectați la o sursă de tensiune înaltă a cărei rezistență internă nu este prea mică și care are la borne un condensator. În cazul nostru, dacă $R_a=R_b=0$, se obțin scântei puternice (rezistența internă a sursei este destul de mare), iar dacă $R_a=0$ și $R_b=1-10\text{ M}\Omega$ se obțin scântei slabe, în acest caz folosindu-ne de capacitatea cablului coaxial. Scântelele cele mai lungi se obțin când electrozii au la vârf o mică rază de curbura, ceva de genul unei mine de pix fine. La 10 kV se pot obține scântei de 10-15 mm lungime. Scântelele se manifestă cu intermitență și cu zgomot, timpul dintre două scântei fiind cel necesar încărcării condensatorului de la bornele sursei. Ele sunt foarte bogate în radiații ultraviolete, de aceea nu trebuie să le studiem prea mult atunci când sunt puternice.

În cazul în care capacitatea de la bornele sursei lipsește (luând $R_a=470\text{ k}\Omega$ și $R_b=100\text{ k}\Omega$), vom avea o descărcare luminescentă continuă, fără zgomot, de culoare violetă, mult diferită de scântei (fig. 3). Acest aspect, cunoscut probabil cititorilor din manualele de fizică de liceu, apare chiar și în condiții atmosferice normale, nu doar în tuburi cu gaz la presiune scăzută, însă nu pot fi observate decât cele mai importante diviziuni ale descărcării. La o distanță anod-catod de 3-5 mm, tensiunea necesară menținerii aprinderii este sub 3 kV, dar noi vom regla sursa pentru cel puțin 10 kV (diferența de tensiune va cădea, evident, pe rezistența internă a sursei).

Putem studia descărcările și în diferite tuburi cu gaz, de exemplu o lampă cu xenon pentru blitz. Pentru $R_a=R_b=1\text{ M}\Omega$ vom avea o descărcare luminescentă normală, coloana pozitivă umplând întreg spațiul dintre electrozi, iar pentru $R_a=0$ și $R_b=20\text{ M}\Omega$ vom avea descărcări în

scânteie. Lumina blitzului unui aparat fotografic este datorată unei astfel de scânteie, însă mult mai puternice, numită scânteie condensată sau scânteie grasă. În cazul nostru, descărcările sunt destul de slabe și nu prezintă pericol nici pentru ochi, nici pentru lampă. Descărcările sunt amorțite pe la 3-10 kV, fără ajutorul electrodului exterior al lămpii.

2. "VÂNTUL ELECTRIC" ȘI IONIZAREA AERULUI

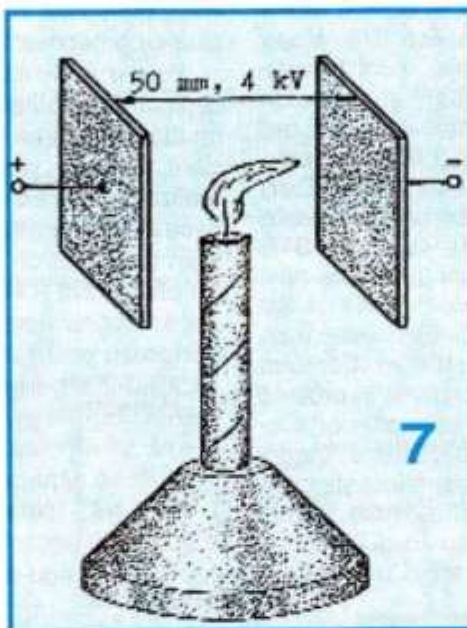
Se știe că dacă un electrod aflat la un potențial înalt prezintă un vârf (sau o regiune cu raza de curbură mică), în acea zonă câmpul electric va lua valori foarte mari, ceea ce va duce la excitări și ionizări masive ale moleculelor aerului, acesta fiind în esență efectul corona (în zona vârfului se poate vedea la întuneric o ușoară luminescență). Ioni de semn contrar încărcării electrodului se vor îndrepta spre vârf, unde vor fi neutralizați, iar ceilalți vor fi respinși cu mare viteză de-a lungul vârfului, formând un curent de aer încărcat electric. Acest "vânt electric", așa cum îl numea și Maxwell [1], poate fi simțit dacă îndreptăm vârful electrodului în direcția feței (vom simți și mirosul de ozon). El poate să tulbure sau chiar să stingă flacăra unei lumânări sau poate să pună în mișcare așa-numita "morișcă electrică" (fig. 4). La 3-4 kV, morișca va învinge frecările și va începe să se rotească, iar pe la 10-12 kV se va roti atât de repede încât, dacă nu este bine echilibrată, poate fi aruncată de pe suportul ei.

Sarcina vehiculată de "vântul electric" este atât de mare încât poate fi pusă în evidență cu un voltmetru obișnuit sau cu o mică lampă cu neon, ca în figura 5. De asemenea, un electroscop poate fi încărcat chiar și de la o distanță de o jumătate de metru dacă vom îndrepta vârful electrodului în direcția lui, iar o foaie de nailon asupra căreia vom "pulveriza" sarcină negativă va adera foarte puternic la un perete pe care este întinsă.

Un efect frumos, descoperit de mine întâmplător, este cel prin care se obține plutirea în aer a unei foițe subțiri de staniol (fig. 6). Pentru reușita experienței, electrodul ascuțit trebuie să stea înclinat și să aibă un potențial negativ, iar foița de staniol trebuie să aibă forma arătată și să fie așezată cu vârful în jos. Liniile de câmp o vor menține într-o poziție verticală și o vor desprinde puțin de placă, după care foița va căpăta rapid o încărcare electrică negativă (de la sarcinile produse de electrod), iar "vântul electric" gene-

rat de vârful foiței o va ridica până când forța de respingere din partea electrodului și greutatea foiței vor egala forța ascensională, poziție în care poate sta oricât.

Tot cu ajutorul "vântului electric" generat de o serie de electrozi ascuțiți am putea ioniza negativ aerul din încăperea noastră. Mult mai bună este însă metoda firului radiant, care se remarcă printr-o generare mai mică a oxizilor de azot și a ozonului [2] (primii sunt toxici,



iar ozonul arde țesuturile). Metoda constă în folosirea unui fir de cupru dezizolat, de 0,15-0,2 mm diametru și 1,5-2 m lungime, suspendat între izolatoare din polietilenă suficient de lungi și pus la un potențial negativ de -7...-10 kV față de pământ. Din determinările mele, pot spune că producția de aeroioni negativi a unui asemenea fir este de-a dreptul copleșitoare față de cea a unui mic generator de birou de tipul "Genion", aeroionii răspândindu-se cu ușurință în toate colțurile camerei (folosiți însă cu moderație aeroionizarea, nu mai mult de o jumătate de oră zilnic). Trebuie arătat că atunci când începe să se simtă mirosul de ozon, concentrația acestuia poate să fie de cel puțin 10 ori mai mare decât limita admisibilă de 0,1 mg/m³ [2]. Pentru detectarea ozonului se poate folosi o metodă simplă și mult mai sensibilă decât mirosul, deoarece este cumulativă: o bucată de hârtie de xerox îmbinată cu o soluție de iodură de potasiu (sare, nu pastile) și apoi uscată. Sub acțiunea ozonului este eliberat iodul, care va ataca hârtia și o va colora în sepie-violet.

3. DOUĂ EXPERIENȚE ÎN CÂMP ELECTROSTATIC

În prima (fig. 7) putem vedea că într-un câmp electric creat de două plăci, flacăra unei lumânări se îndreaptă către placa negativă. Flacăra lumânării este compusă din gaze fierbinți și particule incandescente de carbon, toate ionizate pozitiv în mare proporție, precum și dintr-o cantitate echivalentă de sarcină negativă reprezentată de electroni liberi, aceștia îndreptându-se către placa pozitivă, însă fără vreun efect observabil direct. Nu trebuie depășită o tensiune de 4 kV între plăci, deoarece particulele de carbon care vor atinge placa negativă își vor schimba sarcina și vor fi puternic aruncate înapoi, flacăra devenind foarte agitată. Ca un amuzament, menționez că dacă liniile câmpului electric sunt paralele cu flacăra și au sensul adecvat, aceasta poate fi făcută să ardă și cu vârful în jos.

A doua experiență ilustrează principiul vopsirii în câmp electrostatic. Astfel, putem vedea că apa care iese dintr-o seringă de plastic prevăzută cu ac va fi puternic dispersată dacă acul se pune la un potențial de 10-15 kV față de pământ. Una din metodele vopsirii în câmp electrostatic constă în împrăștierea vopselei cu ajutorul unui disc rotitor sau clopot rotitor aflate la un potențial înalt (se folosesc tensiuni care ajung la 100 kV), după care particulele de vopsea puternic încărcate electric se vor diviza și se vor îndrepta către piesa metalică legată la celălalt pol al sursei de tensiune, ghidate de liniile câmpului electrostatic. Vopsirea în câmp electrostatic este de bună calitate și se realizează cu risipă minimă de vopsea.

Notă. În toate experiențele de la punctele 2 și 3, Ra și Rb pot lua valori destul de mari, de exemplu Ra=Rb=10 MΩ, ceea ce va micșora pericolul unor electrocutări accidentale produse de tensiunea înaltă a bornei B.

BIBLIOGRAFIE

1. J. C. Maxwell, *Tratat elementar de electricitate*, traducere de Ion Dima, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1989
2. M. Deleanu, M. Aionesei, M. E. Alexa, C. Andrișan, *Aeroionizarea negativă*, Editura Tehnică, București, 1988

TESTOR

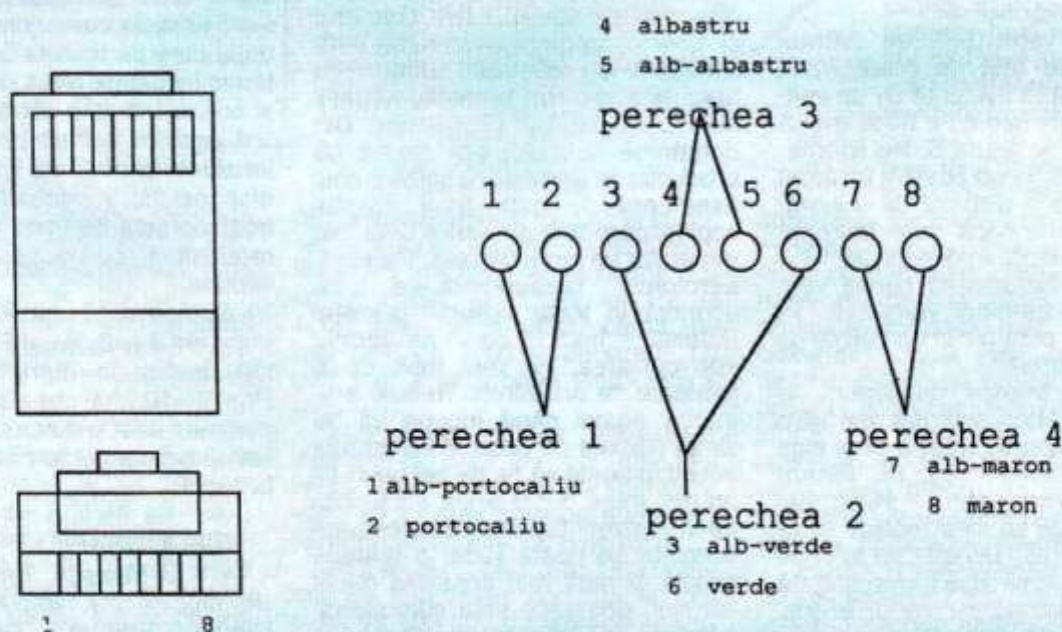
pentru CABLURI DE REȚEA

Cornel ȘTEFĂNESCU

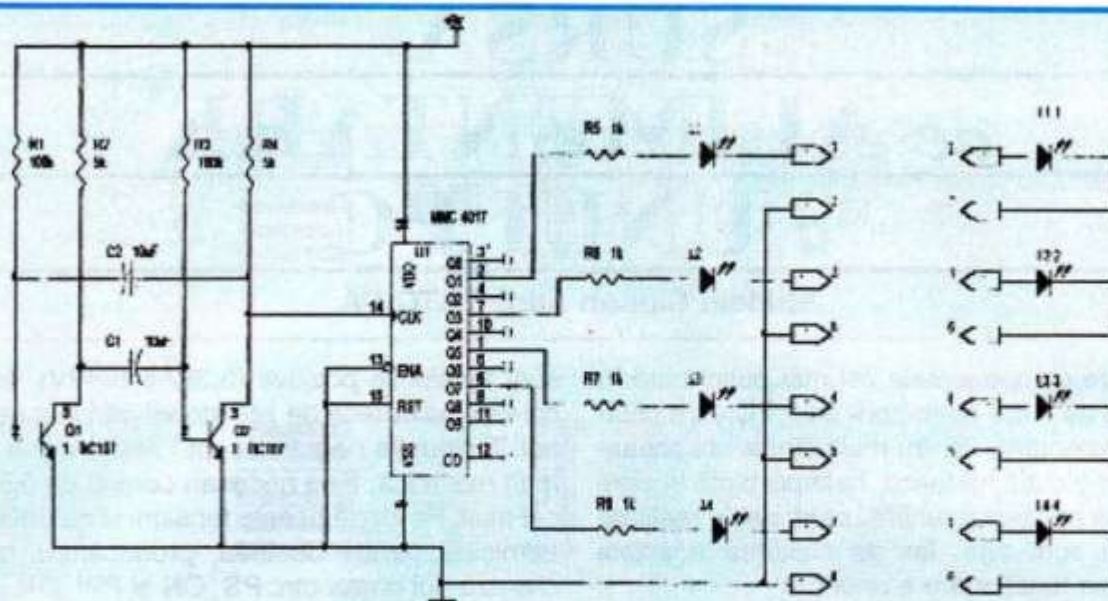
Rețelele locale de calculatoare Ethernet / FastEthernet au răspândirea cea mai mare, în detrimentul rețelilor bazate pe cabluri BNC. În aceste rețele Twisted Pair, indiferent de viteza aleasă, 10 Mbps (Ethernet) sau 100 Mbps (FastEthernet), sunt folosite cablurile torsadate de tip UTP, FTP, STP și conectori speciali RJ45. Cablurile UTP, adică Unshielded Twisted Pair, conțin 4 perechi fire de cupru torsadate acoperite de un înveliș de PVC, cablurile FTP (Foil Twisted Pair) sunt în plus acoperite cu un înveliș de poleială peste care urmează învelișul de PVC, iar cablurile STP (Shielded Twisted Pair) conțin 4 perechi torsadate plus un fir pentru împământare, acoperite de o plasă de liță peste care urmează învelișul de PVC. Este indicat ca lungimea cablului să nu depășească 100 m. Conform standardului T568B (fig. 1), modul de cablare, în ordinea crescătoare a poziției pinilor în mufă, este: alb-portocaliu, portocaliu, alb-verde, albastru, alb-albastru, verde, alb-maron, maron. Firul „alb-culoare” se folosește pentru transmisie, iar firul ”culoare” pentru recepție. Pentru conectarea între calculator și Hub sau Switch, corespondența pinilor trebuie să fie exactă, adică pinul unu la

pinul unu, doi la doi etc. Pentru conectarea directă a două calculatoare, cablul trebuie să fie în crossover, adică perechea 1 (alb-portocaliu, portocaliu) este inversată cu perechea 2 (alb-verde, verde).

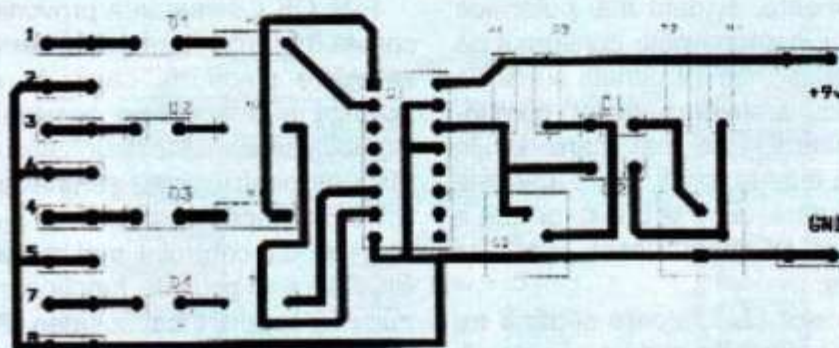
Pentru a elimina o bună parte a timpului pierdut cu depistarea problemelor datorate cablurilor și mufelor, propun realizarea unui testor de cabluri simplu dar eficient. Schema electronică (fig. 2) conține un oscilator realizat cu două tranzistoare NPN de tip BC171, care nu necesită explicații, un numărător Johnson decadic cu ieșiri decodate de tip MMC4017, două mufe mamă pentru conectorul RJ45 și patru perechi de diode LED asociate fiecărei perechi de fire din cablu (alb-portocaliu, portocaliu pinii 1,2 = L1, L1-1; alb-verde, verde pinii 3,6 = L2, L2-2; alb-albastru, albastru pinii 4,5 = L3, L3-3; alb-maron, maron pinii 7,8 = L4, L4-4). Una din mufele mamă se montează pe cablaj, iar a doua se montează într-o cutie separată, împreună cu diodele LED asociate L1-1...L4-4. Testarea cablului se va face pe perechi automat, începând cu perechea 1 și terminând cu 4, ciclul repetându-se fără oprire. Continuitatea cablului și



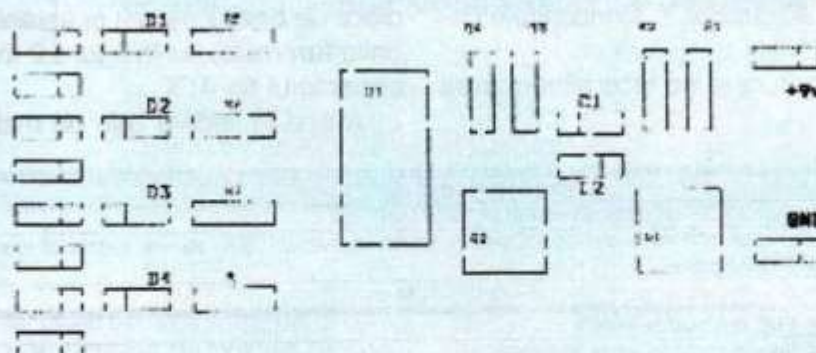
2



3a



3b



corectitudinea mufărilor sunt marcate prin aprinderea perechilor de diode LED (L1, L1-1; L2, L2-2; L3, L3-3; L4, L4-4) corespunzătoare fiecărei perechi de cablu torsadat în ordinea 1, 2, 3, 4, iar pentru cablu în cross (L1, L2-2; L2, L1-1; L3, L3-3; L4, L4-4). Dacă o pereche de diode LED (sai mai multe) nu luminează,

rezultă că perechea torsadată este întreruptă sau mufarea nu este corespunzătoare. Dacă numai o singură diodă LED dintr-o pereche luminează (L1...L4), rezultă că există un scurt pe cablu sau în mufă.

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

SURSA de ALIMENTARE a UNUI PC

Student Ciprian Adrian STOICA

Una dintre componentele cel mai puțin luate în considerare de către deținătorii unui PC este chiar sursa de alimentare. Pentru mulți dintre noi această este doar o cutie metalică, neimportantă și care ocupă spațiu în carcasa unității centrale. În realitate lucrurile nu sunt așa, iar de calitatea acesteia depinde buna funcționare a unui PC.

Problema cu care se confruntă adesea cei care își modifică singuri configurația hardware a PC-ului o reprezintă blocarea calculatorului după ce acesta rulează o perioadă mai scurtă sau mai lungă de timp, cu noile componente, evident mai puternice ca performanțe, dar și în ce privește consumul de resurse. Explicația are la bază tot banala sursă de alimentare. O dată cu instalarea noilor componente, cererea de putere este mai mare, iar în cazul în care aceasta este la limită sau depășește puterea nominală a sursei, duce la o instabilitate a parametrilor tensiunilor pe diferite ieșiri, rezultatul fiind ușor de constatat.

De la apariția primelor calculatoare și până azi au fost concepute mai multe tipuri de surse de alimentare, în principiu standardizate, pentru a înlesni remedierea eventualelor defecte. Cele mai cunoscute sunt de tip AT sau ATX. Principalele caracteristici sunt:

-tipul conectorului prin care se face alimentarea plăcii de bază;

sunt tensiunile pozitive (3,3V/ 5V/ 12V), cărora le corespund curenți de zeci de amperi la sursele mai noi. Tensiunile negative sunt folosite într-o măsură mult mai mică, fiind necesari curenți de 0,5-0,8-1A cel mult. Pe lângă aceste tensiuni și curenții maximi admisibili pentru acestea, producătorul mai precizează doi parametri: PS_ON și PW_OK.

PS_ON (denumirea provenind de la power soft) are ca scop închiderea automată a calculatorului prin intermediul soft-ului atunci când i se dă comanda de oprire.

PW_OK (denumirea provenind de la power ok) constă în transmiterea unui semnal din partea sursei către placa de bază, în momentul în care aceasta și-a stabilizat tensiunile și este practic capabilă să alimenteze unitatea centrală. Timpul de răspuns pentru acest semnal este în principiu de 0,1-0,5s. Dacă acest semnal s-a transmis cu succes, se dă controlul mai departe, spre exemplu BIOS-ului. O proastă funcționare a lui PW_OK se manifestă prin incapacitatea PC-ului de a porni inițial, ci doar după resetare sau tastarea secvenței CTRL+ALT+DEL. În figura 1 sunt prezentate aranjarea pinilor la conectorul tip AT pentru alimentarea plăcii de bază precum și semnificația lor sau tensiunile furnizate, iar în figura 2 în mod analog pentru conectorul tip ATX.

Având în vedere cele de mai sus, o sursă de ali-

mentare proastă calitativ duce la probleme precum:
-erori de pornire la punerea sub tensiune a

Tensiunea	Circuitul pe care îl alimentează
+3,3V	Circuite electronice (CIP-uri), slot-uri PCI/AGP, DIMM-uri
+5V	Circuite electronice (CIP-uri), slot-uri PCI/AGP, SIMM-uri, slot-uri ISA, partea electronică pentru HDD/FDD/CD-ROM drive
+12V	Partea de putere (motoare) pentru HDD/FDD/CD-ROM drive
-5V	Slot-uri ISA, FDD drive-uri mai vechi
-12V	Eventual port serial sau circuite de tip LAN

-modul de conectare/deconectare: cu întrerupător mecanic la AT și respectiv prin intermediul soft-ului la ATX.

Este necesară precizarea tensiunilor (foarte stabile) pe care trebuie să le furnizeze o sursă. Acestea sunt prezentate în tabelul alăturat.

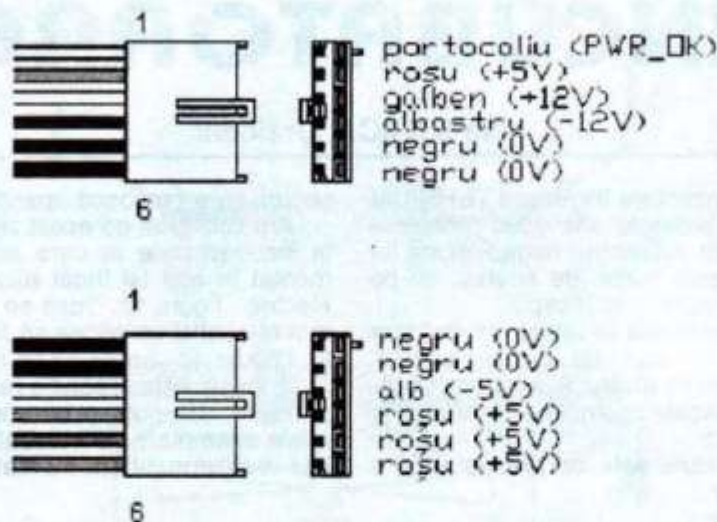
După cum se poate observa din tabel, principale

unității centrale;

-blocarea sistemului în timpul unei funcționări normale, fără a rula softuri care să necesite foarte multe resurse;

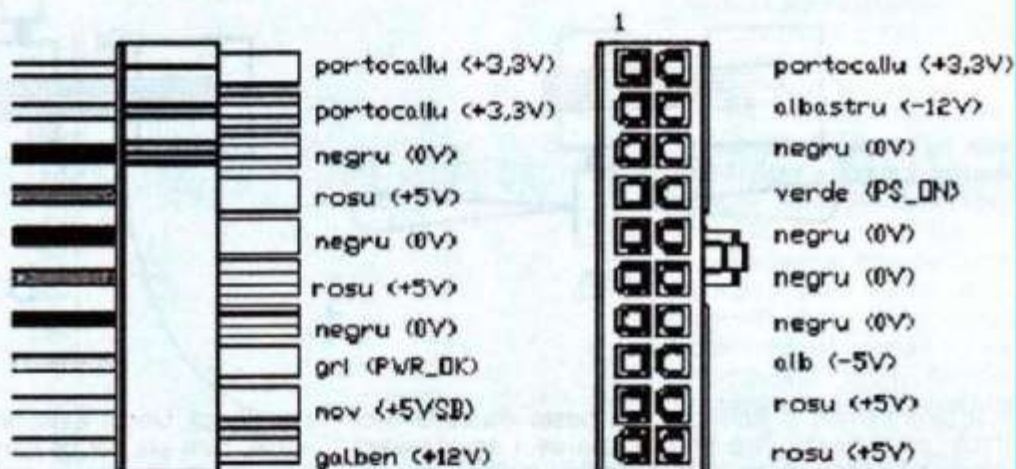
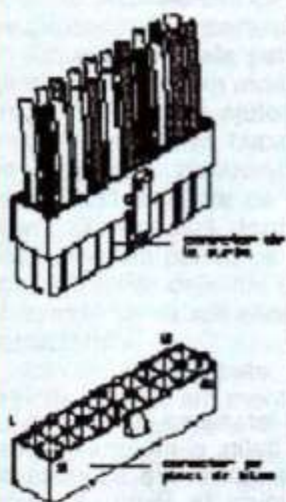
-restartare spontană a sistemului;

-încălzire excesivă a sursei și implicit a sistemului.



Conector tip AT pentru alimentarea plăcii de bază

1



Conector tip ATX pentru alimentarea plăcii de bază

2

Sfaturi practice

1. Este bine ca la anumite intervale de timp să demontați sursa spre a o curăța de praf. În caz contrar acesta, în prezența umezelii din aer, are toate șansele să creeze un mediu prielnic pentru scurtcircuit. În plus este posibil ca nici ventilatorul să nu mai funcționeze la turația nominală datorită încărcării excesive.

2. O experiență realizată pe propriul calculator: mulți dintre noi, când pornim PC-ul trebuie să alimentăm cu tensiune nu doar unitatea centrală și monitorul, ci și multe alte periferice, operațiunea fiind supărătoare. Problema se poate rezolva prin alimentarea unui releu a cărui bobină lucrează la tensi-

unea de 12V (iar curentul suportat pe contacte se alege funcție de consumatori, la limită putând fi montate două relee, dar pentru două prize distincte), de la tensiunea de 12V furnizată de sursă (ieșirea pe conectorii pentru HDD/FDD/CD-ROM drive, dar nu din conectorul pentru placa de bază). Prin intermediul său se realizează comandarea unei multi-prize din care se vor alimenta toate perifericele ce trebuie să funcționeze concomitent cu PC-ul. Veți constata că de simplu pot fi oprite toate acestea printr-o simplă comandă de închidere dată sistemului de operare. Eu o folosesc practic de mult timp fără a avea vreo influență nedorită asupra sistemului. În ce privește consumul, putem chiar să-l neglijăm, pentru relele obișnuite la aceste valori fiind de circa 40 mA.

DIN NOU DESPRE INCUBATOARE

Ilie STOICA, Urziceni

În continuarea celor prezentate în revista TEHNIUM nr. 2/2004 la pag. 22, voi comenta alte două probleme apărute la incubator și care influențau negativ buna lui funcționare. Precizez că este vorba de același tip de incubator, pe care l-am menționat la început.

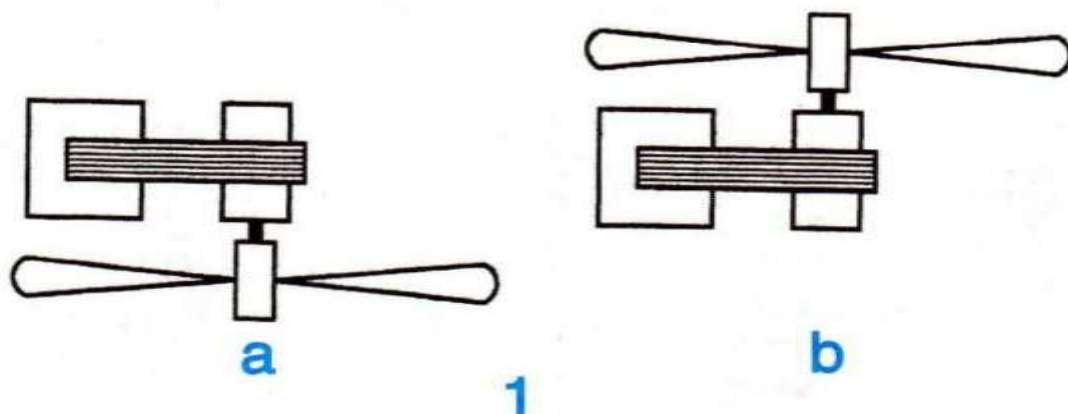
O problemă care se manifestă la unele incubatoare este că după un timp relativ scurt de la cumpărare și punere în funcționare, încep să producă un zgomot continuu, destul de supărător. Acest zgomot se datorează în exclusivitate ventilatorului.

Motorul electric al acestuia este de presupus că a

șocuri, care provoacă apariția zgomotului.

Am constatat că acest zgomot apare în mod special la incubatoarele la care ansamblul ventilatorului este montat în așa fel încât elicea era situată sub motorul electric - figura 1a. Dacă se modifică această poziție de montaj, astfel ca elicea să fie situată deasupra motorului - figura 1b, zgomotul se reduce chiar foarte mult.

Aceasta este și soluția rezolvării problemei, simplă în principiu dar puțin mai complicată ca manoperă. La unele exemplare de incubator am constatat că ansamblul ventilatorului era montat cu motorul electric în exte-



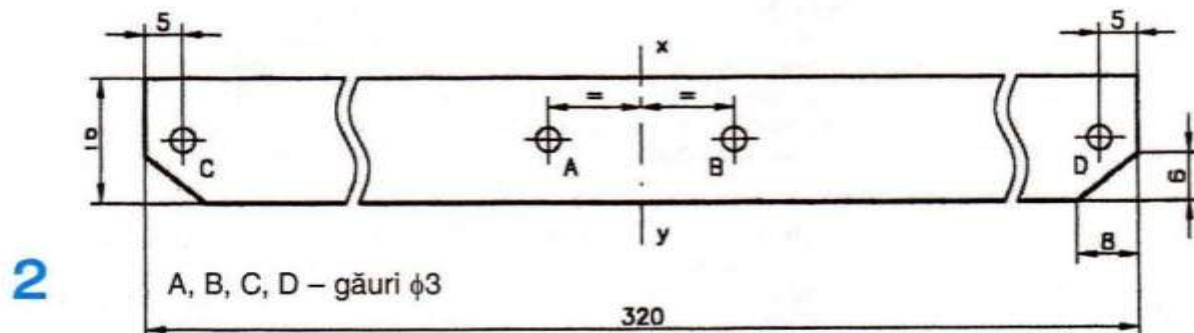
1

fost bine centrat și echilibrat, se poate constata ușor dacă funcționează fără elice. După ce i se atașează elicea prin presare pe axul rotorului, motorul nu mai merge "rotund". Rotorul său începe să vibreze în direcții diferite și produce zgomot, care este amplificat prin rezonanță de structura rigidă a incubatorului. Chiar dacă este din material plastic și relativ ușoară, în urma injectării în matriță, elicea prezintă în mod sigur vicii de formă și de structură internă (densitate diferită) de la o zonă la alta. Oricât de mici ar fi aceste diferențe, ele determină efecte centrifuge destul de mari datorită turației ridicate a motorului. De aici rezultă o funcționare cu vibrații și

rior, lângă blocul electronic, iar elicea în interior. La altele, cum era cel pe care îl dețin, și motorul și elicea erau în interior dar, în ambele cazuri, era adoptată din fabrică poziția de montaj din figura 1a. Pentru a rezolva problema, trebuie confecționat un suport rigid pentru motorul electric, care să asigure o poziție ca în figura 1b, și tot ansamblul în interiorul incintei incubatorului.

În această privință pot fi multe soluții. Se poate rezolva, de exemplu, cu două console separate sau, cum am procedat eu, confecționând un suport dintr-o singură bucată.

Am procurat o bucată de platbandă din oțel moale,



2

A, B, C, D - găuri $\phi 3$

320

cu lungimea de cca 40 cm, având grosimea de 0,8 mm și lățimea de 16 mm.

Am prelucrat manual din acest material o piesă conform desenului din figura 2. Se observă că toate cele patru găuri, A, B, C, D, cu diametrul de 3,2-3,5 mm, sunt plasate pe axa de simetrie orizontală. Totodată ele sunt simetrice, A cu B și C cu D, față de o axă de simetrie x-y.

Foarte important este ca distanța dintre centrele orificiilor A și B să fie egală cu distanța dintre centrele orificiilor practicate în peretele incubatorului pentru fixarea motorului electric, cca 35 mm.

Am rectificat bucata de platbandă la capete conform figurii 2, colțurile teșite fiind necesare ca să permită fixarea motorului electric pe capetele suportului.

Am executat cele patru găuri, după care am modelat cu mâna și cu ajutorul unui clește potrivit bucata de platbandă prelucrată, astfel încât să arate ca în figura 3. Această formă este necesară pentru că în spațiul interior delimitat de platbandă se va roti elicea ventilatorului.

La cele două capete, în orificiile C și D, am montat motorul electric, ca în figura 4, cu ajutorul a două șaibe, șuruburi și piulițe M3. Dacă este necesar, se mai fac ajustări cu pila până când se realizează un montaj corespunzător.

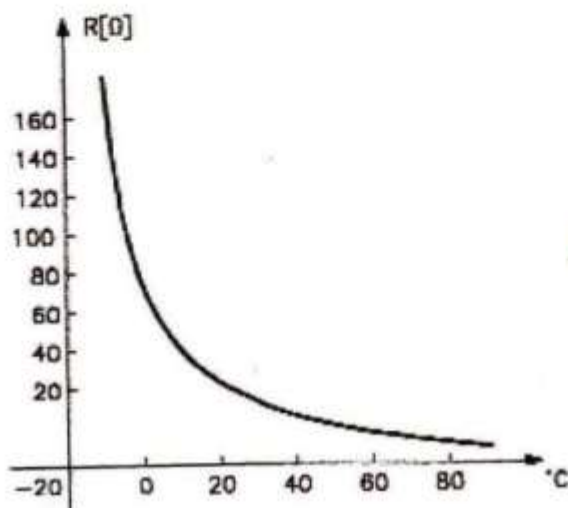
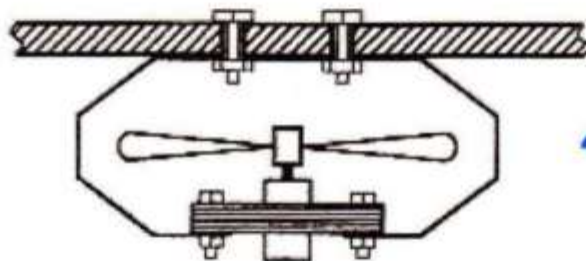
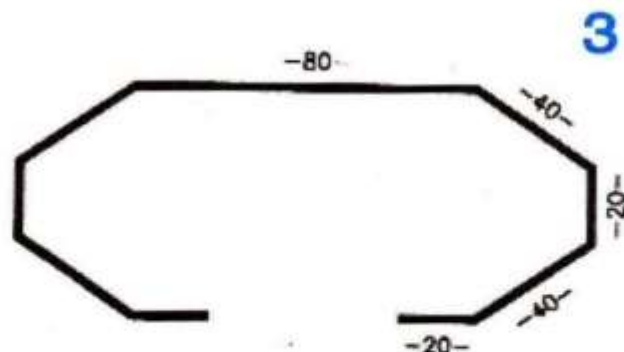
Am atașat elicea și apoi întreg ansamblul l-am fixat cu șuruburi, șaibe, rondel amortizoare din cauciuc sau plută și piulițe M3, de peretele superior al incintei incubatorului, în interior. Reamintesc că am utilizat aceleași orificii folosite de fabricant la fixarea motorului electric.

Am făcut conexiunile electrice la motor, prelungind și izolând corespunzător firele de legătură.

Important este să se verifice ca elicea să se rotească liber, într-un plan orizontal paralel cu planul de bază al incubatorului. Dacă se observă abateri, se deformează suportul de platbandă până când se constată că s-a asigurat această orizontalitate.

Procedând în acest mod, am reușit să reduc zgomotul incubatorului atât de mult, încât nu se mai simte decât în imediata sa apropiere.

O altă problemă cu care m-am confruntat în timpul utilizării incubatorului se referă la asigurarea și



menținerea temperaturii de funcționare. Am observat că atunci când incubatorul era pus în funcțiune în perioade de timp cu temperaturi ale mediului ambiant mai mari de 25°C, de exemplu în lunile iunie, iulie sau în încăperi încălzite, temperatura de regim a incubatorului nu se mai menținea la valoarea reglată de 38°C. Practic nu mai avea loc reglarea automată a temperaturii, dacă temperatura creștea, nu mai decupla încălzirea sau dacă temperatura scădea, nu mai cupla încălzirea. La început am procedat la corecția repetată a reglajului temperaturii și după ce am distrus de două ori potențiometrul multitură cu care era prevăzut blocul electronic, am trecut la o analiză mai serioasă.

Concluzia a fost că totul se datora punctului de funcționare în care se află la un moment dat termistorul, adică elementul sensibil care măsoară temperatura de regim a incubatorului.

Reglarea acestei temperaturi este de tip bipozițional, la care temperatura măsurată de termistor este comparată cu o temperatură de referință prereglată cu ajutorul potențiometrului multitură. În funcție de rezultatul acestei comparații, se comandă încălzirea prin intermediul unui triac aflat în circuitul de alimentare cu

tensiune de la rețea, a unei rezistențe de încălzire. Acest proces de încălzire durează până când se reduce la zero diferența dintre valorile comparate.

Pe de altă parte, mai intervine un lucru foarte important. Blocul electronic care reglează automat temperatura se caracterizează printr-un histeresis de comutație. Din această cauză comutația are loc în două puncte în loc de unul. Dacă, de exemplu, am pornit incubatorul, încălzirea durează până când în interiorul său se ajunge la temperatura prescrisă și atunci încălzirea se oprește. Abia după ce temperatura coboară, nu imediat sub valoarea reglată, ci cu un grad sau chiar două mai jos, pornește din nou încălzirea. Acest decalaj se datorează tocmai celui histeresis de comutație de care am pomenit mai înainte. Totodată acestui histeresis, ca dimensiune în valoare absolută a unui interval, îi corespunde un anumit interval de variație a rezistenței termistorului, iar la acesta corespunde un anumit interval

de variație de temperatură. Mai mult decât atât, cum histerezisul de comutație este o caracteristică proprie blocului electronic și diferită de la un incubator la altul, comutația are loc dacă și numai dacă termistorul ajunge să realizeze datorită variației temperaturii, o variație de rezistență suficientă ca histerezisul să fie parcurs ca interval de la un capăt la celălalt cel puțin la limită. Dacă variația de rezistență este mai mică, atunci comutația nu mai are loc și incubatorul rămâne "agățat" în una din cele două situații, adică încălzire sau răcire continuă.

Totul se datorează următorului fenomen. Termistorul este o componentă care se caracterizează electric prin faptul că are o variație de rezistență negativă și neliniară în raport cu variația temperaturii mediului unde este plasat. Această

variație determină o curbă de forma celei reprezentate în figura 5. Se observă că la o temperatură a mediului de până la 20°C avem pentru termistor puncte de funcționare în care la o variație de temperatură de câteva grade corespunde o variație de rezistență "consistentă" pentru termistor. Acest lucru asigură cu certitudine parcurgerea întregului histerezis de comutație și în consecință o comutație sigură pentru reglarea temperaturii.

Dacă temperatura mediului crește la valori apropiate de 30°C, la care se mai adaugă și temperatura din interiorul incubatorului, de peste 40°C, plus alte influențe, punctul de funcționare al termistorului se deplasează pe curbă în alt loc, spre temperaturi mai mari, și se ajunge în situații când intervalul de variație a rezistenței termistorului, pentru același număr de grade de temperatură, se micșorează extrem de mult față de limita admisă. În astfel de cazuri, dacă blocul electronic este unul mai "leneș", el nu mai sesizează parcurgerea histerezisului, ajungând uneori să confunde extremele acestui interval. Din această cauză sistemul de reglare a temperaturii rămâne blocat.

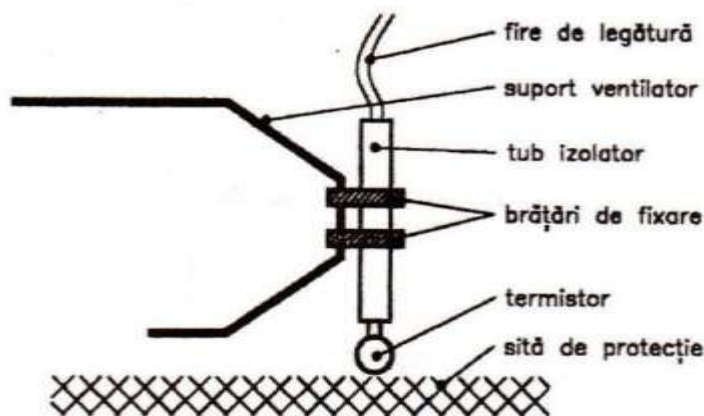
Dacă, în astfel de situații, lăsăm incubatorul să nu funcționeze un timp oarecare, după care îl pornim, vom constata că totul a revenit la normal, dar nu pentru mult timp. Un asemenea mod de funcționare este contraproductiv.

Toate aceste aspecte se datorează faptului că ele determină pentru termistor un punct de funcționare flotant, în funcție de amplasamentul incubatorului la utilizator. Iată și motivul pentru care fabricantul recomandă în mod expres în instrucțiunile de utilizare a incubatorului, o temperatură ideală pentru locul de amplasare a incubatorului de 15...17°C. Totuși, o asemenea condiție ideală este destul de greu de asigurat atunci când incubatorul trebuie utilizat și în perioade de timp când -

vorba politicianului - "iarna nu-i ca vara" și invers. Totul se reduce la găsirea unui segment minim de puncte de funcționare pentru termistor care să asigure buna funcționare a incubatorului pentru cât mai multe situații diferite.

La incubatorul meu, dar și la altele "contemporane" cu el, termistorul era plasat în interior, destul de aproape

de peretele superior, astfel că el primea din abundență căldură, fiind influențat cel mai mult de rezistența de încălzire și mai puțin de aerul din spațiul interior al incubatorului. Din această cauză se ajungea la situațiile nedorite de care am vorbit mai înainte. Rezolvarea problemei constă, deci, în plasarea termistorului în alt loc, într-o zonă în care să se asigure temperaturi care să permită o comutație sigură. Soluția cea mai bună,



poate ideală, ar fi ca acest termistor să fie fixat în zona în care se află stratul de ouă, dar se complică procedura de utilizare a incubatorului. Alte soluții care să evite acest lucru se pot găsi destul de ușor. Eu, de exemplu, am procedat în felul următor: am dezlipit termistorul de la blocul electronic și i-am prelungit terminalele cu două bucăți de conductor subțire, lițat și izolat, lungi de cca 20 cm. Am izolat fiecare lipitură de prelungire separat și apoi ambele fire le-am trecut printr-o bucată de tub izolator din plastic mai larg, lăsând liber termistorul. Cu ajutorul a două brățări mici, din tablă subțire, am fixat foarte strâns termistorul, peste partea acoperită de tubul izolator de suportul ventilatorului, spre exterior, conform figurii 6. În final, am poziționat firele de legătură ale termistorului în așa fel încât să nu fie agățate de elicea ventilatorului în timpul funcționării, le-am scos capetele în exterior prin orificiul prevăzut din fabrică pentru termistor și le-am lipit la blocul electronic.

Foarte important este faptul ca termistorul să nu mai fie mișcat din poziția în care a fost fixat, pentru că în funcție de această poziție se reglează temperatura de referință de 38°C în incubator. Orice modificare a acestei poziții, mai ales pe verticală, determină abateri de la temperatura normală de funcționare și, deci, un regim necorespunzător de incubație pentru ouă. În astfel de situații se impune verificarea și reglarea temperaturii. Pe de altă parte, termistorul, în această nouă poziție, aproape de nivelul sitei (grătarului) de protecție care vine deasupra stratului de ouă, este mai puțin influențat de căldura directă, disipată de rezistența de încălzire, având în vedere că se află la o distanță mai mare de aceasta.

În încheiere, menționez că am efectuat toate cele patru operații de "modernizare" a incubatorului și după mai mulți ani de utilizare în aceste condiții, sunt mai mult decât mulțumit de rezultatele obținute.

Montajul prezentat în figura 1 este un ceas numeric realizat cu circuitul integrat LM 8560, produs al firmei "National Semiconductors" (sau echivalentul "Texas Instruments" - TMS 3450 NL). Se remarcă simplitatea schemei, numărul redus de componente, comparativ cu alte montaje similare, și ușurința realizării cablajului simplu placat. Precizia ceasului este deosebit de bună, asta bineînțeles datorită performanțelor deosebite ale C.I., care conține în capsulă "cam tot" (oscilator, divizoare de frecvență, numărătoare de minute și ore, decodare, logica de comandă a afișajului). În plus, oscilatorul intern este sincronizat cu frecvența rețelei (pin 25, R3) pentru a nu apărea erori în procesul de numărare. Astfel, pentru 50 Hz, frecvența rețelei la noi, pinul 26 se leagă la masă (pentru 60 Hz se lasă "în aer").

Montajul se întâlnește în unele scheme de așa-numite "radio cu ceas" prezente pe piață în ultimii ani, produse de unele firme mai mult sau mai puțin cunoscute. Circuitul integrat se poate procura din astfel de aparate dezafectate, întrucât performanțele radioului sunt destul de modeste.

S-a renunțat la alte facilități pe care le oferă circuitul, pentru simplificarea schemei, astfel ca montajul să fie accesibil și amatorilor mai

CEAS NUMERIC

Vasile BRUMEA, Brăila

puțin experimentați.

Numărarea orelor se poate face în două moduri:

- între 1 și 12 - pinul 28 al C.I. lăsat liber (1 logic);
- între 1 și 24 (zero) - pinul 28 la masă (ca în figură).

Afișajul este cu LED-uri, are indicativul LMC 6221 și dimensiunile de aproximativ 92 mm x 25 mm. În consecință, și cablajul realizat are aceleași dimensiuni, pentru a putea fi montat sub afișaj cu ajutorul unor distanțieri de 13 mm înălțime și al unor șuruburi M2.

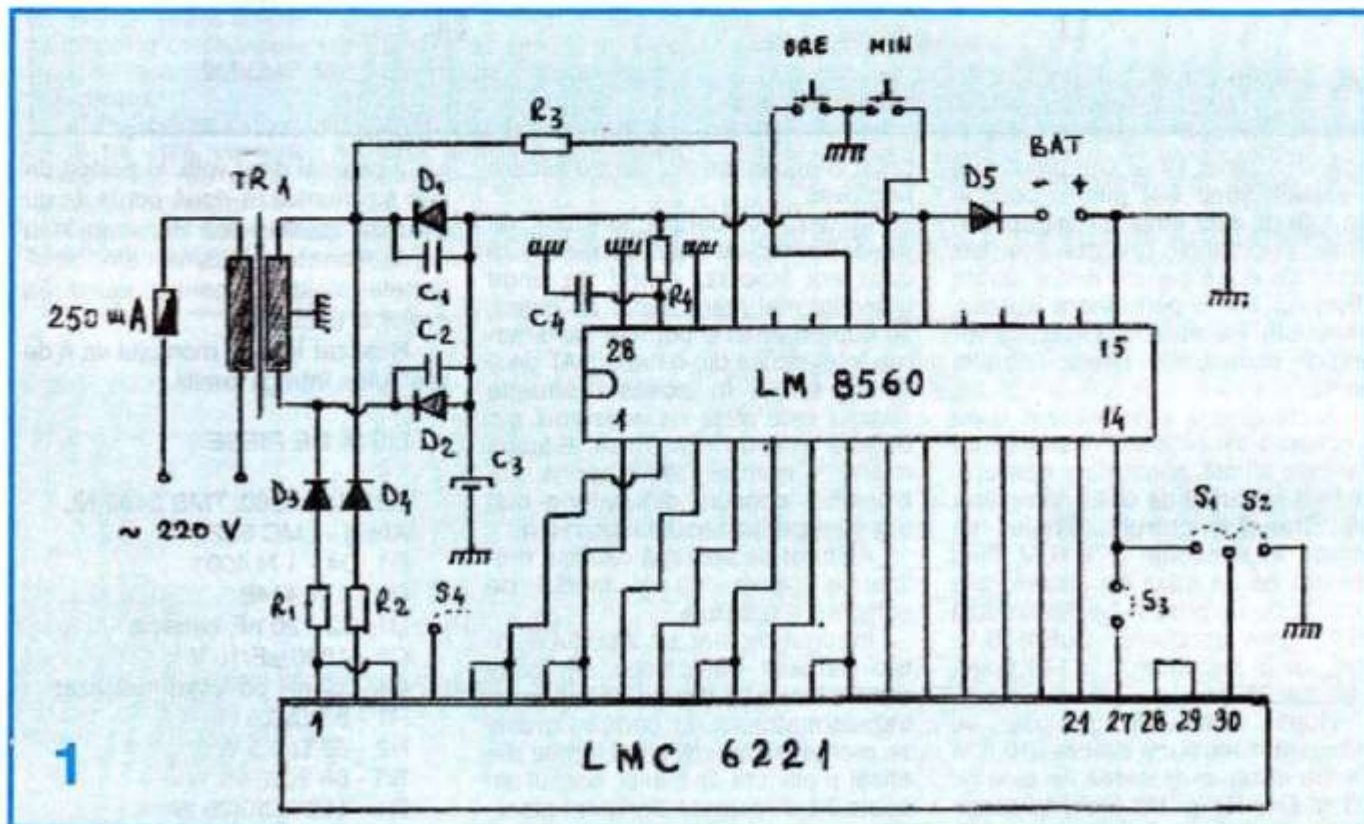
Conexiunile între cele două

plăcuțe se realizează cu ajutorul unor fire izolate, montate oblic.

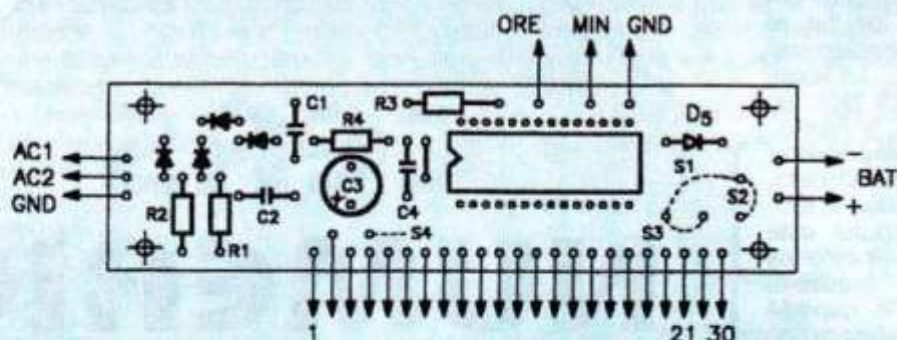
La pinul 14 al C.I. se regăsește frecvența de 1 Hz, rezultată din lanțul de divizare, ce poate fi pusă în evidență în două feluri:

a) se leagă pinul 30 al afișajului la pinul 14 al C.I. (ștrap S1), cele două "puncte" de pe display, dintre cifrele afișajului "clipind" în ritm de o secundă;

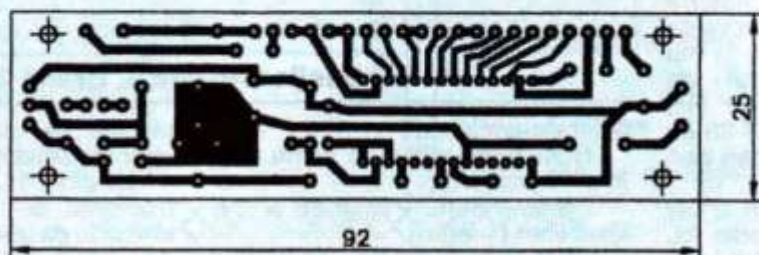
b) la extremitățile stânga și dreapta-jos ale afișajului există două LED-uri nefolosite în montaj. Se poate folosi unul din cele două puncte pentru afișarea secundelor,



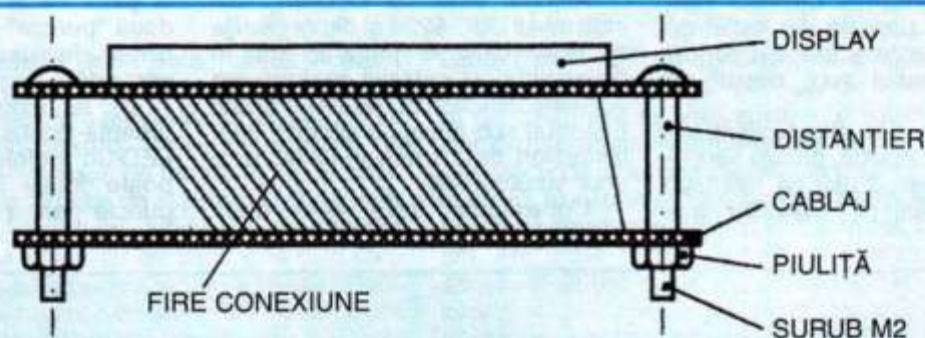
2



3



4



legând la pinul 14 al C.I. pinul 4 al afișajului (ștrap S4) pentru punctul din stânga sau pinul 27 (ștrap S3) pentru punctul din dreapta. În acest caz, cele două puncte dintre cifrele afișajului vor fi permanent aprinse (ștrap S2). Pe placa de circuit se vor realiza conexiunile pentru situația dorită.

Alimentatorul este realizat după o schemă simplificată, nestabilizată dar bine filtrată, alimentarea afișajului fiind separată de cea a integratului. Transformatorul trebuie să scoată în secundar $2 \times 8 \text{ V}$, fiind realizat pe un miez de 3 cm^2 , tole ferosiliciu. În primar se bobinează 3670 spire conductor CuEm 0,12 mm, iar în secundar 2×144 spire, CuEm 0,35 mm.

După redresare, pe C3 se măsoară o tensiune de cca -10,5 V. Pentru afișaj, redresarea se face cu D3 și D4, R1 și R2 limitând tensi-

unea la maximum 2 V pentru fiecare segment.

În cazul dispariției tensiunii de rețea ("pană" de curent), dioda D5 care era blocată, având pe anod potențial mai mare decât pe catod, se deblochează și permite alimentarea integratului din bateria BAT de 9 V, tip 6F22. În această situație afișajul este stins iar consumul din baterie este de cca 5 mA. Situația revine la normal (afișaj aprins, D5 blocată - consum din baterie nul) după reparația tensiunii pe rețea.

Alături se prezintă cablajul realizat la scara 1:1 și modul de echipare a acestuia.

Întregul montaj se introduce într-o carcasă din plastic ale cărei dimensiuni sunt dictate de mărimea transformatorului. În partea frontală se montează sandwich-ul format din afișaj și plăcuța de cablaj, spațiul din spate fiind rezervat transformatoru-

lui și bateriei de 9 volți. În partea de sus se montează două contacte cu revenire (push-buton miniatură sau confecționate artizanal din două lamele elastice) pentru ajustarea orelor și minutelor.

Realizat îngrijit, montajul va fi de real folos întregii familii.

LISTA DE PIESE

C.I. - LM 8560; TMS 3450 NL
 Afișaj - LMC 6221
 D1, D4 - 1 N 4001
 D5 - 1 N 4148
 C1, C2 - 20 nF, ceramic
 C3 - 1000 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$
 C4 - 10 nF, poliester metalizat
 R1 - 33 $\Omega/0,5 \text{ W}$
 R2 - 68 $\Omega/0,5 \text{ W}$
 R3 - 68 k $\Omega/0,25 \text{ W}$
 R4 - 150 k $\Omega/0,25 \text{ W}$

Soluții locale pentru stocarea și FOLOSIREA APEI în scop de IRIGAȚIE

CP I dr. ing. dipl. Constantin NICOLESCU,
șef laborator „Irigații” Stațiunea de Cercetare – Dezvoltare pentru Irigații și Drenaje Băneasa

1) UTILIZAREA DURABILĂ A APEI

Conform legislației de profil (Legea nr. 107 / 1996), care se va revedea în anul 2004, apa reprezintă o resursă naturală regenerabilă, vulnerabilă și limitată, element indispensabil pentru viață și pentru societate, materie primă pentru activități productive, sursă de energie și cale de transport, factor determinant în menținerea echilibrului ecologic.

Apa nu este un produs comercial oarecare, reprezentând un patrimoniu natural care trebuie protejat, tratat și apărut ca atare, indiferent că este o sursă locală sau de importanță națională. Fiind incluse în domeniul public al statului, cunoașterea, protecția, punerea în valoare și utilizarea durabilă a resurselor de apă reprezintă acțiuni de interes general.

2) CONSIDERAȚII PRIVIND FOLOSIREA SURSELOR MICI DIN EXPLOATAȚIILE AGRICOLE

Aparțin domeniului public apele de suprafață cu albiile lor minore, având lungimi mai mari de 5 km și cu bazine hidrografice ce depășesc suprafața de 10 km², malurile și cuvetele lacurilor, apele subterane și potențialul energetic valorificabil.

Albiile minore care nu sunt în domeniul public al statului și pe care curgerea nu este permanentă, aparțin deținătorilor (cu orice titlu) ai terenurilor pe care se formează sau curg.

Proprietarii acestor albi trebuie să folosească aceste ape în concordanță cu condițiile generale de utilizare în

bazinul respectiv.

Dreptul de folosință a apelor de suprafață sau subterane se stabilește prin autorizația de gospodărire a apelor și se exercită potrivit prevederilor legale.

Apele de suprafață sau subterane pot fi folosite liber, cu respectarea normelor sanitare și de protecție a calității apelor, pentru băut, adăpat, irigat, spălat și alte trebuințe gospodărești, *dacă pentru aceasta nu se folosesc instalații sau se folosesc instalații de capacitate mică de până la 0,2 dm³/s, destinate exclusiv satisfacerii necesităților gospodăriei proprii.*

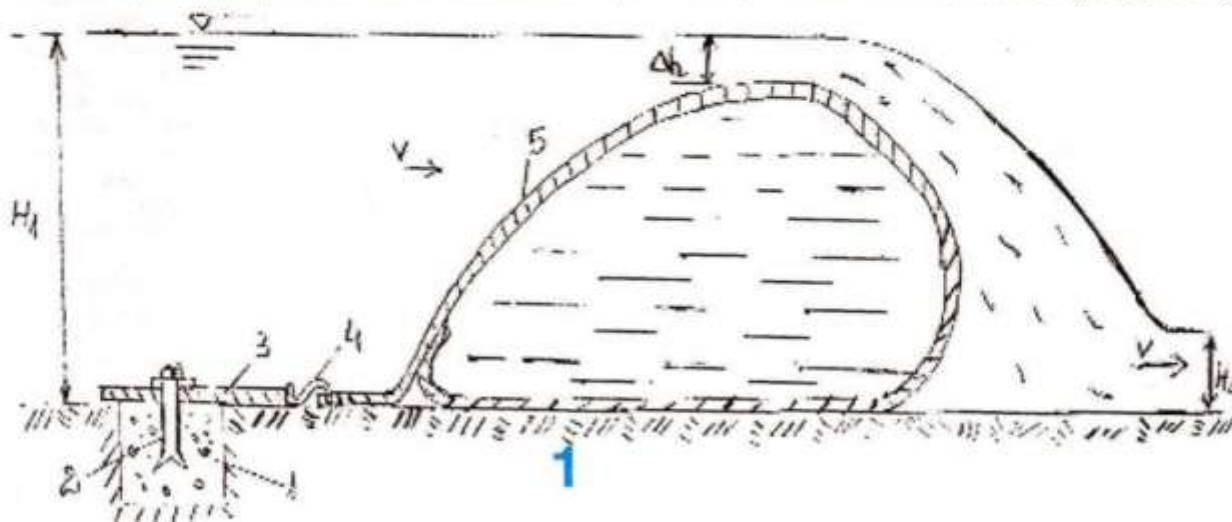
Poluarea în orice mod a oricărei resurse de apă este interzisă.

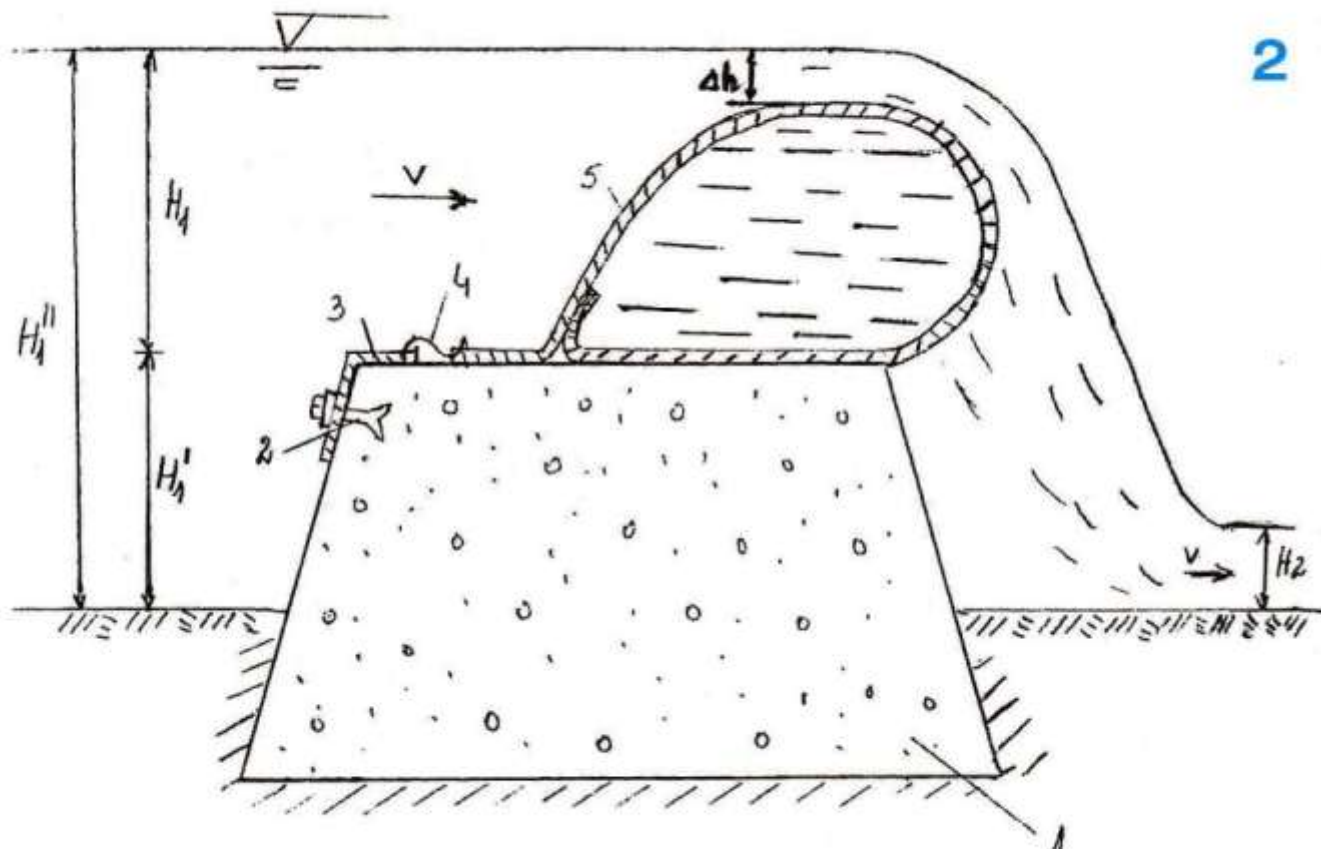
Utilizatorii de apă din aval, care au suferit daune materiale cauzate de o poluare accidentală, produsă în amonte, sau de distrugerea unei construcții de retenție a apei din amonte, au dreptul la despăgubire de la persoana fizică sau juridică care se face vinovată, potrivit legii.

Deținătorii de terenuri din aval sunt obligați să primească apele ce se scurg în mod natural de pe terenurile situate în amonte.

Lucrările de barare sau de pe cursurile de apă vor fi astfel concepute, realizate și exploatate, încât să nu influențeze defavorabil curgerea apelor, în vederea asigurării atât a stabilității acestor lucrări, a albiilor minore și a malurilor, cât și pentru prevenirea unor efecte păgubitoare.

Așa după cum s-a prezentat în nr. 2 / 2004 al revistei „Tehnum”, în cazul terenurilor neamenajate pentru irigat





2

din extravilan și al celor din intravilan, al existenței unor surse mici și al condițiilor locale favorabile, se pot iriga suprafețe mici (1 – 3 ha), în funcție de mărimea cerințelor de apă ale plantei, de caracteristicile sursei, de performanțele utilajului de ridicare a apei și de gradul tehnic al instalației de udare.

3) SOLUȚII SIMPLE DE STOCAREA APEI PE CURSURI MICI

Soluțiile sunt aplicabile în condițiile respectării regulilor menționate la pct. 2 și a satisfacerii cerințelor standardului național de calitate (STAS 9450 – 88), referitor la pretabilitatea resurselor de apă pentru irigație (clase de mineralizare și de alcalizare). Având în vedere că, volumul tranzitat de un curs mic este variabil în timp și spațiu, scopul acestor soluții de stocare constă în reținerea unei anumite părți și menținerea relativ constantă a cotei nivelului apei. Soluția în ansamblul său se numește retenție, are ca element principal o construcție hidrotehnică de un anumit tip, iar cantitatea de apă stocată în amonte de această construcție formează un lac de acumulare.

Fără a face o analiză exhaustivă a soluțiilor existente, luând în considerare progresul tehnic și un anumit grad de modernism, se prezintă două categorii de lucrări de stocare ieftine, simple de realizat și de exploatat, fezabile pentru exploatarea agricolă mică.

3.1) Stavila gonflabilă

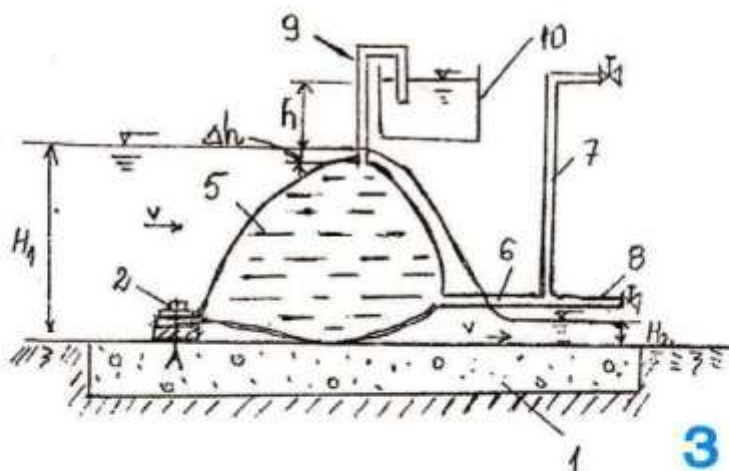
Soluția este neuzată moral, se aplică frecvent în Austria și Japonia, în România fiind omologată cu implicarea SCDID (ICITID), în anumite variante din anul 1980.

Acest tip de stavilă face parte din categoria reguletoarelor de nivel și de debit, cu acționare hidraulică și funcționare continuă.

Elementul de retenție (stavila) este mobil, are dimensiuni variabile, fiind realizat dintr-un material flexibil (tip de cauciuc) și se fixează direct sau indirect de patul albiei, în așa fel încât să se evite afuierea (antrenarea terenului care constituie patul albiei).

În figura 1 se prezintă soluția constructivă generală, cea mai frecventă, în care interiorul stavilei se umple cu apă. Principalele componente sunt următoarele: fundație din beton pentru fixarea stavilei flexibile - (1), bulon de scement - (2), placă din metal pentru ancorare - (3), element metalic pentru prinderea demontabilă a stavilei - (4), corpul stavilei - (5).

Elementul reglabil este reprezentat de nivelul apei în amonte de stavilă care realizează o anumită adâncime (H_1). În soluția din figura 1, adâncimea (H_1) este realizată direct de stavilă. Adâncimea apei în aval de stavilă (H_2) se stabilește în funcție de debitul necesar pentru funcționarea regulatorului, corespunzător principiilor de utilizarea apei în bazinul respectiv.



3

Materialul stavilei are grosimea de 2 – 5 mm, aleasă în funcție de pericolul de abraziune și de presiunea exercitată de apă (presiunea hidrostatică) asupra acesteia. Efortul asupra stavilei este orientativ în intervalul 50 – 200 daN.

În soluția constructivă din figura 2, stavila este poziționată pe un prag din beton care are și rolul de a mări cota nivelului (respectiv adâncimea apei) în amonte.

$$(H_1 = H_1 + H_1')$$

Modul de umplere - evacuare a stavilei cu apă și de reglarea nivelului se prezintă în figura 3. Corpul se umple cu apă sub presiune, de la o cotă superioară cu 1 – 2 m la generatoarea superioară, prin tuburile (masă plastică, metal) (6 – 7). Evacuarea apei se face în scop de golire, pentru mutarea stavilei pe un alt amplasament sau pentru conservare în sezonul rece, prin tuburile (6 – 8). Tuburile (7, 8) sunt prevăzute cu robinete.

Reglarea și menținerea nivelului apei se fac în funcție de presiunea în interiorul stavilei, posibil de reglat printr-un rezervor (10) cu rol de vas de expansiune și un tub (9) din masă plastică ($D_n = 25$ mm). Rezervorul se amplasează la o cotă superioară cu 1 – 2 m la generatoarea superioară a corpului stavilei și are volumul de înmagazinare de 10 % din volumul interior al stavilei.

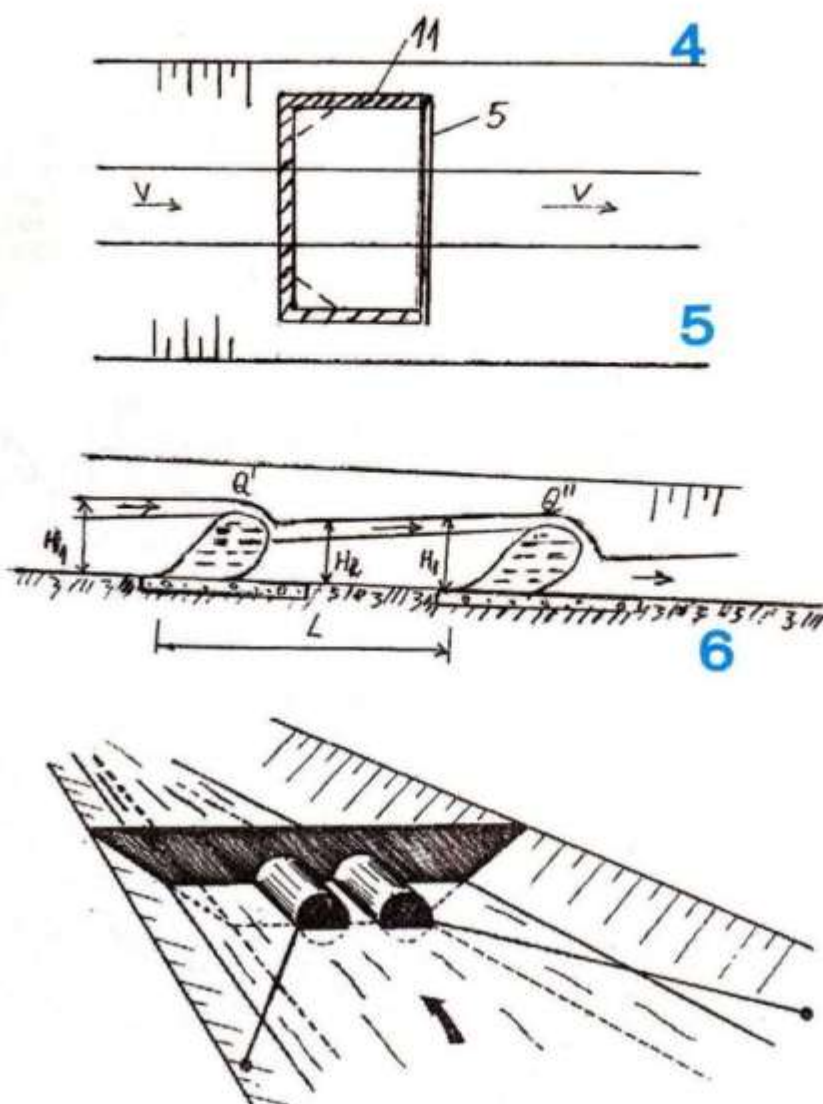
Pentru protecția corpului stavilei la acțiunea de înțepare, este prevăzută la partea superioară un șorț din cauciuc cu grosimea de 5 cm.

Nivelul și respectiv debitul depind de valoarea înălțimii (grosimii) lamei de apă care se deversează la partea superioară a corpului stavilei (Δh). Pentru o anumită valoare a nivelului prestabilit, este necesar ca valoarea (Δh) să varieze foarte puțin, deci stavila să fie autoreglabilă.

Modul de realizare a autoreglării unui nivel existent poate fi descompus în următoarele secvențe:

(*) La mărirea debitului tranzitat din amonte, în prima fază, sarcina hidrostatică (Δh) crește la o valoare (Δh_1), conducând la creșterea presiunii exterioare cu care apa acționează asupra stavilei și, în consecință și a presiunii din interior. În aceste condiții, se refilează un anumit volum în rezervorul (10) și se reduce înălțimea stavilei.

În faza a doua, ca urmare a reducerii înălțimii, crește debitul tranzitat (deversat), antrenând reducerea valorii sarcinii hidrolice (Δh_1), care revine la valoarea (Δh).



(**) La scăderea debitului tranzitat din amonte, sarcina hidrostatică deversantă (Δh) scade la o valoare (Δh_2), reducând presiunea hidrostatică asupra corpului stavilei și conducând la reducerea înălțimii stavilei și la accesul unui volum din bazinul rezervor.

În faza a doua, volumul de apă sub presiune care intră în corpul stavilei ridică partea superioară a acesteia, mărindu-i înălțimea și readuce sarcina hidrostatică deversantă la valoarea inițială (Δh).

Dimensiionarea corectă a stavilei gonflabile presupune stabilirea pentru fiecare amplasament a elementelor de exploatare (H_1 , H_2 , Δh), a debitului tranzitat și a celui posibil de prelevat. Cerce-

tări efectuate au condus, pentru diferite tipodimensiuni de stavile, la valori posibile de realizat pentru debitul unitar deversat (debitul pe 1 m lățime de stavilă) de 5 - 80 dm³/s pentru $\Delta h = 2 - 15$ cm.

Se poate constata că, din punct de vedere tehnic, soluția poate fi aplicată și pentru cursuri cu debit important, dacă se are în vedere că debitul unei instalații manuale de udare prin aspersiune cu diametrul de 100 mm și lungimea de 306 m este de 16 - 18 dm³/s și poate servi până la 15 ha.

De asemenea, cercetări realizate au condus la schema din figura 4, în care stavila se fixează prin șuruburi distanțate la 10 cm, pe un cadru metalic (18 - 20 mm) în formă de U, în funcție de secțiunea transversală a cursului în secțiunea analizată. Cadrul metalic se montează pe o fundație din beton, care se încastrează în taluze.

În cazul amplasării pe canale de diferite ordine ale rețelei de desecare - drenaj, se poate face o reglare a nivelului în trepte (biefuri), conform schemei din figura 5. Această soluție este importantă pentru amplasamentele cu drenuri, unde prin supraînălțarea nivelului din canalul colector, se poate realiza o circulație inversă a apei față de drenaj, alimentându-se solul direct cu apă (subirigație).

3.2) Stavila plutitoare

Stavila se realizează din metal, fiind compusă dintr-o cuvă trapezoidală sau un oblon solidarizat cu două corpuri plutitoare, cu rolul de element de acționare și de comandă (figura 6). Dacă aceste corpuri plutitoare sunt amplasate în aval de cuvă (oblon), atunci se reglează nivelul din bieful aval și invers. Este foarte important ca secțiunea stavilei să fie identică cu a albiei (cursului), privitor la lățimea la partea inferioară și la unghiul de înclinare al taluzelor.

Pentru menținerea stavilei în secțiunea de control, aceasta se ancorează cu un cablu de un reper fixat pe mal. Cablul servește și pentru deplasarea stavilei pe o altă secțiune de control.

Plutitorii sunt de formă cilindrică și sunt compartimentați în 3 – 5 zone de leștare, pentru reglajul pescajului și / sau orizontalizarea plutirii. Suprainălțarea realizată este de circa 0,50 m.

Avantajele soluțiilor de stocare cu stavile gonflabile și plutitoare comparativ cu soluțiile clasice (cu energie din exterior pentru acționare sau neamenajată) constau în următoarele efecte pozitive:

- reducerea necesarului de forță de muncă pentru reglaj;
- valorificarea superioară a apei pentru irigarea culturilor;
- posibilitatea de a se deplasa pe alte amplasamente compatibile și de a le depozita în sezonul rece;
- costuri mici pentru procurare, instalare, remediere, exploatare;
- economie de energie electrică pentru evacuarea apei în surplus, în emisari;
- utilizarea durabilă a apei.

4) RIDICAREA (POMPAREA) APEI STOCATE PENTRU IRIGAREA CULTURILOR

4.1) Pomparea cu transformatorul hidraulic

Soluția se poate aplica în special pe cursuri cu albia regularizată (sau canale), având în secțiunea de lucru un debit tranzitat de 30 – 200 dm³/s și prevăzute cu o construcție hidrotehnică cu rol de retenție și de realizare a unei diferențe de nivel între amonte și aval de minimum 1,50 m.

În astfel de condiții se poate folosi transformatorul hidraulic în circuit deschis Bărglăzan (THB), alcătuit din două componente principale: turbina (cu rotor Kaplan), cuplată direct cu o pompă centrifugă.

Soluția este relativ puțin costisitoare, întrucât nu folosește energie electrică sau combustibil pentru pomparea cu motor termic. În sezonul rece ansamblul turbinei – pompă se demontează de pe teren.

Schema de amenajare (figurile 7, 8) are următoarele componente: stăvilă cu stavilă, transformator hidraulic, conductă de transport până la rezervorul de stocare a apei pompate, instalație de udare prin brazde de tipul EUBA – 150, culturile irigate (legume în câmp).

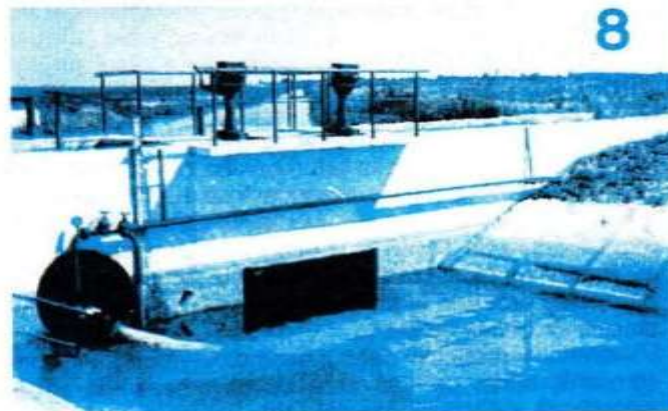
Pentru căderi (sarcină hidraulică de turbine) uzuale de 2 – 4 m, se recomandă tipodimensiunea THB – 2. Plaja de situații posibile din practică, compusă din sarcini de turbinare de 2 – 20 m H₂O și debite turbinate de 0,60 – 2,50 m³/s, se poate acoperi cu 9 tipodimensiuni de THB, conducând la debite pompate de 15 – 220 dm³/s și înălțimi de pompare de 30 – 90 m, cunoscându-se că raportul dintre înălțimea pompată și cea turbinată este de 3 – 10.

4.2) Ridicarea apei stocate cu berbecul hidraulic

Soluția se prezintă în figura 9 și se bazează pe transformarea energiei hidraulice disponibile sub forma unui debit mare și a unei căderi (diferențe de nivel) mici,

în debit mic și înălțime de ridicare mai mare decât valoarea căderii. În cazul lacurilor de retenție cu luciu de apă mare, sarcina hidraulică la intrarea în berbecul hidraulic (BH) variază foarte puțin. Comparativ cu schema de amenajare prezentată în nr. 2 / 2004 al revistei „Tehnum”, care este specifică alimentării din cursuri fără retenție, se prezintă situația în cazul celor cu acumulări (fig. 9).

În această situație, schema de amenajare include: conducta de aducțiune (C₁) cu lungime de regulă mică (10 – 20 m) și cu sită de protecție la intrare, căderea (H) de



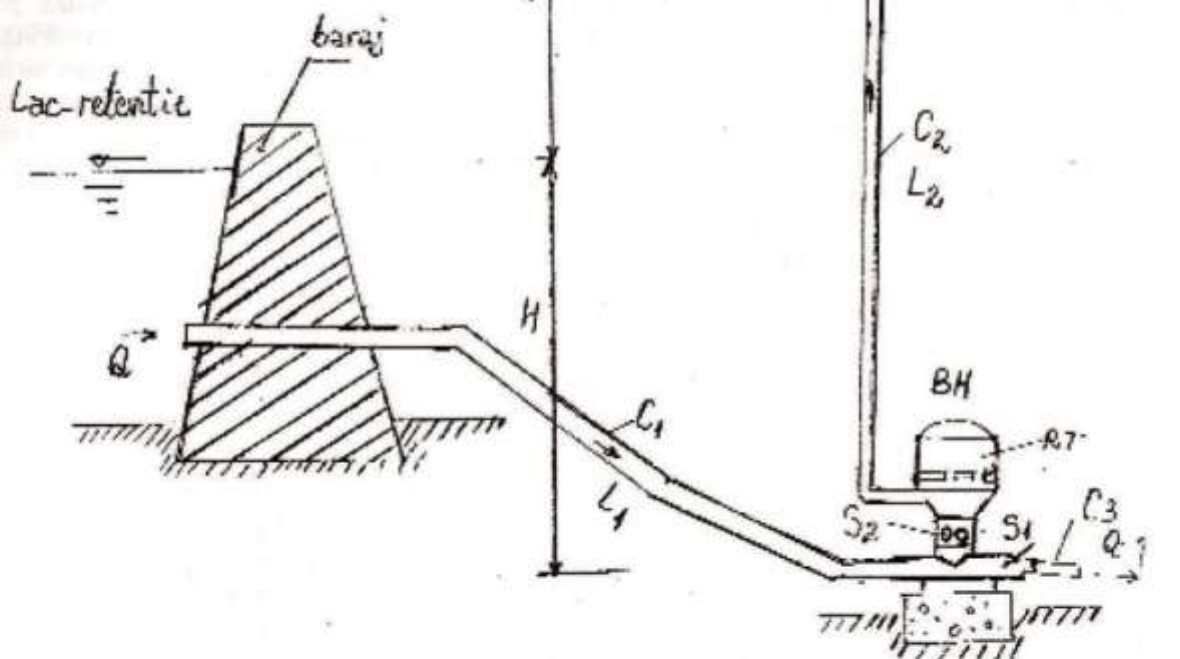
minimum 1 m, BH [compus din corp, rezervor tampon (RT) prevăzut la partea superioară cu o pernă de aer pentru amortizarea șocurilor, clapet plan de șoc (S₁) acționat de o tijă cu rol de reglare a cursei deschiderii clapetului, supapă cu sens unic (S₂) amplasată între RT și corpul BH], conducta de refulare (C₂) care pleacă din RT și conducta de evacuare (C₃) a apei la funcționarea supapei (S₁). BH se fixează pe o fundație din beton și se cuplează de conducta (C₁) prin flanșe.

De asemenea, instalația este prevăzută cu conductă și robinet de golire în sezonul rece. Instalația nu necesită un adăpost închis, deși o soluție de protecție de acest gen este utilă pentru prevenirea accesului necontrolat.

Debitul care vine de la acumulare (Q) este divizat în două părți, și anume: o parte (q) care este refulat și folosit pentru irigare și o altă parte (Q - q) care se evacuează (restituie) în cursul natural, în aval de instalație.

Performanța instalației derivă din valoarea randamentului, care la rândul său depinde de dimensionarea corectă a elementelor componente.

Punerea în funcțiune a instalației necesită efectuarea următoarelor operații:



9

a) Se deschide accesul în conducta (C₁).
b) Se deschide clapetul de șoc (S₁), prin apăsarea tijei de acționare, se așteaptă pentru umplerea cu apă a instalației și se închide clapetul de șoc.

c) Pornirea instalației rezultă prin apăsarea din nou a tijei clapetului (S₁), care apoi se lasă liber. Apa care curge prin clapetul (S₁) reprezentând diferența (Q - q) creează o diferență accentuată de presiune între presiunile care acționează pe cele două fețe plane ale clapetului, conducând la închiderea bruscă a acestuia.

d) Închiderea bruscă a clapetului de șoc produce o undă de suprapresiune față de cea din interiorul instalației, care deschide supapa (S₂), împingând un volum de apă în rezervorul-tampon (RT).

e) Urmează o undă de depresiune, care conduce la închiderea supapei (S₂) și deschiderea supapei (S₁), ciclul repetându-se.

Rezultă că BH furnizează un debit pulsatoriu, cu o valoare egală cu a mediei (q). Această caracteristică trebuie luată în considerare la modul de funcționare al instalației de udare.

Cercetări efectuate de Catedra de mașini hidraulice din cadrul Facultății de Mecanică din Universitatea Tehnică Timișoara și de laboratorul Centrului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru echipamente hidroenergetice Reșița, au condus la stabilirea parametrilor constructivi - funcționali pentru aceste tipuri de instalații de ridicarea apei.

Pentru cei interesați și pentru condiții locale reprezentative, se prezintă în tabelul alăturat parametrii pentru trei tipodimensiuni de berbeci hidraulici recomandați, în ordinea crescătoare a performanțelor.

Caracteristicile constructiv-funcționale ale berbecilor hidraulici

Element constructiv - funcțional	Simbol	UM	Valoare pentru tipul:		
			I	II	III
Debit disponibil	Q	dm ³ /s	10	25	45
Sarcina hidraulică disponibilă	H	m H ₂ O	1	1	1
Diametrul corpului BH	D	mm	200	400	600
Diametrul conductei de evacuare (C ₃)	d	mm	100	200	300
Debitul pompat	q	dm ³ /s	1,5	3,5	6
Înălțimea de pompare	H + h	m H ₂ O	4	4	4

Încărcător pentru acumulatele Ni-MH

Cornel ȘTEFĂNESCU

Prezentăm alăturat schema încărcătorului (6,5 V/400 mA) pentru acumulatele Ni-MH utilizat la telefoanele de tip SAGEM. În schema electronică tranzistorul Q3, NPN, de tip BD 139 (237 etc.), montat pe un mic radiator, este comutatorul care permite trecerea întregului curent de încărcare al acumulatorului. Montajul limitează atât curentul de încărcare, cât și tensiunea pe acumulator. Curentul este limitat la aproximativ 400 mA cu circuitul format de rezistența R4 (1,2 ohmi / 0,5 W) din emitorul lui Q3 și tranzistorul Q2 (BC 171 etc.), care este conectat cu colectorul în baza lui Q3 și prin deschiderea sa micșorează curentul de bază al comutatorului și implicit curentul de încărcare. Tensiunea este

limitată la 6,4 V cu circuitul alcătuit din tranzistorul Q4, PNP (BC251 etc.), dioda satabilizatoare D1-PL5V6 și rezistența de polarizare R2 (1 k Ω). Comanda tranzistorului comutator Q3 se realizează prin intermediul rezistorului R1 (47 ohmi) și tranzistorului Q1 (BC171 etc.) conectat în baza lui Q3. Dacă tensiunea pe acumulator depășește pragul stabilit ($U_{d1} + U_{beQ4} + I_{bR2}$), tranzistorul Q4 se deschide și curentul care circulă prin R1 determină deschiderea lui Q1, care comandă blocarea lui Q3. Rezistența R3 (1 k Ω) polarizează direct tranzistorul Q3. Fără sarcină, tensiunea măsurată pe condensatorul C3 (2200 μ F / 16 V) este de aproximativ 11 V.

Cititorii întreabă – specialiștii răspund

Domnule Progli,

Îmi scrii că ești student la Universitatea Tehnică Cluj, dar nu spui la ce facultate și în ce an ești. În legătură cu materialul solicitat, ți-l pot trimite prin e-mail (figurile în Attachment), dar mai întâi vreau să-ți fac unele precizări: pentru realizarea stației de telecomandă de care amintești este nevoie de multă experiență, îndemânare, cunoștințe teoretice și practice, piese profesionale (nu din comerțul cu ridicata) și aparatură de măsură și control. Minimumul de aparatură de care trebuie să dispui este:

1. Osciloscop catodic cu bază de timp și ecran etalonat pentru vizualizarea și calibrarea semnalelor

digitale. Osciloscopul trebuie să aibă banda maximă de cel puțin 50 MHz pentru a cuprinde banda de 27 MHz în care lucrează stația. Este preferabil să fie cu două spoturi, dar este suficient și cu un singur spot;

2. Frecvențmetru digital, care să cuprindă banda de 27 MHz. Trebuie să aibă cel puțin 6 cifre și stabilitatea în frecvență $F \times 10^{-7}$;

3. β - metru;

4. Indicator de câmp în banda de 26-27 MHz;

5. AVO - metru analogic sau digital.

Fără acest minimum de aparate de măsură degeaba încerci să realizezi acest ansamblu de telecomandă.

Poate că este mai bine să cumperi o astfel de stație, care acum nu mai este foarte scumpă, prețul ei fiind de

Despre cositorirea aluminiului

Ilie STOICA, Urziceni

Tehnologia acestei lucrări se pare că se bucură de un interes major pentru unii cititori ai revistei TEHNIIUM, dovadă fiind solicitările destul de multe trimise la redacție.

Pentru a le veni în ajutor, în cele ce urmează, ca o continuare a articolului publicat în revista TEHNIIUM nr. 4/2003, la pag. 17, prezint o mică listă

de materiale publicate mai înainte vreme și care tratează fiecare acest subiect.

Menționez în mod special pentru cei interesați că eu, nefiind specialist în domeniu, nu pot da

nici un fel de explicații tehnice suplimentare sau de amănunt în privința acestei tehnologii. Îi rog așadar să consulte cele prezentate mai jos și să le aplice după cum vor crede de cuviință.

1. CONSTRUIEȘTE SINGUR (carte), autor ing. Ene MARIN, pag. 31, Editura Tineretului, 1962

2. Sport și Tehnică (revistă), nr. 10/1963, pag. 27

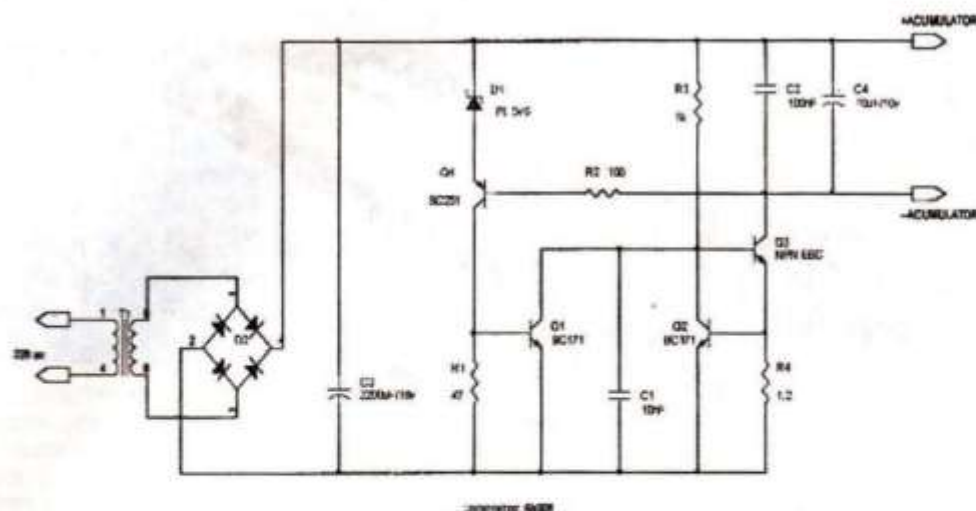
3. Tehnium (revistă), nr. 11/1981, pag. 8

4. PREPARAȚI SINGURI (carte), autor chim. Dan SERACU, pag. 153, Editura Albatros, 1982

5. Tehnium (revistă), nr. 3/1986, pag. 4

Nota redacției

Vă mulțumim, domnule Ilie Stoica, și vă cerem scuze și pe această cale (telefonice, știți, am făcut-o imediat) pentru regretabila omisiune, din vina redacției, a semnăturii (numelui) dv, la articolul „Recondiționarea contactelor la tastaturi”, pe care vi l-am publicat în TEHNIIUM nr. 1/2004. Sperăm să nu rămâneți supărat pe TEHNIIUM pentru acest mic incident.



3,5-6 milioane (după complexitate și număr de servomecanisme). În acest sens poți lua legătura cu firma SIERRA din Botoșani, telefon 0231533001 (doamna Elena), cu firma ROUMANIENHOBYS CENTER, tel. 0212236080 sau 0723193110 (domnul Tulbure Ștefan).

Ambele firme au site pe Internet, iar adresa de e-mail ți-o pot da persoanele amintite. Dacă dorești o stație în perfectă stare, dar la mâna a doua, poți vorbi cu dl Sucsz Gury din Arad, tel. 0257256371. La toți poți să le spui că ai luat legătura cu mine. Dacă însă dorești să-ți

construiești singur o stație, îți recomand una mai simplă, cu modulație în amplitudine și cu 4 sau 6 canale digital-proportionale. Are rezultate bune și consider că vei fi mulțumit de ea, dacă bineînțeles o vei realiza conform indicațiilor din material. Totuși, dacă vrei neapărat să realizezi stația descrisă de mine în numerele 1, 2 și 3 / 2002 ale revistei Tehnium, îți pot trimite și acest material prin fax sau e-mail cu Attachement. Te rog să-mi trimiți răspunsul prin intermediul redacției.

prof. univ. dr. ing. Sorin Piscati

Cititorii întreabă – specialiștii răspund

Stimate domnule Bărbulescu,

Am să vă răspund punct cu punct, și chiar mai mult.

1. Îmi pare rău că nu am posibilitatea de a vă răspunde mai repede, numai din vina dv., nu ați menționat în scrisoare nici un telefon sau o adresă!

2. Sper că redacția v-a trimis exemplarul solicitat al revistei (dacă știam adresa, vă trimiteam eu unul).

3. Afirmatia dv. despre amplificatoare seamănă cu o axiomă (afirmație care în matematică nu cere demonstrație), iar formularea cu începutul unui basm: se știe, încă din cele mai vechi timpuri... Ei bine, afirmația dv. nu este o axiomă în realitate: desigur, parametrii citați trebuie să tindă către mai bine, chiar dacă se încadrează în standardele stabilite în acest domeniu, dar se cunosc și excepții când, chiar dacă unii parametri nu sunt străluciți, amplificatorul în cauză a cunoscut o apreciere din partea audiofililor datorită unui sunet de calitate.

În ceea ce privește puterea, aici lucrurile sunt departe de acele sute de wați pe care sunteți convins că trebuie să le aibă un amplificator HI-FI! În prezent, un procentaj de peste 75% din amplificatoarele de pe piață sau aflate în uz curent au sub 100 W RMS pe canal (dintre acestea, marea majoritate nu depășesc 50-60 W/canal). Audiofilii cu situație financiară bună își permit utilizarea unor amplificatoare cu tuburi cu puteri sub 20 W pe canal, la care mulți parametri au valori sub cele ale amplificatoarelor solid state (cu tranzistoare). Acest subiect este însă mult prea vast pentru a-l discuta acum.

4. Problema pe care o aveți - brumul - nu se poate rezolva fără a cunoaște mai multe detalii despre ce ați cuplat și cu ce! Kit-urile pe care le-ați utilizat aveau brum necuplate la calcula-

tor? Aveați un potențiomtru de volum la intrare? Cu ce cablu ați făcut legătura cu calculatorul? Ce schemă are sursa? Dar kit-ul? Vedeți câte întrebări se ridică? Problema era mult mai ușor de rezolvat dacă puteam să vă contactez direct!

5. Un preamplificator dotat cu filtre nu rezolvă problema, din contră, o complică și mai mult. O sursă stabilizată nu este necesară.

6. Dacă montajul kit, dotat cu potențiomtru de volum, cu intrarea în aer, nu are brum, atunci problema este datorată unei conexiuni neadecvate sau unui defect din placa de sunet a calculatorului. Dacă amplificatorul kit nu are brum fără a fi conectat la calculator, puteți să încercați să îl conectați la alt calculator: dacă tot aveți brum, înseamnă că aveți o problemă de conectare, respectiv cablu, mufe etc., sau o neadaptare între impedanța de ieșire a plăcii de sunet și impedanța de intrare a amplificatorului. Oricum, am puține elemente pentru a vă putea îndruma.

7. Mă bucur că ați optat pentru construcția unor incinte Voigt și ați obținut rezultate care v-au mulțumit. Comparatia cu incintele Sony nu este măgulitoare pentru incintele Voigt! Incintele Sony sunt produse de mare serie, care nu mai au de mult nimic în comun cu firma mamă decât... numele! Executate și reglate corect, aceste incinte permit obținerea unor rezultate care depășesc produsele unor firme cu tradiție în domeniu, până la un nivel de preț de câteva mii de euro. Dacă îmi detaliați ce tipuri de traductoare ați utilizat, ce rețea de separare și ce material de amortizare (și cum l-ați amplasat), vă pot consilia asupra reglajelor și punerii la punct a incintei.

Vă doresc succes în experimente!

Ing. Aurelian Mateescu



Baterie lamelară litiu - Polimer -
Electrolit - Membrană (PEM)

EVOLUȚIA SURSELOR ELECTROCHIMICE de CURENT

Specialiștii au împărțit aceste surse de curent electric în două categorii distincte:

A. Surse electrochimice primare, numite și pile sau elemente galvanice și

B. Surse electrochimice secundare, reîncărcabile, sau acumulatori.

A. Sursele primare sunt caracterizate în principal prin faptul că oferă o utilizare unică, nefiind reîncărcabile. Informații despre sursele electrochimice primare au răzbătut de-a lungul mileniilor, iar civilizația Mesopotamiei oferă multe asemenea exemple. Totuși, despre apariția efectivă și practică a pilelor electrochimice se poate vorbi numai o dată cu începutul secolului XIX.

Astfel, în anul 1800, Alessandro Volta a suprapus o placă de zinc (potențial de electrod - 0,76 V) peste o placă de cupru (+ 0,34V), separându-le cu un carton îmbibat într-o sare solubilă. A rezultat astfel o sursă portabilă cu o tensiune la borne de 1,1 V = 0,34 V - (- 0,76V). Pentru mărirea cantității de energie înmagazinată în această pilă, Volta a montat în serie 24 asemenea elemente primare, rezultând în final o baterie cu tensiunea la bornele marginale de 26V.

Se precizează că fiecare electrod al unei pile este caracterizat prin potențialul său electric (exprimat în volți) calculat prin raportare la acela al hidrogenului, considerat cu

valoarea zero.

Potențialul unui electrod stabilește capacitatea acestuia de a ceda sau recupera electroni. Cu cât potențialul unui metal este mai mic, cu atât acesta are tendința de a-și ceda electronii, iar în cazul invers, potențialul mai înalt înseamnă tendința de a-i recupera. Potențialele de electrod ale diferitelor metale sunt ordonate în binecunoscuta "serie Volta". Conform acesteia, o pilă transferă deci electronii electrodului negativ (potențial minim) către cel pozitiv (potențial maxim). Dacă la acest circuit se brânșează un bec, traseul se închide și becul se aprinde.

Energia unei asemenea surse de curent este însă limitată. Astfel, când un atom de zinc de la electrodul negativ eliberează în circuitul electric doi electroni, el se transformă în ionul de zinc bivalent Zn^{2+} , care se detașează de electrod și trece în cartonul îmbibat cu electrolit, deplasându-se apoi spre electrodul pozitiv, unde își recuperează electronii, redevine neutru și se fixează pe placa de cupru. În acest fel,

pe măsură ce se produce curentul electric prin dizolvarea până la epuizare a electrodului negativ, pila se uzează și încetează să mai funcționeze.

De-a lungul timpului, diversificarea pilelor a condus la alte tipuri de electrozi, la alți electroliti și la alte sisteme de fixare, dar mecanismul electrochimic de producere a curentului electric a rămas neschimbat.

Cea mai apreciată pilă, folosită încă și în prezent, a fost pila cu bioxid de mangan și zinc în electrolit amoniacal (Léclanché, 1866). Au urmat apoi pila Lalande-Chaperon cu zinc și oxid de cupru în electrolit alcalin, pila cu oxid de argint și zinc în electrolit alcalin (folosită și în prezent la alimentarea ceasurilor portabile) și multe, multe alte sisteme electrochimice primare, cu utilizări temporare și costuri relativ acceptabile.

Un caz aparte îl constituie pilele ce se autoalimentează cu oxigen chiar din aerul înconjurător. Spre exemplu, pila zinc - aer funcționează pe acest sistem și este folosită cu succes în locuri izolate (stații meteorologice, puncte de măsurători eco-

logice ș.a.). Modele realizate cu succes de ICPE-București au funcționat luni de zile, până la epuizarea electrodului de zinc. După înlocuirea plăcii de zinc și a electrolitului cu materiale noi, pila își reia fără probleme funcționarea.

În mod asemănător se comportă și mult-mediatizata pilă de combustie, la care oxigenul din aerul înconjurător se combină cu hidrogenul dintr-un rezervor anexă, producând energie electrică și apă.

În prezent, o atenție deosebită acordă cercetătorii de specialitate posibilităților de a se obține curentul electric prin utilizarea enzimelor și a produselor naturale biodegradabile. Fără a fi o glumă sau o ironie la adresa lui Popey Marinarul, menționez în acest sens utilizarea spanacului (mai precis a unei proteine din compoziția sa) pentru realizarea unor pile lamelare (foarte subțiri și ușoare), accesibile ca preț și rezistență în condiții climatice foarte dure.

B. Principalul neajuns al surselor electrochimice primare constă în faptul că nu pot fi reîncărcate. În acest fel a apărut, tot în secolul XIX, prima încercare de a se realiza surse electrochimice care să poată fi utilizate de mai multe ori succesiv.

În acest scop, Gaston Plante, în 1859, a introdus într-un vas cu acid sulfuric diluat doi electrozi din plumb, inventând sursa electrochimică reîncărcabilă, folosită și azi sub numele de acumulator cu plumb, primul apărut deci în categoria surselor electrochimice secundare, reîncărcabile.

La descărcare, un asemenea acumulator se comportă ca o pilă primară, urmând mecanismul electrochimic prezentat în capitolul A. După epuizarea capacității sale energetice, atunci deci când este pus la încărcare, folosindu-se un curent electric continuu din exterior, potențialul electrodului pozitiv se ridică artificial deasupra celui de la electrodul negativ, iar transferul de electroni se inversează. Încărcarea se continuă până când se ajunge la stadiul în care, la electrozi, nu se mai formează masă activă ci se produce doar electroliza apei din electrolit.

Ca și pilele, acumulatorii electrici au o serie de puncte slabe, în special volumul și greutatea lor, care limitează considerabil cantitatea de energie ce poate fi stocată. Cercetările au acum în vedere compoziții chimice pentru electrozi și

electroliti care să permită stocarea unui maxim de energie pentru un minim de volum (watt. oră/dm³) și de greutate (watt. oră/kg). Problema se complică prin inevitabilele condiții de costuri, fiabilitate în condiții dure de exploatare, durată de viață (număr de cicluri funcționale) ș.a.

Este evident că soluțiile propuse de chimiștii din secolul XIX au fost excelente deoarece și acum, la începutul secolului XXI, pila zinc - mangan (Léclanché) sau acumulatorul cu plumb (Plante) domină încă piața surselor electrochimice de curent electric. Pentru acumulatorul cu plumb, tehnologiile moderne (grătare cu aliaje de calciu sau argint, electroliti cu adaosuri de cobalt și magneziu) oferă parametri remarcabili, adică:

- 40 Wh/kg și 300 cicluri normale de exploatare pentru acumulatorii de start;

- 30 Wh/kg și 800 cicluri pentru acumulatorii de tracțiune.

În domeniul acumulatorilor alcalini, sistemul fier - nichel (Edison, 1880) sau mai ales cadmiu - nichel (Junger, 1895) oferă, la costuri duble, capacități de cca 60 Wh/kg și peste 1000 de cicluri de exploatare.

Multe zeci de ani, cercetările de specialitate nu au condus la rezultate deosebite în domeniul acumulatorilor, iar ca realizări temporare ar putea fi menționați doar:

- acumulatorii alcalini tip zinc-argint, cu mari curenți de șoc (de peste 30 de ori capacitatea) și energii specifice de peste 80 Wh/kg. Aplicațiile mai importante au fost acelea din domeniul militar (acționare torpile, starter pentru avioanele cu reacție, activități de scafandri ș.a.). Din păcate, costurile foarte mari de producție și durata de viață redusă (sub 80 de cicluri) au condus la scăderea treptată a cererilor pentru acumulatorii zinc-argint;

- acumulatorii "fierbinți" tip sodiu - sulf sau litiu - sulf au oferit, pentru un timp, performanțe remarcabile, adică o durată de viață de peste 250 cicluri și energii specifice de cca 100 Wh/kg. Și în acest caz costurile de fabricație au fost o barieră în calea comercializării. Mai mult, funcționând la 270 - 330°C, cu electrolit de sodiu topit, pericolul în exploatare s-a dovedit a fi foarte mare. Numeroase incendii și explozii succesive au condus în final la scoaterea din producție a acestor acumulatori.

A trebuit să fie depășit anul 1970

pentru ca să apară o descoperire cu adevărat importantă, adică un acumulator superperformant cunoscut sub numele "litiu-ion". Pentru electrochimisti, litiul a fost tot timpul un adevărat vis, căci el este elementul solid cel mai ușor și cu potențialul de electrod cel mai coborât (-3,05 volți), adică reprezintă un electrod negativ ideal.

Tot după 1970 au apărut și noile tehnologii pentru aparatele portabile pe care americanii le-au numit "cei trei C", adică:

- Cam Corders (aparate foto și camere video);

- Cordless (aparate de ras, mașini de perforat și de tăiat portabile);

- Communication (walkman, ordinoare, telefoane mobile etc.).

Aceste aparate sunt avide după energii specifice portabile mari, cerință la care vechile surse nu mai făceau față.

Anul 1990 aduce o nouă schimbare, căci, după 100 de ani de dominație, cadmiul este detronat de hidrura metalică. Un savant amestec de metale *nepoluante* a reușit să asigure energii specifice de peste 80 Wh/kg!

Concurența dintre realizările bazate pe hidrurile metalice (acumulatorii nichel - metal hidrură, notați Ni-MeH) și acelea cu electrozi din litiu a ridicat ștacheta performanțelor la valori de neimaginat în anii '50. Fabricații bine puse la punct au permis bateriilor de acumulatori litiu - ion încărcări cu randament mare și timpi scurți, cu energii specifice de până la 150 Wh/kg. Asemenea performanțe se ameliorează permanent, exemplul fiind modalitatea de stocare a litiului la potențiale tot mai scăzute. Pentru aceasta s-a folosit un anumit tip de grafit, depus în straturi foarte subțiri și așezat ca plantele puse la uscat într-un ierbar. Atomii de litiu intercalați astfel între foile de grafit sunt gata să părăsească sistemul bateriei litiu - ion încărcate pentru a produce curentul de descărcare. Când acumulatorul cu litiu este încărcat, atomii de litiu sunt stocați între foile de carbon (grafit, nanotuburi) ale electrodului negativ. Pe măsură ce acumulatorul se descarcă, foile de carbon se golesc, iar electrodul pozitiv, alcătuit dintr-o rețea de atomi de cobalt și oxigen, se umple cu atomi de litiu. Acest mecanism se inversează atunci când, după descărcare, sub efectul unui curent continuu exterior, acu-

mulatorul litiu - ion se reîncarcă.

Începând din anul 2002, cercetările intense privind acumulatorul litiu - ion s-au concentrat pe electrodul pozitiv. Actualul amestec de oxizi de litiu și cobalt ar putea lăsa în curând locul unor materiale pe bază de nichel, fier, vanadiu și mai ales mangan, amestecuri susceptibile de a mări potențialul electrodului pozitiv și capacitatea sa de a absorbi ioni de litiu.

grafitului folosit anterior). Această baterie realizează energii specifice de cca 300 Wh/kg (de zece ori mai mult decât acumulatorii cu plumb tip tracțiune) la o durată de viață de aproape 2000 de cicluri!

Competiția cu acumulatorii nichel - metalhidruură (Ni-MeH) se pare că este pe cale de a fi câștigată de sistemul litiu - ion modernizat. Ca valoare a costurilor raportată la un acumulator cu plumb tip start perfor-

defect major, căci electrolitul său, pe bază de sare de litiu, este lichid, fapt ce necesită încorporarea sistemului electrochimic într-o capsulă metalică groasă de cel puțin 4 mm.

Anul 1999 a adus începutul rezolvării și pentru această ultimă servitute prin apariția (și ulterior perfecționarea) unui electrolit solid intercalat între cei doi electrozi. Noutatea constă în folosirea unui polimer foarte poros ce se îmbibă



O cravată ce poate servi la efectuarea de calcule matematice, având inserat un ecran plat pliabil, o claviatură și o baterie cu litiu tip PEM

Electrodul pozitiv ideal ar putea fi în viitor fluorul, cu potențialul cel mai înalt posibil (+2,87V). O sursă reîncărcabilă cu sistemul electrochimic litiu - fluor ar avea o energie specifică uriașă, dar acest tip de acumulator prezintă complicații tehnologice atât de mari, încât în prezent cercetările bat pasul pe loc.

Nu aceeași situație întâlnim la acumulatorul litiu - ion și la ultimele sale modernizări. Sub denumirea "LAMILION" a intrat în probele primare de fabricație un acumulator litiu-ion cu adaos de mangan la electrodul pozitiv și foi de carbon alcătuite din nanotuburi (în locul

mant (40Wh/kg), un acumulator Ni-MeH (135 Wh/kg) este de aproape trei ori mai scump, iar unul litiu - ion modernizat (300 Wh/kg), de peste patru ori.

Acumulatorii nichel - metalhidruură păstrează totuși față de tipul litiu - ion avantajul unor curenți de șoc mai mari cu peste 40%, adică de o densitate de curent pe unitatea de suprafață superioară pe toată gama de temperaturi ale mediului ambiant.

O altă descoperire importantă în domeniul acumulatorilor performanți se referă la electroliti. Chiar și bateria litiu - ion modernizată prezintă un

suficient cu sarea de litiu pentru a permite obținerea unor densități de curent foarte mari pe unitatea de suprafață a electrozilor. Oferind performanțe echivalente cu bateria litiu - ion clasică, bateria litiu - Polimer - Electrolit - Membrană (PEM) se poate prezenta și sub forma unei anvelope suple și fine (fotografia 1) care poate fi introdusă într-o cravată (fotografia 2), în spatele unui ecran de calculator portabil sau în interiorul unei caroserii de automobil.

Acest nou tip de acumulator a ajuns deja în comerț, iar pentru următorii cinci ani i se prevede o evoluție rapidă.

STAȚIA de TELECOMANDĂ cu ȘASE CANALE „KRAFT“

Această stație, digital proporțională, este în dotarea curentă a cluburilor și asociațiilor sportive din țara noastră.

Mai complexă decât KP 2, este destinată în special telecomenzii aeromodelor care necesită mai multe comenzi, uneori simultane.

Raza de acțiune recomandată este de 1000 m pentru aeromodel și 500 m pentru navomodel (telecomandă "la vedere"). Practic aceste distanțe sunt mai mari, însă la depășirea lor există riscul pierderii legăturii.

Intrucât orice neadaptare implică scăderea considerabilă a razei de acțiune, este necesar ca antenele să aibă construcția și lungimile recomandate de firmă.

Nu se va alimenta emițătorul fără ca acesta să aibă antena complet depliată, întrucât există pericolul distrugerii (prin supraîncălzire) a tranzistorului final 2N 4427.

Emițător

1. Tensiune de alimentare
2. Consum
3. Putere în antenă
4. Modulație
5. Distanța între două canale vecine
6. Greutate (cu acumulatori)
7. Lungimea antenei
8. Număr de comenzi
9. Lungimea impulsurilor
10. Timp de utilizare neîntreruptă mai mare de 2 ore

Receptor

1. Tensiune de alimentare
2. Consum
3. Greutate
4. Sensibilitate
5. Selectivitate
6. Lungimea antenei
7. Număr de căi proporționale

Servomecanisme

1. Tensiune de alimentare
2. Cuplu
3. Viteza de deplasare
4. Rezoluție
5. Consum în repaus
6. Consum maxim

Date tehnice

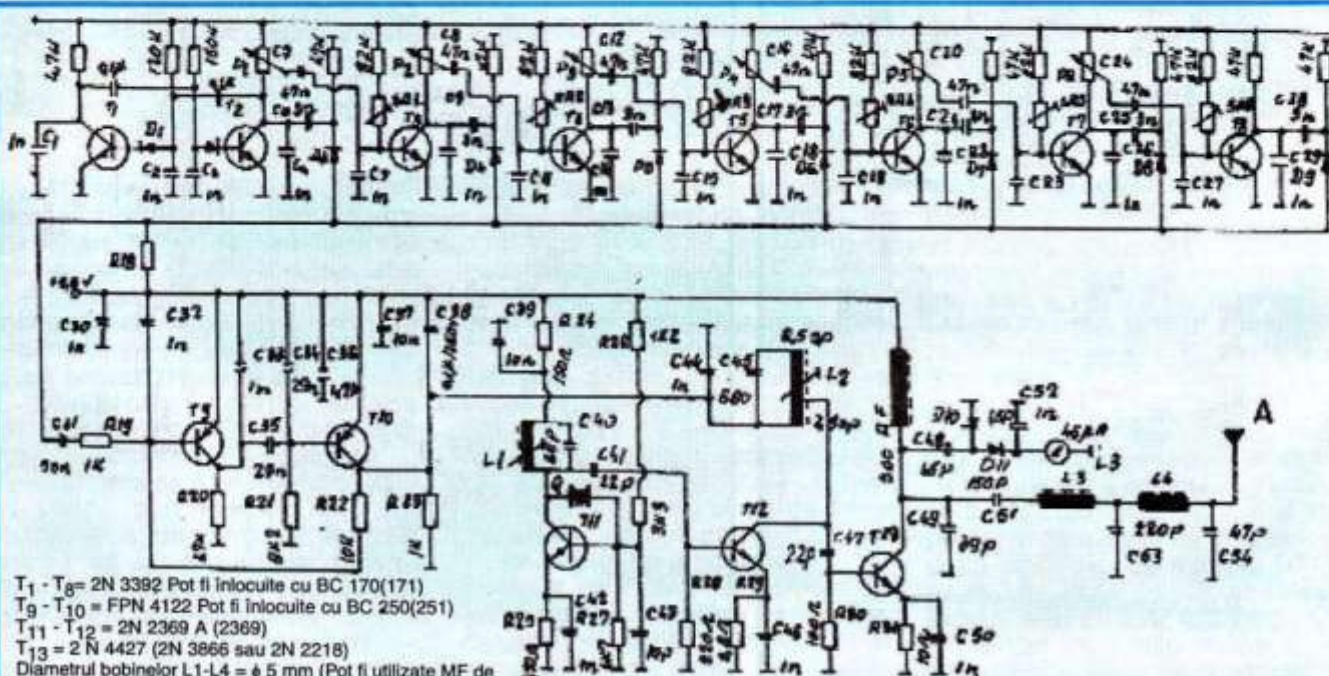
- 9,6V (opt acumulatori Cd-Ni 1,2 V/1 A-h)
max. 120 mA
cca 0,6 W/50 Ω
AM 100%
20 kHz
800 g
1200 mm (telescopică)
6 (proporționale și simultane)
1,5 ms ± 0,5 ms

- 4,8 V
cca 6 mA
50 g
6÷8 μV
3 kHz la 3 dB
36" (910 mm)
6
4,8 V
3 daN.cm
2 x 0,45 s pt. 45°
4 μs
4 mA
250 mA

Stația funcționează normal într-un interval de temperatură a mediului ambiant cuprins între -10°C și +50°C.

Schemele de principiu și datele tehnice principale ale stației servesc în special pentru depanări și reparații.

Toate bobinele, atât la emițător cât și la receptor, sunt înfășurate pe carcase din plastic Ø 6 mm cu miez.

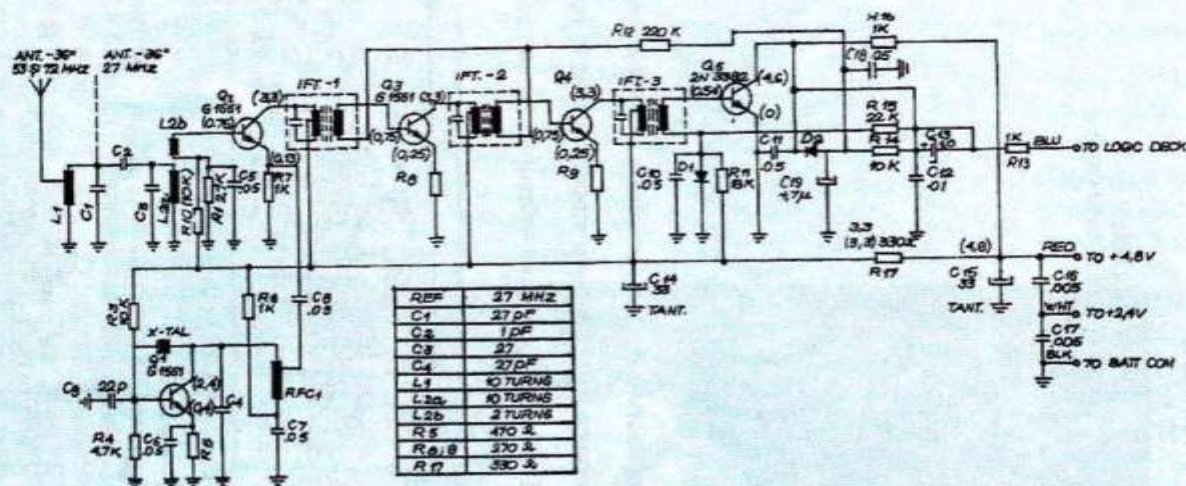


T₁ - T₈ = 2N 3392 Pot fi înlocuite cu BC 170(171)
T₉ - T₁₀ = FPN 4122 Pot fi înlocuite cu BC 250(251)
T₁₁ - T₁₂ = 2N 2369 A (2369)
T₁₃ = 2N 4427 (2N 3866 sau 2N 2218)
Diametrul bobinelor L1-L4 = Ø 5 mm (Pot fi utilizate MF de la televizoarele tranzistorizate)
L1 = 10 spire CuEm Ø 0,6 mm
L2 = 9 spire (2,5 + 6,5) CuEm Ø 0,6 mm
L3 = 12 spire CuEm Ø 0,6 mm
L4 = 10 spire CuEm Ø 0,6 mm

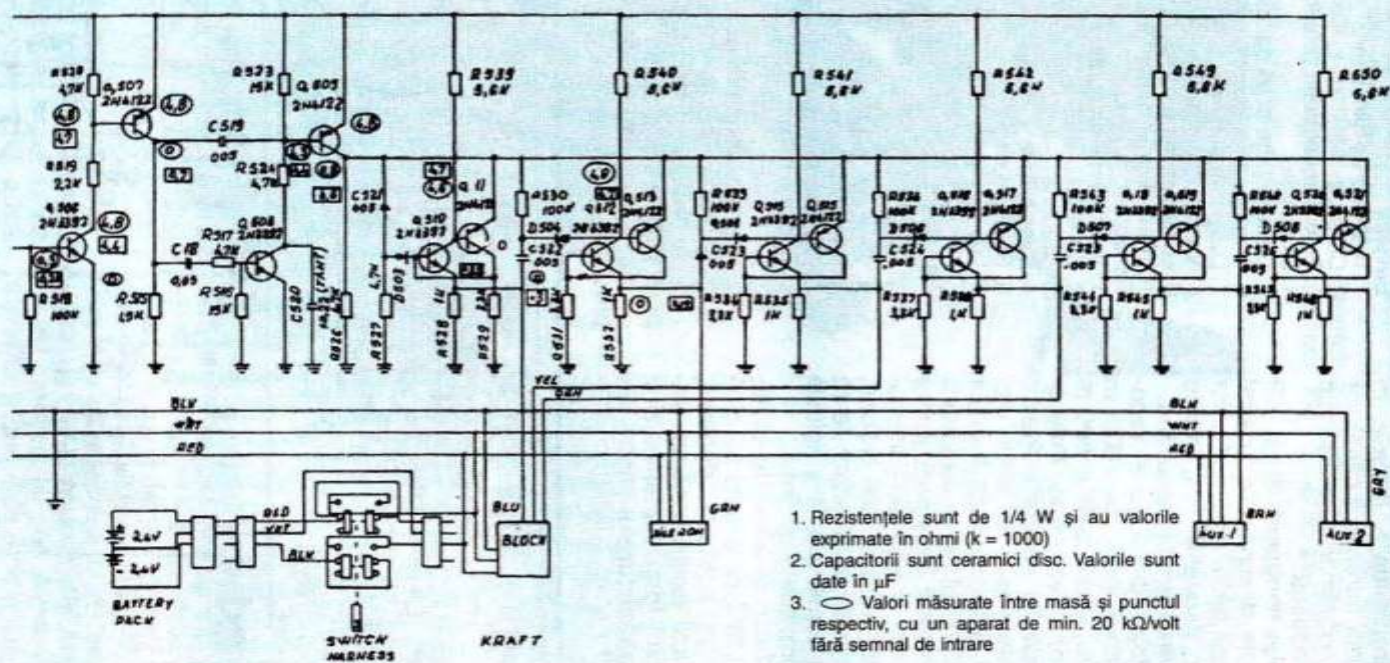
Șocul de radiofrecvență = 22 μH
D₁ - D₁₁ = 1N4148
P₁ - P₆ = 5 KΩ (potențiometri liniari)
SR₁ - SR₂ = 50 KΩ (semireglabili liniari)

Condensatoarele de 1 nF și 3 nF sunt ceramice disc
Condensatoarele electrolitice sunt cu tantal
Condensatoarele de 29 nF, 47 nF și 100 nF sunt milar

KRAFT



Receptor



Decoder cu 6 canale

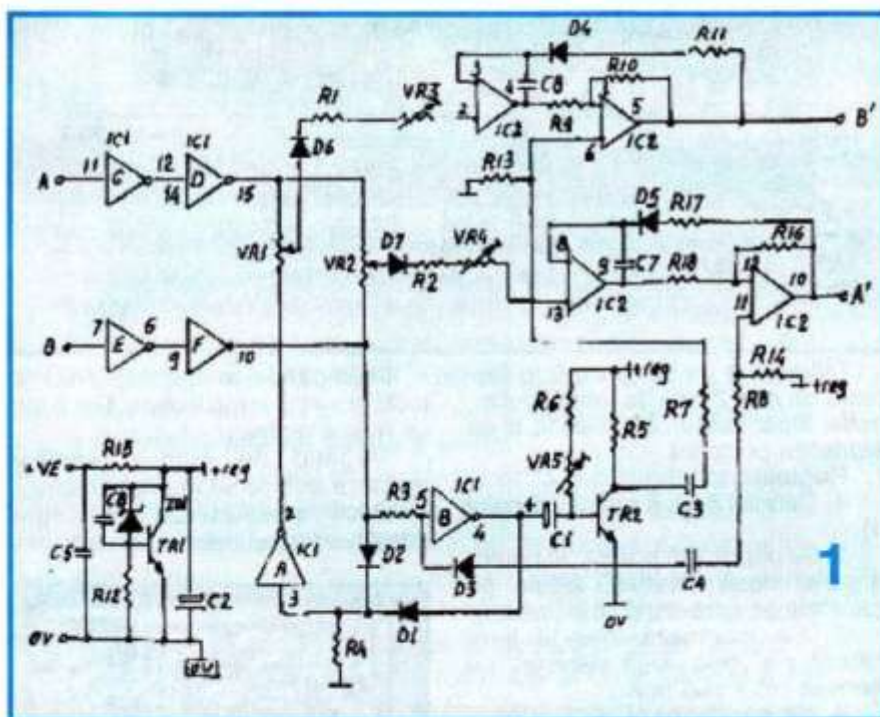
1. Rezistențele sunt de 1/4 W și au valorile exprimate în ohmi (k = 1000)
2. Capacitorii sunt ceramici disc. Valorile sunt date în μF
3. ○ Valori măsurate între masă și punctul respectiv, cu un aparat de min. 20 kΩ/volt fără semnal de intrare

MIXER ELECTRONIC

pentru MOTOARELE ELECTRICE

ale NAVOMODELELOR CU DOUĂ ELICI

Sorin PISCATI



La construcția unui model navi-gant, la scară, înzestrat cu două axe (elici), este necesară echiparea acestuia cu două motoare cvasi-identice.

În asemenea situație, majoritatea adoptă ca soluție de guvernare pe aceea care pare cea mai simplă, și anume: fiecare manșă (pe verticală) comandă variatoare independente (în practică fiind similară cu conducerea vehiculelor pe două șenile).

Soluția este simplă ca realizare, dar foarte complicată în guvernarea navei (sincronizarea motoarelor).

Problema se poate pune și altfel: nu este mai simplu ca prin manevrarea unei manșe în două planuri să se comande deplasarea navei în direcția dorită? Este evident că în acest caz manevrarea modelului se realizează incomparabil mai ușor și precis. Acesta este un deziderat al oricărui pilot.

Materialul își propune descrierea unui astfel de dispozitiv electronic, pe care l-am numit mixer electronic.

Acest dispozitiv, montat între receptor și cele două variatoare electronice sau mecanice ale motoarelor, decodifică instantaneu comenzile din emițător și comandă varia-toarelor ieșirea pe fiecare motor.

Mixerul primește de la receptor două funcții, A și B, și scoate la ieșirile către variatoare A+B și A-B.

Mixerul este astfel conceput încât să nu depășească cursele maxime ale servourilor sau varia-toarelor (cursele limită). Astfel se poate merge pe turația maximă la un motor, timp în care celălalt stă. Punctul neutru poate fi ajustat sepa-rat la fiecare variator, ceea ce per-mite corijarea micilor diferențe dintre motoare la turația maximă.

Principiul de funcționare

Două inversoare sunt folosite ca tam-poane la intrarea pe fiecare canal și semnale (pozitive) de o amplitudine stabilizată de regula-torul propriu al mixerului; este vorba de un stabilizator de tensiune, echipat în principal cu ZD1 și TR1. El alimentează mixerul cu o tensi-

une continuă, stabilizată la valoarea de 4 volți. Acest lucru este important pentru a evita problemele date de scăderea tensiunii sursei de ali-mentare și funcționarea corectă a celor două servouri.

C2 este o "rezervă" a sursei dacă aceasta este consumată, menținân-du-și posibilitățile de mișcare până la epuizarea sursei.

TR2 și inversorul "B" al circuitului integrat IC1 formează un monostabil care generează un semnal treaptă, fixat la 3 ms. Acesta este centrat la 1,5 ms, putând varia între 1 și 2 ms. Reglajul se realizează prin semi-reglabilul VR5.

Acest semnal treaptă este inițiat de frontul crescător al canalului B, inversorul A (IC1) și poarta cu diode formată din D1 și D2.

Astfel, dacă semnalul în canalul B variază între 1 și 2 ms, ieșirea 2 a inversorului A produce un semnal mergând de la 2 la 1 ms, care este de fapt inversarea canalului B (-B).

Potențiometrele semireglabile VR1 și VR2 controlează mișcarea canalelor.

VR1 amestecă A cu -B, iar VR2 amestecă pe A cu B. Semnalele de pe cursoare sunt două semnale a căror amplitudine este dată de poziția lor, iar lățimea este controlată de semnalul de intrare.

Circuitul integrat IC1 este folosit pentru a genera două semnale iden-tice. Să-l analizăm, de exemplu, pe cel care ajunge la VR2. Când sem-nalul la intrarea lui VR2 crește, con-densatorul C7 se încarcă cu o rapiditate dată de voltajul din cursorul potențiometrului semi-reglabil VR2 pe o durată determi-nată de lățimea impulsului. Aceasta se petrece de două ori, câte o dată pentru fiecare canal de intrare. Între două semnale de intrare, C7 își amintește unde "a rămas". Acest proces reprezintă de fapt mixajul.

Similar, tensiunea din C8 repre-zintă amestecul semnalelor de intrare A și -B.

Când semnalul treaptă (TR2) se termină, el declanșează ieșirea

celor două amplificatoare la nivelul maxim (începutul semnalului de la ieșire). Capacitățile C7 și C8 sunt apoi descărcate într-un ritm prestabilit de R11 și R17. Când C7 și C8 s-au descărcat, se termină și semnalul de ieșire și sistemul este gata pentru următorul semnal de intrare. Lățimea semnalului de ieșire este dependentă de tensiunea ce a rămas în C7 și C8 în procesul de încărcare, care la rândul ei a fost dată de canalele de intrare în proporția impusă de VR1 și VR2. Potentiometrele semireglabile VR3 și VR4 au rol de control general al funcționării și ajustează punctul de neutru. Acest lucru este necesar pentru reglare și asigurarea mișcării către extremele semnalului. O dată reglate pentru amestec egal (50/50), ele nu mai au nevoie de reparații. Montajul reglat pentru un anumit tip de radio, VR5 nu mai trebuie reajustat.

Construcție

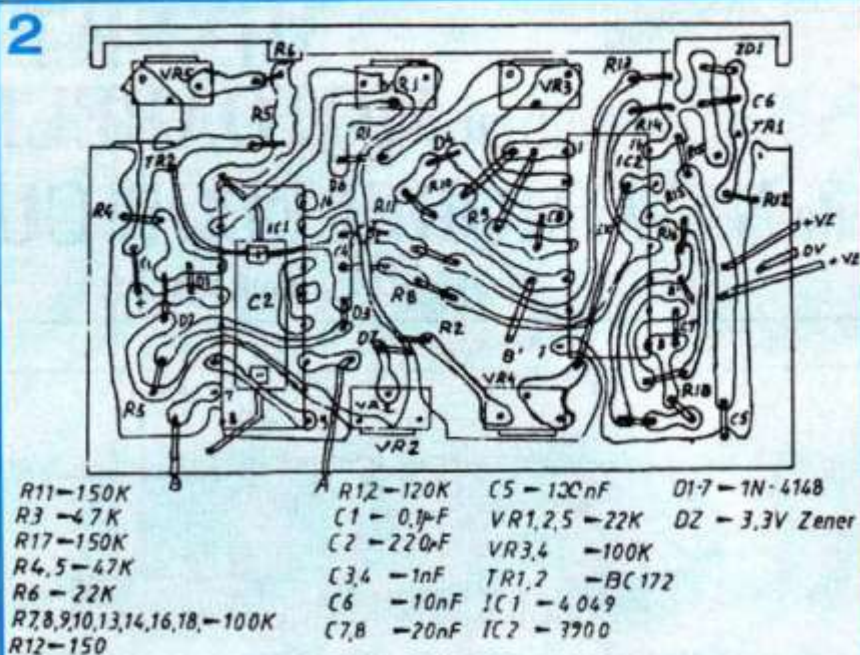
Realizarea mixerului este simplă, astfel încât el poate fi construit și de începători.

Ordinea de montaj este următoarea:

1. Se montează rezistențele;
2. Folosind un capăt de sârmă de la una din aceste rezistențe, se realizează ștrapol (1) de sub IC2 (fig. 2);
3. Se montează potențiometrele semireglabile VR1+VR5;
4. Se montează integratele IC1 și IC2. Atenție la descărcările electrostatice pentru IC2;
5. Se montează condensatoarele C1-C6. Atenție la polaritatea condensatoarelor C1 și C2. Condensatorul C2 se poziționează orizontal, peste integratul IC1, lipindu-se de acesta cu puțin adeziv;
6. Se montează tranzistoarele TR1 și TR2;
7. Se montează diodele D1+D7 și dioda Zenner ZD1. Diodele D6 și D7 vor fi cositorite deasupra rezistențelor R1 și R2;
8. Se curăță și se cositoresc capetele firelor de la cuple. Atenție la identificarea firelor din cuple (+;-);
9. Se curăță placa de cablaj de resturile de sacăz, cu alcool, acetonă sau tiner. Se aplică, cu o pensulă fină, un strat fin de sacăz dizolvat în alcool sau mai bine în acetonă, pe fața placată a cablajului;
10. Se testează și se reglează mixerul conform recomandărilor din capitolul următor;
11. După ce montajul funcționează corect, se amplasează într-o cutiută din plastic (ABS).

Pentru etanșare se recomandă umplerea cutiei cu ceară sau stearină topită.

2



Plăcuța se va poziționa la o distanță de cca 2 mm de fundul cutiei, astfel încât ceara să pătrundă și să etanșeze peste tot.

Reglaje

1. Canalul A va fi primul (canalul 1).
2. Se determină poziția de neutru a celor două servouri, legate pe canalele pe care doriți să le mixați.
3. Se montează mixerul între receptor și cele două servouri, cu servoul din A pus în A.
4. Se poziționează VR3, VR4 și VR5 la mijloc.
5. Se deschide receptorul și se reglează la centru servourile din VR3 și VR4.
6. Se pune semireglabilul VR1 la capăt (în sens trigonometric) și se recentrează servoul din B, dacă este cazul, acționând asupra lui VR5.
7. Se poziționează VR1 și VR2 pe mijloc și se recentrează servourile din VR3 și respectiv VR4. Se verifică mixajul corect.
8. În exploatare, VR1 centrează mixajul pe B' și este diferențial (A-B). VR3 recentrează servoul în cazul mixării pe extreme. Semireglabilul VR2 controlează mixajul aditiv (A+B) de la ieșirea A', VR4 având rol de trimer pentru extreme. Acest reglaj este util în eliminarea diferențelor dintre motoare, surse, elici etc.

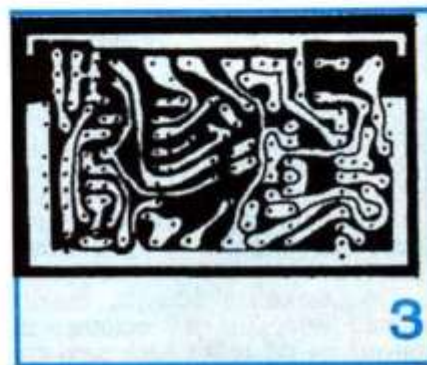
Exploatare

Marea majoritate preferă ca manșa de tracțiune să fie în partea stângă.

Împingând de manșe, ambele motoare vor merge înainte. Dacă nu, se reface reglajul.

Trăgând de manșe, ambele motoare trebuie să meargă înapoi.

Dacă se deplasează manșa spre lateral stânga, trebuie să aibă ca



3

efect rotirea motorului din dreapta spre înainte, iar a celui din stânga spre înapoi. Ca rezultat, nava se rotește în sens trigonometric. Dacă motorul se comportă invers, atunci se va inversa comanda la manșa emițătorului, sau se inversează legăturile la ambele motoare.

Să presupunem că dorim să controlăm numai motorul din tribord (motor dreapta) înainte. Pentru aceasta se deplasează manșa pe orizontală în stânga sus.

Dacă momentul de înaintare este prea mare, trăgând de manșe din colțul stânga sus, motorul din stânga va merge înapoi, având ca urmare accentuarea răsucirii navei.

TELECOMANDĂ HF UNIVERSALĂ

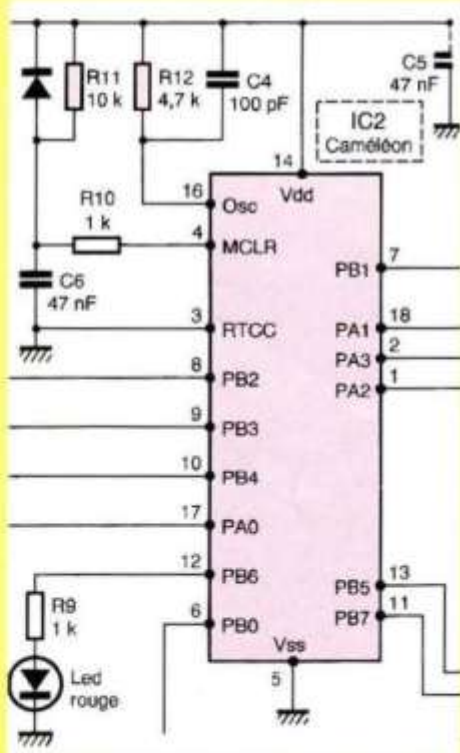
REVISTA
REVISTELOR



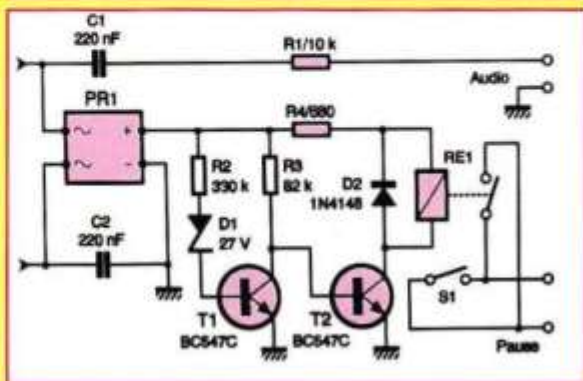
Revista **Electronique Pratique** prezintă în nr. 265 (aprilie / mai 2002), sub titlul „Télécommande HF universelle” (pag. 58–63, autor **C. Tavernier**) construcția unui programator capabil să „copieze” și să „transcrie” codurile în care se emit semnalele telecomenzilor radio HF, larg răspândite la ora actuală în domeniul automatizărilor la domiciliu și mai ales la autoturisme (deschidere/închidere uși, garaje etc., pornire/oprire sisteme de alarmă și altele).

Justificarea unei astfel de construcții se face prin prisma proverbului nostru cu „paza bună...” Adică, în cazul în care dispozitivul de telecomandă este din întâmplare pierdut, furat sau s-a defectat iremediabil, întreaga instalație comandată – care poate costa foarte mult – este numai bună de aruncat la gunoi, dacă modelul respectiv a ieșit din fabricație sau producătorul nu livrează piese de schimb.

O dată realizat, programatorul (care are la bază un circuit de memorie EPROM) poate servi la realizarea unor „copii” ale modulelor de telecomandă care ne interesează.



„SPION” TELEFONIC



Revista **Electronique Pratique**, nr. 268 (septembrie 2002) prezintă la paginile 46–47 articolul „Espion telephonique”, autor **Y. Mergy**, în care se descrie realizarea unui „supraveghetor” al liniei telefonice fixe, în variantă foarte simplificată. Racordat în paralel pe linia telefonică și alimentat electric tot din aceasta, montajul asigură – prin intermediul unui releu – pornirea unui magnetofon sau a unui înregistrator digital cu memorie analogică de tip ISD25XX, pentru înregistrarea mesajelor, la fiecare apel telefonic. În plus, semnalele de joasă frecvență furnizate oferă posibilitatea de a „recompune” numărul abonatului. Detalii în revistă.

Înainte de a experimenta un astfel de montaj, interesați-vă dacă furnizorul dv. de servicii telefonice permite o astfel de racordare la linie.

**EDITORUL
ȘI COLECTIVUL
REDACȚIONAL
VĂ UREAZĂ
UN CĂLDUROS**

La mulți ani, 2005!

Cauti ? - Nu găsești ? - E prea scump ? - ... Ai încercat la :
www.trioda.ro
Multimetre, Telecomenzi, Trafo linii, Componente electronice
Cataloge din magazinele nr. 48, tel.: 0259-436.782
HIFI SHOP: str. Șelimbărului nr. 2, tel.: 0259-267.223
CONTACT: 410209 ORADEA, Fax: 0259-210.225,
e-mail: sales@trioda.ro

PREȚ: 29.500 lei

S.C. DIFUZOARE S.R.L. - Drobeta Turnu Severin,
Strada D. Grecescu nr. 12, cod 220097 - județul Mehedinți,
tel./fax: 0252 - 312.381 E - mail: dan@difuzoare.ro
este

UNIC IMPORTATOR al produselor următorilor furnizori:

P. AUDIO (ATON Acoustics Co, Ltd.) - difuzoare de uz profesional și HI FI

SELENIUM (SUA) - difuzoare de uz profesional și car audio;

Grupul DST (Danemarca) ce include firmele SCANSPEAK,

VIFA și PEERLESS - difuzoare pentru incinte HI FI pentru audiofili.

Vizitați site-ul: www.difuzoare.ro

