

TEHNIUM 10

INTERNATIONAL



ACUM
32
PAGINI

REVISTĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

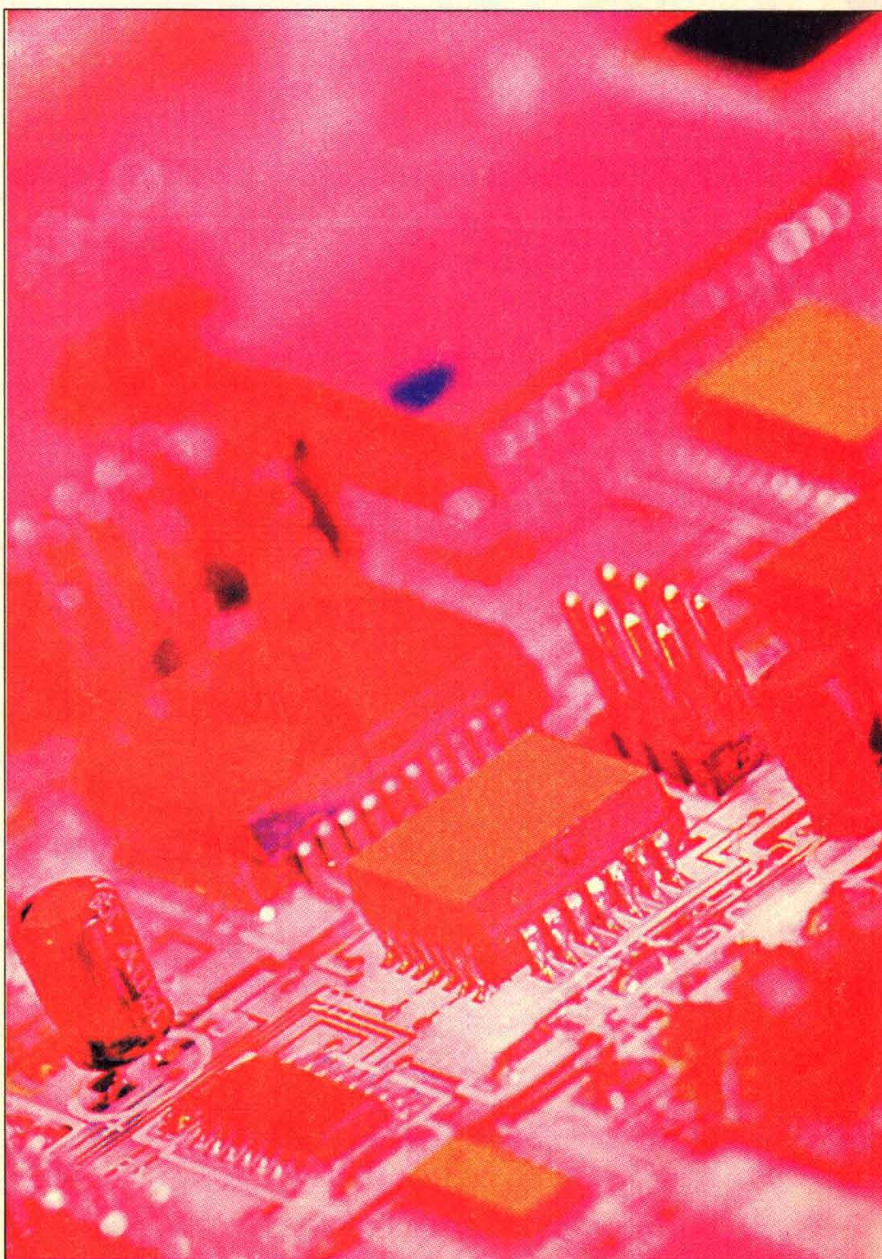
Fondată în 1970, serie nouă
Anul XXVIII, Nr. 305

2/98

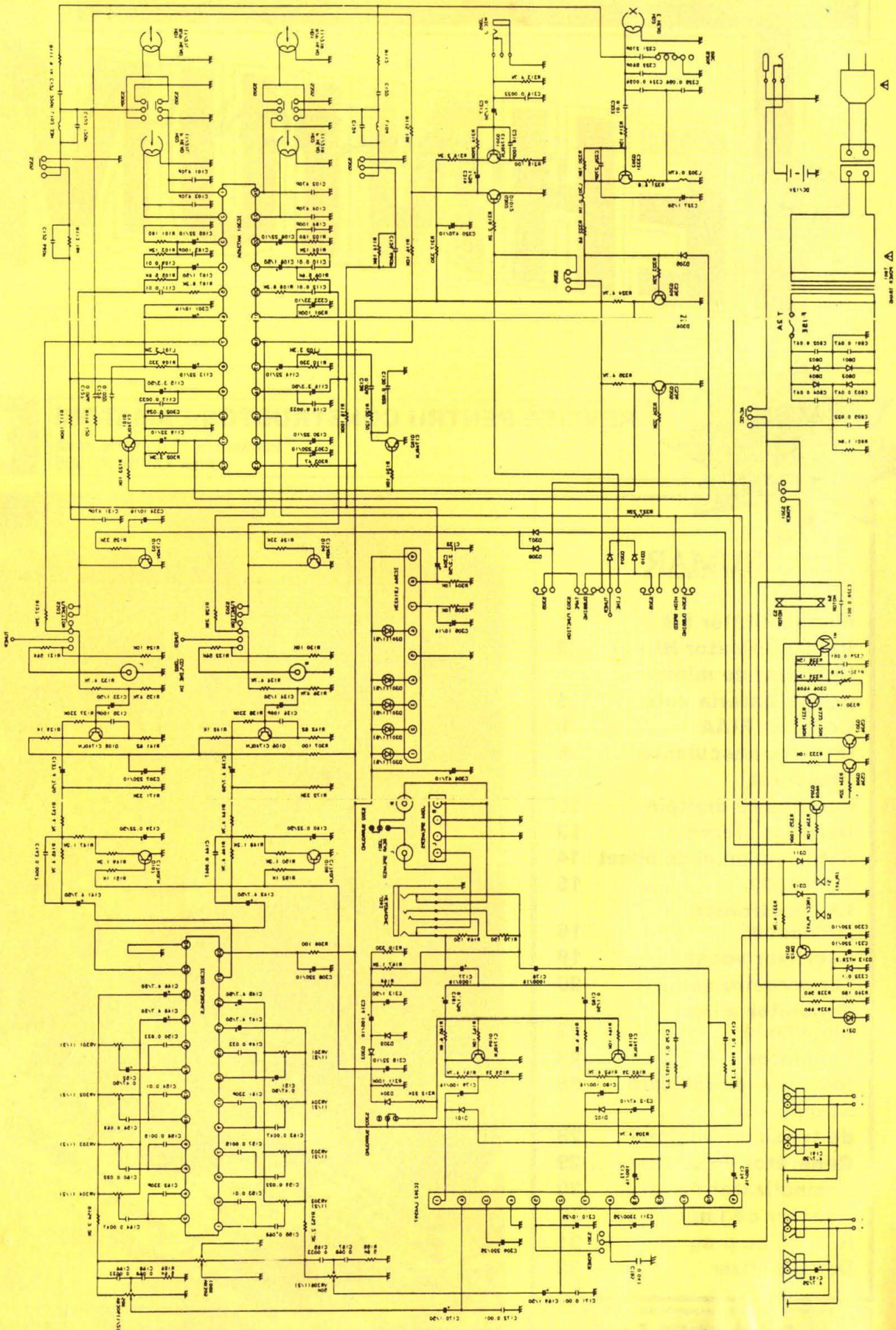
SUMAR

Microemițător FM	1
Preamplificator HI - FI	2
Indicator de minim pentru bateria auto	5
Corecția RIAA	6
Circuite basculante Presostat	8
cu circuite digitale	10
Decodor stereo	13
Reglaj automat de offset	14
TDA 2030	15
RR Electronica „Ultrason”	16
Avertizor vocal	18
Termometru sonor	20
Regulator auto, electronic	22
Vobulator	23
Indicator de ionizare	26
Stabilizator de tensiune, reglabil	28
Generator de 22 kHz	29
Semnalizator de rețea	30
Adaptor de impedanță	30
R. E. M. cu prag	31
Demagnetizor	32

Preț: 3000 Lei



SANYO M903SR / KCH amplifier section



MICROEMIȚĂTOR FM

Ing. Cristian IVANCIOVICI

Circuitul prezentat în figură este un microemițător jucărie în gama FM 87,5 - 108 MHz a cărui putere de aproximativ 250 mW îi poate asigura o bătaie de câteva sute de metri în funcție de geografia zonei.

Montajul este deosebit de simplu, realizat cu ajutorul a două tranzistoare uzuale și construindu-l cu puțină rigoare, trebuie să funcționeze fără probleme. Dispunerea pieselor și cablajul, în pag. 12. Analizând schema ne putem da seama că acest emițător radio este constituit din două etaje, primul format în jurul tranzistorului T1 (din gama BC 107, BC 171 sau ceva echivalent) și fiind un preamplificator audio ce amplifică semnalul furnizat de către microfonul cu electret. Prin intermediul condensatorului C2 și al semi-reglabilului R2, nivelul semnalului audio poate fi reglat înainte de a fi aplicat în baza tranzistorului T1, pentru a evita ca o amplificare prea mare să producă supramodulația microemițătorului. Din colectorul lui T1, semnalul (defazat cu 180 de grade) este injectat prin intermediul condensatorului C4 în baza lui T2. Divizorul de tensiune format din rezistențele R6 și R7 polarizează baza lui T2 care funcționează în configurație bază comună. Acest etaj realizat cu un

tranzistor 2N2219 este un oscilator de tip Hartley la care frecvența de lucru este dată de către C8, C9 și bobina L1. În paralel pe rezistențele R6 și R7 se află condensatoarele C5, respectiv C6 ce servesc la scurtcircuitarea bazei la masă - din punctul de vedere al radiofrecvenței.

Oscilatorul lucrează în banda 87,5-108 MHz, reglabilă din C8 dar și din bobina L1 (în funcție de cât de strânsă este bobina) și este modulată în frecvență de semnalul audio amplificat de către T1. Modulația de frecvență constă în devierea în anumite limite standardizate (± 75 kHz) a frecvenței de lucru a oscilatorului (deci a purtătoarei) față de valoarea nominală în funcție de semnalul modulator. În practică semnalul audio din colectorul lui T1 se însumează tensiunii de polarizare a bazei lui T2, determinând o creștere sau o scădere a valorii punctului static de funcționare. Semnalul modulat este emis în eter direct din bobina L1, dar pentru a mări eficiența se recomandă conectarea unui fir de 60-70 centimetri printr-o priză pe prima spirală a bobinei față de colectorul lui T2.

Alimentarea se face la o tensiune de 9-12 volți dar se poate ajunge la maximum 18 V (mărind și puterea etajului RF astfel).

Bobina L1 va avea 4 spire dintr-un conductor de cupru cu diametrul de 0,8-1 mm pe un suport cilindric cu $\varnothing 6$ mm. Spațiul dintre spire va fi de circa 1 mm. Alimentând montajul la 9 V, consumul va fi de aproximativ 100 mA. Tranzistorul T2 va fi dotat cu un mic radiator.

Este posibilă conectarea ieșirii unui mixer audio la intrare (pe plusul lui C2), eliminând microfonul, R1, R3, DZ1 și C1.

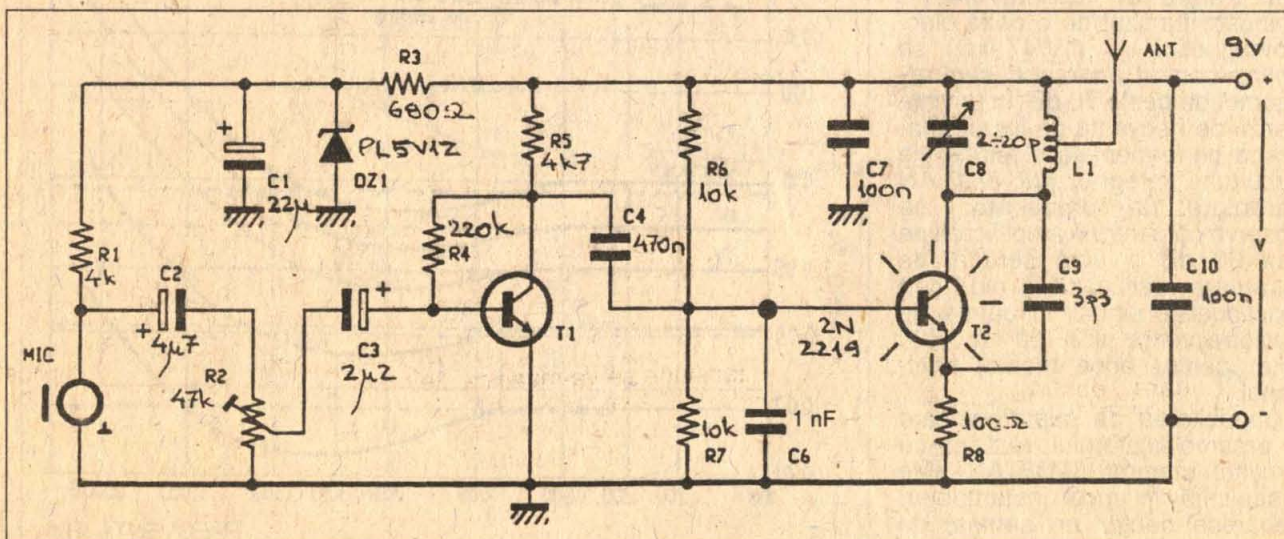
Este posibilă conectarea la ieșire a unei antene mai performante prin intermediul unui cablu coaxial: punctul cald se leagă la priza mediană a bobinei L1 și tresa la masa montajului, cât mai aproape de borna minus a alimentării.

Indiferent de tipul antenei pe care îl vom folosi, se va stabili frecvența de emisie din grupul L1-C8 astfel încât purtătoarea să nu se suprapună peste un post de radio aflat în emisie în zona respectivă.

Realizat cu grijă, piesele fiind selecționate și de calitate, montajul nu va ridica probleme de funcționare. ■

Bibliografie

Nicolae Drăgulănescu, Agenda radioelectronistului, 1983
IPRS, Catalog tranzistoare, 1983



PREAMPLIFICATOR HI - FI PENTRU DOZĂ ELECTROMAGNETICĂ DE PICK-UP

Ing. Emil MARIAN

Preamplificatorul reprezintă unul dintre cele mai importante etaje funcționale aflate în componența unui lanț electroacustic.

Condițiile tehnice proprii oricărui preamplificator sunt următoarele: raportul semnal-zgomot; banda de frecvență utilă; capacitatea de supraîncărcare; distorsiunile armonice totale THD și distorsiunile de intermodulație TID; caracteristica de transfer intrare-ieșire; configurația schemei electrice; componentele electrice utilizate la realizarea practică.

Prima condiție tehnică impusă oricărui preamplificator este un raport semnal-zgomot cât mai mare. În acest scop tranzistoarele și circuitele integrate aflate în componența montajului se aleg din grupa celor cu zgomot propriu minim. Pentru obținerea unui montaj compact s-a considerat optimă folosirea unui circuit integrat specializat de tipul $\beta M381AN$, care conține două amplificatoare operaționale identice. Ele sunt specializate la amplificarea unor semnale electrice de ordinul mV, având din construcție posibilitatea ca în urma unor polarizări de curent continuu adecvate, să realizeze amplificarea unor semnale electrice de nivel mic, de ordinul mV, prezentând concomitent un raport semnal-zgomot foarte ridicat. Pentru un semnal electric standard furnizat de o doză electromagnetică (5 mV/47 k Ω) se obține comod un raport semnal-zgomot de peste 76 dB. În privința benzii de frecvență de lucru, analizând performanțele electrice ale circuitului integrat $\beta M381AN$ garantate de producător, se observă că pentru o amplificare de cca 60 dB a unui semnal de intrare se realizează în mod cert funcționarea sigură în banda de audiofrecvență utilă (20 Hz \div 20 kHz) pentru orice montaj funcțional.

Capacitatea de supraîncărcare a preamplificatorului realizat cu circuitul integrat $\beta M381AN$ este îndeplinită în mod instantaneu, deoarece pentru un semnal de

f [Hz]	A [dB]
20	-18,6
30	-17,8
50	-17
60	-16,1
70	-15,3
80	-14,9
100	-14,5
150	-10,2
200	-8,3
400	-3,8
500	-2,6
700	-1,2
1000	0
1500	+1,4
2000	+2,6
3000	+4,7
4000	+6,6
5000	+8,2
6000	+9,6
7000	+10,7
8000	+11,9
10000	+13,7
12000	+15,3
14000	+16,6
16000	+17,7
18000	+18,6
20000	+19,6

intrare de 5 mV, considerând că limita de amplificare a distorsiunii minime un semnal de cca 450 mV, se obține capacitatea de supraîncărcare de cca 35 dB.

Estimarea distorsiunilor de tip THD și TID proprii unui preamplificator reprezintă una dintre cele mai dificile probleme care apar la acest tip de montaj electronic. Factorii definatorii care stabilesc datele problemei sunt configurația schemei electrice alese pentru realizarea amplificării semnalului de intrare și modul de utilizare a reacției negative locale sau și globale aplicate pentru reducerea distorsiunilor. Spre exemplu, pentru un montaj amplificator fără reacție negativă, la un tranzistor care amplifică un semnal electric de 1000 de ori (60 dB), coeficientul procentual THD $\leq 1\%$. Pentru o pereche de tranzistoare care prezintă în final aceeași amplificare, coeficientul procentual THD $\leq 0,02\%$. La prima vedere s-ar părea că distorsiunile ar fi acceptabile, dar să nu uităm că:

- în mod practic distorsiunile THD prezintă valori mult mai mari;
- pentru amplificare într-un montaj se folosesc cel puțin două tranzistoare conectate de cele mai multe ori în cascadă, deci coefici-

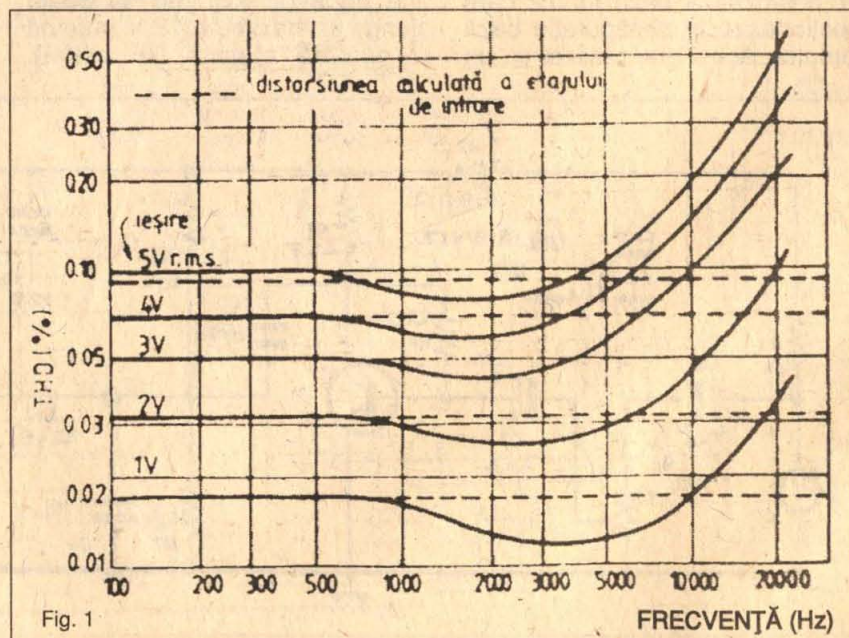


Fig. 1

entul procentual THD crește multiplicativ.

Aceste considerente impun în mod practic în vederea obținerii unei amplificări cu distorsiuni cât mai mici ale semnalului de intrare:

- folosirea unei scheme electrice care să includă amplificatoare diferențiale realizate cu perechi de tranzistoare având parametrii electrice cât mai apropiați;

- utilizarea obligatorie a reacției negative în scopul minimizării distorsiunilor.

În fig. 1 este prezentat modul de variație a coeficientului THD în funcție de banda de frecvență în care lucrează preamplificatorul și nivelul amplificării.

Din analiza diagramelor rezultă că distorsiunile THD cresc odată cu creșterea frecvenței semnalului audio amplificat.

Apar următoarele implicații de ordin practic:

- utilizarea obligatorie în cadrul schemei electrice a reacției negative, în scopul minimizării distorsiunilor;

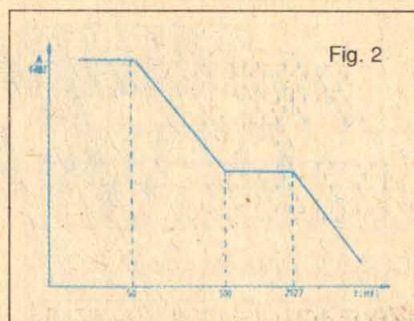
- utilizarea reacției negative locale, la fiecare dintre blocurile funcționale amplificatoare, în scopul obținerii amplificării finale care să fie rezultatul unei multiplicări de amplificări separate ale unor blocuri amplificatoare distincte.

Rezultă faptul că schema electrică trebuie să conțină o serie de etaje de amplificare, care să prezinte fiecare o amplificare foarte mare în buclă deschisă, amplificare redusă de reacția negativă locală. Amplificarea finală se obține cumulând amplificările blocurilor electrice amplificatoare distincte înseriate, care prezintă se-

parat o amplificare relativ mică, dar au avantajul incontestabil de generare a unor distorsiuni THD și TID minime. Caracteristica de transfer intrare-ieșire pentru un semnal electric furnizat de o doză de pick-up este reglementată de prescripțiile normativului RIAA. În tabelul 1 sunt prezentate detalii amplificărilor în întreaga bandă de audiofrecvență, iar în fig. 2 alura caracteristicii de transfer RIAA.

Se observă că între extremitățile benzii de audiofrecvență există o diferență de amplificare de cca 40 dB. Considerând ca nivel de referință 0 dB amplificarea la frecvența de 1 kHz, care în mod practic trebuie să fie de 20 dB, se obține în final o dinamică maximă a amplificării preamplificatorului de cca 60 dB. Analizând caracteristicile electrice de catalog ale circuitului integrat $\beta M381AN$, se observă că amplificarea în buclă deschisă pentru cele două amplificatoare operaționale este de cca 100 dB.

Având în vedere cele expuse anterior, pentru aplicarea unei reacții negative, capabile de a asigura un minim de distorsiuni, mai ales în zona semnalelor de audiofrecvență situate la limita inferioară a benzii audio (zona frecvențelor joase) pentru rezolvarea problemei se impune automat soluția realizării unei cascade de două amplificatoare operaționale. Fiecare dintre ele realizează o amplificare bine definită de o puternică reacție negativă locală, rezultatul final fiind amplificarea cerută cu un minim de distorsiuni THD și TID. Schema electrică a preamplificatorului este



prezentată în fig. 3. Semnalul de intrare de la doza electromagnetică se aplică, prin intermediul condensatorului C1, la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional $\beta M381AN$. Rezistorul R1 are rolul de adaptare între impedența de ieșire a dozei electromagnetice și impedența de intrare a preamplificatorului. Etajul de intrare diferențial aflat în structura internă a amplificatorului operațional $\beta M381AN$ este astfel alimentat încât să prezinte caracteristici de zgomot minim. În acest scop a fost prevăzut grupul R5-C5-R6. Condensatorul C3 produce o limitare a amplificării în zona care depășește limita superioară a benzii de audiofrecvență ($f > 20$ kHz) sporind astfel stabilitatea generală a preamplificatorului. Concomitent se evită distorsiunile de tip THD și TID, prevenind categoric pericolul de apariție a unor oscilații nedorite în timpul regimurilor tranzitorii de funcționare. Amplificarea în curent continuu proprie primului etaj de amplificare este stabilită cu potențiometrul semireglabil R6. Amplificarea în curent alternativ a primului etaj de amplificare include o buclă de reacție negativă formată

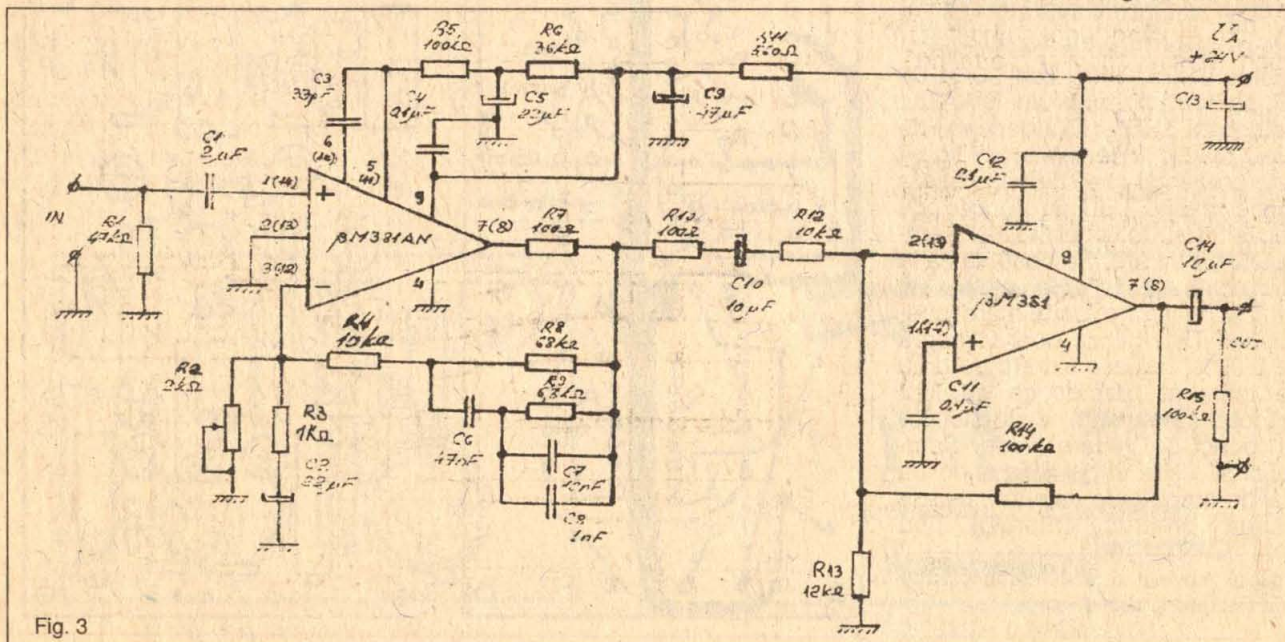


Fig. 3

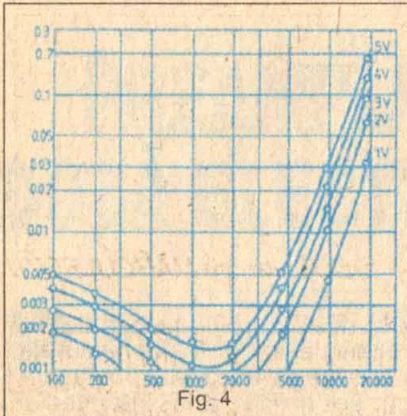


Fig. 4

din grupul R8 R9, C6 C7 C8 și R3, C2, dimensionate astfel încât amplificatorul să dețină o caracteristică de transfer intrare-ieșire conform normativului RIAA. Grupul de rezistoare R7 și R10 a fost prevăzut pentru sporirea stabilității funcționale a montajului în zona frecvențelor înalte. Printr-un astfel de amplasament, ieșirea amplificatorului operațional $\beta M381AN$ „vede în permanență” o sarcină rezistivă, funcționarea fiind foarte stabilă. Amplificarea primului etaj de amplificare la frecvența de 1 kHz este de cca 18 dB ($A_{1kHz} = 1 + R9/R3$). Semnalul de intrare amplificat de primul etaj de amplificare având o caracteristică de transfer de tip RIAA, se aplică celui de-al doilea etaj amplificator care include un circuit integrat de tipul $\beta M381$. Semnalul se aplică pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional, prin intermediul grupului C10 R12. Acest al doilea etaj de amplificare este de tip ultralinier, prezentând în întreaga bandă de audiofrecvență $THD \leq 0,005\%$. Amplificarea celui de-al doilea etaj de amplificare este $A_2 = 20$ dB. În acest fel am obținut amplificarea finală a preamplificatorului, variind între cca 20 și 60 dB, conform normativului RIAA, cu distorsiuni THD și TID deosebit de mici, practic insensibile. În fig. 4 este prezentat modul de variație a coeficientului THD în funcție de frecvența și de amplitudinea semnalului de intrare. Se observă că la frecvența de 10 kHz, pentru un semnal de intrare foarte mare, coeficientul THD atinge doar valoarea de 0,02%, valoare extrem de greu de măsurat practic, ce de fapt reflectă inexistența distorsiunilor din punct de vedere audio. Semnalul de ieșire al celui de-al doilea etaj de amplificare este transmis la ieșirea preamplificatorului prin

Cablajul imprimat și modul de amplasare pentru componentele electrice

intermediul grupului C14 R15. Pentru filtrajul tensiunii de alimentare $U_a = +24$ V s-au prevăzut condensator de filtraj general C13, condensatoarele C4 și C12 amplasate fizic în imediata apropiere a pinilor circuitelor integrate și filtrajul special R11 și C9 pentru primul etaj de amplificare care include circuitul integrat $\beta M381AN$.

Performanțele sunt următoarele:

- impedanța de intrare $Z_i = 47k\Omega$
- impedanța de ieșire $Z_e = 10 k\Omega$
- banda de frecvență de lucru $\Delta f = 10 \text{ Hz} \div 22 \text{ kHz}$
- semnalul de intrare $U_i = 5 \text{ mV}$
- capacitatea de supraîncărcare $A_s = 30 \text{ dB/1kHz}$
- distorsiuni armonice totale $THD 0,002\%$
- $f = 1 \text{ kHz}$
- raportul semnal-zgomot $S/N \geq 75 \text{ dB}$
- caracteristica de transfer RIAA
- tensiunea de alimentare a montajului $U_a = +24V$.

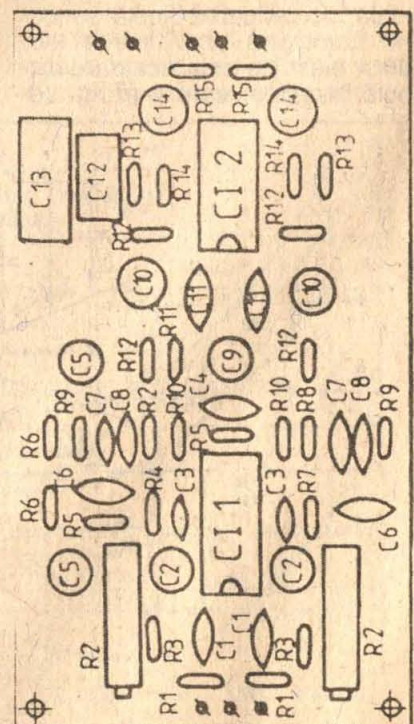
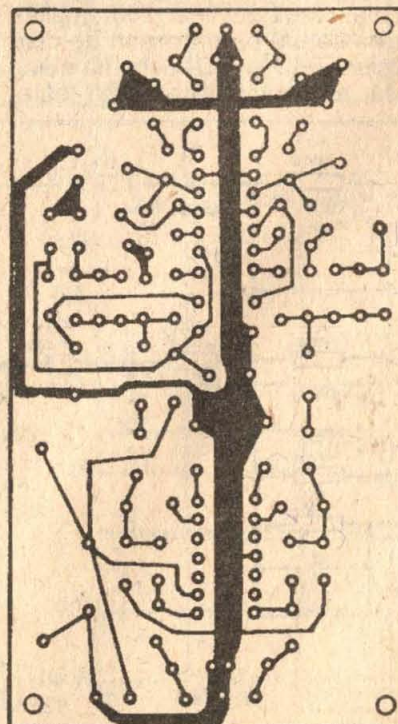
Realizare și reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. După realizarea cablajului imprimat, componentele electrice se plantează cu toată grija, neuitând a se face o verificare inițială electrică și mecanică a fiecăreia dintre ele. După montarea componentelor electrice, intrările celor două canale informaționale L și R se ștrapează (se conectează la masă) și apoi montajul se alimentează la sursa de tensiune $U = 24$ V, stabilizată și foarte bine filtrată. Se măsoară

tensiunea pe pinul 7 (8) al amplificatorului operațional conținut de circuitul integrat $\beta M381AN$ cu ajutorul unui voltmetru de curent continuu, acesta având o impedanță mare de intrare ($Z_i \geq 1 \text{ M}\Omega$). Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R2 până când valoarea tensiunii măsurate pe pinul 7 (8) devine $U_{7,8} = 11$ V. Reglajul se realizează pentru fiecare dintre cele două amplificatoare operaționale incluse în circuitul integrat $\beta M381AN$. După acest lucru se deconectează alimentarea montajului, se înlătură ștrapol de la intrarea lui și cu ajutorul unui osciloscop, unui voltmetru electronic și al unui generator de audiofrecvență se poate ridica o caracteristică de transfer a preamplificatorului pentru un semnal de intrare standard (5 mV, 47 k Ω). Montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie de tablă de fier cu pereții groși de minim 0,5 mm.

Se decupează în cutie găuri pentru conductoarele de intrare și ieșire ale semnalului audio util, transmis obligatoriu prin intermediul cablurilor ecranate. De asemenea se dau găuri în cutie și pentru cablurile de alimentare cu energie electrică a preamplificatorului.

Preamplificatorul prezentat constituie o soluție de vârf a montajelor de acest gen, încadrându-se cu ușurință în normativele internaționale Hi - Fi. ■



INDICATOR DE MINIM PENTRU BATERIA AUTO

Fiz. Alexandru MĂRCULESCU

Pentru a prelungi cât mai mult posibil „viața” unui acumulator auto, avem tot interesul să-l menținem pe acesta în permanență încărcat peste un anumit prag minim de tensiune.

Indiferent dacă acumulatorul se află în exploatare pe mașină, este ținut în casă, din motive de ger (sau de teama hoților), ori, dimpotrivă, dacă el alimentează doar instalații casnice de avertizare, iluminare de avarie etc., este util să-i atașăm un indicator optic de prag, care să ne atragă atenția atunci când tensiunea la borne a scăzut sub o anumită limită minimă admisibilă.

Firește, este de dorit - mai ales în varianta „staționară” de exploatare/depozitare - ca indicatorul să aibă un consum cât mai redus de curent „în repaus”, adică atunci când tensiunea este peste limita prestabilită, pentru a nu contribui el însuși la descărcarea semnificativă a bateriei.

Exemplul pe care vi-l propun alăturat l-am conceput și experimentat îndelungat pe un acumulator cu tensiunea nominală de 12 V, pentru diverse servicii casnice.

Schema de principiu (fig. 1) utilizează ca element de „afișare” optică un LED de culoare roșie, iar ca elemente active, doar două tranzistoare uzuale, de tip npn, precum și o diodă Zener selecțio-

nată pentru stabilirea pragului dorit de indicare.

Este vorba, de fapt, despre un comutator electronic, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 , al cărui prag de basculare este dictat de tensiunea nominală a diodei Zener, D_Z . Cu piesele indicate în figură se obține un prag de circa 12 V. Mai precis, atunci când tensiunea U a bateriei depășește 12 V, deoarece D_Z conduce, T_1

este deschis și T_2 blocat, LED-ul rămâne stins, iar consumul montajului (dictat practic de R_2) este neglijabil. Când tensiunea U scade sub 12 V, dioda D_Z rămâne blocată, tranzistorul T_1 de asemenea, iar T_2 conduce, polarizat prin R_2+R_3 , ducând la aprinderea LED-ului. Semnal care, observat în timp util, ne va aminti că este necesar un nou ciclu de încărcare a bateriei.

Pragul de indicare poate fi schimbat (la 11 V, poate chiar la 10 V dar nu mai jos!) prin simpla înlocuire a diodei Zener D_Z .

Dacă se folosesc tranzistoarele indicate sau altele echivalente (cu factorul beta, mare), valorile rezistențelor R_1-R_3 nu sunt critice. Rezistența R_4 a fost dimensionată pentru un LED roșu având curentul nominal de 20 mA.

În fig. 2 este sugerată o variantă de amplasare a pieselor (vedere dinspre partea cu piese), cu mențiunea că s-au prevăzut, din considerente de dimensiuni, rezistoare cu peliculă metalică. LED-ul va fi amplasat, preferabil, într-un loc vizibil - la bordul autovehiculului sau pe panoul frontal al aparatului alimentat de acumulator.

În fig. 3 este indicat desenul plăcuței de montaj, cu precizarea punctelor pentru găuri (fig. 3a, scara 1:1), respectiv a traseelor de cablare (fig. 3b, scara 2:1), ambele cu vederea dinspre lipituri. ■

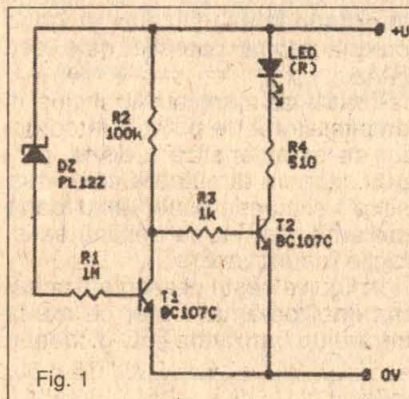


Fig. 1

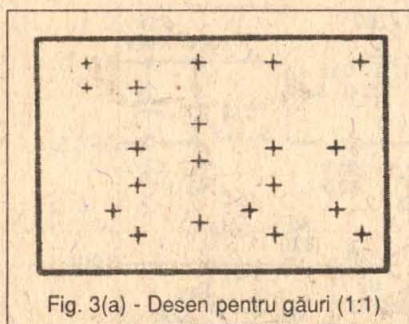


Fig. 3(a) - Desen pentru găuri (1:1)

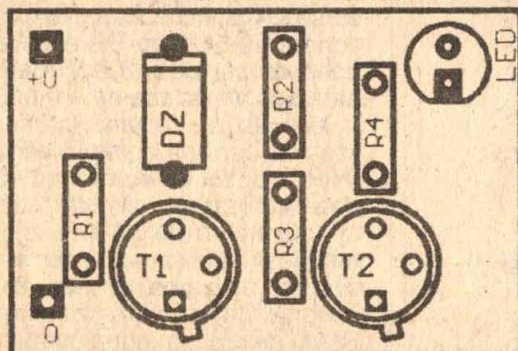


Fig. 2 - Amplasarea componentelor

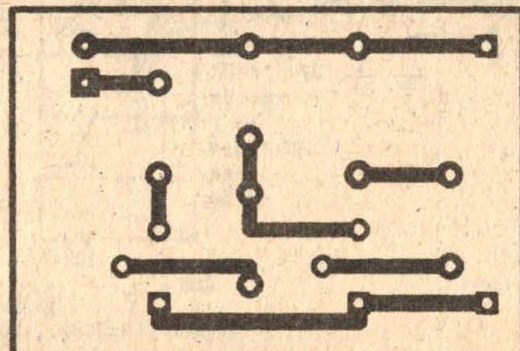


Fig. 3(b) - Desen de cablare (2:1)

CORECȚIE RIAA

Ing. Mihai-George CODĂRNAI

Deși compact-discul surclasează din orice puncte de vedere „vechiul” pick-up, acesta din urmă părand, mai degrabă, o piesă de muzeu, decât făcând parte dintr-un echipament modern de HI-FI, am convingerea că mai sunt amatori de audiții muzicale ce posedă discuri valoroase care nu au fost încă transpuse pe CD-uri și ar dori să le poată asculta în condiții de calitate foarte bună.

Pick-up-urile comerciale de dată mai recentă, ca să nu mai vorbim de cele profesionale, sunt construite, în general, sub formă de deck-uri/echipate, aproape fără excepție, cu doze de „citire” electromagnetice, fără lanțul de preamplificare și amplificatoare de putere necesar audiției. Această „lipsă” apare nu atât din considerente economice, cât mai ales din rațiuni de mărire a raportului semnal-zgomot (S/Z) la ieșirea traductorului mecanoelectric de pick-up (lectorul sau doza electromagnetică),

prin care se evită apariția vibrațiilor datorate transformatorului de rețea, precum și a perturbațiilor generate de vecinătatea lui mai departe, prin întreg sistemul electroacustic. Ansamblul electromecanic are, în general, un raport semnal-zgomot de aproximativ 60-65 dB. Deoarece doza electromagnetă prezintă o caracteristică de ieșire tensiune-frecvență neliniară, este de la sine înțeleasă necesitatea corectării acesteia pentru o reproducere normală a informației de pe disc. Norma internațională utilizată în mod curent pentru corecție este cea RIAA.

Pentru cei care nu au inclus în amplificatorul de putere un corector de caracteristică a dozei, propun schema următoare care, deși simplă și cu componente nu foarte pretențioase, va da deplină satisfacție în funcționare.

În figura 1 este prezentată schema unui preamplificator ce are la intrare un tranzistor TEC-J canal-n

de tipul BF245C. Așa cum este binecunoscut, păstrarea unui raport S/Z cât mai mare al lanțului electroacustic este condiționată de utilizarea unui etaj de intrare cu zgomot propriu cât mai mic și amplificare de tensiune cât mai mare. De aceea, înaintea etajului propriu-zis de corecție este figurat un etaj cu amplificare suficient de mare, circa 100 (40dB), cu un factor de zgomot propriu mic, sub 3dB. Impedanța de intrare a etajului este de aproximativ 47 kΩ, valoarea care corespunde cerințelor celor mai mulți fabricanți de lectoare electromagnetice. Dacă rezistența de sarcină cerută pentru doză este diferită de cea propusă, se va înlocui rezistența R1 cu o alta de valoarea necesară.

Factorul de distorsiuni de armonica a doua al etajului nu depășește 1,5% și aceasta numai spre capătul superior al benzii audio (la 18 kHz). Ținând cont de faptul că, în general, o doză electromagnetă furnizează circa 3 mV_{ef} la 1 kHz (considerat ca referință 0 dB), iar punctele de evaluare a caracteristicii de corecție RIAA sunt +17,8 dB la 40 Hz, +2,6 dB la 500 Hz, -2,6 dB la 2 kHz, -17,2 dB la 15 kHz și -18,7 dB la 18 kHz, în cazul de față factorul de distorsiuni se poate calcula cu relația:

$$d_2 = |U_i/4 \cdot (U_{GS} - U_p)|$$

unde U_i reprezintă valoarea de vârf a tensiunii de intrare furnizată de doza electromagnetică (în cazul nostru, de aproximativ 36 mV la 18 kHz), U_{GS} tensiunea gră-sursă în punctul static de funcționare (-2,5 V), iar U_p este tensiunea de prag de -3,2 V (dată de catalog). Va rezulta $d_2 = 0,013$.

Deși etajul următor (care realizează, de fapt, corecția caracteristicii dozei electromagnetice) este echipat cu un amplificator operațional uzual, BA 741, zgomotul la ieșire nu va crește semnificativ prin utilizarea acestui tip de integrat. Caracteristica de corecție RIAA se obține cu ajutorul grupurilor RC din bucla de reacție

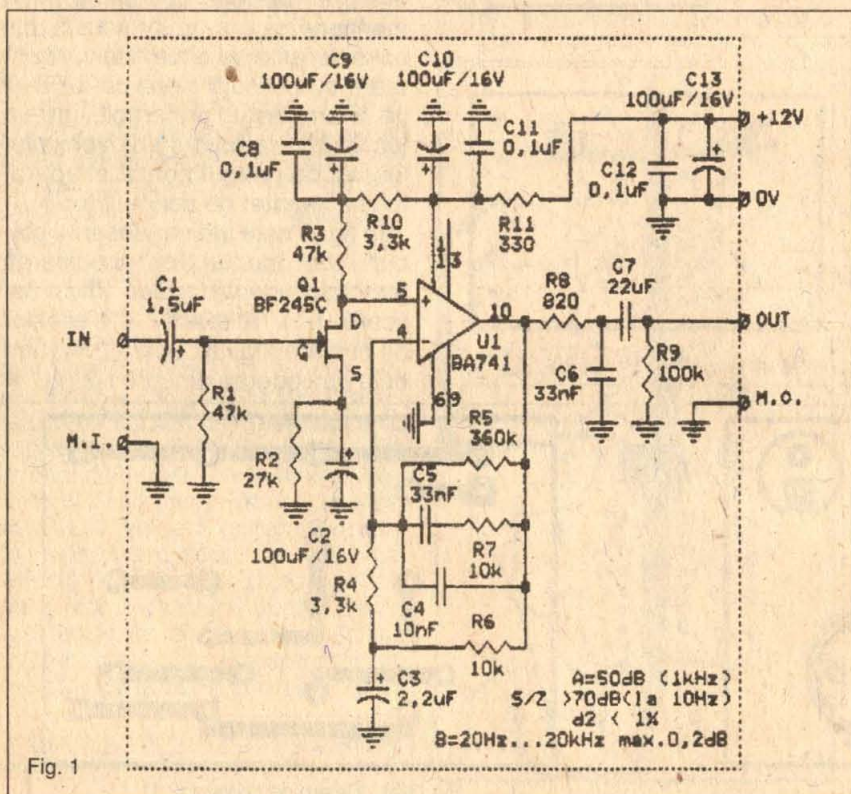


Fig. 1

negativă și din ieșirea operaționalului, respectiv R8, R9, R10, R11, C3, C4, C5 și R12, C6. Abaterea de la caracteristica standard nu este mai mare de 10% (0,82 dB) în intervalul 40 Hz - 18 kHz.

Caracteristici tehnice

- caracteristică de frecvență: corecție RIAA (figura 2);
- abaterea de la caracteristică în banda 40 Hz - 18 kHz: max. 10% (0,82 dB);
- distorsiuni în intervalul 20 Hz - 20 kHz: max. 1,5%;
- impedanța de intrare: 47 k Ω /max. 120 pF;
- rezistența de sarcină: min. 10 k Ω ;
- amplificarea la 1 kHz: min. 300 (50 dB);
- raport semnal/zgomot (S/Z): min 70 dB (figura 3).

Detalii constructive

Pentru a nu compromite obținerea performanțelor prezentate anterior se recomandă ca regulile generale de realizare a cablajelor să fie respectate cu strictețe (trasee de masă și alimentare groase în raport cu cele de semnal, evitarea buclelor de masă, legarea în cascadă, de la sursa de semnal audio către alimentare, a etajelor ce compun preamplificatorul, conectarea condensatoarelor electrolitice de filtraj într-un singur punct, cât mai apropiat de punctul de masă de alimentare etc.).

O măsură de precauție suplimentară - blindarea într-o cutie metalică din fier a montajului și conectarea ei într-un singur punct către masa de alimentare - va conduce la evitarea cuplării electromagnetice a unor semnale perturbatoare de joasă frecvență (brum de rețea).

Conectarea la sursa de semnal audio (doza electromagnetică) se va face obligatoriu numai prin cablu ecranat. Este recomandabil ca și spre etajele ce succed acestui montaj, cuplarea să se facă tot prin cablu ecranat.

Abaterea minimă de la caracteristica de frecvență (corecția RIAA) este condiționată de toleranțe mici și de stabilitatea în timp și cu temperatura ale valorilor componentelor pasive. Pentru a nu avea abateri de caracteristică deranjante, toleranțele nu vor fi

mai mari de 5%. De asemenea, este recomandabil ca piesele să fie de bună calitate (rezistoare cu peliculă metalică, condensatoare multistrat, iar condensatoarele C1, C2 și C3 vor fi numai cu tantal. Condensatoarele electrolitice cu aluminiu sunt de preferat a se folosi exclusiv pe linia de alimentare).

Punerea în funcțiune

Dacă montajul este realizat corect atât din punct de vedere electric, cât și din punct de vedere al realizării cablajului și al ecranării, el va funcționa normal. Datorită dispersiei parametrilor tranzistorului cu efect de câmp, singurul reglaj se va efectua asupra rezistorului R2, valoarea sa exactă determinând tensiunea statică a ieșirii amplificatorului operațional, care trebuie să fie de aproximativ 5 ... 6 V. Montajul nu necesită sursă de tensiune de

alimentare diferențială. Sursa de alimentare trebuie să fie bine stabilizată și filtrată (riplul să nu depășească 10 mV). Cu rezultate asemănătoare se pot utiliza tranzistoare cu efect de câmp din același tip (BF245, BF245A, BF245B) sau din tipurile BF247 sau BF256, respectând reglajele cerute anterior. ■

Bibliografie

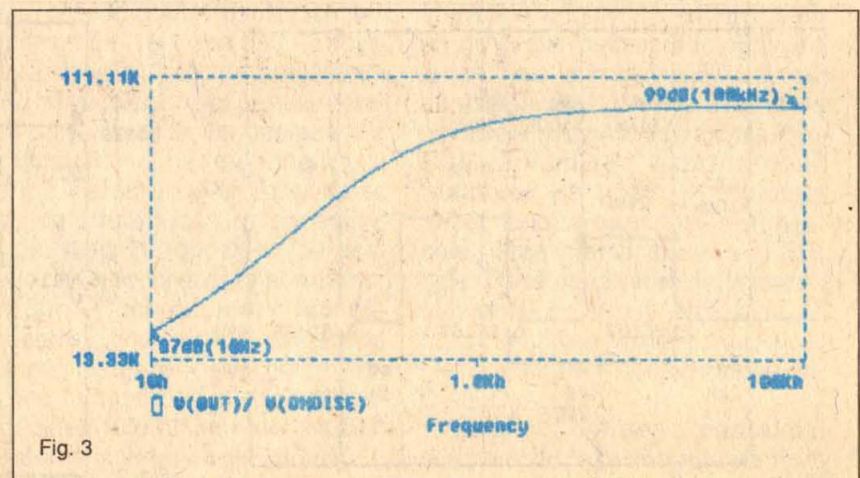
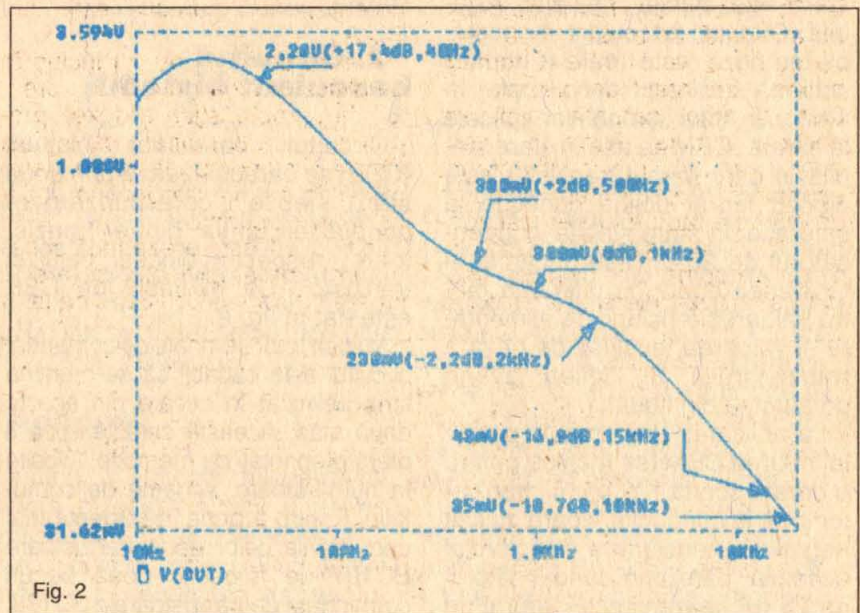
Ing. Boldur Bărbat, ing. Ion Presură, ing. Tudor Tănăsescu, Amplificatoare de audiofrecvență, Editura Tehnică, 1972

Conf. dr. ing. R. Stere, ing. I. Ristea, ing. M. Bodea, Tranzistoare cu efect de câmp, Editura Tehnică, București 1972

Burr-Brown, IC Data Book - linear products 1995

Lelia Feștilă, Emil Simion, Costin Miron, Amplificatoare audio și sisteme muzicale, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1990

Catalog I.P.R.S. - Băneasa, Tranzistoare cu siliciu, 1989



CIRCUITE BASCULANTE

Nicolae MANEA, Buzău

Circuitele basculante sunt de trei tipuri și vor fi tratate în cele de mai jos, după cum urmează.

1. Circuitul basculant monostabil

Circuitul basculant monostabil (CBM) este utilizat în schemele de formare a impulsurilor, în relee electronice de timp și pentru realizarea unor întârzieri.

El se caracterizează prin două stări, una stabilă, cealaltă instabilă. Circuitul basculant monostabil din fig. 1 este realizat după o schemă nesimetrică cu cuplaj în emitor. În lipsa semnalelor aplicate la intrare, CBM se află în stare stabilă în care primul tranzistor este blocat, iar al doilea conduce la saturație. În stare stabilă, condensatorul de 25 μ F este încărcat la tensiunea egală cu diferența dintre valoarea tensiunii de alimentare și valoarea tensiunii de bază a tranzistorului al doilea având polaritatea din figură.

La aplicarea unui impuls pozitiv la intrarea CBM (se închide pentru o durată scurtă K_1) primul tranzistor intră în conducție, apare un salt negativ de tensiune a colectorului acestuia, care prin condensatorul de 25 μ F se transmite integral pe

baza tranzistorului al doilea, pe care îl blochează.

În colectorul tranzistorului al doilea apare un impuls dreptunghiular care aplicându-se pe baza tranzistorului al treilea îl deschide și becul B luminează.

După scurgerea duratei de lucru a CBM, determinată de valorile elementelor din circuit, tensiunea de polarizare de la baza tranzistorului al treilea dispare, becul B stingându-se, iar circuitul basculant monostabil revine în starea stabilă.

2. Circuitul basculant bistabil

Circuitul basculant bistabil (CBB) se caracterizează prin două stări stabile, corespunzătoare conducerii unuia dintre tranzistoare, respectiv blocării celuilalt tranzistor. Un exemplu de CBB este dat în fig. 2.

În lipsa unor semnale de comandă, circuitul este capabil să se mențină timp nelimitat în oricare din aceste două stări. Această caracteristică îi oferă proprietăți de memorie, folosite în numărătoare, scheme de comutație. Pentru a pune în evidență mai ușor stările celor două tranzistoare BC107 se folosesc două becuri comandate de tranzistoarele BD136.

Să presupunem că se stabilește contactul I_1 .

În acest caz, prin rezistorul de 10 $k\Omega$ se aplică la baza tranzistorului o tensiune sub 0,5 V. Impulsul primit pe bază de tranzistor în momentul stabilirii contactului I_1 , după un proces de avalanșă, produce blocarea tranzistorului și saturarea celuilalt tranzistor. În colectorul tranzistorului apare un impuls dreptunghiular care deschide tranzistorul BD136 și se stinge becul B_1 . Lucrurile se petrec în mod similar la stabilirea contactului I_2 .

3. Circuitul basculant astabil

Circuitul basculant astabil (CBA) prezintă două stări instabile, trecerile dintr-o stare în alta făcându-se automat la intervale de timp determinate de valorile elementelor de circuit. CBA face parte din clasa oscilatoarelor electronice de relaxare și se utilizează ca generator de semnale dreptunghiulare. În varianta cea mai răspândită, CBA are schema de principiu din fig. 3 - pentru varianta cu tranzistoare de tip pnp și, respectiv, fig. 4, pentru tranzistoare npn.

Cele două tranzistoare, T_1 și T_2 au în circuitele de colector rezis-

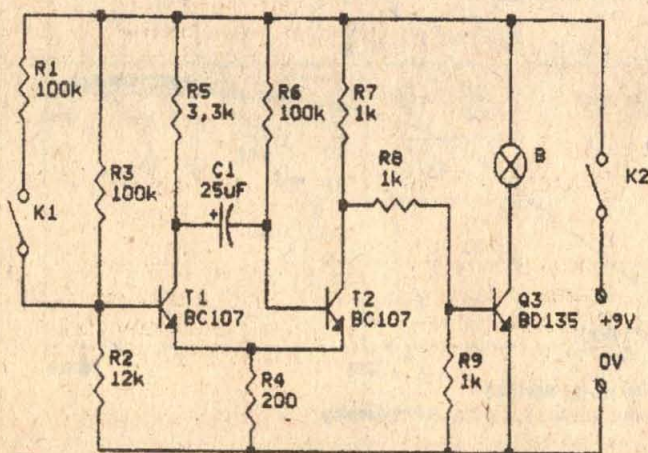


Fig. 1

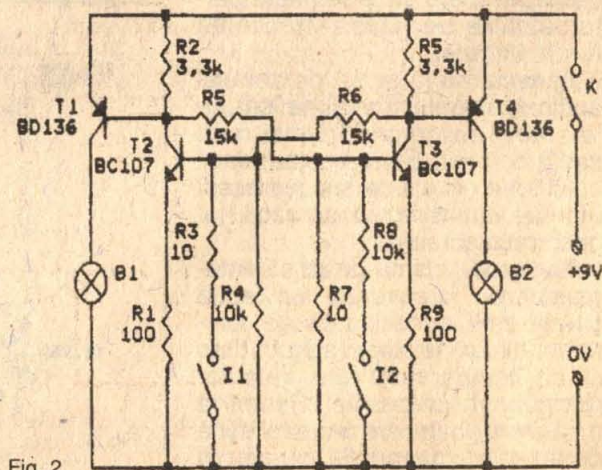


Fig. 2

toarele R_{C1} respectiv R_{C2} , iar bazele lor sunt polarizate prin R_{B1} respectiv R_{B2} . În plus, schema mai conține două condensatoare, C_1 și C_2 fiecare conectat între baza unui tranzistor și colectorul celuilalt, asigurând astfel influențarea reciprocă în funcționare între cele două tranzistoare.

Funcționare

Ne vom referi la varianta cu tranzistoare de tip pnp. Datorită polarizărilor prevăzute în baze, la conectarea alimentării ambele tranzistoare încep să conducă. Simultan, condensatoarele C_1 și C_2 încep să se încarce prin rezistențele de colector R_{C1} și R_{C2} și rezistențele joncțiunilor emitor-bază ale tranzistoarelor. Deoarece montajul nu poate fi niciodată realizat cu o simetrie perfectă (neidentitatea valorilor C_1-C_2 , $R_{C1}-R_{C2}$, $R_{B1}-R_{B2}$, $\beta_1-\beta_2$), unul dintre tranzistoare se va bloca mai repede, de exemplu T_2 . În consecință, punctul B din colectorul său primește un potențial mai negativ și condensatorul C_2 continuă să se încarce, tranzistorul T_1 intrând în saturație; condensatorul C_1 se descarcă. După un anumit timp însă potențialul creat de C_2 în baza lui T_1 duce la blocarea lui T_1 . Acum potențialul în A devine mai negativ și C_1 începe să se încarce, ducând la intrarea în saturație a lui T_2 . Condensatorul C_2 se descarcă. Ciclul se repetă astfel prin intrarea succesivă în conducție a celor două tranzistoare. În punctele A și B potențialele variază periodic, în opoziție de fază, forma semnalelor fiind aproximativ dreptunghiulară (vezi diagrama semnalelor din fig. 5 și 6).

Duratele stărilor cvasistaționare în care tranzistoarele conduc la saturație sunt determinate de valorile C_1 , C_2 , R_{B1} și R_{B2} prin relațiile: $t_1 \approx 0,69 C_1 R_{B2}$ și $t_2 \approx 0,69 C_2 R_{B1}$.

Dacă în particular, schema este simetrică din punct de vedere al valorilor pieselor, utilizând totodată tranzistoare cu factori de amplificare beta cât mai apropiați (acesta este cazul cel mai frecvent întâlnit), semnalele vor avea aceeași formă în ambele colectoare, bineînțeles rămânând în opoziție de fază.

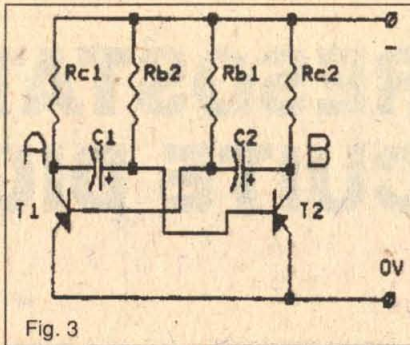


Fig. 3

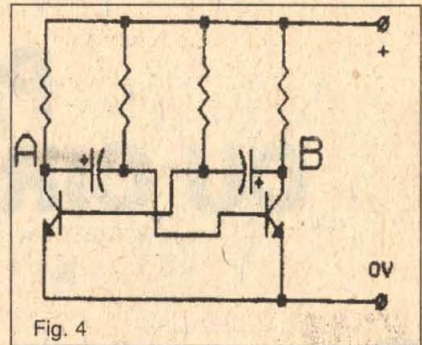


Fig. 4

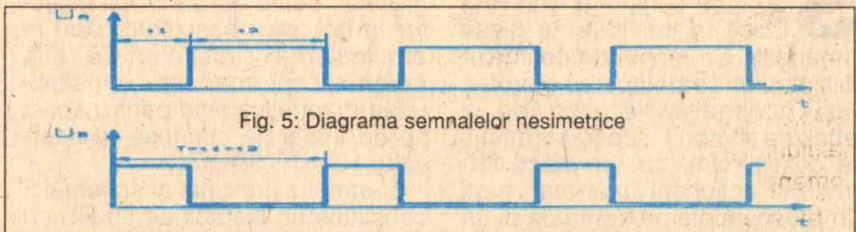


Fig. 5: Diagrama semnalelor nesimetrice

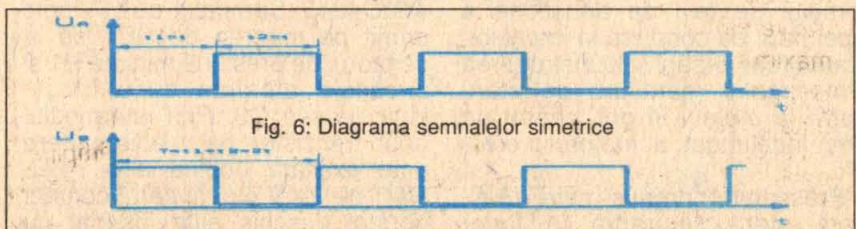


Fig. 6: Diagrama semnalelor simetrice

Pentru ca tranzistoarele să intre efectiv în saturație pe perioadele lor de conducție, valorile rezistențelor alese trebuie să satisfacă relațiile $R_{B1} \leq \beta_1 R_{C1}$ și $R_{B2} \leq \beta_2 R_{C2}$ respectiv, în cazul montajului simetric, relația $R_B \leq \beta R_C$.

Aplicații

Având o schemă deosebit de simplă, cu piese puține și nepretențioase, CBA este frecvent utilizat în diferite construcții. Îl putem întâlni ca generator de audio-frecvență pentru aparatele Morse, pentru punțile RC, pentru sonerii electronice și sirene, pentru depanarea etajelor de amplificare AF, releu electronic pentru semnalizarea direcției de deplasare a automobilelor, ca metronom, ca lampă filatoare cu un singur bec sau cu două becuri ce se aprind și se sting în opoziție. Ca aplicație la cele prezentate anterior propun începătorilor experimentarea unui montaj simplu de lampă filatoare (un clipici) utilizând în locul becurilor două diode electroluminiscente (LED) conform schemei din figura 7, aflată în pagina 32.

Realizarea montajului se face conform cablajului din fig. 8 (în pag. 32). Efectul este sporit dacă LED-urile au culori diferite (de exemplu roșu și verde). Se impun anumite precizări. R_1 și R_4 au rolul de a limita curentul maxim ce trece prin cele două tranzistoare. În cazul folosirii CBA ca generator de semnal dreptunghiular, D_1 și D_2 nu sunt necesare. Pentru o funcționare sigură este necesară alegerea unor valori suficient de mari pentru R_2 și R_3 , astfel încât să se limiteze valoarea curentului prin bazele celor două tranzistoare la o valoare acceptabilă care să nu pună în pericol integritatea lor. În situația în care LED-urile nu sunt suficient de vizibile, este necesară micșorarea valorii lui R_1 și R_4 . Valoarea acestor două rezistoare nu poate fi micșorată oricât deoarece se periclitează cele două tranzistoare și LED-urile. Dacă se dorește modificarea frecvenței de clipire este bine să nu se modifice valoarea lui R_2 și R_3 ci valoarea condensatoarelor C_1 și C_2 .

Atenție: mărirea capacității acestora duce la micșorarea frecvenței.

PRESOSTAT CU CIRCUITE DIGITALE

Ing. Cristian PĂRVU, Craiova

Schema prezentată este ușor de construit, fiind realizată în totalitate cu piese românești. Ea răspunde cerințelor utilizatorilor de pompe cu hidrofor, puși adesea în situația de a rebobina motorul - operație destul de costisitoare, ca urmare a impreciziei acționării unei mari părți din presostatele prezente pe piață și a realizării defectuoase a sistemului de țevi de aducțiune a apei, fapt ce conduce la imposibilitatea rearmării și la distrugerea simeringului (garnitura de etanșare) la mersul în gol, pentru un timp îndelungat, al motorului electric.

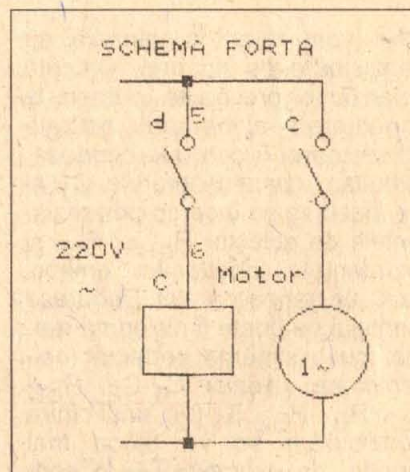
Presostatul propus spre realizare oferă siguranță în funcționare, o acționare precis determinată și în limite largi de presiune, precum și decuplarea motorului de sub tensiune în cazul apariției unui defect, indiferent de localizarea acestuia în cadrul instalației.

Traductorul primar de presiune poate fi un manometru sau orice dispozitiv care transformă variația presiunii într-o mișcare de translație sau rotație a unui element. Considerăm în continuare că se dispune de un manometru. Acului indicator i se atașază, eventual cu un adeviz puternic, un magnet permanent. Două circuite integrate SM230 joacă rolul unor senzori de poziție, având incorporate un traductor magnetic de tip Hall și un trigger Schmitt. Valorile de presiune minimă și maximă sunt stabilite de către utilizator prin poziționarea pe cadranul manome-

trului a integratelor. Ieșirile integratelor, de tip tranzistor cu colector în gol, sunt basculate când în proximitatea circuitelor se află magnetul permanent, sensibilitatea magnetică fiind pentru acest tip de integrate cuprinsă în intervalul 10 mT - 50 mT.

Elementul principal al schemei îl constituie un bistabil de tip RS cu porți SAU-NU din circuitul integrat MMC4043. Semnalul de „1” logic primit pe intrarea de SET de la senzorul de presiune minimă U1 și circuitele aferente duc în „1” logic ieșirea Q3. Prin intermediul unui tranzistor de medie putere este excitată bobina unui releu RM1 de 24 V c.c., al cărui contact normal deschis este inseriat cu contactorul C din schema de forță. Ieșirea negativă a latch-ului, în starea „0” logic, comandă funcționarea unui circuit temporizator compus dintr-un astabil MMC4047 și trei număratoare decadice de tip Johnson MMC4017. Astabilul trimite impulsuri la circuitul divizor cu o frecvență de 1 Hz, stabilită din componentele exterioare R3, C3, P1. Divizarea prin 60 se obține prin conectarea terminalului Q6 al număratorului U7 la intrarea de SET a unui alt latch. Ieșirea acestui Q0 se aplică pe intrarea de RESET a aceluiași numărator. Nivelul logic „1” este menținut un timp suficient de către semnalul de tact obținut la ieșirea de transport a număratorului U8 pentru a duce ieșirile număratorului U7 Q1-Q9 în „0” și Q0 în „1”.

La funcționarea normală, resetarea principalului bistabil și

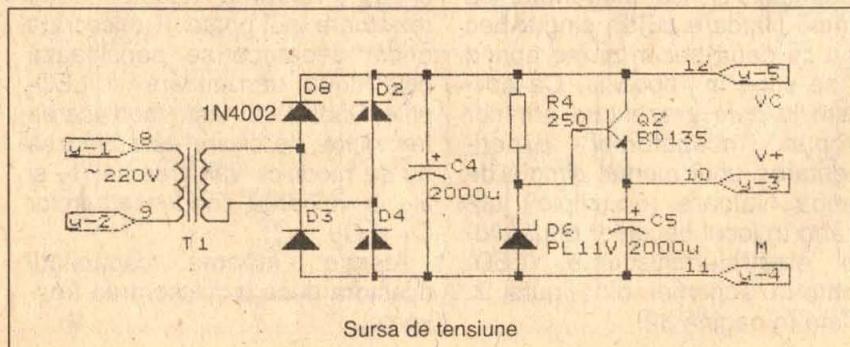


dezexcitarea bobinei releului se realizează la presiunea maximă prin transmiterea pe intrarea de RESET a unui semnal de „1” de către senzorul magnetic Uz și circuitele intermediare și forțarea celeilalte intrări S3 în „0” logic, evitându-se starea nedeterminată. Simultan sunt resetate număratoarele și este oprit oscilatorul.

În cazul în care semnalul de la traductorul de presiune maximă întârzie suficient de mult, comutarea bistabilului se va realiza de către circuitul temporizator după un interval de timp stabilit cu ajutorul unor comutatoare miniatură K1, K2, K3 - conectate la ieșirile număratoarelor. Se impune un timp strict mai mare decât cel necesar evoluției presiunii de la valoarea minimă la cea maximă. Un al treilea latch comută simultan cu primul, prin intermediul unui circuit de reacție menținându-se ieșirea Q2 în „1”, nivel care se aplică intrării S2, dar și pe intrarea R3 a bistabilului ce comandă releul, număratoarele și astabilul.

Schema este în acest moment blocată. Pentru deblocarea ei, după remedierea defectului, se acționează asupra unui buton cu revenire B.

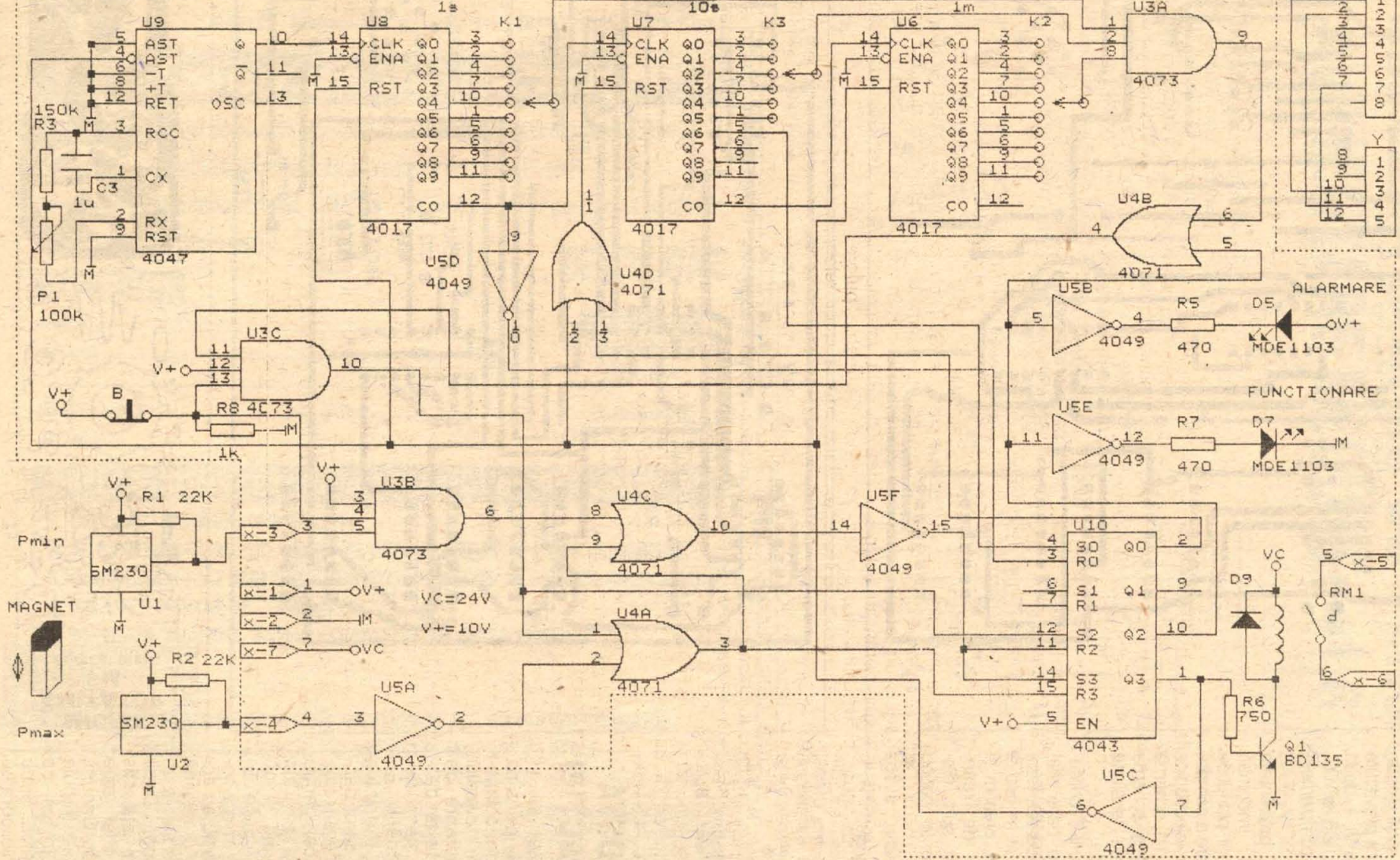
Indiferent de poziția acului indicator, la valoarea minimă sau la o alta intermediară, se dă semnalul de pornire a motorului.



Sursa de tensiune

(Continuare în pag. 12)

SCHEMA ELECTRONICA



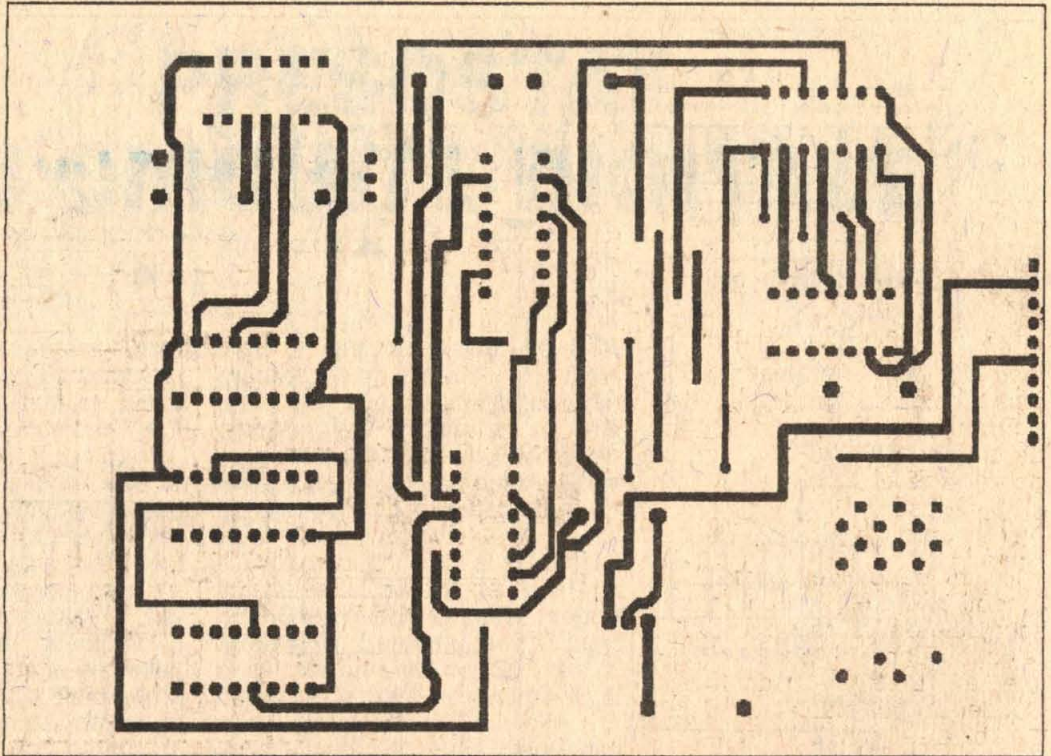
Presostat cu circuite digitale

(Continuare din pag. 10)

Pentru semnala-
zarea stării insta-
lației, sunt prevăzute
în schemă - două
LED-uri, D5 și D7,
aprinse complemen-
tar.

Sunt prezentate
cablajul imprimat,
dublu strat, planul de
implantare a compo-
nentelor electronice
la scara 1:1, schema
de forță și schema
sursei de tensiune
stabilizată.

LED-urile, comu-
tatoarele care sta-
bilesc valoarea tem-
porizării în minute și
secunde, precum și
butonul de rean-
clanșare sunt dis-
puse pe un panou
frontal. ■



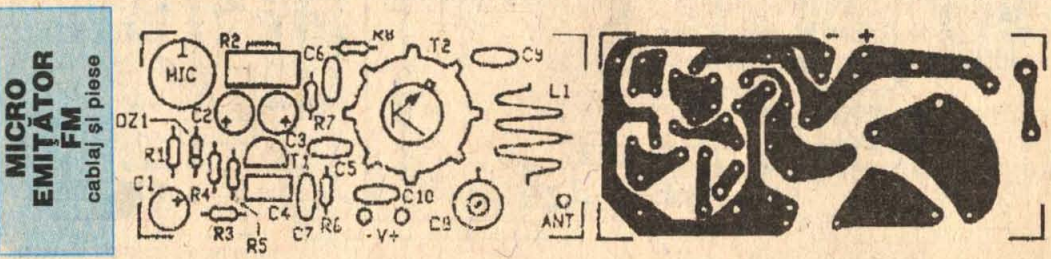
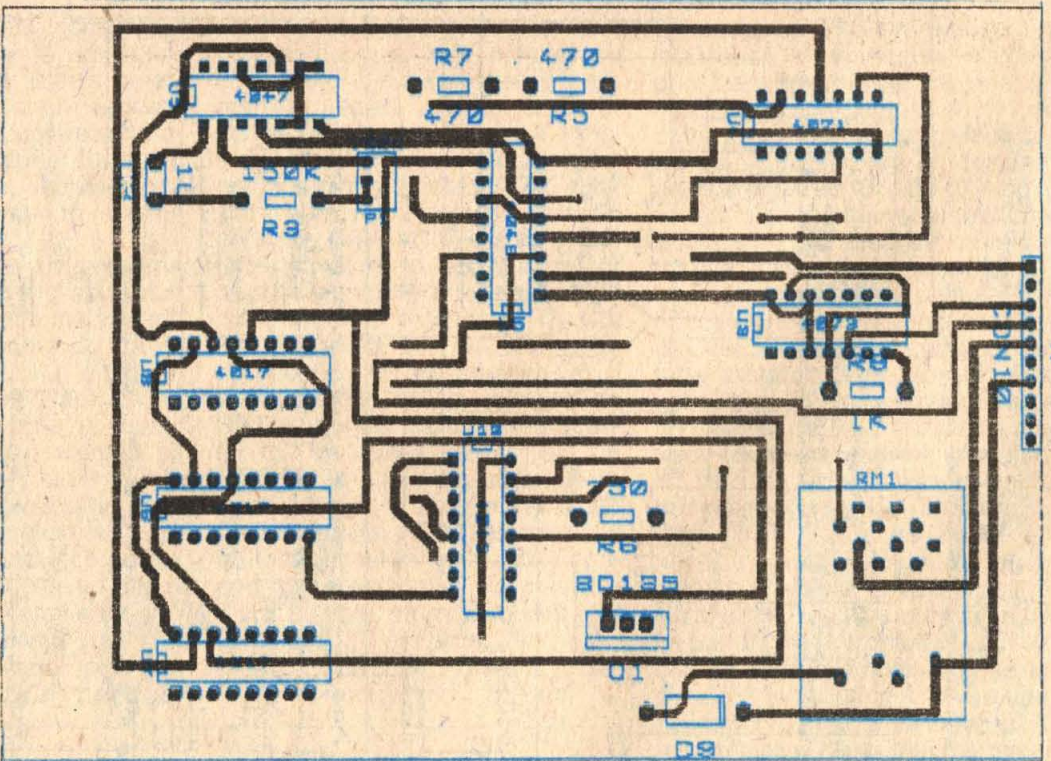
Bibliografie

Ardelean I. ș.a., Cir-
cuite integrate CMOS,
Manualul de utilizare,
Editura Tehnică, Bucu-
rești, 1986

Râpeanu R. ș.a.,
Circuite integrate ana-
logice, Catalog, Edi-
tura Tehnică, Bucu-
rești, 1983

**POȘTA
REDAȚIEI**

O serie de citi-
tori s-au plâns că
impunem colabo-
ratorilor condiții
descurajante de
lucru: texte dac-
tilografiate și de-
sene îngrijit lu-
crate. Precizăm
că am cerut dac-
tilografierea tex-
telor doar pentru
a putea primi un
text lizibil și nu
pentru a pune ob-
stacole în fața ce-
lor care nu au ac-
ces la o mașină
de scris sau la un
calculator. Dacă
articolul este scris
foarte citeț, este
suficient. Oricum,
schemele trebuie
să fie în tus, pe
hârtie albă. Și nu
uitați, bibliografia.



**MICRO
EMITATOR
FM**
cablaj și piese

DECODOR STEREO CU TENSIUNI DE ALIMENTARE REDUSE: +1,8 ... +5 V

Ing. I. L. CAZAN, Y03 DOV

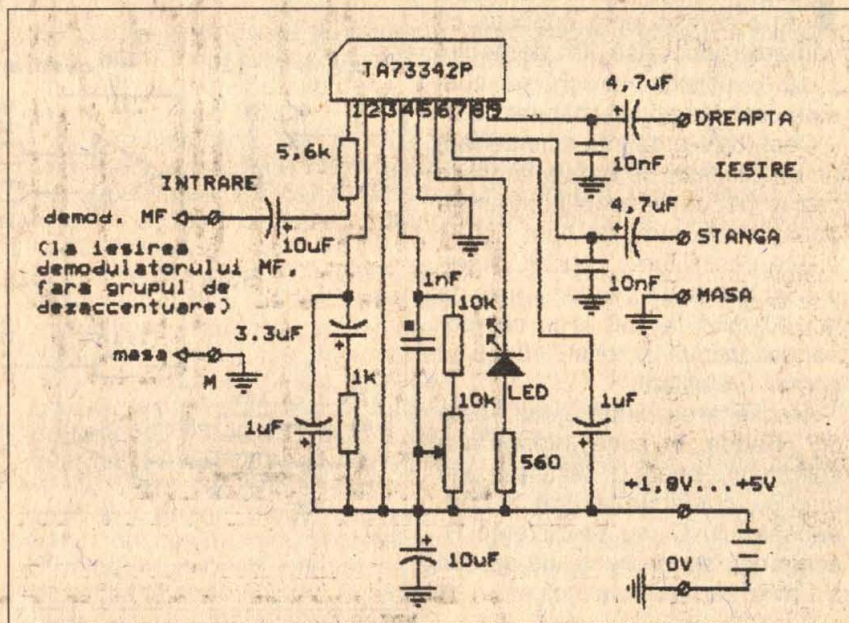
Pentru construcția unui receptor portabil de dimensiuni reduse, cu posibilitatea recepționării emisiunilor stereofonice MF, problema principală o constituie decodorul.

Firma „Toshiba” produce decodorul stereo TA73342P ce are posibilitatea de funcționare la tensiuni reduse +1,8 ... +5 V și un număr mic de componente în schema de aplicații.

Pentru partea de construcție a receptorului MF, recomandăm schemele de aplicații publicate în revista „Tehnum”: pentru circuitul integrat TDA1083, în nr. 5/1983. Condensatorul marcat cu steluță este bine să fie cu polistiren.

Bibliografie

Catalog CONRAD, 1996
Revista TEHNIUM, 1983-1990



Grupul Editorial ALL
PRIN REVISTA TEHNIUM
Talon de comandă

Trimiteți talonul de comandă, completat conform dorinței dumneavoastră, pe adresa Grupul Editorial ALL: București, O.P. 12, C.P. 107, beneficiind de o reducere de **10%** din prețul cărților pe care vi le oferim.

ATENȚIE, NU SE TIMBREAZĂ!

EXPEDITOR

Nume _____
Adresă _____
telefon contact _____
profesia _____

DESTINATAR

Grupul Editorial ALL:
București,
O.P. 12, C.P. 107

- MOD DE COMPLETARE A TALONULUI DE COMANDĂ:**
1. DECUPAȚI TALONUL DIN REVISTĂ.
 2. COMPLETAȚI NUMĂRUL DORIT DE EXEMPLARE PE SPATELE TALONULUI.
 3. COMPLETAȚI (CÂT MAI CITEȘI POSIBIL) RUBRICILE DE PE FAȚA TALONULUI.
 4. NU AVEȚI NEVOIE DE TIMBRU!
 5. DEPUNEȚI TALONUL, ASTFEL COMPLETAT, ÎN CUTIA POȘTALĂ.

COMANDA DUMNEAVOASTRĂ VA FI ONORATĂ CU PROMPTITUDINE.
1 **DACĂ TITLURILE DIN TALON NU PREZINTĂ INTERES PENTRU DUMNEAVOASTRĂ, VĂ RUGĂM SĂ OFERIȚI TALONUL ALTOR PERSOANE.**

Plata se va face ramburs, la primirea coletului poștal.
Taxele poștale de expediție sunt suportate de editură.
PENTRU COMENZI MAI MARI DE 10 EXEMPLARE, CUMULAT, BENEFICIAȚI DE O REDUCERE DE PREȚ DE 20%.

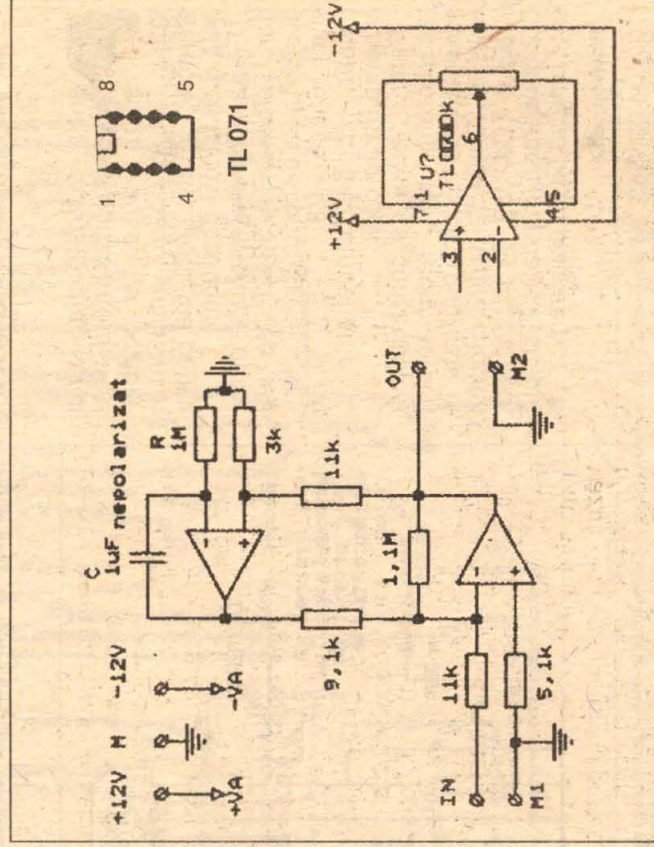
REGLAJ AUTOMAT DE OFFSET

Ing. I. L. CAZAN, Y03 DOV

În cazul în care dorim să separăm o tensiune alternativă de o componentă continuă cu valoarea cuprinsă în domeniul ± 10 V utilizăm o schemă cum este cea prezentată alăturat:

Ceea ce s-a obținut este de fapt un amplificator de bandă largă. În cazul în care amplificatoarele operaționale sunt de tipul TL071 există posibilitatea reglării offset-ului iar banda de frecvență este de la 100 mHz la 100 kHz, componența continuă în zona ± 10 V fiind complet rejectată.

Amplificarea montajului este 3.7. Banda, în zona inferioară a spectrului, poate fi extinsă prin mărirea corespunzătoare a condensatorului C sau a rezistenței R, atingându-se frecvențe de ordinul a 1 mHz sau chiar mai jos. ■



TITLUL	PREȚ	NR. EX.
1001 LOCAȚII FANTASTICE DIN WEB, Eduard J. Renehan jr.	69900 lei	
ACCESS PENTRU WINDOWS 95 – GHID DE REFERINȚĂ, Adrian Pană, Bogdan Ionescu, Valerica Mares	29900 lei	
COBOL. EXERCIȚII DE PROGRAMARE STRUCTURATA ÎN COBOL, Afrodita Iorgulescu	44900 lei	
EXCEL PENTRU WINDOWS 95. UȘOR ȘI RAPID, Gerald E. Jones	14900 lei	
GHIDUL DUMNEAVOASTRA PENTRU EXCEL 5.0, Gerald E. Jones	16900 lei	
GHIDUL DVS. PENTRU WINDOWS 95, Alan Simpson, Elizabeth Olson	14900 lei	
GHIDUL UTILIZATORULUI DE PC, Lawrence J. Magid	19900 lei	
BIBLIOTECA PROGRAMATORULUI.ACTIVE X, Sam Lalani, Ramesh Chandrak	89900 lei	
MICROSOFT ACCESS PENTRU WINDOWS 95 GHID DE REFERINȚĂ, James E. Powell	29900 lei	
SUCES CU C ++, Kris Jamsa	49900 lei	
PROIECTAREA ȘI ANALIZA ALGORITMILOR ALGORITMI DE SORTARE, Cristian Giumale, Lorina Negreanu, Silviu Călinoiu	9900 lei	
GHIDUL DUMNEAVOASTRA PENTRU MICROSOFT OFFICE PROFESIONAL PENTRU WINDOWS 95, Gh. Popa, Alex. Ștefănescu, V. Stanciu, V. Mares, V. Ivancenco	59900 lei	
GHIDUL DUMNEAVOASTRĂ ÎN LUMEA CALCULATOARELOR, Annette Marquis, Gini Courter	49900 lei	
PRIMII PAȘI ÎN INTERNET, Chrisrian Crumlish	39900 lei	
WINDOWS 3.X 95 NT PROGRAMAREA ÎN C, PAS CU PAS, Cristian George Savu	19900 lei	
BAZE DE DATE, Octavian Băscă	24900 lei	
BIBLIOTECA DE FUNCȚII CONTI. GENERAREA APLICAȚIILOR WINDOWS ÎN LIMBAJUL C, UTILIZÂND BIBLIOTECA DE FUNCȚII CONTI, Mihai Gavotă	29900 lei	

TDA2030 STABILIZATOR DE TENSIUNE?

Ing. Mihai-George CODĂRNAI

Răspunsul la întrebarea din titlu este „da”. Pare surprinzător, dar dacă vom analiza cu atenție funcționarea circuitului integrat în cauză, lucrurile se vor lămurii.

Principal, TDA2030 nu diferă cu nimic de oricare alt amplificator operațional deoarece, ca și „rudele” clasice, consacrate în domeniu, poate fi alimentat din sursă simplă sau dublă de tensiune, operează cu tensiuni diferențiale la intrări, are o amplificare în buclă deschisă - mare (aproximativ 90 dB), caracteristica de frecvență a amplificării este comparabilă cu cea a unui circuit $\beta A741$, impedanța de intrare ridicată (în jurul valorii de 1 M Ω), impedanța de ieșire mică etc. Și totuși, prin ce diferă de celelalte sau, mai exact, ce caracteristici mai deosebite l-ar recomanda pentru o aplicație atipică, cum este cea din titlul acestui articol?

În primul rând: în aplicațiile de audiofrecvență de putere (12 W - 14 W) în care este folosit cu precădere, el livrează și absoarbe un curent important în și din sarcina care o reprezintă, de obicei, un

difuzor. Aceasta conduce, evident, la o primă concluzie că circuitul analizat are o impedanță de ieșire foarte mică, sub 0,4 Ω .

În al doilea rând: din concluzia anterioară se deduce că circuitul are capacitatea de a debita și de a absorbi prin ieșirea sa un curent relativ mare (maximum 3,5 A).

În al treilea rând: atașându-i-se o sursă de tensiune de referință reglabilă sau fixă (așa cum s-a mai prezentat în revistă), acest amplificator operațional va lucra la fel de bine ca și un circuit integrat - sursă de tensiune pozitivă, cum ar fi, de exemplu $\beta A723$ sau cele din seria 78XX (7805, 7809, 7812 etc.).

În al patrulea rând: este prevăzut, din construcție, cu protecție termică încorporată, precum și cu protecție la suprasarcină la ieșire, ceea ce îl recomandă pentru funcționarea în regimuri mai „dure”.

Deși TDA2030 poate opera la ieșire cu valori de curenți de până la 3,5 A, el nu are capacitatea de a disipa o putere mai mare de 5 W, fără ca protecția termică internă să nu acționeze și să reducă drastic curentul în sarcină, menținând amplificatorul în aria de

funcționare sigură. Fără radiator, curentul la ieșire este mic. De aceea se recomandă montarea sa pe un radiator de căldură eficient, chiar și pentru curenți mici la ieșire, mai ales că el, oricum, are un consum fără sarcină, relativ mare - de peste 15-20 mA (dar nu mai mare de 65 mA).

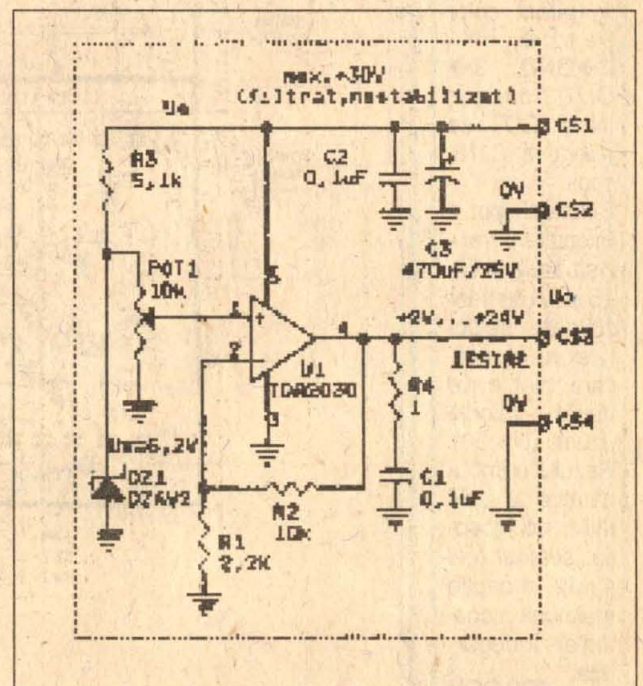
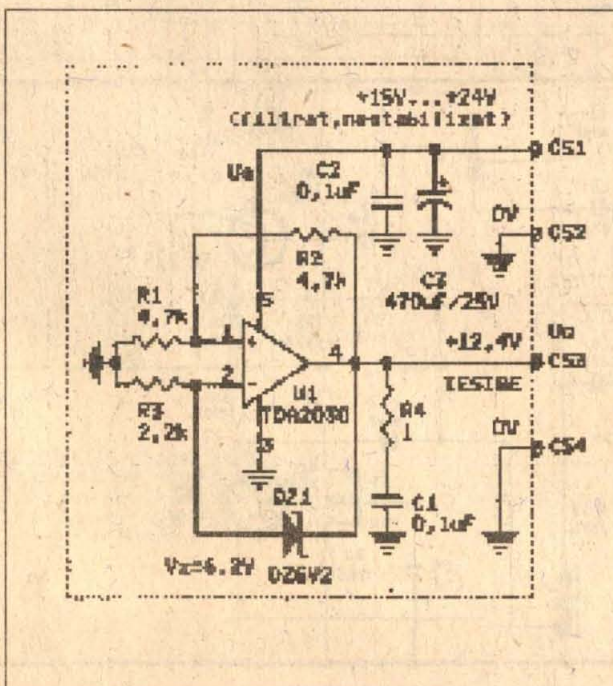
Mai trebuie adăugat faptul că circuitul are o tensiune de offset mai mare decât amplificatoarele operaționale uzuale (de aproximativ 20 mV), ceea ce nu îl face recomandabil aplicațiilor mai pretențioase.

În continuare vom prezenta două aplicații simple în susținerea afirmației că TDA2030 este utilizabil ca stabilizator de tensiune.

Schema electrică din figura 1 reprezintă un stabilizator de tensiune fixă. Valoarea tensiunii de ieșire U_o este dictată de tensiunea V_z a diodei zener $DZ1$ și de raportul dintre valorile rezistențelor $R2$ și $R1$. Astfel: $U_o = V_z(1 + R2/R1)$

În cazul de față, pentru $V_z = 6,2$ V și $R1 = R2 = 10$ k Ω , va rezulta o tensiune la ieșire de 12,4 V.

(Continuare în pag. 32)

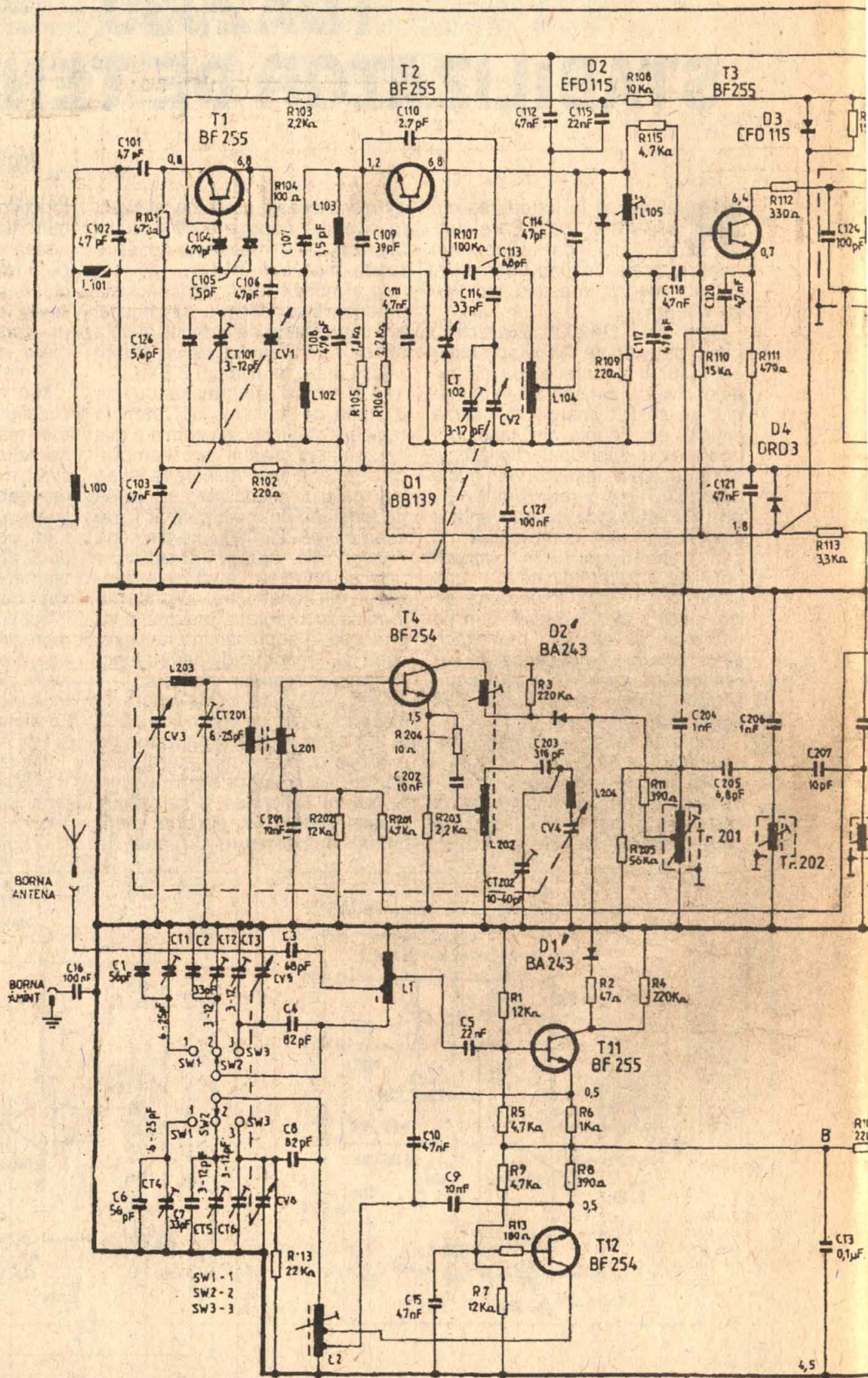


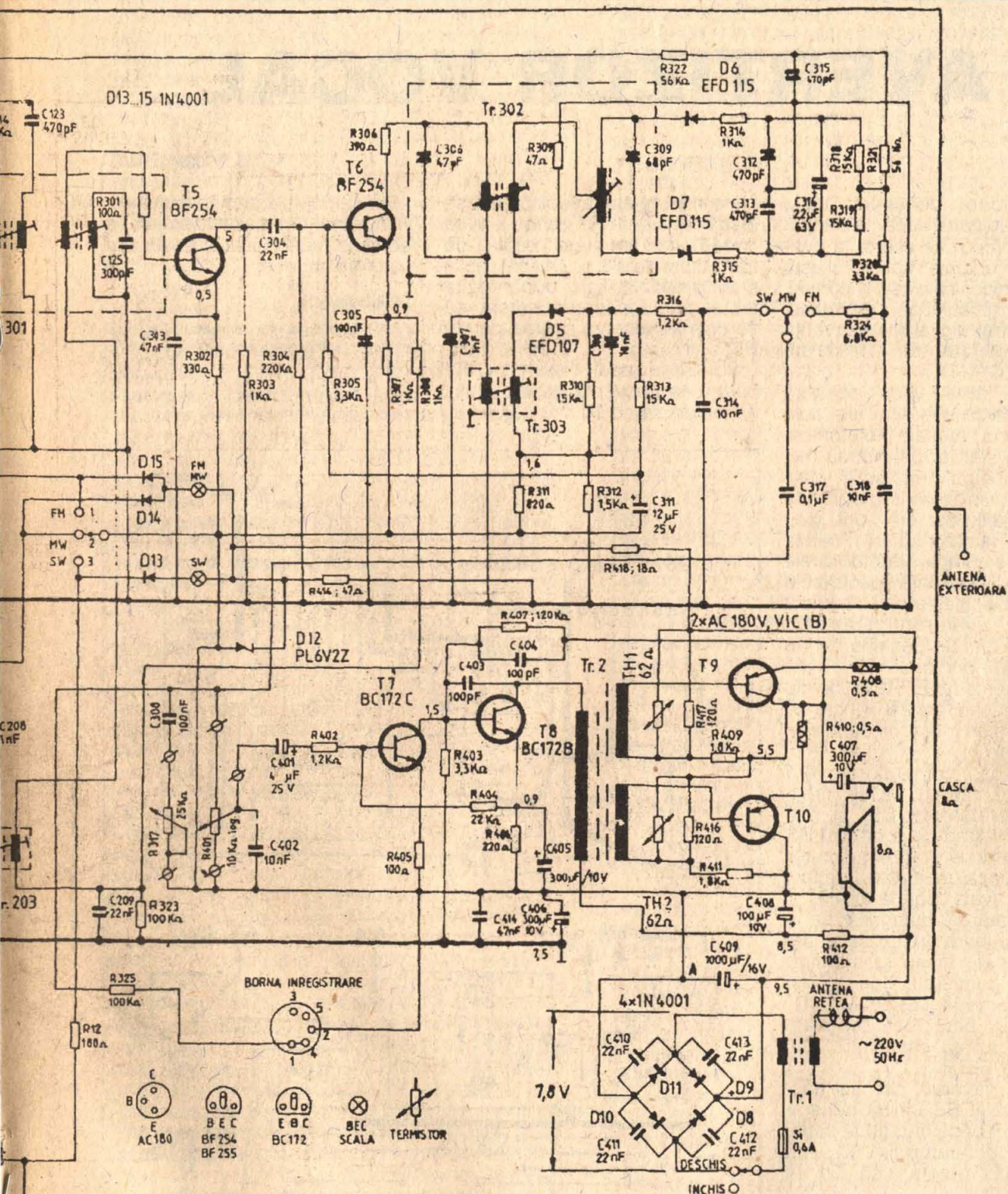
RR ELECTRONICA ULTRASON

În schema prezentată, se poate face următoarea îmbunătățire: înlocuirea condensatorului C118 de la ieșirea tunerului de ultrascurte cu un filtru ceramic de 10,7 MHz ce poate fi procurat din comerț. Legarea se face astfel: 1 (punct colorat) → IN, 2 → GND, 3 → OUT; desigur, IN și OUT se referă la C118, scos.

Eventual, pot fi înlocuite tranzistoarele T3, T5 și T6 cu tranzistoare selectate cu amplificarea mai mare decât valorile uzuale ($\beta \approx 50$). Rezultă o îmbunătățire a calităților de recepție: semnal mai curat, recepție mai bună a posturilor îndepărtate.

YO3 DOV





NOTA:

- 1: COMUTATOARELE SINT FIGURATE IN POZITIA MW.
- 2: TENSUNILE SINT MASURATE FARA SEMNAL FATA DE PUNCTUL A SI SINT EXPRIATE IN VOLTI.
- 3: TENSUNILE PENTRU GAMA US SINT MASURATE FATA DE PUNCTUL B.

SCHEMA ELECTRICA
A R.R. ULTRASON
P 23148-000
AX 1185

AVERTIZOR VOCAL

Ing. Victor DAVID

Conform denumirii sale, avertizorul vocal „rostește” o propoziție scurtă la apăsarea unui buton. Dispozitivul este destinat înlocuirii clasicei sonerii. Montajul „articulează” un mesaj preînregistrat digital (cu frecvențe de eșantionare de 10 kHz): **SUNTEȚI CĂUTAT.**

Inteligibilitatea „vocii” obținute este suficientă și pentru alte aplicații: scurte mesaje telefonice, anunțarea stațiilor de metrou etc. Există, desigur, sisteme care generează vorbirea de o mult mai bună calitate, dar ele sunt greu accesibile amatorilor din cauza costului și a complexității lor, unele înglobând procesoare specializate sau chiar calculatoare. Cu minime modificări, avertizorul prezentat poate constitui un periferic pentru un calculator personal.

Într-o memorie EPROM de tip 2716, de capacitate 2 K x 8 biți, se poate stoca un mesaj cu durata de 1,6 secunde.

În repaus, comutatorul fără reținere K1, normal închis, menține număratoarele C12 și C14 resetate, în timp ce bistabilul RS realizat cu două porți din circuitul C15 blochează generatorul de tact de 10 kHz (vezi coperta ultimă).

La acționarea butonului pe o durată mai mare de 1,6 secunde, număratoarele încep să-și incrementeze conținutul, permițând citirea memoriei EPROM C11, până când bitul Q11 semnalizează depășirea capacității, prin trecerea în HIGH.

În acest moment, circuitul basculant bistabil RS inhibă generatorul de tact până la o nouă acționare a comutatorului K1, cu condiția ca butonul să fie în repaus.

Pentru a realiza conversia paralel / serie, se folosește circuitul C13 cu rol de multiplexor. De la ieșirea acestui circuit, semnalul este filtrat cu ajutorul capacității C6 și atacă intrarea amplificatorului de audiofrecvență. Semnalul audio va fi redat de un difuzor cu randament bun, cu puterea minimă de 2,5 VA.

Pentru reglajul avertizorului, se alege rezistența R7 pentru a avea căderi de tensiune egale pe tranzistoarele T3 și T4; pe cablaj s-au prevăzut fizic două rezistențe, prin înserierea cărora să se obțină valoarea optimă pentru R7.

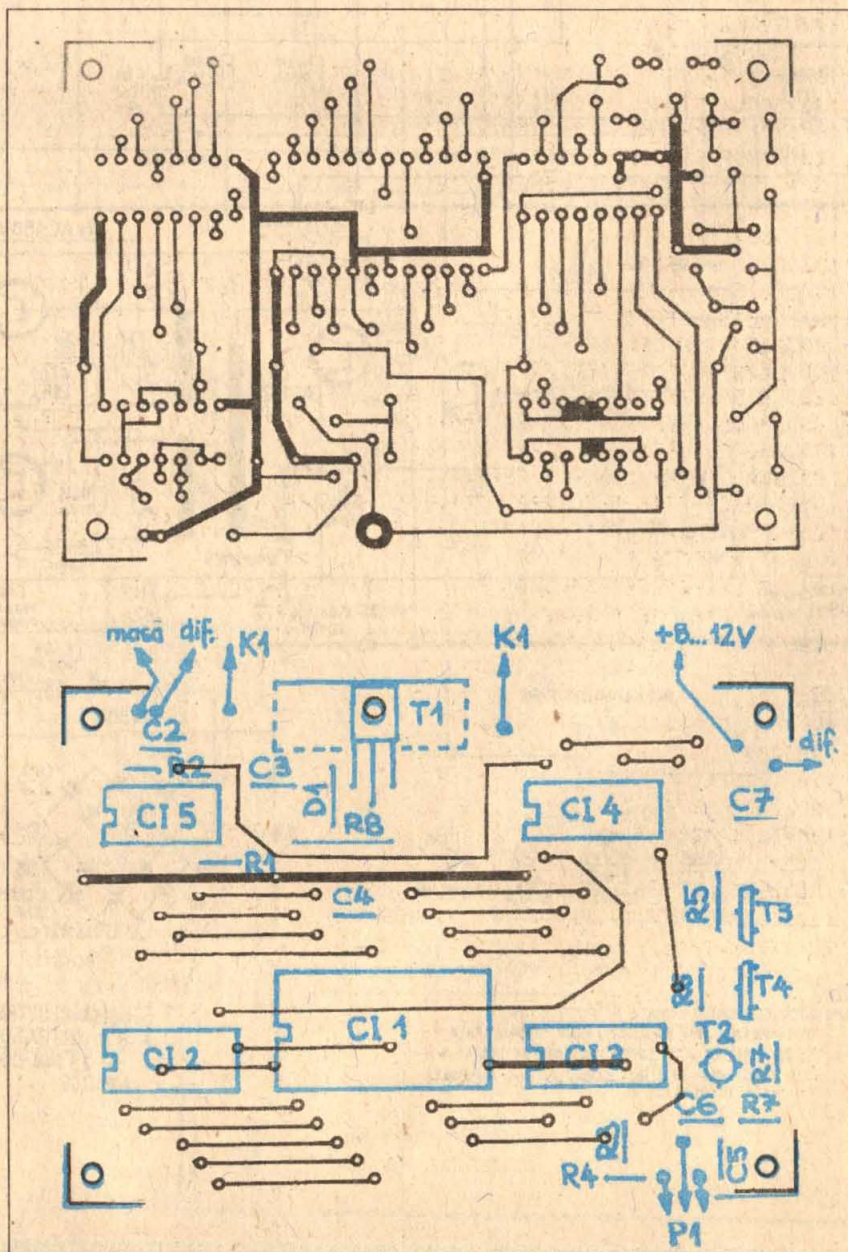
Se alege apoi rezistența R2 pentru ca frecvența generatorului de tact să fie de $10 \text{ kHz} \pm 200 \text{ Hz}$.

Consumul mic al montajului justifică alimentarea acestuia dintr-un redresor nestabilizat cu transformator de sonerie.

Bibliografie

J.C. Anderson „An extremely low cost computer voice response system”, BYTE, februarie, 1981

J. Ardelean, H. Giuroiu, L. Petrescu, Circuite integrate CMOS - manual de utilizare, Editura Tehnică, 1986.



TERMOMETRU... SONOR

Prof. György GYÖRFI-DEÁK, Jibou

Constructorul amator nu dispune la început decât de o mână de componente, cu care trebuie să se descurce. Cu puțin efort, atât fizic, cât și intelectual, el se poate descurca și în lipsa unor instrumente de măsură profesională, construind fie aparate cu indicație optică, fie cu indicație sonoră, suficient de precise.

În general, pentru măsurarea temperaturii se folosește un termometru cu alcool sau mercur, simplu și ieftin de realizat, dar care trebuie citit și iarna, pe ger, când geamurile sunt înflorate, iar clanța ușii „frige”.

Montajele prezentate mai jos sunt la fel de ieftine și ușor de realizat, sunt 100% ecologice, permit măsurarea temperaturii la distanță, iar pentru determinarea ei nu se folosesc nici microampermetre fragile, nici afișaje digitale scumpe, ci o simplă cască telefonică.

Ca dezavantaje să amintim faptul că necesită o sursă de alimentare stabilizată de +5 V și nici unul dintre montajele prezentate nu are scală liniară.

Sunt trei modalități de a efectua măsurătorile folosind indicația sonoră:

a) prin compararea frecvenței a două oscilații sonore, una care variază cu temperatura, iar cealaltă generată de un oscilator variabil etalonat (metoda comparației);

b) prin compunerea celor două oscilații (metoda bătailor);

c) prin echilibrarea unei punți de măsură în curent alternativ (metoda punții).

Am folosit un circuit de tip CDB 404 E (6 invertoare TTL), datorită faptului că el reunește tot ce este necesar sub un singur „acoperiș” și, totodată, permite un curent mai mare la ieșire decât o poartă CMOS și astfel putem folosi în deplină siguranță o cască telefonică de 56 Ω ca instrument indicator. Cine nu posedă acest circuit integrat, îl poate înlocui cu porți ȘI-NU cu două CDB 400 E sau trei intrări (CDB 410 E), cu porți SAU-NU CDB 402 etc. În acest caz, toate intrările unei porți vor fi legate în comun și vor conta ca una singură (fig. 1).

În toate montajele am folosit un termistor cu coeficient negativ de temperatură de uz general (cu marcaj verde), a cărui rezistență nominală este de 510 Ω la tem-

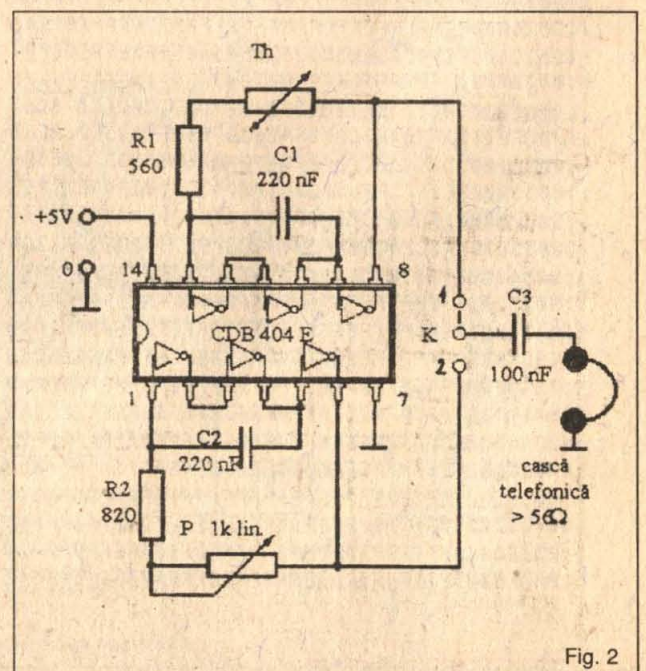
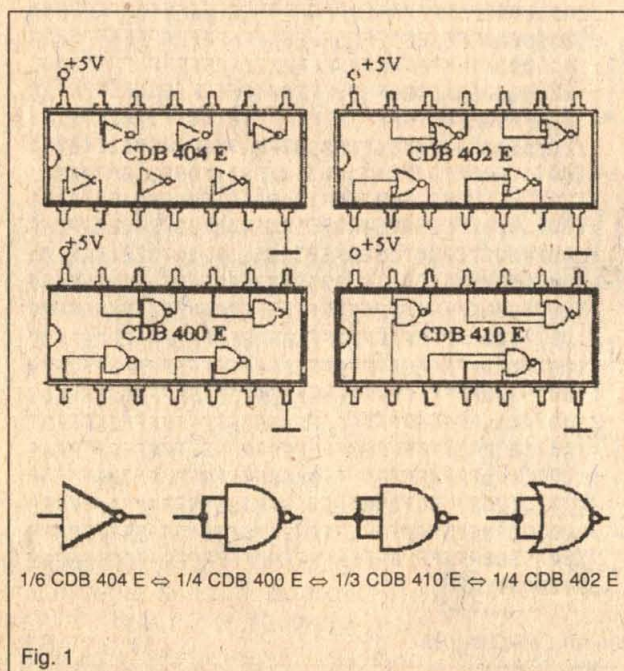
peratura camerei (25°C). Am măsurat o valoare de 1,2 kΩ la 0°C (față de 1,5 kΩ teoretic) și una de 68 Ω la 100°C (față de o valoare de 14 Ω rezultată din calcul).

Primul montaj (fig. 2), ce se bazează pe metoda comparației, utilizează două generatoare realizate cu câte trei inversoare. Acest tip de oscilator generează o undă dreptunghiulară asimetrică, cu un factor de umplere de 0,33, cu frecvența: $f = 1/3 \cdot R \cdot C$, unde R se dă în ohmi, iar C în farazi.

Astfel, dacă înseriem termistorul cu o rezistență de 560 Ω, la 0°C montajul va genera un semnal de circa 800 Hz, la 25°C unul de 1,5 kHz, iar la 100°C va urca la 2,5 kHz, zonă în care frecvențele pot fi ușor decelate de urechea umană, iar scala de temperaturi, deși neliniară, este mai degajată între 0 și 35°C, în zona de interes maxim.

Frecvența celui alt oscilator variază între 800 și 2000 Hz.

Ca să măsurăm temperatura, se plasează termistorul afară, se leagă cu două conductoare la montaj, se alimentează și se cuplează comutatorul K pe poziția 1. În cască se va auzi un sunet de o înălțime oarecare. Se trece



comutatorul pe poziția 2 și variind rezistența potențiometrului se caută obținerea unui sunet de aceeași înălțime.

Când cele două sunete sunt identice, se citește de pe scala potențiometrului (gradată în prealabil) temperatura exterioară.

Cu titlu de curiozitate, voi aminti aici că metoda comparației poate

fi folosită și pentru a construi un voltmetru cu indicație sonoră, folosind în locul traductorului de temperatură un convertor tensiune-frecvență, realizat cu tranzistoare (cel realizat cu porți TTL are o impedanță prea mică de intrare). Dezavantaj: amatorul va regreta că nu posedă o a treia mână, căci uneori amândouă vor fi ocupate

să țină vârfurile de măsură și astfel nu va avea cu ce să manevreze potențiometrul.

Deși metoda bătailor necesită două oscilații armonice ca să producă rezultate „ca la carte”, să ne amintim că orice undă dreptunghiulară poate fi socotită ca fiind rezultatul suprapunerii mai multor oscilații sinusoidale. Ne putem descurca binișor cu schema din figura 3, căutând poziția potențiometrului pentru care, în locul vacarmului de țuituri și pocnete, se face brusc liniște (aproape), ca apoi, dacă vom continua să rotim, să regăsim haosul precedent. Ca și la montajul precedent, scala se gradează în prealabil.

Cea de-a treia schemă (fig. 4), folosește două porți inversoare pentru a genera un semnal dreptunghiular simetric de frecvență fixă, iar celelalte patru porți sunt grupate câte două și lucrează ca separatoare, permițând punții de curent alternativ să absoarbă un curent mai mare atunci când se măsoară impedanțe mici.

În cazul de față, în toate cele patru brațe ale punții avem doar rezistențe, dintre care R1 (510 Ω la 25°C) variază cu temperatura, R2 = 1,5 kΩ și R4 = 1 kΩ sunt fixe, iar R3 este un potențiometru cu variație liniară de 1 kΩ. În momentul când între valorile pieselor ce compun puntea are loc egalitatea:

$$R1 \cdot R4 = R2 \cdot R3.$$

spunem că puntea este în echilibru, punctele A și B sunt la același potențial și între ele nu circulă nici un curent, deci în cască telefonică T de 56 Ω nu se va auzi nimic.

Ca urmare, pentru ca să măsurăm temperaturi trebuie să obținem prin variația potențiometrului R3 (1 kΩ, liniar) minimum sonor corespunzător valorii termistorului R1 și astfel vom grada o scală de temperaturi, de unde vom putea citi ulterior valoarea existentă.

Folosind această schemă se pot măsura și diferite capacități, montând în locul lui R2 diferite capacități etalon, iar în locul termistorului R1, condensatorul de valoare necunoscută. În acest caz:

$C_x = C_e \cdot R4/R3$, unde C_e este capacitatea etalon. ■

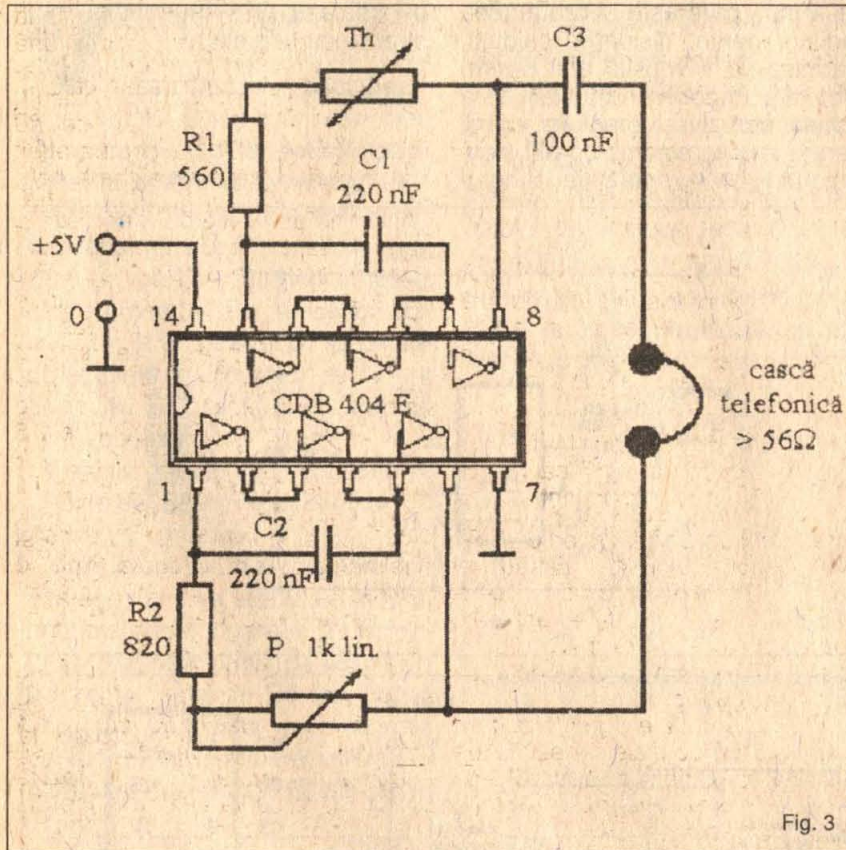


Fig. 3

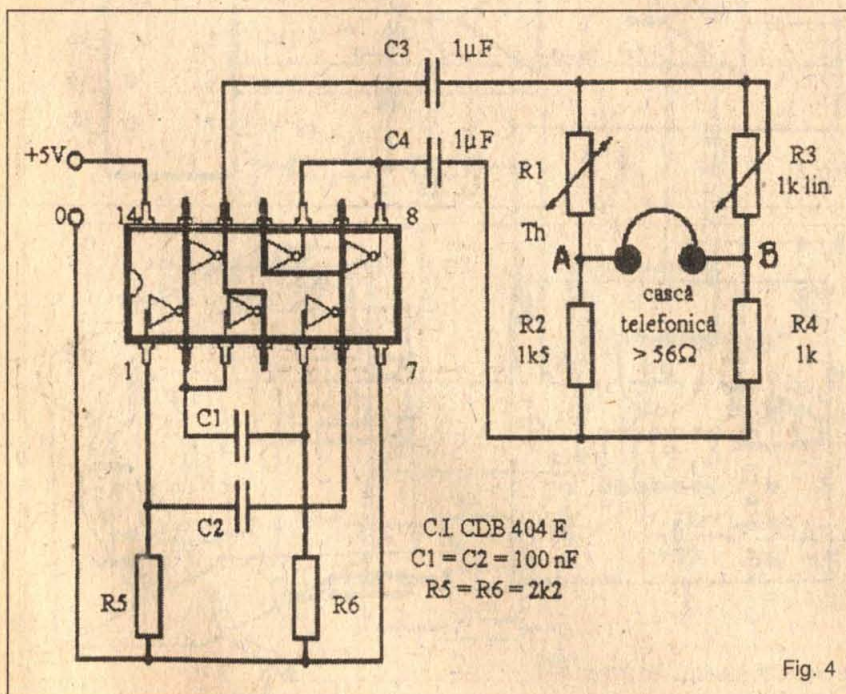


Fig. 4

REGULATOR AUTO ELECTRONIC

Ing. Nicolae SFETCU

Releul electronic prezentat în fig. 1 prezintă avantaje nete față de unul clasic: fiabilitate mărită datorită lipsei pieselor în mișcare și a contactelor mecanice, reglare ușoară și exactă, dimensiuni reduse. Comanda regulatorului se bazează pe posibilitățile CI- β A723 (stabilizator de tensiune); cu dispunerea terminalelor și structura internă de principiu indicate în fig. 2. Acesta permite un curent de sarcină de 150mA, care poate fi crescut prin folosirea unor tranzistoare externe. Terminalul (V_{ref}) furnizează o tensiune de referință de 7,15 V. În montaj, V_{ref} stabilește tensiunea de referință pe intrarea neînversoare (IN+) a amplificatorului de eroare al CI, în timp ce pe intrarea inversoară (IN-) se aplică o fracțiune din tensiunea de la ieșirea regulatorului, prin intermediul rezistențelor R1, R2 și R3. Semnalul de eroare rezultat este amplificat cu ajutorul tranzistoarelor interne și aplicat pe baza tranzistorului extern T1, care funcționează ca element de reglare serie. Dioda D1 limitează tensiunea de autoinducție din înfășurarea de excitație a alternatorului. Reglajul tensiunii la bornele bateriei (13,8 V) se realizează din potențialul reglabil (R2).

Tranzistorul extern se montează pe carcasa montajului, realizată

din tablă de aluminiu cu grosimea de 1 mm, care este utilizată și ca radiator-pentru disiparea căldurii. Carcasa va fi vopsită atât pentru protecția împotriva umidității și a acțiunii corozive a mediului, cât și pentru a izola electric corpul tranzistorului de eventualele atingeri

cu masa (tranzistorul se va monta pe carcasa prin intermediul unui strat izolant de mică).

Bibliografie

73 Magazine, 1977

R. Râpeanu, Circuite integrate analogice.

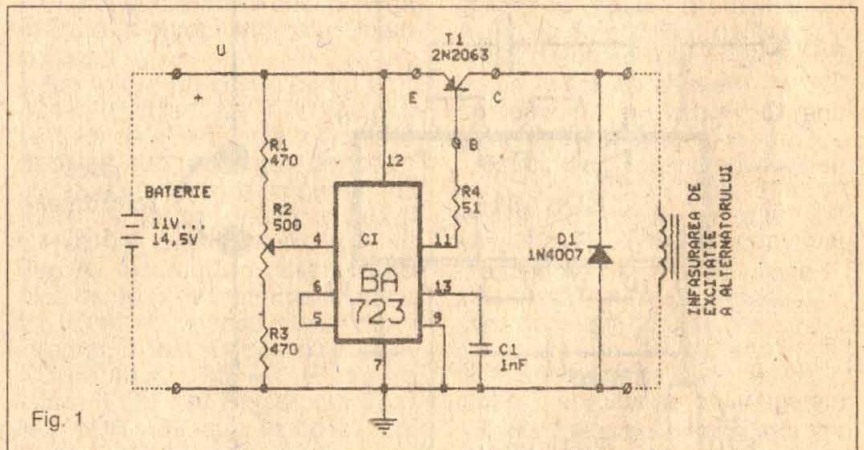


Fig. 1

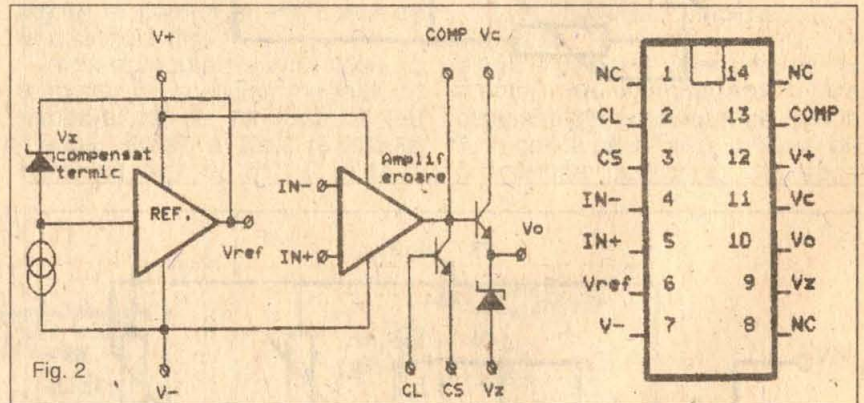
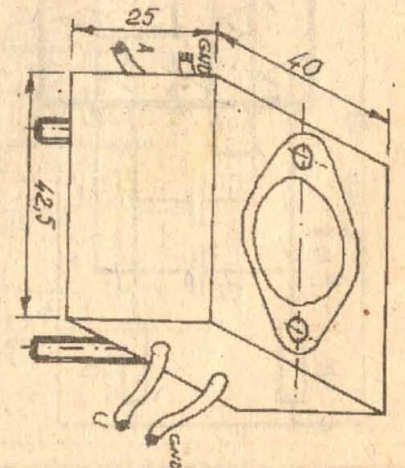
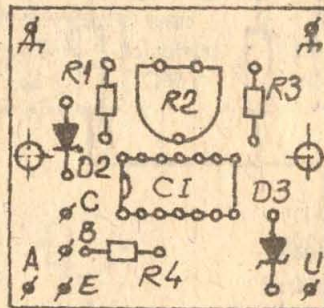
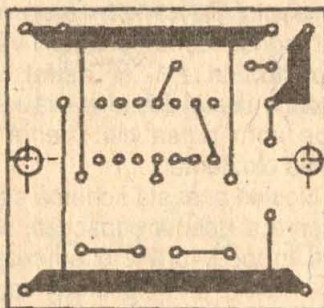


Fig. 2



Cablajul montajului (stânga) și dispunerea pieselor (centru), iar ansamblul este prezentat în dreapta

VOBULATOR

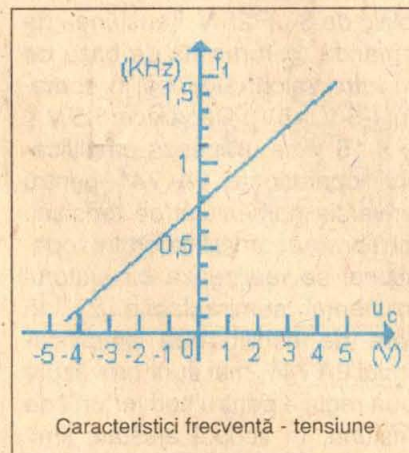
Prof. Marcel CIURUȘ,
Liceul „Nicu Gane”, Fălticeni

Vobulatorul este un aparat care, utilizat împreună cu osciloscopul catodic, permite: studiul comportării rezistoarelor, condensatoarelor și bobinelor în curent alternativ, vizualizarea caracteristicilor amplitudine-frecvență ale circuitelor RLC, vizualizarea caracteristicilor amplitudine-frecvență ale amplificatoarelor etc. Prin urmare, o modalitate de studiere a circuitelor de curent alternativ RLC este și cu ajutorul unui vobulator.

Funcția principală a vobulatorului este de a genera un semnal de frecvență variabilă.

Prin procesul de vobulare se înțelege varierea automată în jurul unei frecvențe centrale. În majoritatea cazurilor, ritmul de variație a frecvenței este de 50 Hz (într-o secundă frecvența generatorului variază de la o valoare minimă la o valoare maximă de 50 de ori).

Pentru o redare fidelă a curbelor de rezonanță pe axa X a osciloscopului catodic, deviația de frecvență (vobularea semnalului) trebuie să fie cât mai liniară. În același timp, amplitudinea semnalului de vobulat trebuie să fie constantă pe domeniul întreg al frecvenței. Valoarea acestei amplitudini poate fi modificată cu aju-



torul unui atenuator continuu sau în trepte.

În figura 1 este redată schema electrică a unui vobulator de audiofrecvență. Această schemă cuprinde trei blocuri electronice:

- a) generatorul de funcții;
- b) convertorul de domeniu pentru tensiunea de comandă U_c ;
- c) amplificatorul de curent.

Rezistoare: R_1 - 5,1 k Ω ; R_2 - 13 k Ω ; R_3 - 7,5 k Ω ; R_4, R_5, R_8 - 5,4 k Ω ; R_6 - 4,7 k Ω ; R_7 - 5,6 k Ω ; R_9 - 56 k Ω ; R_{10} - 66 k Ω ; R_{11} - 510 k Ω ; R_{12} - 270 k Ω ; R_{13} - 1 k Ω ; P_1 - 2,5 k Ω ; P_2 - 500 Ω ; P_3 - 10 k Ω ; P_4 - 250 k Ω lin.

Condensatoare: C_1 - 10 nF; C_2 - 0,12 μ F; C_3 - 10 μ F; C_4, C_5 - 150 μ F.

Diode: D_1 - PL 8V2 Z.

Tranzistoare: T_1 - BC 171 A; T_2 - 2 N2905.

Circuite integrate - C.I.1 - β A 741; C.I.2 - β E 565.

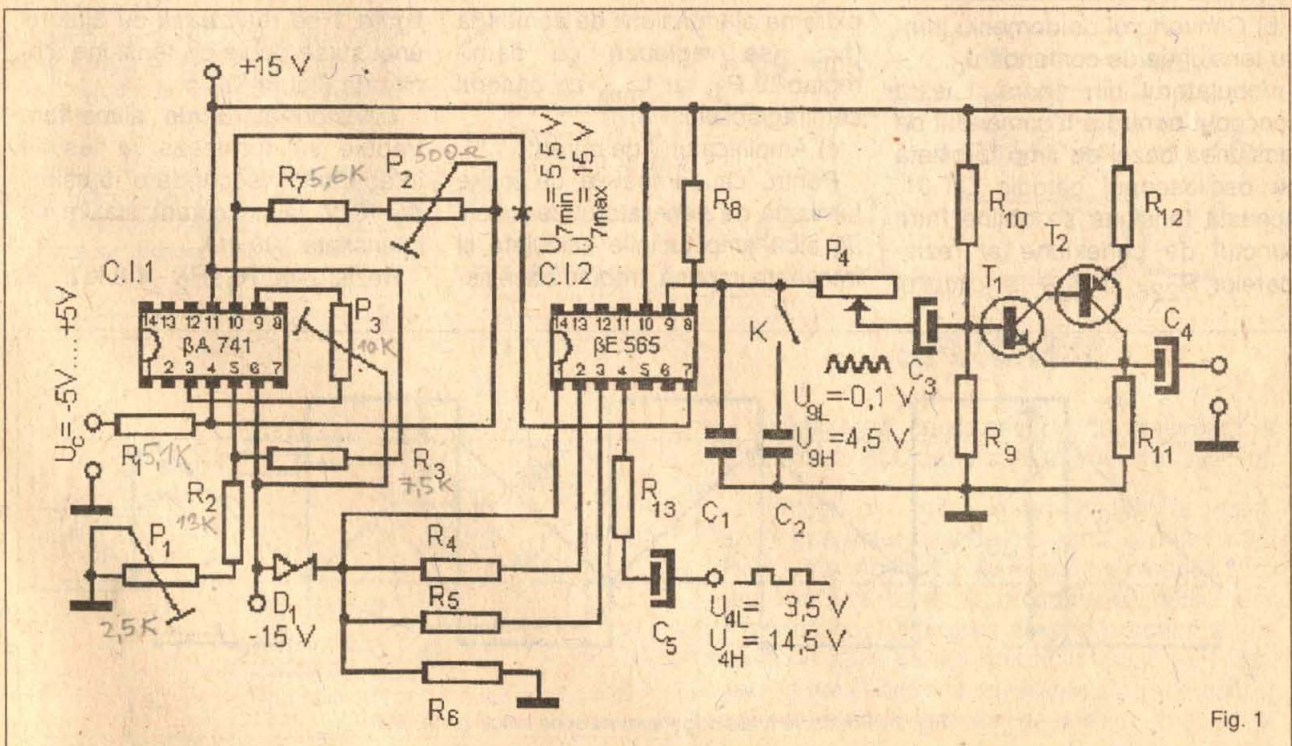
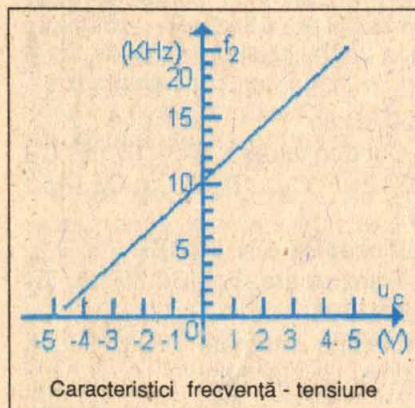


Fig. 1

a) Generatorul de funcții este realizat cu un circuit integrat cu calare de fază (PLL). În acest caz, dintre blocurile funcționale ale circuitului integrat este utilizat numai oscilatorul comandat prin tensiune. Generatorul furnizează semnale de forma dată în figura 2, cu frecvența cuprinsă între o valoare maximă stabilită prin R_8 , C_1 , C_2 , U_{7min} și o valoare minimă obținută pentru o tensiune U_{7max} .

Dependența dintre tensiunea de comandă și frecvența semnalelor generate fiind liniară, se poate realiza liniarizarea vobulării semnalului utilizând ca tensiune de comandă o tensiune în formă de dinte de fierăstrău. Această tensiune se aplică la pinul 7 al circuitului integrat $\beta E 565$.



b) Convertorul de domeniu pentru tensiunea de comandă u_c .

Vobulatorul din figura 1 este conceput pentru a fi comandat de tensiunea bazei de timp furnizată de osciloscopul catodic OT-01. Această tensiune se obține între punctul de conexiune al rezistoarelor R_{226} și R_{227} și circuitul

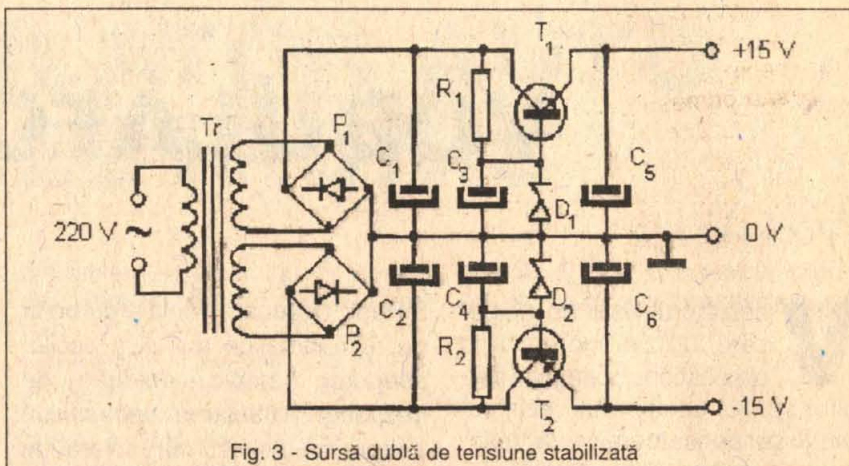


Fig. 3 - Sursă dublă de tensiune stabilizată

de masă, din blocul bază de timp al osciloscopului catodic OT-01. Cuplajul dintre blocul bază de timp și vobulator se realizează prin intermediul unui condensator electrolitic de $8 \mu F/25 V$. Tensiunea de comandă u_c furnizată de baza de timp are valori cuprinse în domeniul $[-5 V, +5V]$. Deoarece $5,5 V \leq u_7 \leq 15 V$ se utilizează amplificatorul operațional $\beta A 741$ pentru conversia domeniului de tensiuni. Echilibrarea amplificatorului operațional se realizează cu ajutorul rezistenței semireglabile P_3 . În afară de echilibrarea amplificatorului $\beta A 741$, mai sunt prevăzute două reglaje pentru convertorul de tensiune, în scopul ajustării limitelor frecvenței pentru valorile extreme ale tensiunii de comandă (f_{min} se reglează cu semireglabilul P_1 , iar f_{max} cu ajutorul semireglabilului P_2).

c) Amplificatorul de curent

Pentru ca semnalele de ieșire furnizate de generatorul de funcții să aibă amplitudinile calculate și frecvența impusă, trebuie ca rezis-

tențele de sarcină ale ieșirilor (4 și 9) să fie mari.

Ținând cont de această condiție, sarcina de la ieșirea (9) este formată din tranzistorul compus T_1 , T_2 care este conectat ca repetor pe emitor. Acest tip de tranzistor compus se numește montaj super - G. Avantajul acestui montaj față de cel al unui montaj Darlington constă în faptul că, pe lângă o impedanță mare de intrare și un β mare, rezultă și o pantă g substanțial crescută față de cea a fiecărui tranzistor ($g \gg g_1$ și $g \gg g_2$).

La intrarea amplificatorului de curent se află un atenuator continuu realizat cu potențiometrul P_4 .

Alimentarea vobulatorului din figura 1 se realizează cu ajutorul unei surse duble de tensiune stabilizată (figura 3).

Transformatorul de alimentare trebuie să furnizeze la ieșirile înfășurărilor secundare tensiuni de $18 V$, la un curent maxim de intensitate $100 mA$.

Rezistoare: $R_1, R_2 - 1,8 k\Omega$.

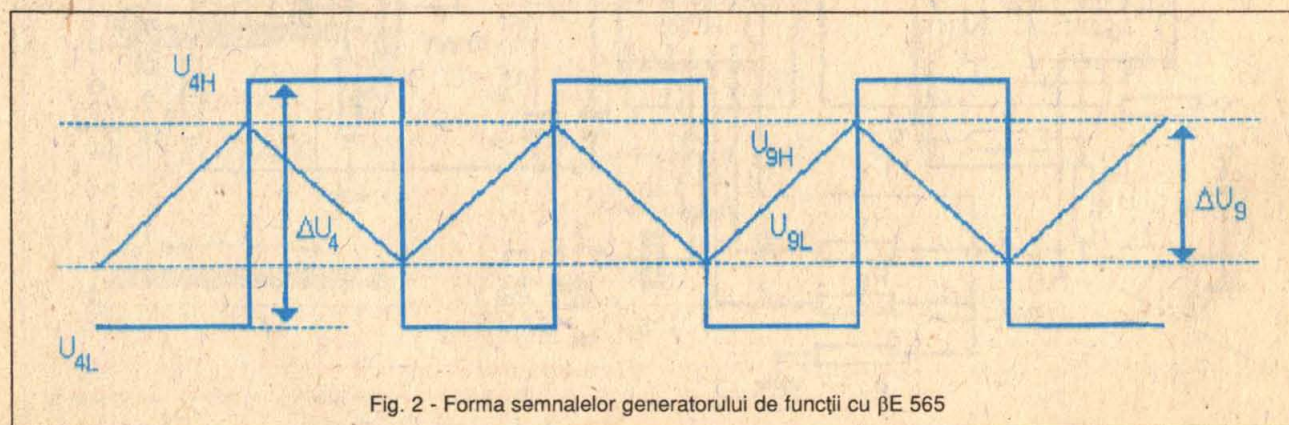


Fig. 2 - Forma semnalelor generatorului de funcții cu $\beta E 565$

Condensatoare: $C_1, C_2 - 1000 \mu\text{F}$;
 $C_3, C_4 - 33 \mu\text{F}$; $C_5, C_6 - 680 \mu\text{F}$.
 Diode: $D_1, D_2 - \text{PL } 16 \text{ Z}$; $P_1, P_2 - 1 \text{ PM}05$.

Tranzistoare: $T_1 - \text{BD } 139$; $T_2 - \text{BD } 140$.

Redresarea tensiunilor alternative se realizează cu ajutorul punților redresoare 1PM05.

Circuitele de stabilizare a tensiunilor continue sunt formate din câte un element de referință (diodele Zener PL16Z) și câte un element repetor (tranzistoarele T_1 și T_2).

Caracteristici

Caracteristicile acestui vobulator sunt:

- domeniile de vobulare continuă: I - (80 Hz - 1,5 kHz), II - (1 kHz - 20 kHz);

- valorile extreme ale tensiunilor semnalelor obținute la ieșirile (4 și 9) furnizate de generatorul de funcții: $U_{9L} = -0,1 \text{ V}$, $U_{9H} = 4,5 \text{ V}$, $U_{4L} = 3,5 \text{ V}$ și $U_{4H} = 14,5 \text{ V}$.

- domeniul tensiunilor de comandă (-5 V, +5 V).

Semnalul obținut la ieșirea (4) a generatorului de funcții poate fi utilizat pentru sincronizarea externă a osciloscopului catodic. ■

Bibliografie

C. Găzdaru, C. Constantinescu, Îndrumar pentru electroniști radio și televiziune, vol. III, Editura Tehnică, București - 1987.

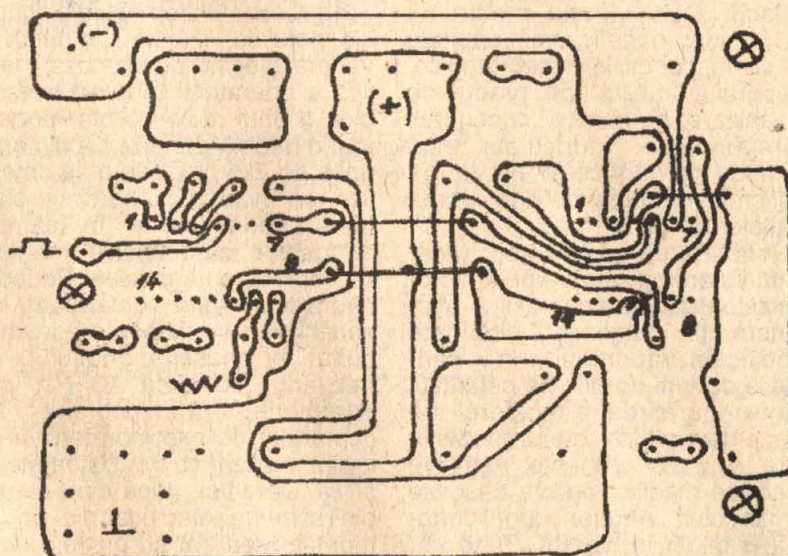
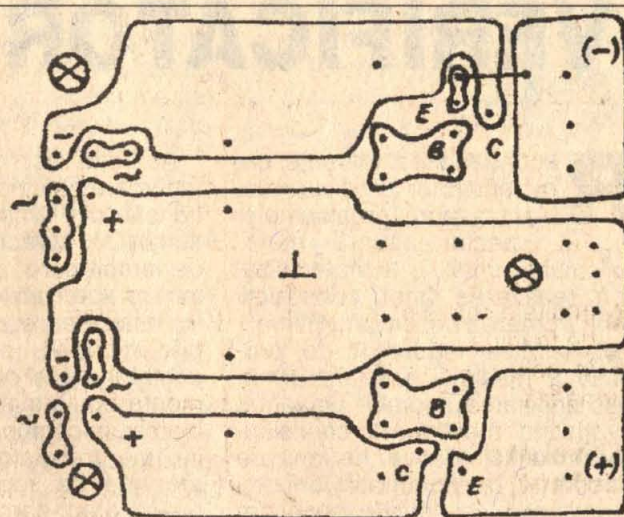
M. Ciugudeanu ș.a., Circuite integrate liniare, Aplicații, Editura Facla, Timișoara, 1986.

Răpeanu R. ș.a., Circuite integrate analogice, Editura Tehnică, București, 1983.

I. Ristea, C.A. Popescu, Stabilizatoare de tensiune, Editura Tehnică, București, 1983.

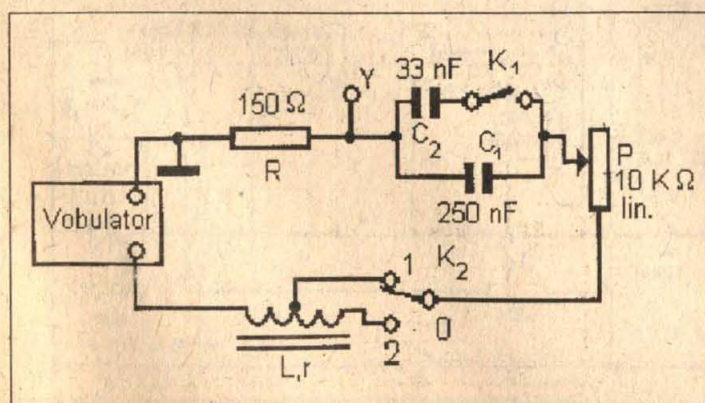
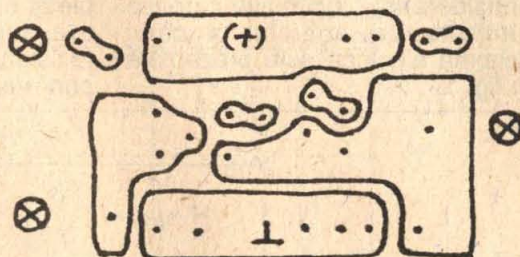
Schemele circuitelor imprimate care se utilizează la realizarea vobulatorului: -

Sursa dublă de tensiune stabilizată (dreapta), iar generatorul de funcții și convertorul de domeniu pentru tensiunea de comandă u_C (în centru).



O altă schemă care se utilizează la realizarea practică a vobulatorului: -

Circuitul imprimat pentru amplificatorul de curent (dreapta).



APLICAȚIE

Vizualizarea caracteristicii de frecvență a unui circuit RLC serie cu ajutorul vobulatorului

Montajul din figura alăturată permite vizualizarea caracteristicii de frecvență a unui circuit RLC serie. Anvelopa superioară a caracteristicii reprezintă curba de rezonanță a circuitului. L, r - bobină cu 1000 spire cu priză mediană (din trusa de fizică pentru liceu). Cunoașterea valorii rezistenței R permite calibrarea axei y a osciloscopului catodic în unități de curent. ■

VERIFICATOR DE IONIZARE

ing. Iancu ZAHARIA

Recunoașterea influenței caracteristicilor mediului ambiant asupra organismelor vii, în special asupra metabolismului uman, s-a materializat prin realizarea unor construcții pentru crearea condițiilor optime.

Majoritatea măsurilor de protecție a mediului ambiant urmăresc anihilarea surselor poluante, favorizând menținerea coeficienților umidității relative, de ionizare precum și a polarității ionizării atmosferice, în limitele necesare sporirii randamentului bioreacțiilor umane. Concentrația medie de 2×10^3 ioni negativi/cm³ depinde de climă, condițiile meteorologice, topografia locului, de gradul de urbanizare, de nivelul concentrării întreprinderilor industriale etc., putându-se reduce până la 50 ioni/cm³, în funcție de deplasarea maselor de aer.

Constatarea eficienței funcționării aeroionizatoarelor, a hidroionizatoarelor, precum și a altor construcții similare, destinate modificării raportului între cantitățile de ioni de diferite polarități, pentru curățirea atmosferei de prezența ionilor electropozitivi, care exercită influențe negative specifice mediilor nocive descrise în articolul „Aeroionizator portabil”, publicat în revista „Tehnum” nr. 7 din anul 1974, devine posibilă considerând indicațiile optice furnizate de aparatul a cărui schemă electrică este prezentată în fig. 1.

Aparatul este un detector de încărcare electrică a atmosferei și constă din amplificatorul operațional O₁, caracterizat prin factor de amplificare și impedanțe de intrare apreciabile, necesare pentru sesizarea curenților slabi, stabiliți în circuitul electric format din captatorul W și carcasa metalică a montajului, urmat de amplificatorul bipolar, în componența căruia sunt incluse tranzistoarele T₄ și T₅, montate ca repetor pe emitor, având drept sarcină diodele electroluminiscente D₁ și D₂.

Captatorul W, reprezentat printr-o tijă metalică, izolată din punct de vedere electric de carcasa metalică a aparatului (antena telescopică a unui radioreceptor portativ sau o bucată de tablă cu dimensiunile de 2x5 cm, sau o sită metalică, se încarcă cu sarcinile electrice predominante în câmpul atmosferic caracteristic mediului în care este amplasat. Periodic, captatorul este descărcat de sarcinile acumulate, fiind scurtcircuitat la masa montajului, cu frecvența de circa 10 Hz, prin intermediul tranzistorului T₃, comandat de multivibratorul nesimetric realizat cu tranzistoarele T₁ și T₂. De altfel, după cum rezultă din schema electrică din fig. 1, montajul realizat cu primele două tranzistoare, este un trigger pozitiv, format din capacitatea C₁, rezistența R₃ și potențiometrul R₄, prin variația căruia se modifică

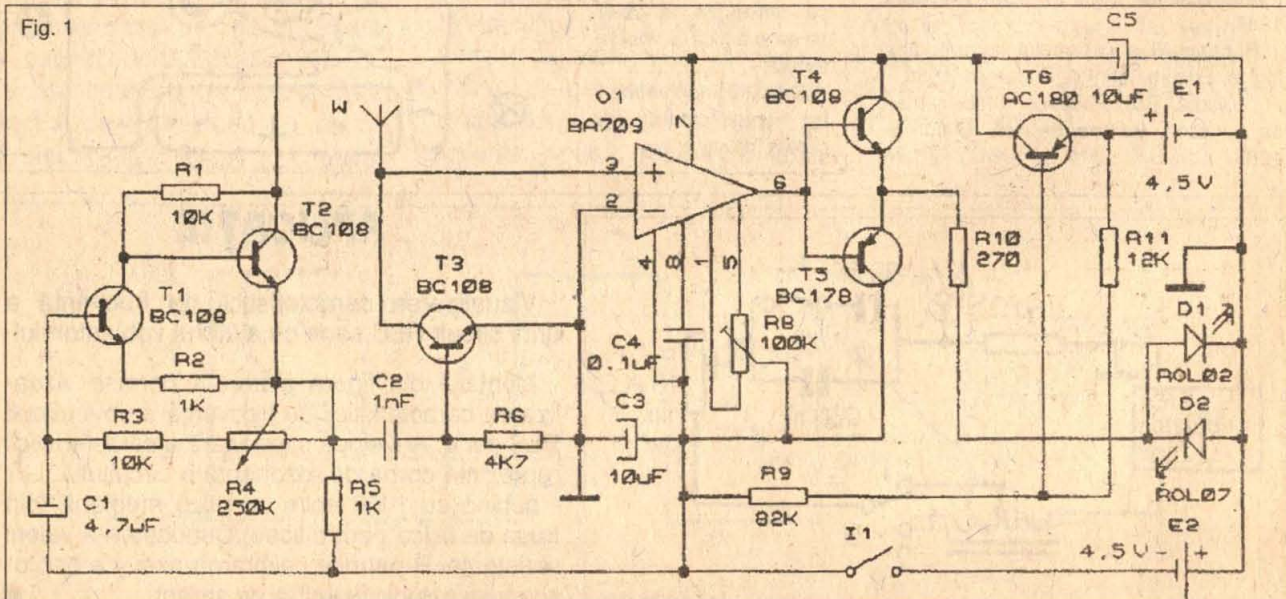
frecvența impulsurilor dreptunghiulare generate între 1 și 10 Hz și sensibilitatea montajului. Pentru lărgirea acestor limite, în domeniul superior, se va reduce valoarea rezistenței R₃ sau a capacității C₁, iar pentru domeniul inferior se vor majora valorile C₁ sau R₄. Factorul de amplificare în curent, caracteristic tranzistoarelor T₁ și T₂, va fi mai mare de 50.

Alimentarea electrică bipolară a montajului este asigurată de sursele electrochimice E₁ și E₂, fiecare constând din câte o baterie de tip 3-R-12, având punctul comun de inseriere conectat la masa montajului.

Tranzistorul T₆ constituie întrerupătorul sursei electrice E₁, fiind comandat, ca atare, de întrerupătorul monopolar I₁. Când acesta este deschis, circuitul electric exterior sursei E₂ este întrerupt, iar circuitul sursei E₁ se prezintă într-o situație similară, deoarece rezistența joncțiunii emitor-colector a tranzistorului T₆ este de ordinul câtorva sute de kilohmi, în cazul identității potențialelor de polarizare a bazei și cel aplicat emitorului, evidențiate la bornele rezistenței R₁₁.

Închiderea întrerupătorului I₁, provoacă negativarea bazei tranzistorului T₆ în raport cu emitorul acestuia, prin rezistența E₉, determinând reducerea rezistenței joncțiunii emitor-colector la o valoare practic neglijabilă.

Funcționând similar, în timpul



impulsurilor pozitive, injectate pe bază prin capacitatea C_2 , tranzistorul T_3 generează curentul slab necesar pentru atacarea intrării neinvertoare a circuitului integrat O_1 , a cărei rezistență mare nu șuntează circuitul captatorului W , cu polaritate electrică corespunzătoare ionilor preponderenți din mediul ambiant. Sarcina pozitivă a captatorului va conduce la deschiderea tranzistorului T_4 , comandând dioda roșie - LED - D_2 , alimentată din sursa E_1 , iar sarcinile cu polaritate negativă, acționând similar asupra tranzistorului T_6 , vor provoca luminescența diodei D_1 , de culoare verde.

Capacitatea C_4 sporește stabilitatea montajului, reducând influențele câmpurilor electrice parazitare.

Reglajul inițial al aparatului constă în acționarea rezistenței semireglabile R_8 , după scurtcircuitarea temporară a bornelor de intrare ale amplificatorului operațional, echilibrându-l astfel încât nici una dintre diodele electroluminescente să nu emită impulsuri optice.

Multivibratorul nesimetric realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 , poate fi construit și pe baza circuitului integrat $\beta E-555$, adaptând montajul a cărui schemă electrică este prezentată în fig. 2, iar în această schemă, circuitul integrat

O_2 poate fi înlocuit cu montajul echivalent multivibratorului integrat, a cărui schemă electrică rezultă din fig. 3. Acest montaj, realizat prin completarea circuitului integrat O_3 , de tip CDB-400 E, cu câteva componente discrete, solicită între 8 și 12 mA, când tensiunea de alimentare se situează între 4,5 și 16 V.

Pentru amatorii care preferă realizarea aparatului în exclusivitate din componente discrete, prezentăm în fig. 4 schema electrică a unui montaj funcțional echivalent amplificatorului operațional integrat de tip $\beta A-709$. Montajul este fără circuit de reacție negativă și alimentat cu tensiunea continuă de 12 V, asigură câștigul de 45×10^3 , reflectând

impedanța de intrare de 400 kilohmi și cea de ieșire, nu mai mare de 150 ohmi.

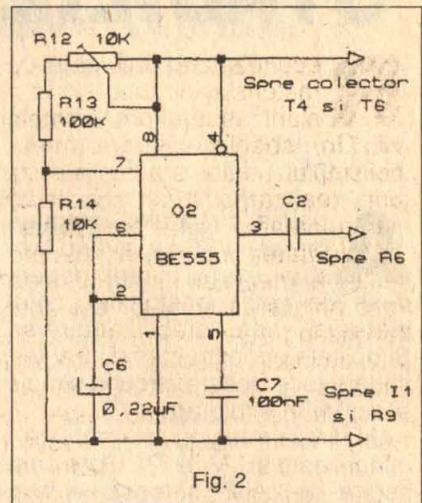


Fig. 2

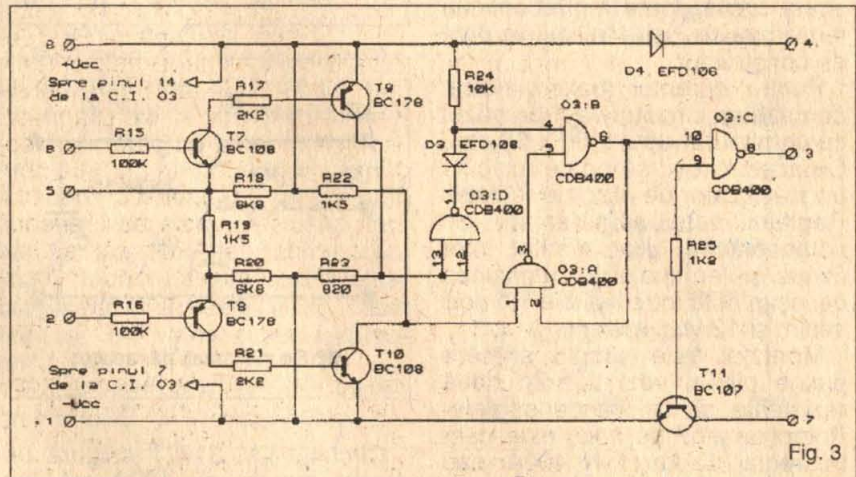


Fig. 3

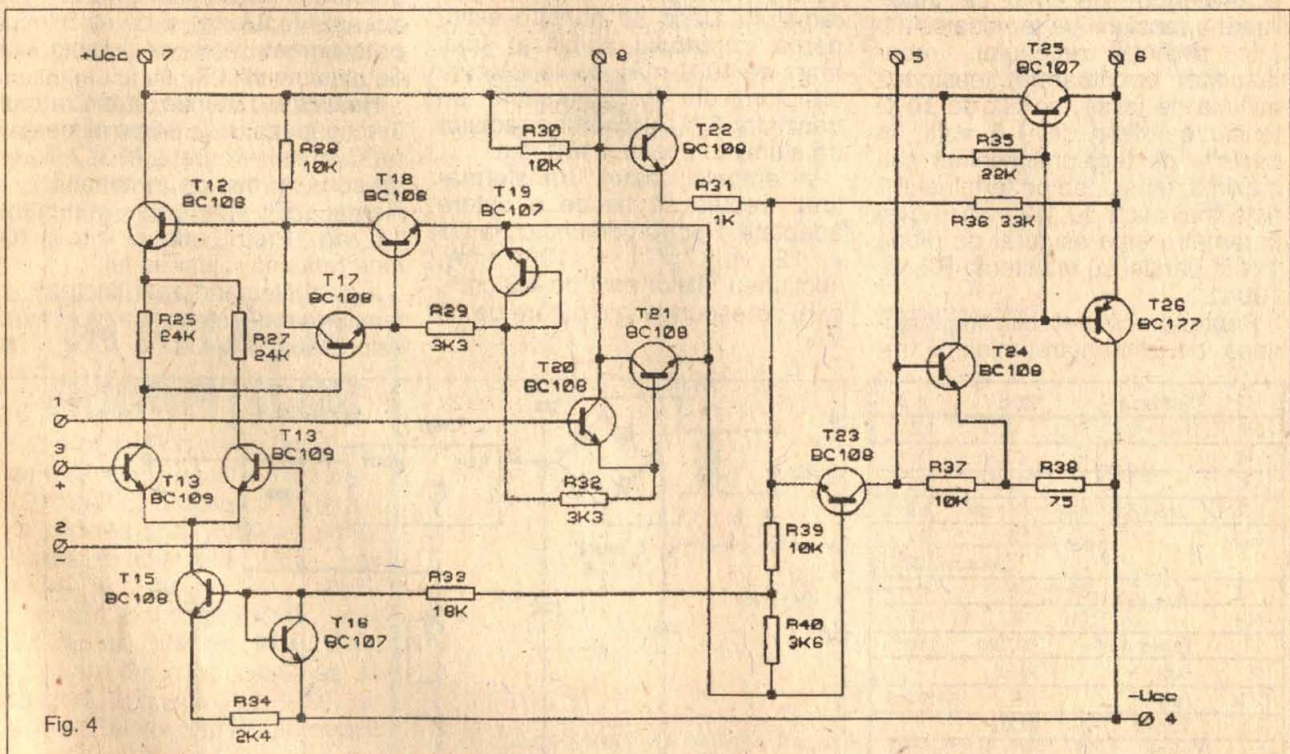


Fig. 4

STABILIZATOR DE TENSIUNE REGLABIL

Ioan POPOVICI, Cluj-Napoca

Apariția circuitelor integrate din seria 78 xx, având tensiuni fixe și curenți dependenți de tipul construcției, completează aria stabilizatoarelor. Simplitatea construcției cu trei terminale face aceste circuite simple și sigure în exploatare.

Un circuit integrat, tot cu trei terminale este și LM 317 T. Spre deosebire de cele cu tensiune fixă, acest circuit poate regla continuu tensiunea de ieșire în limitele date de constructor.

Pentru curentul maxim indicat de catalog, circuitul va fi prevăzut cu un radiator de 2 x 50 x 50 mm. Cu acest circuit se poate executa un stabilizator de precizie reglabil. Reglajul este asigurat de un potențiomtru liniar montat între minus și terminalul 1. Tensiunea de ieșire este între limitele 1,5 volți minim și 12 volți maxim.

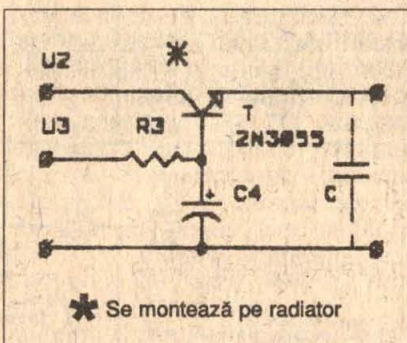
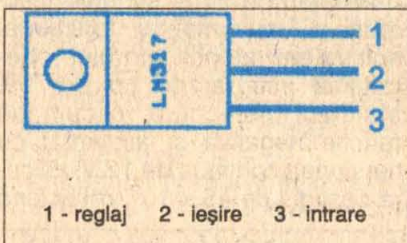
Montajul este simplu și cere puține piese (vezi fig. 2): două rezistențe și trei condensatoare. Potențiomtrul de 1 kΩ este pentru reglaj. Dioda 1 N 4004 (sau echivalentă) are rolul de stabilizare a tensiunii pe terminalul 1.

În privința reglajului, recomandăm următoarele: tensiunea minimă de ieșire, cu R1 de 10 Ω tensiunea este de 1,5 volți. În cazurile de tensiune minimă sau maximă, tensiunea pe terminalul 1 este mai mică cu 1,2 volți. Acest parametru este asigurat de dioda 1 N în paralel cu rezistența R2, de 100 Ω.

Pentru precizia stabilizării, tensiunea de alimentare minimă tre-

buie să fie:

$$U_2 = U_3 + 1,2 \text{ volți (pentru } U_3 = 10 \text{ volți, } U_2 \text{ minim} = 1,2 \text{ volți).}$$



Circuitul LM 317 T asigură un curent maxim de 1000 mA (cu radiator). Dacă se dorește extinderea curentului stabilizat (mai mare de 1000 mA), se va executa adaptorul din fig. 3, montând un tranzistor 2 N 3055 pe un radiator de aluminiu 2 x 80 x 100 mm.

În ambele cazuri, transformatorul trebuie să fie de o putere adaptată. Pentru primul caz, la $U_3 = 12$ volți și $I = 1000$ mA, secțiunea tolelor este de 4,2 cm², care corespunde la o putere de 16 VA.

Pentru cazul al doilea, transformatorul va trebui să asigure curentul maxim cerut.

Puntea redresoare pentru primul montaj poate fi 1 PM 1. Pentru montajul al doilea se va alege puntea corespunzătoare curentului necesar.

Filtrarea tensiunilor U_2 și U_3 se va face cu condensatoare polarizate de minimum 470 μF. Condensatorul C2 trebuie ales cu grijă (recomandabil cu TANTAL). Deoarece 100 μF cu TANTAL se procură mai greu, se va putea monta de 47 μF.

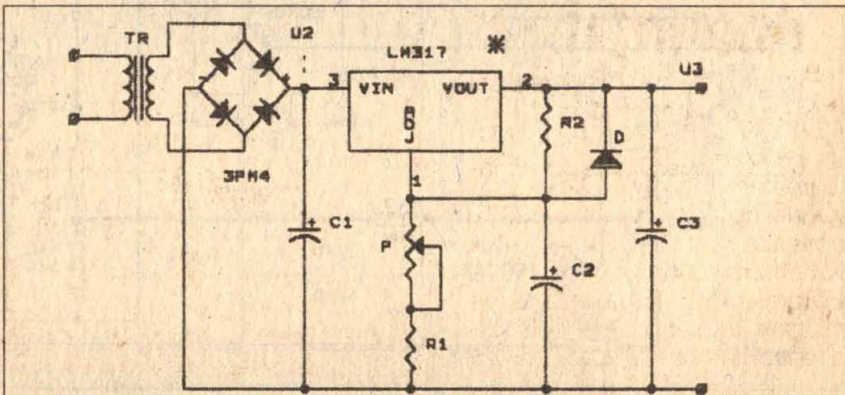
Montajul poate fi executat pe un circuit imprimat, pe care se vor monta toate piesele cât mai degajat de radiator.

Potențiomtrul P este de 1 kΩ. El trebuie să fie stabil în timp și la temperatură, de el depinde stabilitatea tensiunii de ieșire. Cine poate procura, potențiomtrul cu mai multe rotații asigură finețe sporită a reglajului. El trebuie să fie liniar. Dacă se dorește o tensiune fixă la ieșire, se va măsura valoarea potențiomtrului (la această tensiune) și se va înlocui potențiomtrul cu o rezistență fixă de plus/minus 1%.

Realizat cu atenție, stabilizatorul funcționează de la prima alimentare. Circuitul integrat LM 317 T are un consum mic pe terminalul 1 - Reglaj. El este de minimum 14 mA. Prețul mic al circuitului face tentantă folosirea lui.

În cazurile când apar fluctuații la tensiunea de ieșire se vor mări valorile lui C1 și C3. ■

1-TR	Transformator	220-15 V	16 VA
2-R1	Rezistență	R1 10 Ohm	0,25 W
3-R2	"	R2 100 Ohm	0,25 W
4-R3	"	R3 68 Ohm	0,25 W
5-C1	Condensator	C1 470 microF	25 V
6-C2	"	C2 100 "	16 V
		(47 microF TANTAL)	
7-C3	"	C3 470 "	16 V
8-C4	"	C4 100 "	16 V
9-P	Potențiomtru	1000 Ohm	Liniar
10-D	Diodă	1N4004	
11-PM	Punte	1PM 1	100V 1000mA
12-Tr	Tranzistor	2N 3005	
13-In.	Integrat	LM 317 T	



GENERATOR DE 22 kHz

Orlando BĂRBULESCU, Craiova

Vă prezint un montaj foarte simplu și util pentru cei ce au instalație satelit, un LNC dublă bandă și un receiver model vechi, cu intrare de 950-2050 MHz dar nu au un generator de 22 kHz.

Generatorul audio de 22 kHz este un montaj ce se intercalează pe cablul coaxial între LNC și receiver și are rolul de a comanda un comutator existent în LNC, ce va face trecerea de pe banda inferioară KU (10,50-11,75) pe banda KU superioară (11,75-12,50).

Montajul are în componența sa câteva tranzistoare foarte uzuale, iar atenuarea semnalului este de 2-5 dB (în funcție de realizarea fizică a montajului). Generatorul propriu-zis este foarte simplu, format din două tranzistoare uzuale și are o frecvență de oscilație aproape de 22 kHz. Ea se poate modifica acționând asupra condensatorului de 2,2 nF.

Realizare

Între LNC și receiver se intercalează tranzistorul PNP BC-640 ce va „chopa” practic, semnalul util cu o frecvență de 22 kHz. La punerea sub tensiune a oscilatorului, semnalul de 22 kHz va fi transmis pe cablu, iar LNC-ul va semnaliza aceasta prin apariția unui zgomot puțin diferit față de cel din banda inferioară, apoi se va trece la căutarea posturilor ținând cont că acum frecvența oscilatorului

local al LNB-ului este alta.

De realizare depind în mare măsură calitățile generatorului. Se poate folosi un splitter din comerț cu o intrare și o ieșire, în care se montează T1 și T2 cu piesele aferente și într-o cutiuță metalică separată, generatorul. Ținând cont că frecvența cu care se lucrează este foarte ridicată și deci pierderile pot fi destul de mari, recomand confectionarea unei cutiuțe cu pereții argintiați iar montajul să fie executat în sistem SMD, cu distanțe cât mai mici între cele două mufe: IN-OUT.

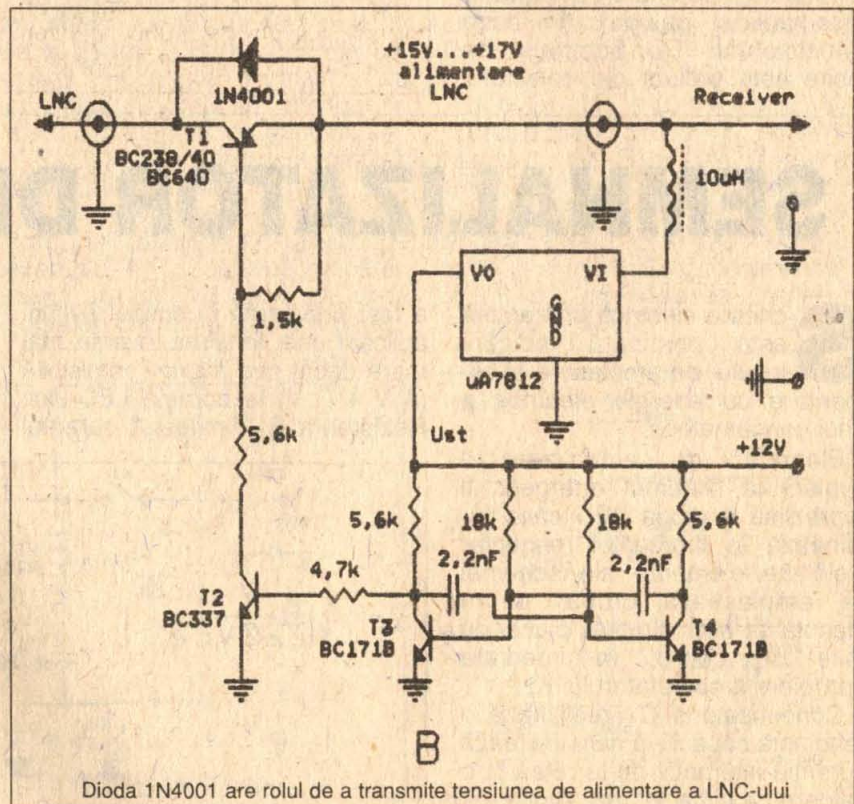
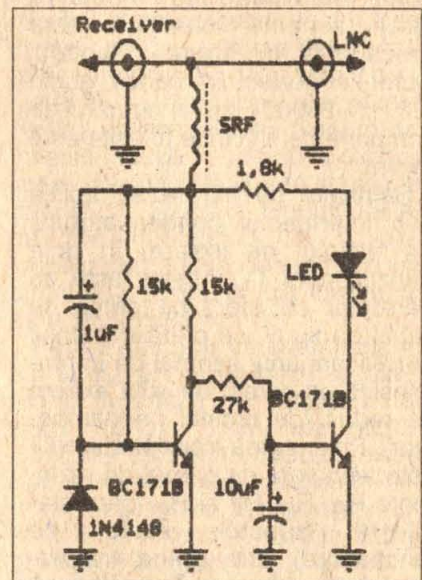
Dacă receiverul are posibilitatea programării unei stări ce se traduce la ieșire (panou spate) 0-12 V, atunci montajul poate fi amplasat chiar lângă LNC. Aceasta înlătură fenomenul supărător de comutare, când trec câteva secunde la schimbarea stării. Dacă nu există posibilitatea programării, acționarea se face manual. Se va face alimentarea prin LNC.

Există receiveuri cu două intrări pentru LNB și în mod curent se

folosește numai una.

Trecerea de pe LNBA pe LNBB se face programabil și se poate folosi tensiunea pentru comutare generator.

Montajul funcționează ireproșabil de 4 ani. Pentru verificarea existenței semnalului de 22 kHz recomand un montaj ce vizua-



Dioda 1N4001 are rolul de a transmite tensiunea de alimentare a LNC-ului

ÎN ATENȚIA ABONAȚILOR

Din motive obiective, independent de voința noastră, nr. 10-11-12 / 1997 nu a apărut. Prin urmare, ordinea aparițiilor este următoarea: în noiembrie 1997 - anul XXVII, nr. 303 (nr. 7-9 / 1997), urmează în ianuarie 1998 - anul XXVIII, nr. 304 (nr. 1 / 1998). Editura a înștiințat societatea de difuzare a presei RODIPET, iar abonații își vor primi banii înapoi.

ADAPTOR DE IMPEDANȚĂ

Ing. Emil MARIAN

Pentru a adapta un semnal electric provenit de la o sursă de semnal cu impedanță relativ mare de ieșire ($\leq 100 \text{ k}\Omega$) sau pentru alte aplicații în care este necesară prezența unei impedanțe mari de intrare, se propune realizarea unui montaj a cărui schemă electrică este prezentată în figură. Montajul lucrează perfect în banda audio (20 Hz - 20000 Hz), iar numărul de componente electrice folosite este minim.

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului C_1 etajului de intrare, în grila tranzistorului T_1 . Acesta este un tranzistor cu efect de câmp cu canal de tip N, ce oferă avantajul amplificării unui semnal de intrare folosind un curent de grilă extrem de redus (de ordinul nanoamperilor). Polarizarea tranzistorului T_1 este asigurată de grupul de rezistențe R_6 , R_6 , R_4 și R_2 (care stabilește punctul stație de funcționare). Din dreana tranzistorului T_1 , semnalul de intrare este aplicat galvanic în baza tranzistorului T_2 . Semnalul de ieșire este preluat din colectorul

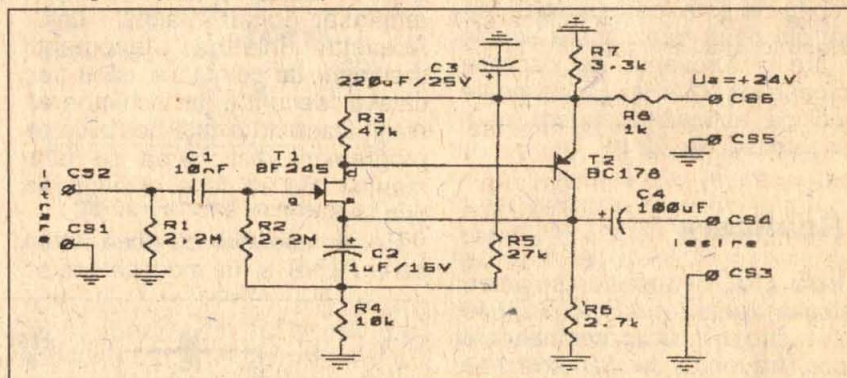
Impedanța de intrare	$Z_i = 2,2 \text{ M}\Omega$
Impedanța de ieșire	$Z_o \leq 2 \text{ k}\Omega$
Tensiunea maximă de intrare	$U_i \text{ max} = 60 \text{ mV}$
Banda de frecvențe de lucru	$\Delta f = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$
Amplificarea	$A = \text{cca } 0 \text{ dB}$
Raportul semnal-zgomot	$S/N \geq 65 \text{ dB}$
Distorsiunile armonice	$\text{THD} \leq 0,3\%$
Distorsiunile de intermodulație	$\text{TID} \leq 0,1\%$

tranzistorului T_2 (tranzistor bipolar de tip PNP) prin intermediul condensatorului C_4 . Grupul R_8 , R_7 , C_3 realizează concomitent o micșorare, alături de un filtraj foarte eficient a tensiunii de alimentare U_A . Tensiunea din dreana tranzistorului T_1 a fost astfel aleasă încât să asigure polarizarea optimă a

tranzistorului T_2 .

Se recomandă ca montajul să fie realizat cât mai compact, pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Pentru realizarea raportului semnal-zgomot estimat inițial, montajul se ecranează obligatoriu, folosind o cutie din tablă de fier cu pereții groși de circa 0,3 mm. Semnalul de intrare se aplică folosind în mod obligatoriu cablu ecranat.

Montajul poate fi folosit cu succes ca etaj de intrare a unui milivoltmetru electronic de curent alternativ, ca adaptor de microfon cu impedanță mare de ieșire sau adaptor de doză ceramică.



SEMNALIZATOR DE REȚEA

Ing. Emil MARIAN

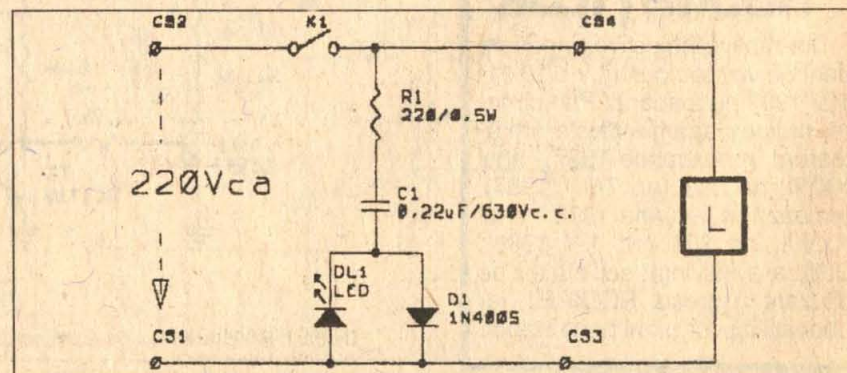
Schema electrică prezentată este destinată indicării locului de amplasare și alimentare cu energie electrică a unui consumator.

Elementul de semnalizare al cuplării la sistemul energetic îl reprezintă o diodă LED care iluminează în momentul respectiv. Celelalte elemente ale schemei se amplasează grupat pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în imediata apropiere a comutatorului K.

Condensatorul C_1 realizează o reactanță capacitivă care limitează curentul alternativ de la rețea la o valoare de circa 12 mA. Dioda D_1

a fost prevăzută în scopul evitării aplicării unei tensiuni inverse mai mare decât cea maxim admisibilă ($4 \text{ V} \div 7 \text{ V}$) la bornele LED-ului. Rezistența R_1 limitează curentul

prin LED în momentul apariției regimului tranzitoriu ce privește conectarea consumatorului ($L = \text{LOAD} = \text{consumator}$) la rețea.



RELEU ELECTROMAGNETIC CU PRAG

Fiz. Alexandru MĂRCULESCU

Cu toată evoluția impresionantă a comutatoarelor statice (tiristoare, triace etc.) și cu toate numeroasele lor avantaje, „bătrânele” relee electromagnetice nu au părăsit încă scena tehnicii contemporane. Ba, dimpotrivă, nepoatele lor „suple” (relee reed) au cunoscut o dezvoltare continuă în ultimele decenii. Secretul acestei longevități tehnice îl reprezintă separarea totală din punct de vedere electric a circuitului de comandă față de circuitul comandat prin intermediul contactelor. La aceasta se adaugă simplificarea schemelor de acționare prin posibilitatea echipării unui releu cu mai multe seturi de contacte normal închise/deschise, de asemenea perfect izolate între ele.

În cele ce urmează ne vom referi la unul din neajunsurile releelor electromagnetice (r.e.m.), pentru care am conceput și experimentat cu bune rezultate o soluție de remediere extrem de simplă. Anume, este vorba despre diferența mare care există, în general, între tensiunea de anclanșare fermă (o notăm U_A) și cea de eliberare (U_E) ale unui r.e.m. Diferență (de ordinul volților, pentru releele de joasă tensiune) ce face practic imposibilă folosirea ca atare a r.e.m. drept comutatoare cu prag. Între noi fie vorba, chiar și pragul U_A variază semnificativ de la un exemplar la altul, în cadrul unui același tip constructiv. De exemplu, un releu luat la întâmplare din familia RM12 (tensiunea „nominală” de anclanșare de 12 V) a prezentat o tensiune de anclanșare fermă $U_A \approx 7$ V și o tensiune de eliberare $U_E \approx 2,5$ V. Faptul că pragul U_A este considerabil mai mic față de valoarea „nominală” nu ne deranjează prea mult: cu o rezistență adițională (legată în serie), dimensionată corespunzător, îi putem reduce sensibilitatea în limite destul de largi. Totuși, dacă diferența între pragul real U_A și cel „nominal” (recoman-

dat pentru aplicația vizată) este prea mare, e preferabil să alegem un alt exemplar de releu, pentru a nu avea de a face cu disipație de căldură supărătoare pe rezistența adițională.

Dar, să revenim la problema enunțată - ecartul mare dintre U_A și U_E - neajuns pe care îl vom înțelege mai bine prin prisma unui exemplu concret. Să presupunem că dorim să folosim releul amintit mai sus pentru „supravegherea” tensiunii E la bornele unui acumulator auto (conform figurii 1). Mai precis, ne interesează o anumită valoare de prag (E_p) astfel ca:

- pentru $E \geq E_p$, releul să fie anclanșat, iar
- pentru $E < E_p$, releul să se afle în repaus (neanclanșat).

O soluție ar fi să comandăm releul prin intermediul unui comutator electronic realizat cu tranzistoare. Dar, oare, fără tranzistoare nu se poate?

Probabil nu veți mai zice sigur nu, pentru că ați tras deja cu ochiul la figura 2, care confirmă că, totuși, se poate. Pentru a vă convinge singuri, cu letconul în mână, să alegem, de exemplu:

$E = 8$ V ÷ $14,5$ V (plajă maximă de variație admisă);

$E_p = 10$ V (pragul de basculare dorit, la „atingerea” căruia, de exemplu, în sens descrescător, releul are sarcina de a comanda cuplarea circuitului de încărcare).

Reamintim valorile $U_A = 7$ V și $U_E = 2,5$ V. Mai menționăm că am utilizat o pereche de contacte normal închise ale releului k_{r1} , un condensator C (tatonat experimental) pentru prevenirea autooscilațiilor armăturii mobile în vecinătatea pragului E_p și dioda obișnuită D , în antiparalel pe releu, pentru scurtcircuitarea tensiunilor inverse induse în bobină la eliberarea releului. Restul e simplă... aritmetică. Și două grupuri serie de diode, notate D_1 și D_2 , ale căror căderi totale de tensiune în direct (u_1 , respectiv u_2) urmează să le determinăm.

Pentru aceasta, să presupunem că tensiunea E a bateriei este foarte apropiată de valoarea de prag E_p dar puțin mai mică. Conform scopului propus, releul trebuie să fie în repaus, dar la limita de anclanșare. Contactele k_{r1} fiind încă închise, putem face abstracție de grupul D_2 și C , scurtcircuitate de k_{r1} . Însumarea căderilor de tensiune pe releu și D_1 ne conduce la:

$$E \approx E_p = U_A + u_1, \text{ de unde}$$

$$u_1 = E_p - U_A = 10 \text{ V} - 7 \text{ V} = 3 \text{ V}.$$

Prin urmare, grupul D_1 poate fi realizat prin înscrierea a patru diode cu siliciu (eventual sortate pentru căderi directe cât mai apropiate de 0,75 V) sau se poate folosi o singură diodă de referință în direct, cu căderea cât mai apropiată de 3 V. →

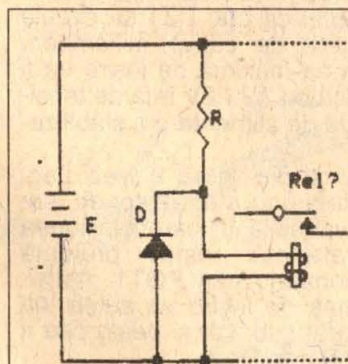


Fig. 1

$E \geq E_p$: releu anclanșat
 $E < E_p$: releu neanclanșat

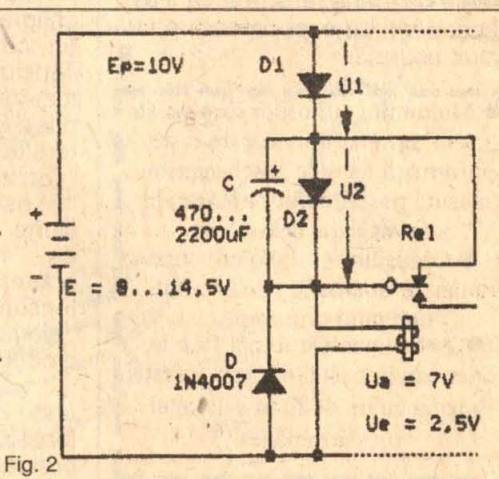


Fig. 2

Să presupunem acum că tensiunea E crește puțin peste pragul E_p . Releul va anclanșa ferm, contactele k_{r1} deschizându-se. Prin aceasta, în serie cu D_1 și releul se mai intercalează grupul de diode D_2 . Rolul acestuia din urmă este de a „ridica” pragul de eliberare al releului, mai precis de a face ca releul să revină în repaus nu la $E = U_E = 2,5 \text{ V}$ (cum „știe” din construcție releul), ci la aproximativ $E = E_p = 10 \text{ V}$. Aritmetica tensiunilor ne spune acum:

$$E \approx E_p = U_E + u_1 + u_2$$

unde

$$u_2 = E_p - U_E - u_1 = 10 \text{ V} - 2,5 \text{ V} - 3 \text{ V} = 4,5 \text{ V}.$$

Vă lășăm dv. plăcerea de a dimensiona grupul serie de diode D_2 , astfel încât căderea de tensiune în direct pe el să fie în jur de $4,5 \text{ V}$.

Două observații importante mai trebuie făcute în final. Cele două praguri ale releului (de anclanșare și de eliberare, „corectate” prin artificiile cu D_1 și D_2), nu pot fi aduse perfect la egalitate cu E_p , întrucât releul ar manifesta o tendință de oscilație greu de contracarat. Așa că, în funcție și de scopul „supravegherii” lui E , se va accepta între ele un ecart de ordinul zecimilor de volt (u_2 ceva mai mică decât valoarea calculată). Cea de a doua observație se referă la tatonarea valorii condensatorului C , operație cu atât mai dificilă (valori C mai mari) cu cât ecartul menționat este mai mic.

În final, totuși, încă o recomandare pentru cei ce se vor încumeta să aplice această invenție ne brevetată: realizați în prealabil o regletă cu 15 diode cu siliciu (de exemplu, din seria 1N4000), cu pini sau borne de acces după fiecare diodă. Domeniul de „corecție” a pragurilor de comutare pentru relele de joasă tensiune va fi astfel acoperit, iar experimentarea va fi mult ușurată. ■

● Mulțumim cititorilor care ne-au scris și ne-au solicitat diverse informații tehnice și scheme. În măsura posibilităților noastre, le vom expedia cele dorite.

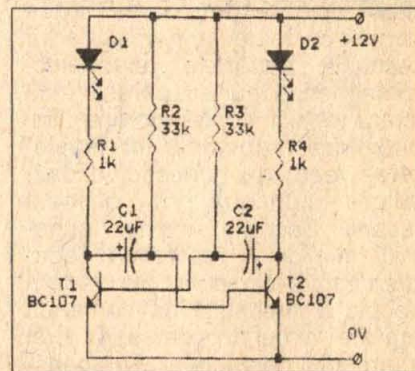
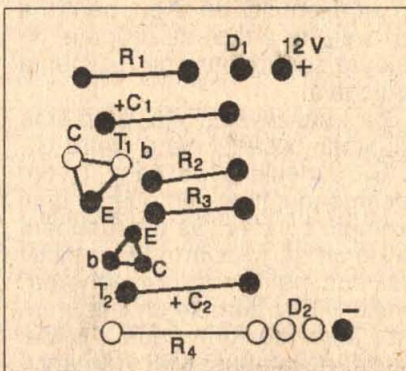
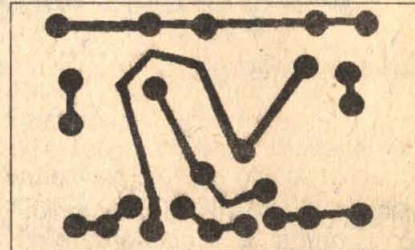
● Câștigătorii tombolei vor fi anunțați în scris și își vor primi premiul prin poștă.

● Abonamentele se pot face la orice oficiu poștal din țară (cereți poziția cu nr. 4120 în catalogul presei române).

APLICAȚIE CBA

Pentru începători, ca o aplicație a circuitelor basculante astabile (CBA), prezentăm, așa cum am menționat în pag. 8-9, un montaj simplu (lampă care clipește) cu două LED-uri, conform schemei alăturate.

Pentru ușurința realizării, dăm și schema cablajelor (scara 1:1). ■



TDA2030

(Continuare din pag. 15)

În cazul de față, la $V_z = 6,2 \text{ V}$ și $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, va rezulta o tensiune la ieșire de $12,4 \text{ V}$. Intervalul de valori recomandat pentru aceste două rezistoare este de la $1 \text{ k}\Omega$ la $100 \text{ k}\Omega$. Dacă se dorește o altă tensiune se va modifica, fie raportul rezistențelor R_2/R_1 , fie se va înlocui dioda zener $DZ6V2$ cu o alta, cu V_z convenabil. Trebuie specificat că tensiunea de ieșire nu poate coborî sub cea a diodei zener. Practic, este nevoie ca tensiunea de ieșire să fie ceva mai mare (minimum $1 \text{ V} - 2 \text{ V}$) decât cea a sursei de referință, în speță tensiunea V_z , deoarece este obligatoriu ca prin $DZ1$ să circule un curent de câțiva miliamperi. Tensiunea maximă de ieșire va fi mai mică cu $1 \text{ V} - 2 \text{ V}$ față de tensiunea U_a de alimentare a stabilizatorului.

Schema din figura 2 (vezi pag. 15) este a unui stabilizator de tensiune variabilă în care tensiunea de referință este preluată potențiometric prin $POT1$. Astfel, tensiunea de ieșire va putea lua valori atât sub, cât și peste cea a diodei Zener. Deci:

$$U_o = \alpha V_z (1 + R_2/R_1)$$

unde α ia valori între 0% și 100% (sau între 0 și 1) și arată procentul preluat ca tensiune de referință

din valoarea V_z . Ținând cont de cele specificate la cealaltă schemă, tensiunea de ieșire nu va putea atinge 0 V și nici valoarea maximă. Ua a tensiunii de alimentare, pentru cea din urmă și din considerentul că ea fiind nestabilizată, trebuie evitat a se lucra în vecinătatea ei. Aceasta înseamnă, de fapt, că α are un domeniu mai restrâns de variație, dar pentru a nu complica schema și pentru ușurința prezentării funcționării schemei s-a preferat ca acest coeficient să fie încadrat în intervalul dat.

Montarea la ambele scheme a grupului serie RC de la ieșire (R_4 , C_1) este obligatorie și are rolul de suprima autooscilațiile care ar apare dacă nu ar fi prevăzut cu acesta.

Ca aplicații practice aceste scheme pot fi utilizate ca montaje de stabilizare a unor tensiuni cu un curent de ieșire destul de mare (1 A , pentru o diferență de tensiune: $U_a - U_o < 5 \text{ V}$ și, evident, un curent mai mic pentru o diferență mai mare de 5 V), ca regulatoare sau ca mici variaatoare de turație pentru motoare de casetofon etc. ■

Bibliografie

I. Ristea, C. A. Popescu, Stabilizatoare de tensiune, Editura Tehnică, București, 1983
IPRS Băneasa, Full Line Condensed, catalog, 1990

Revista RADIO, nr. 4/1990

TEHNIUM

International 70

Revistă pentru constructorii amatori
Fondată în anul 1970

Serie nouă, Nr. 305
Februarie 1998

Editor

Presă Națională SA
Piața Presei Libere Nr. 1, București

Comitet de redacție

Ing. Daniel Cocoru
Ing. Mihai-George Codârna
Ing. Cristian Ivanciovici
Fiz. Alexandru Mărculescu

Control științific și tehnic

Ing. Mihai-George Codârna
Ing. Emil Marian
Fiz. Alexandru Mărculescu

Correspondenți în străinătate

C. Popescu - S.U.A.
S. Lozneanu - Israel
G. Rotman - Germania
N. Turuță & V. Rusu - Republica Moldova
G. Bonihady - Ungaria

Redacția: Piața Presei Libere Nr. 1
Casa Presei, Corp C, etaj 1, camera 122
Telefon: 223-15-30, interior: 1186 sau 1182

Correspondență

Revista TEHNIUM
Piața Presei Libere Nr. 1
Căsuța Poștală 68, București - 33

Secretariat: Viorica Mocanu
Telefon: 223-15-30/1186

Difuzare

Telefon: 223-15-30/1196

Abonamente

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

Director de proiect: Daniel Cocoru

Colaborări cu redacțiile din străinătate
Amaterske Radio (Cehia), Elektor & Funk
Amateur (Germania), Horizonty Technike
(Polonia), Le Haut Parleur (Franța),
Modelist Constructor & Radio (Rusia),
Radio-Televizia Electronika (Bulgaria),
Radiotechnika (Ungaria), Radio Rivista
(Italia), Tehnike Novine (Iugoslavia)

Coperta: Iosefina Ilie

DTP Irina Geambașu, Georgeta
Haralambie, Nadia Mihăilă

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

Volumul XXVIII, Nr. 305, ISSN 1224-5925

© Toate drepturile rezervate
Reproducerea este cu desăvârșire
interzisă în absența aprobării scrise
prealabile a editorului.

Tiparul Romprint SA

Acest număr a fost tipărit în 12.000 exemplare

TEHNIUM nr. 2 / 1998

DEMAGNETIZOR

G. D. OPRESCU

Este posibil ca un casetofon, chiar perfecționat să lucreze necorespunzător.

Un defect poate fi neștergerea resturilor de pulbere magnetică. Se vor folosi casete speciale pentru curățarea capetelor (tip „cleaner”) sau chiar un mic tampon de vată, ușor umezită în alcool etilic sau izopropilic (în nici un caz benzină, eter, tiner sau alți diluanți organici, întrucât aceștia pot deteriora capetele.

Un alt remediu constă în reglarea tracțiunii și ambreiajelor.

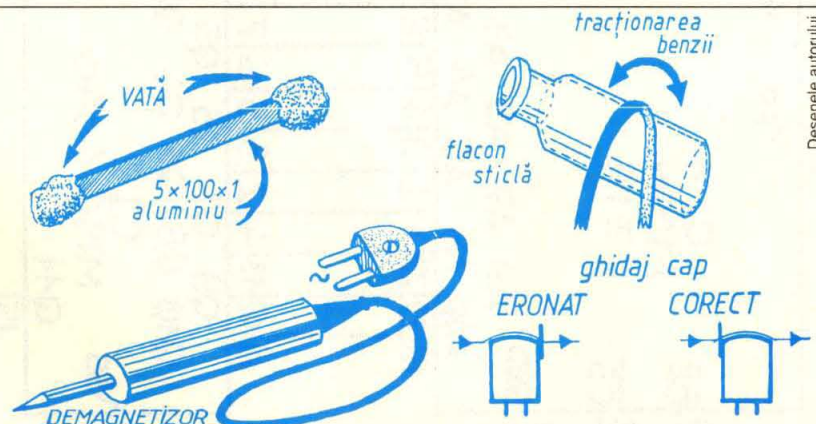
O bandă magnetică deformată („ciufulită”) poate fi netezită pe un flacon curat de sticlă 2-4 cm în diametru: cu mâinile curate și uscate se tracționează ușor banda, înainte și înapoi, de 10-20 ori, evitând întinderea ei. Nu este indicată o nouă înregistrare a benzii „reparate”!

O atenție deosebită va fi acordată sistemului de fixare al capului universal, poziționarea azimutală făcându-se cu ajutorul unei benzi magnetice bine imprimate.

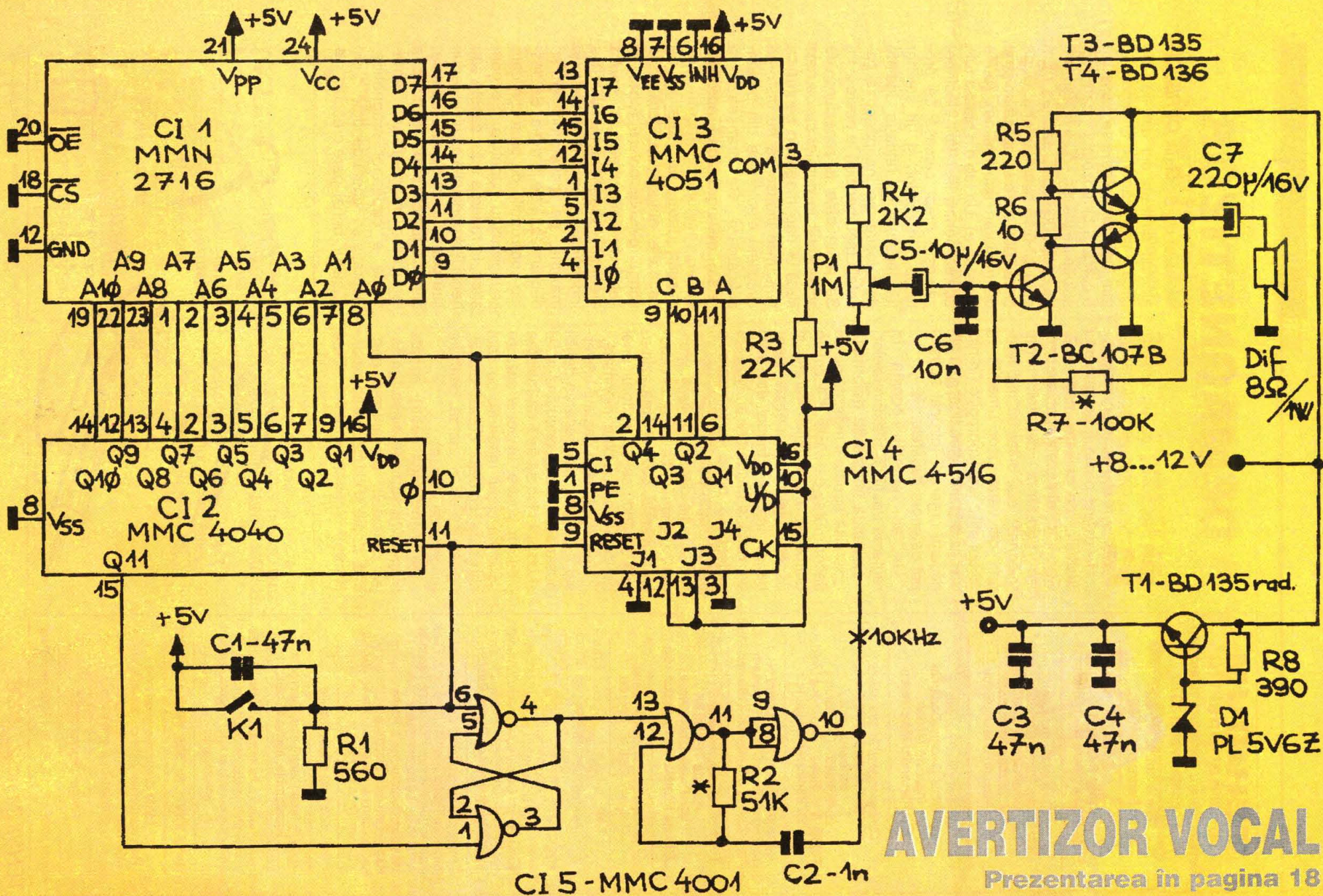
Uneori, ghidajul capului universal e plasat după trecerea benzii peste cap (banda ondulând în fel și chip) în loc să fie fixat înainte pieselor polare. În acest caz, se schimbă capul magnetic cu unul care are ghidajul corect plasat, urmărindu-se o atentă centrare (unghiul de azimut).

Demagnetizorul pentru capete magnetice sau alte piese (ghidaje, cabestan, mecanisme portrolă) poate și el îmbunătăți randamentul casetofonului. Este

alcătuit dintr-un cui din fier, de circa 5 mm diametru și circa 100 mm lungime, pe care se plasează o carcasă bine izolată - carton și soluție de plastic - cu o înfășurare de circa 5000 spire, sârmă CuEm de 0,10-0,15 mm diametru. După circa 1000 spire se aplică un strat de hostafan sau melinex (bune izolatoare). Un tub din plastic (din acelea pentru instalații electrice) servește drept carcasă de protecție. Un cordon și un ștecher fac legătura cu rețeaua. Înainte de folosire, se îndepărtează casetele (sau benzile) la peste 2 m. Se pune câte o conexiune de scurtcircuit în paralel cu bornele fiecărui cap magnetic pentru ca tensiunile induse să nu distrugă circuitele electronice din preamplificatoare. Se branșează la rețea, demagnetizorul apropiindu-se încetul cu încetul, cu mișcări largi de rotație, de capetele magnetice, fără a le atinge piesele polare (care ar putea fi descentrate din cauza efectului magnetostriktiv). Se îndepărtează apoi la o distanță maximă de casetofon și se debranșează de la rețea. Se desfășoară conexiunile de protecție care scurtcircuitau capetele. Se constată, la redarea unor casete sau benzi, pe porțiunile cu nivel redus sau pauze, o micșorare apreciabilă a zgomotului de fond - prin reducerea magnetizării remanente a capetelor magnetice. Operația se repetă periodic, când „fășâitul” benzii pare să crească. ■



Desenele autorului



AVERTIZOR VOCAL

Prezentarea în pagina 18