

# Tehniuum

ANUL XXI — NR. 246 5/1991

## SUMAR

**TEHNICĂ MODERNĂ** ..... pag. 2—3  
Decodor D2 MAC

**INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ** ..... pag. 4—5  
Alimentatoare fără transformator  
Letcon auto  
Tester AO

**CQ-YO** ..... pag. 6—7  
Transverter 144/14 MHz  
Indicator de cîmp

**HI-FI** ..... pag. 8—9  
Egalizor cu filtre active

**AUTOMATIZĂRI** ..... pag. 10—11  
Betamtru pentru laborator  
Alarmă programabilă  
Deconectare automată

**SERVICE** ..... pag. 12—13  
VEF 260

**LABORATOR** ..... pag. 14—15  
Reverberator electronic  
Voltohmmetru

**LA CEREREA CITITORILOR** ..... pag. 16—17  
Generator de zgomot roz  
Adaptor de impedanță  
Etaje de defazare

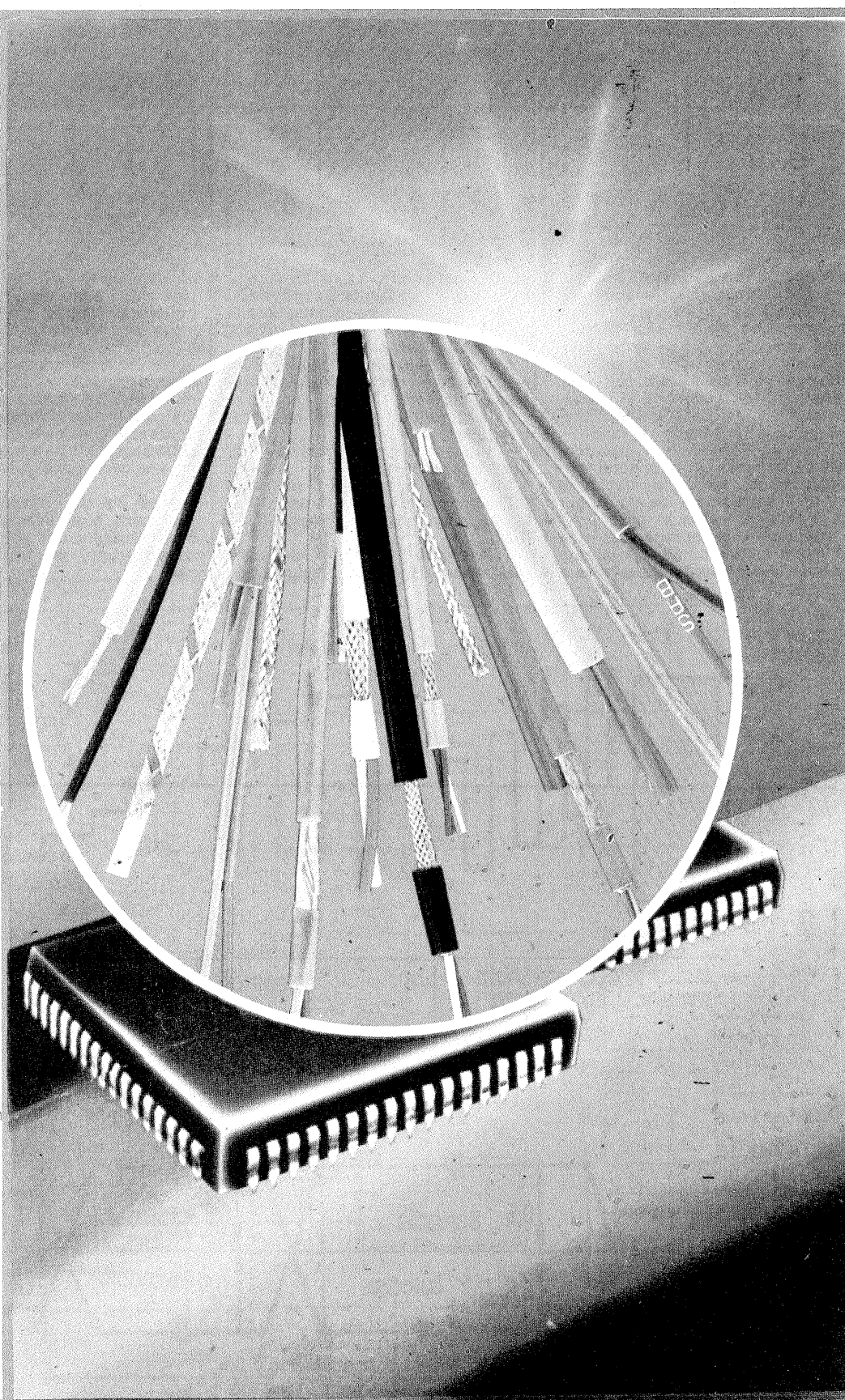
**CITITORII RECOMANDĂ** ..... pag. 18—19  
Radioreceptor portabil  
Sursă reglabilă  
Diagnosticarea demarorului

**ATELIER** ..... pag. 20—21  
Osciloscop

**REVISTA REVISTELOR** ..... pag. 22  
Generator DSB  
Măsurător  
Termometru

**MAGAZIN TEHNIIUM** ..... pag. 23  
Ansamblu tuner TV  
HIT BOY 50

**PUBLICITATE** ..... pag. 24  
„ELECTROCONTACT” S.A.



REVISTĂ LUNARĂ  
PENTRU CONSTRUCTORII  
AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIIUM”,  
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,  
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,  
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059  
PREȚUL 15 LEI

# DECODOR D2 MAC

TIBERIU URSOIU, MIRCEA BRĂNZAN

Aparut în ultimii ani prin cercetări asidue ale specialiștilor în telecomunicații, în strânsă colaborare cu informaticieni și matematicieni, sistemul D2 MAC este o dezvoltare, de fapt, a sistemului de bază — MAC

acestui fapt, schema electrică va cuprinde, pe lângă microprocesorul DMA2270 (I.T.T.), și alte câteva C.I. dedicate, ce vor prelucra semnalele digitale din transmisia TV tip D2-MAC, conform unor parametri ce

informației video: NTSC, PAL, SECAM. Atunci de ce un nou sistem? Răspunsul este: imagine mai bună, sunet mai bun și eliminarea celor mai neplăcute defecte ale procedurilor de transmisie TV actuale. Prin aceasta se asigură, totodată, și deschiderea drumului — prin performanțe — spre televiziunea de înaltă definiție (HDTV). Dar să nu se confunde: MAC nu este HDTV!

Norma MAC (MULTIPLEXED ANALOGUE COMPONENTS) indică chiar prin nume una din particularitățile esențiale, și anume transmiterea prin multiplexare temporală a componentelor analogice ale semnalului — luminanța, croma, sunet. În codarea MAC, durata de

Procedeele de codare PAL și SECAM nu convin decât în anumite condiții modulației de frecvență utilizată în transmisiunile prin satelit. Componentele de zgomot care cresc cu frecvența de modulație perturbă în special în acest caz informația de culoare.

Procedeele de codare MAC evită aceste neajunsuri prin transmiterea separată a informației croma și luminanță, eliminând defectele de interferență culoare-luminanță.

În D2 MAC, codarea numerică a sunetului permite dispunerea mai multor cai de calitate diferite cu conținut diferit (de exemplu, un canal stereo HI-FI concomitent cu alte două cai de calitate medie pentru comentarii). Capacitatea de transmisie restantă poate fi folosită pentru alte servicii specializate (TELE-TEXT).

## Sisteme MAC

Conform specificațiilor EBU (Uniunea Europeană de Difuziune), toți membrii familiei MAC recunosc același format codat video, diferențierile (cu prefix A, B, C, D, D2) fiind făcute în privința codării sunetului și transmisiei de date speciale. Sistemul A MAC a fost rapid abandonat, fiind înlocuit cu B MAC, actualmente în exploatare în Australia, iar în Europa doar pentru transmiterea prin satelit a programelor AFN TV.

În momentul actual se consideră ca sisteme normalizate cele cu prefixe C, D, D2 MAC.

Decodoarele pentru aceste sisteme sînt dezvoltate de firme ca PLESSEY, PHILIPS, NORDIC VLSI.

"Singura soluție pentru „amatori” rămîne însă linia de C.I.-uri dezvoltate de firma I.T.T.

Pentru normele C MAC și D MAC, lărgimea de bandă necesară le face incompatibile cu sistemele de transmisie terestră actuală (20, 25 Mbit/s), D2 MAC, cu o frecvență de transmisie a semnalului codat de 10,125 Mbit/s, se poate adapta la lărgimea de bandă a rețelei actuale (7, 8 MHz).

Toate cele trei sisteme C, D, D2 MAC pot fi transmise însă fără probleme prin satelit, unde lărgimea de bandă a unui canal este 27 MHz.

O referire sumară asupra transmisiei MAC se face în figura 2, în care se prezintă aspectul unei linii a imaginii TV.

Fiecare linie de 64 μs este compusă din 1296 de eșantioane, deci la o frecvență de linii de 15 625 Hz rezultă frecvența de eșantionare care va avea valoarea:  $15\,625 \times 1\,296 = 20,25$  MHz (la emisie).

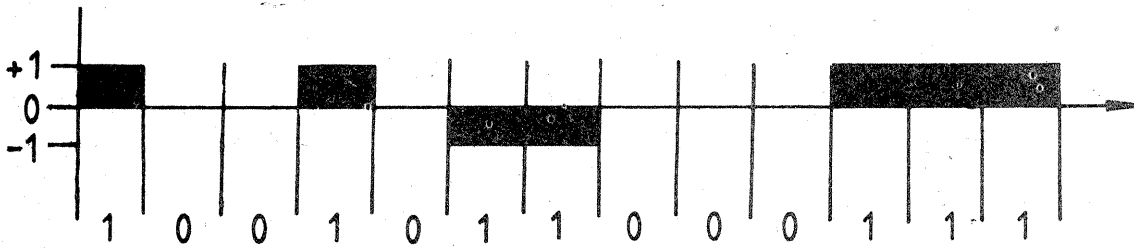
Pentru fiecare din cele 625 de linii, norma MAC definește conținutul acestora în parte, poziția informațiilor fiind reperată prin poziția eșantioanelor numerotate de la 1 la 1296.

În decodorul de imagine, semnalele de luminanță și croma vor fi decomprimate și reproduse împreună pentru compunerea unei imagini TV corecte și de înaltă calitate.

Compresia temporală inițială — la recepție — este efectuată prin eșantionarea semnalului analogic cu 20,25 MHz. Aceste eșantioane sînt depozitate într-o memorie dinamică rapidă, iar citirea lor se va face cu o frecvență inferioară — în funcție de raportul de comprimare —, realizându-se în acest fel decomprimarea și redarea corectă a semnalului util.

Raportul de comprimare pentru luminanță fiind 3:2, rezultă frecvența CLOCK-ului de citire luminanță:

$F_{clk} \times 2/3 = 20,25 \text{ MHz} \times 2/3 = 13,5 \text{ MHz}$ .  
Pentru semnalul diferență de culoare — croma — raportul este de 1:3, iar frecvența:



— conceput de cercetătorii englezi, cu scopul îmbunătățirii imaginii TV recepționate prin aplicarea unui sistem de codare digitală asupra informației video și audio și retranslatarea ei pe un cadru TV normal, cu durata de baleiere a liniei de 64 μs.

Acest tip de codare este fundamental diferit de cele folosite în prezent pentru transmisia TV color — NTSC, PAL, SECAM — și este deosebit de complex. În momentul tehnologic actual, funcția de decodare nu poate fi asigurată de un singur circuit integrat — ca în cazul PAL de exemplu —, ci necesită asocierea mai multor circuite înalt specializate și o mare complexitate. Ca urmare a

vor fi programați din exterior cu ajutorul unui computer compatibil I.B.M.-PC sau al unui montaj special de programare ce va fi prezentat la momentul necesar.

De la început reiese clar pentru cei interesați ca vor fi două probleme distincte:

— circuite de decodare, montaj și interfațare;

— logica de configurare și funcționare a acestora.

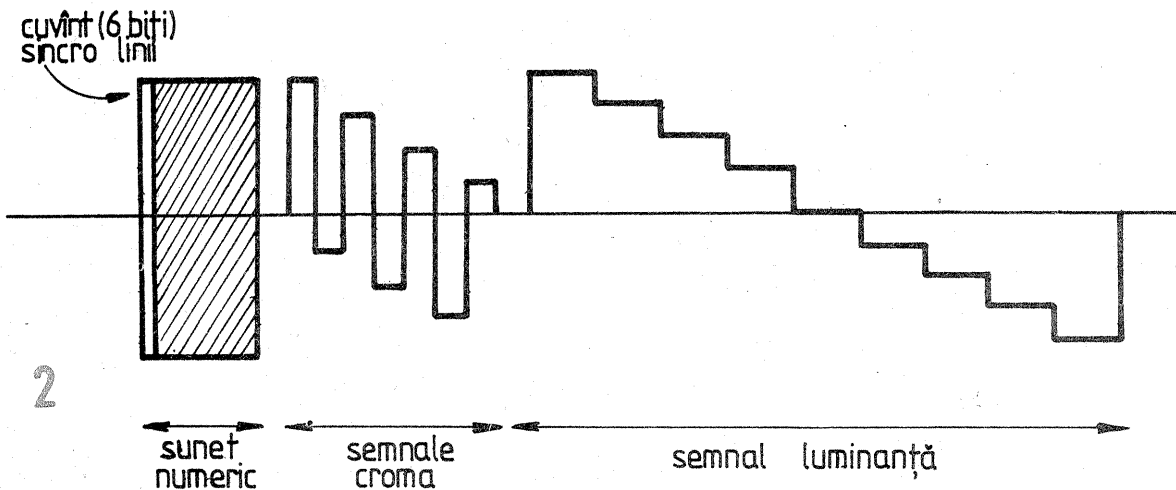
Înainte de a trece la prezentarea primului punct, vom face câteva scurte referiri asupra sistemului D2 MAC.

Televiziunea în culori cunoaște mai multe sisteme de prelucrare a

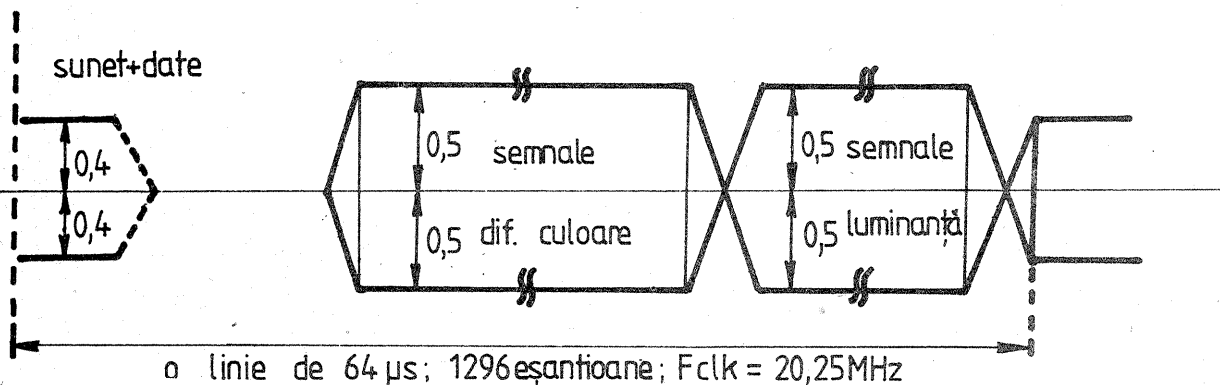
64 μs a unei linii TV normale este păstrată. Pentru fiecare linie, componentele codate croma și luminanță sînt transmise SUCCESIV cu o comprimare temporală.

Transmiterea anumitor date — cu caracter special — se face în sistemul MAC pe durata cursei de întoarcere în cod duobinar. Acest cod utilizează trei niveluri de semnal, spre deosebire de sistemul binar ce nu are decît două niveluri de semnal.

Acest tip de transmisie nu necesită decît o lărgime de bandă redusă. Desenul din figura 1 prezintă aspectul unui semnal codat duobinar.



## REPREZENTAREA UNEI LINII ÎN D2 MAC



$F_{clk} \times 1/3 = 20,25 \text{ MHz} \times 1/3 = 6,75 \text{ MHz}$ .

Semnalul de sunet este decodat din primii 105 biți prezenți la începutul fiecărei linii.

Primii 6 biți constituie semnalul de sincro linii, în timp ce următorii 99 sînt utilizați pentru transmiterea sunetului și a unor date speciale. Citirea eșantioanelor în acest caz se face cu 10,125 MHz. Liniile 624 și 625 nu conțin informație sunet și date.

Trenurile de 99 de biți discontinue sînt convertite, adoptînd o formă de multiplexare numită multiplexare prin pachete.

Avînd 623 de linii purtătoare a 99 de biți fiecare informație sunet, rezultă un total de 61 676 de biți, ceea ce permite imaginii transmise asocierea cu cel puțin două canale separate HI-FI stereo (bandă audio 16 kHz, dinamică > 80 dB).

### Construcția decodurului

Așa cum am remarcat, schema ce va fi prezentată conține circuite integrate produse de I.T.T., dedicate procesului de decodare D2 MAC. Rezultatul este remarcabil, cu toate că se efectuează la un preț (relativ) rezonabil.

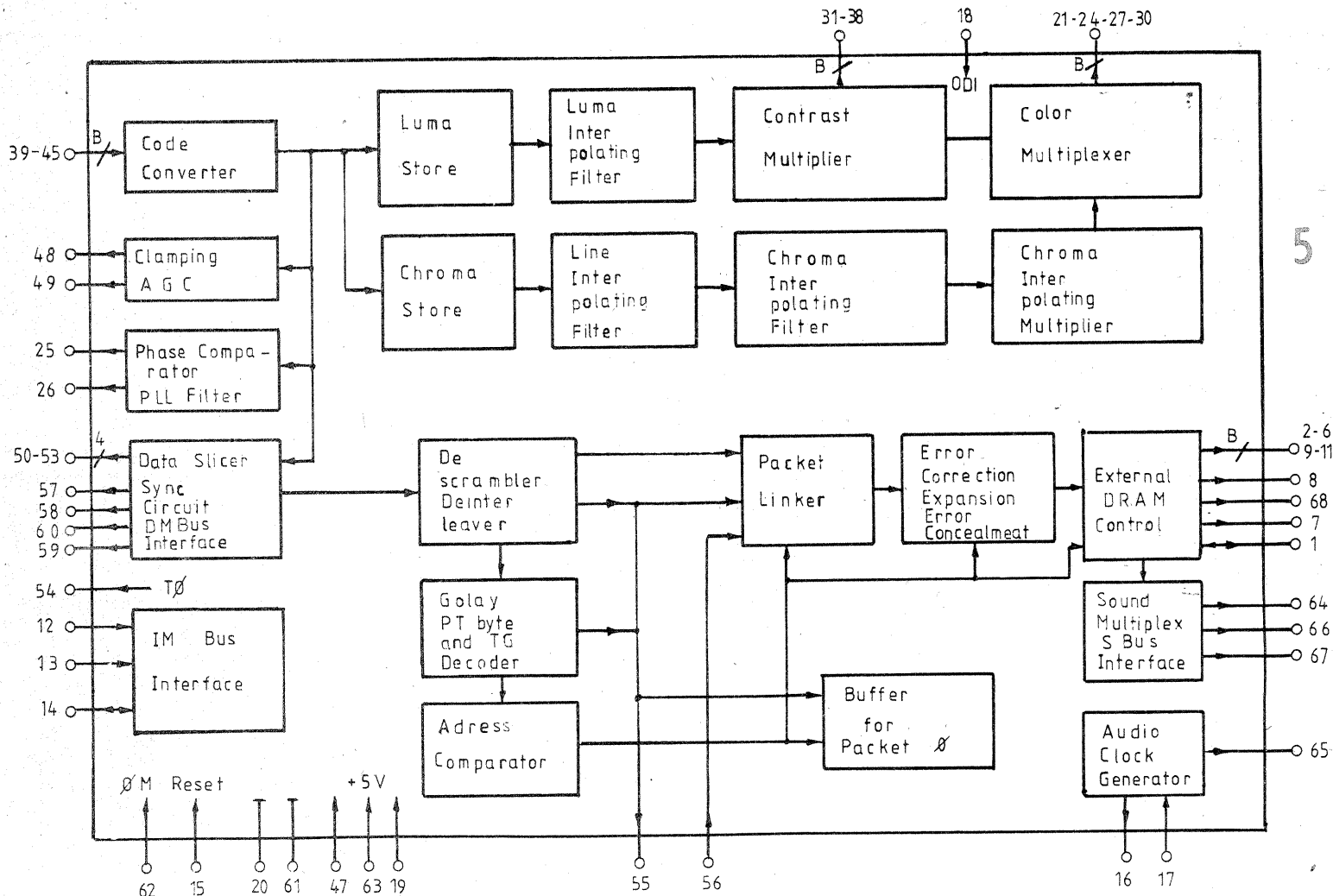
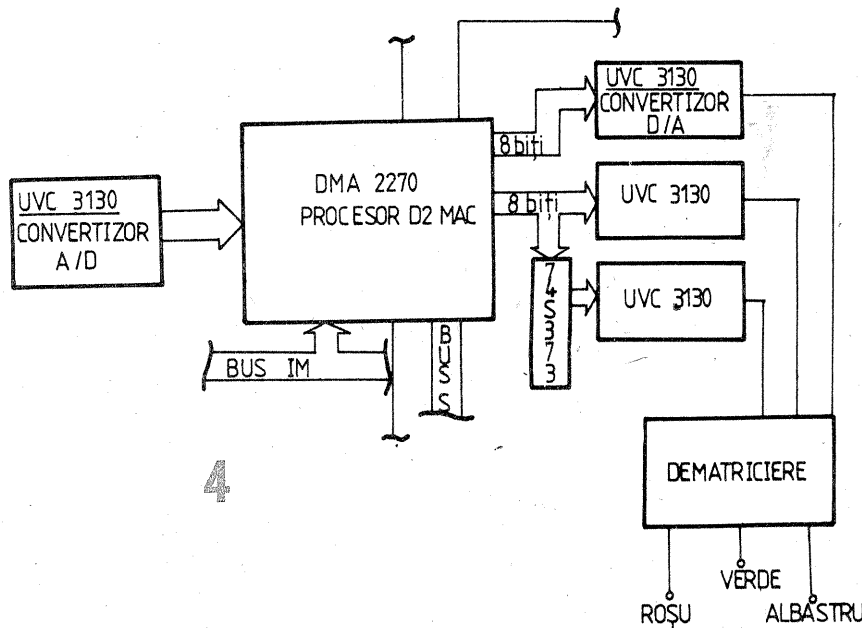
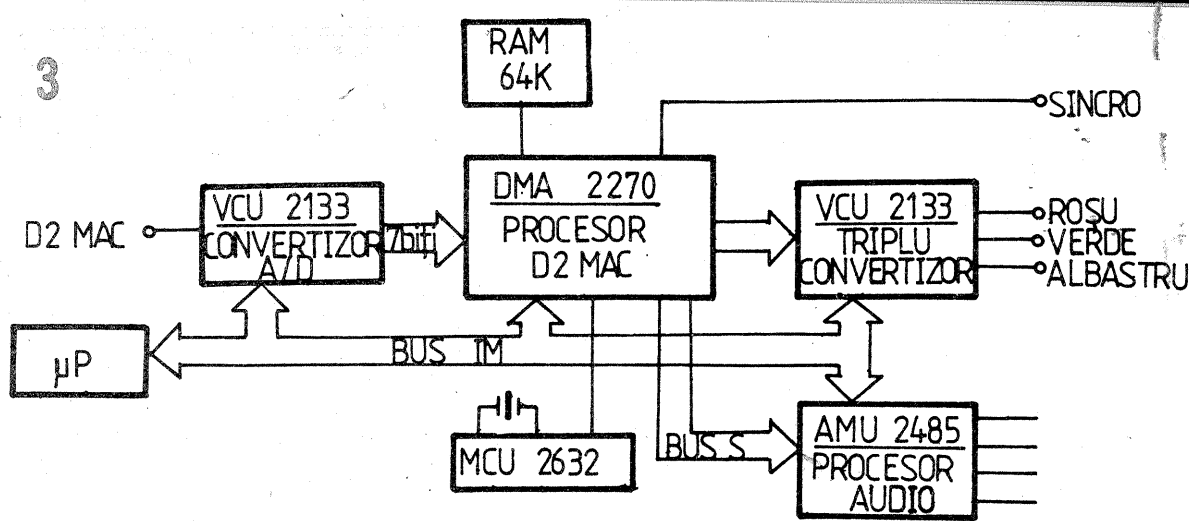
Schemele-bloc prezentate în figurile 3 și 4 corespund unor decodare de sine stătătoare, adaptabile la o instalație de recepție TV prin satelit. Singura diferență între ele este folosirea convertizoarelor D/A și A/D de înaltă performanță în figura 4. Schema din figura 3 oferă o bandă a semnalului de croma ceva mai redusă, în folosul unei simplificări și al scăderii — importante — a prețului.

În continuare vom prezenta pe scurt fiecare circuit conținut în schemă.

#### BIBLIOGRAFIE:

Radio Plans, 490; 495 — 497.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



Organizarea internă a C.I. DMA 2270

## ALIMENTATOARE

### FĂRĂ TRANSFORMATOR

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Pentru a reduce în bună măsură acest pericol, este de preferat să se renunțe la varianta simplă din figura 1, substituind condensatorul unic C1 (pe post de „sursă” de curent constant) printr-un divizor reactiv cu trei condensatoare, așa cum se arată în figura 4. Să presupunem că am ales  $C_1 = C_2$  și vom nota cu  $2C$  valoarea lor comună. Înțelegem imediat de ce cu  $2C$  și nu simplu  $C$ , dacă privim figura 5, unde ansamblul serie  $C_1+C_2$ , adică  $2C+2C$ , a fost înlocuit prin valoarea sa echivalentă,  $C$ .

Divizorul de tensiune astfel realizat distribuie la bornele condensatorului  $C_3$ , în regim normal de funcționare, o tensiune:

$$U_0 = \frac{X_{C3}}{X_{C3} + X_C} \cdot U = \frac{C}{C + C_3} \cdot U \quad (2)$$

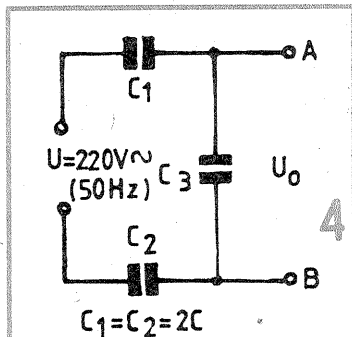
Jonglind convenabil cu valorile  $C$  și  $C_3$ , putem astfel reduce simțitor tensiunea „secundară”  $U_0$  oferită blocului de redresare-filtrare-stabilizare, fapt ce diminuează pericolul menționat și ușurează condițiile de selecție pentru componentele care urmează, după cum vom vedea în următorul exemplu concret.

#### 2. Stabilizator 18 V/25 mA

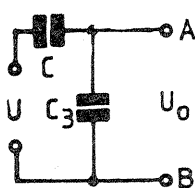
Aplicând principiul descris mai sus, montajul din figura 6 permite obținerea unei tensiuni stabilizate și foarte bine filtrate de 18 V, la un curent maxim de cca 25 mA.

Rezistența  $R_1$  are aici rolul de a limita la valori nepericuloase curentul inițial de încărcare a condensatoarelor  $C_1-C_3$ , iar  $R_2$  asigură descărcarea acestora după întreruperea alimentării de la rețea.

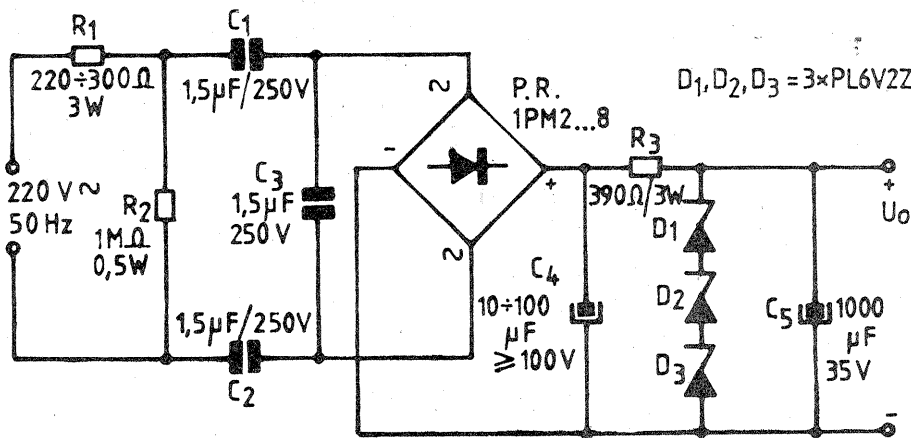
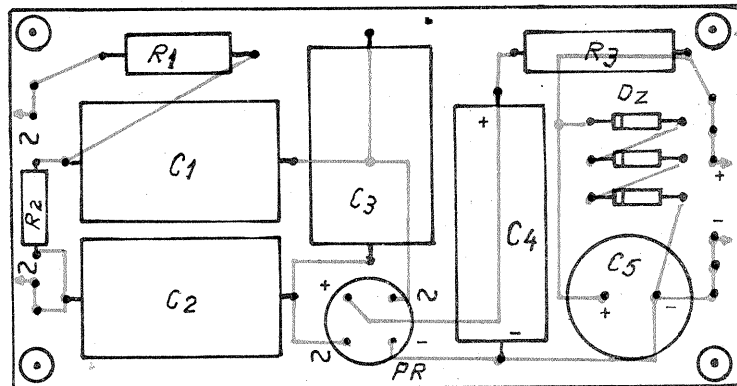
Nu vom face aici calculul privitor la curentul maxim prin divizorul  $C_1-C_3$  (vă lasăm dumneavoastră plăcerea), în schimb vom observa că, în regim normal de funcționare, tensiunea alternativă la bornele lui  $C_3$  va fi de cca o treime din cea a



$$C_1 = C_2 = 2C$$



Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU



## ABC

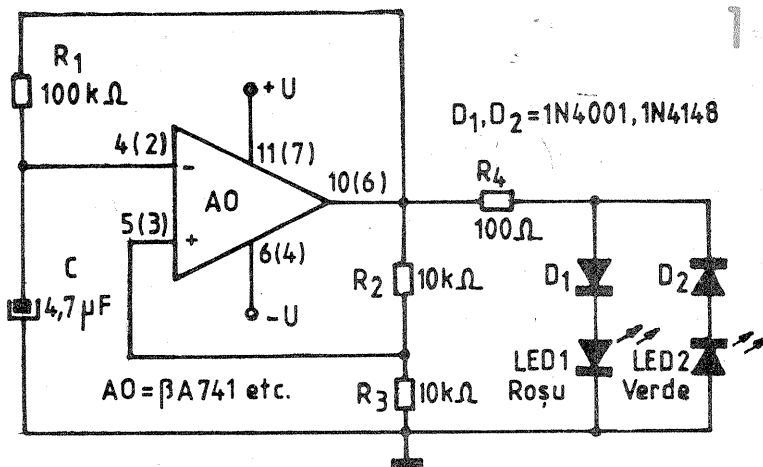
### TESTER AO

Atunci când avem de verificat sturmar și rapid mai multe exemplare de amplificatoare operaționale de același tip, merita să improvizăm (sau chiar să realizăm „pe curat”) un tester simplu care să pună în evidență sugestiv și concludent funcționarea sau nefuncționarea acestora. Practic putem folosi orice schema de aplicație tipică, neprețioasă, preferabil cu indicație optică sau acustică pentru regimul de funcționare. Recordarea operaționalului de verificat

la montaj se va face obligatoriu prin intermediul unui soclu adecvat.

Exemplul alăturat (fig. 1) este destinat testării operaționalilor de tip  $\beta A741$  sau similare (tot cu compensație internă în frecvență și care au și aceeași dispunere a terminalelor la capsula), reprezentând, în esență, un oscilator de relaxare cu frecvența de oscilație foarte joasă. Soclul se ia cu  $2 \times 7$  pini sau  $2 \times 4$  pini, eventual se pot chiar monta în paralel ambele tipuri. Numerotarea pinilor corespunde capsulei DIL cu  $2 \times 7$  terminale, iar cifrele din paranteze variantei DIL  $2 \times 4$ .

După introducerea operaționalului în soclu și închiderea întrerupătorului de alimentare, apariția oscilației este pusă în evidență prin aprinderea intermitentă a celor două LED-uri de culori diferite. Frecvența de „clipire” poate fi ajustată conve-



Încet-încet, electronica patrunde tot mai vizibil și la bordul autoturismelor noastre, fie ca este vorba despre dispozitive sau aparate prevăzute prin construcție (tuometre, indicatoare de consum, regulatoare instalatii de aprindere etc.) fie — mai ales — de diversele aparate sau accesorii pe care le-am instalat noi înșine din considerente de ambianță, confort, siguranță, economicitate, protecție etc.

Strins legată de această invazie electronică, apare însă — ca inevitabil revers — și necesitatea tot mai frecventă a unor mici intervenții de întreținere, adaptare, depanare etc. „la fața locului”. În acest scop, de un real folos se poate dovedi construcția unui letcon electric de mica putere (25—35 W), conceput pentru alimentarea directă de la acumulatorul mașinii.

Ca dovadă ca problema prezintă un larg interes, astfel de dispozitive au fost incluse în fabricație de către diverși producători industriali.

Alăturat vă propun o variantă comodă și economică de realizare a unui **letcon auto la 12 V**, anume prin modificarea adecvată a unui letcon vechi de rețea, cu puterea inițială de 25—60 W.

Pentru cei care eventual s-au speriat de însăși ideea articolului, gândindu-se cu „mila” la bateria atât de greu (și scump) procurată, să facem un calcul estimativ de consum.

Astfel, presupunând ca avem de-a face cu o intervenție de sudură (cositorire) care nu depășește, în general, cca 5—10 minute, mai ales dacă am pregătit dinainte „terenul” (dezizolat, tăiat sau curățat fire, cose etc.) și dacă mai adăugăm câteva minute pentru încălzirea la regim a virfului, ajungem la un interval acoperitor de timp de funcționare de aproximativ 15 minute. Pentru tensiunea nominală a bateriei (12 V), rezulta la puterea maximă propusă,  $P = 35 \text{ W}$ , un curent absorbit maxim de cca 3 A. Înmulțind această intensitate cu durata de funcționare, rezulta o scădere în energia electrică înmagazinată în acumulator de cca  $3 \text{ A} \times 0,25 \text{ h} = 0,75 \text{ A.h}$ , descărcare ce nu poate influența semnificativ buna funcționare a unui acumulator cu capacitatea de 40—45 A.h.

Pentru a aborda construcția propusă, avem nevoie în primul rând de un letcon electric vechi (scos din uz sau nu, dar în orice caz cu „capul” din cupru în bună stare, eventual înlocuit prin unul nou). Prin demontarea acestuia vom elimina rezistența originală de încălzire, urmând să o înlocuim cu alta adecvată noii tensiuni de alimentare.

Să presupunem, de exemplu, ca avem un letcon vechi tip „Electrobobinajul”, cu puterea de 60 W. Fără îndoială, îl cunoașteți bine și, probabil, l-ați demontat nu o dată pentru a-i înlocui rezistența arsă. Capul acestui letcon are orientativ forma și dimensiunile indicate în figura 1. Dacă se pune problema înlocuirii lui (fiind prea uzat), este bine ca partea „interioară”, A, să fie realizată la un diametru mai mare, de pilda cca 4,5—5 mm. Chiar și în cazul capului original, am preferat să procedez la „îngroșarea” prealabilă a porțiunii A, înfășurând strins pe această zonă câteva spire din tablă foarte subțire de cupru sau aluminiu. Motivul îngroșării (care, evident, nu trebuie să afecteze semnificativ transferul caloric) îl reprezintă comoditatea realizării noii rezistențe, după cum vom vedea.

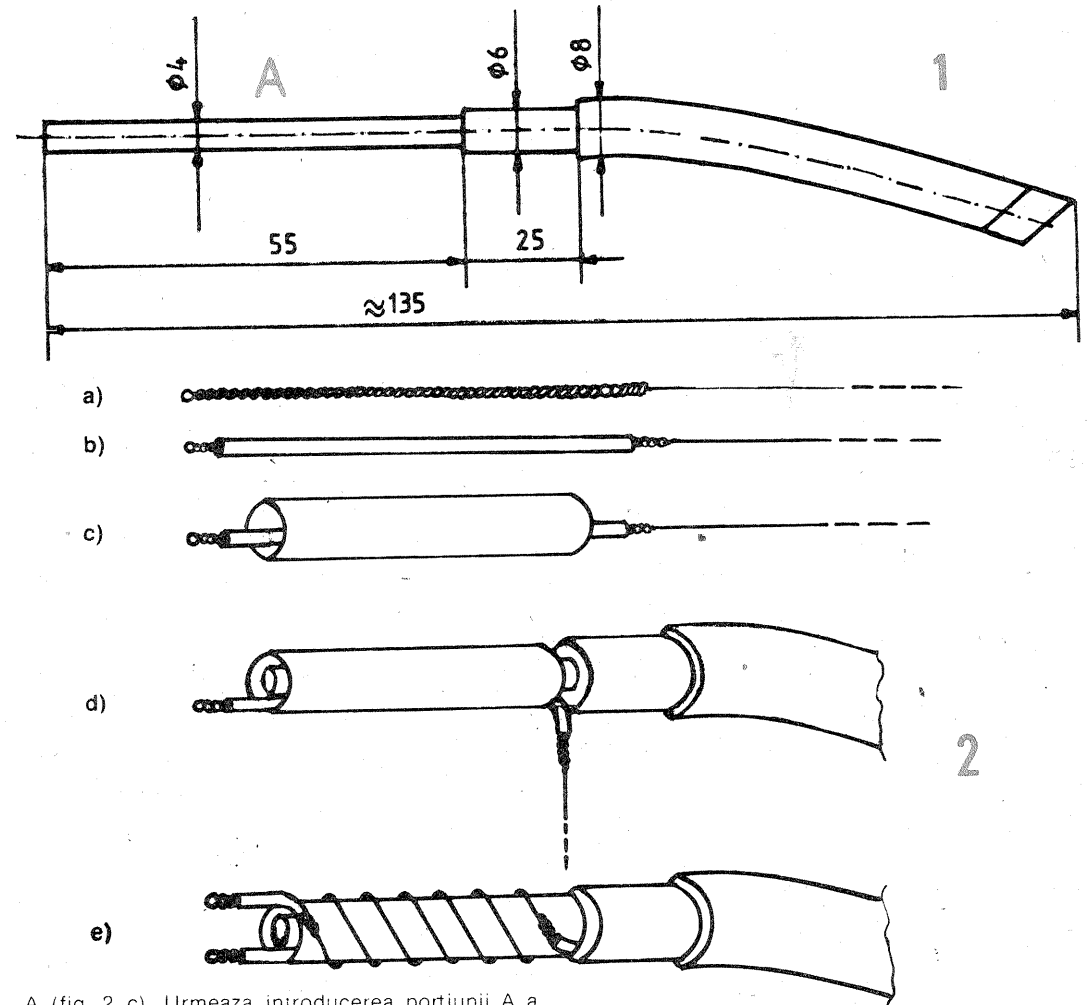
Pentru noua rezistență se poate folosi, de exemplu, nichelina cu diametrul de 0,5 mm. Prin tâtonări experimentale am ajuns la concluzia ca este necesară o lungime a firului menționat de cca 16—18 cm în zona activă. La aceasta se mai adaugă „terminalele” rezistenței, care — din considerente de rezistență mecanică, dar și pentru a evita încălzirea lor la incandescență — se vor dubla prin îndoire și răsuci (torsada) pe cite o lungime de cca 10 cm fiecare. În total, deci, avem nevoie de cca 58 cm de nichelina cu  $\varnothing 0,5 \text{ mm}$ .

Începem prin a dubla firul la unul din capete (îndoind la  $180^\circ$  și răsucind) pe o lungime de cca 10 cm (fig. 2 a). Peste zona torsadată introducem

apoi o bucată corespunzătoare de tub varnis din fibra de sticlă, preferabil cu un diametru cit mai mic, orientativ 1,5—2 mm (fig. 2 b). Capatul astfel izolat îl introducem într-o alta bucată de tub varnis din fibra de sticlă, cu diametrul de cca 5 mm (în funcție de „grosimea” finală a zonei A a capului de cupru) și cu lungimea egală cu cea a zonei

plus, se mai pune și problema regimului de lucru preferat, după cum se urmărește o încălzire rapidă, cu timp scurți de funcționare (de ordinul minutelor), sau — dimpotrivă — o încălzire mai lentă, dar cu funcționare sigură pe intervale mai mari de timp.

Exemplul descris l-am conceput și experimen-



A (fig. 2 c). Urmează introducerea porțiunii A a capului de cupru în tubul  $\varnothing 5 \text{ mm}$ , care trebuie să se facă fără „joc”, eventual chiar ușor forțat (fig. 2 d).

Sintem acum în măsura să începem „bobinarea” noii rezistențe de încălzire, de la dreapta spre stânga în figurile noastre, operație pe care o vom efectua cit mai strins, cu pas relativ mare și echidistant (fig. 2 e). Utilizând firul menționat, pentru un diametru de bobinare de cca 7 mm, am obținut rezultate optime (prin tâtonări experimentale) cu o „bobina” de 6—7 spire. Oricum, recomand celor ce vor aborda construcția propusă să se asigure prin măsuratori și verificări funcționale în situația concretă existența, deoarece apar numeroși factori „aleatori” sau intenționat diferiți care pot modifica semnificativ datele numerice menționate. Printre aceștia amintim: plaja scotată a tensiunii de alimentare; puterea maximă dorită sau curentul maxim preconizat; diametrul firului de nichelina utilizat/disponibil și rezistivitatea sa electrică; diametrul de bobinare etc. În

ta; în varianta unor intervenții de scurtă durată cu încălzire rapidă. La rece, rezistența „bobinei” (inclusiv terminalele) a fost de cca 2—2,5  $\Omega$ , iar în funcționare de regim de cca 3,5—4  $\Omega$ . Comparativ, pentru un letcon industrial de 25 W/12 V am măsurat o rezistență a „bobinei” la rece de cca 5  $\Omega$ .

O ultima operație — înainte de conectarea condonului de alimentare și montarea adecvată a letconului, asupra carora nu insistăm — o constituie izolarea termică a rezistenței față de carcasa metalică. După efectuarea probelor funcționale și imobilizarea celui de-al doilea terminal (legat cu sîrma sau strîns cu un colier subțire de tablă, fără a scurtcircuita însă vreo spirală), petrecem peste „bobina” de nichelina un alt tub din varnis de fibra de sticlă cu diametrul adecvat sau, în lipsa înfășurăm un strat-două de sfoară din azbest. În felul acesta evităm încălzirea prematură, excesivă (și inutilă) a carcasei metalice, favorizînd transferul termic dorit spre capul de cupru.

nabil modificînd una sau mai multe din valorile C, R1, R2, R3. Exemplarele de AO care nu oscilează în acest montaj simplu sînt cel puțin suspecte și vor fi date la o parte în etapa de testare rapidă.

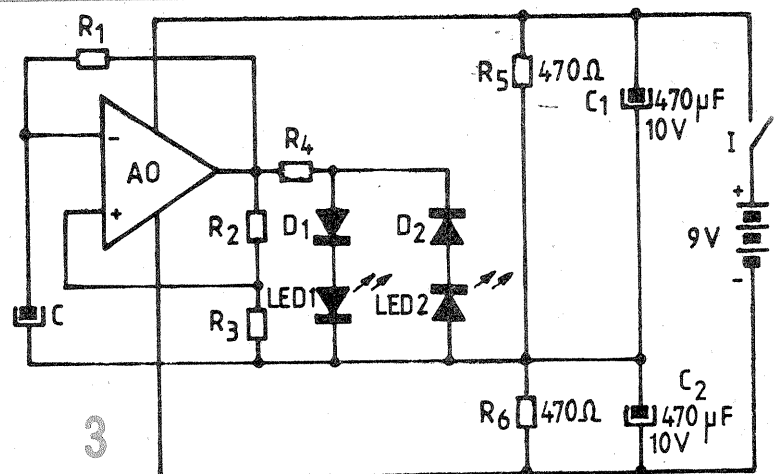
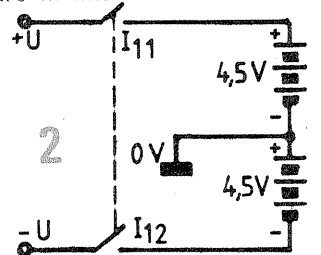
Alimentarea montajului se poate face simetric, de la două baterii de 4,5 V (3R12) legate în serie, cu punctul comun la masă (fig. 2), sau nesimetric, de la o singură baterie de 9 V (6F22), cu aplicarea artificiosului cunoscut de divizare (fig. 3). Pentru alte tensiuni de alimentare se va redimensiona corespunzător rezistența de limitare în curent, R4 (fig. 1). În rest, valorile pieselor nu sînt critice.

Înainte de a testa operațional cu ajutorul montajului, se impun verificarea și ajustarea montajului însuși, pe baza unui exemplar de operațional despre care știm sigur că este

„bun”.

Dacă vom opta pentru alimentarea simetrică la  $\pm 4,5 \text{ V}$ , observăm ca se poate chiar renunța la diodele D1, D2, tensiunile inverse aplicate LED-urilor nefiînd periculoase.

Pentru varianta din figura 3 se va tâtona experimental raportul divizorului R5—R6, urmărindu-se „simetrizarea” celor două impulsuri luminoase în intensitate.



Transverterul prezentat transpune gama de 144 MHz in gama de 14 MHz, asigurand accesul rapid la traficul UUS al posesorilor unui transceiver de US. Largimea segmentului din gama de 144 MHz la care există acces este conditionata de echipamentul US și este in general de 500 kHz. Alegerea unor segmente interesante (in general 144,0-144,5; 145,5-146 MHz) se face prin utilizarea unui cristal corespunzător in transverter.

Caracteristicile principale ale acestui transverter sint:

- preamplificator de receptie cu tranzistor cu GaAs, asigurand un zgomot foarte mic: 3SK97, CF300C;
- puterea de ieșire reglabilă continuu, nivelul maxim fiind de 18 W out/50 Ω;
- stabilitate foarte bună funcție de variația temperaturii. La o variație de 9°C, oscilatorul local a avut o deviație de 130 Hz (măsurată la frecvența de 144 MHz);
- protecția etajului final la supra-tensiune de alimentare;
- alimentare cu 28 V/1,5 A.

### Descrierea funcționării

Echipamentul se bazează pe mixajul succesiv al celor două game cu ajutorul unui oscilator local de 130 MHz pilotat cu cristal de cuarț (fig. 1). Tranzistorul T1 lucrează ca oscilator overton, selectând armonica a 5-a a cristalului de baza de 13 000 MHz. Tranzistorul T2 lucrează ca dublor în clasă B, asigurând la ieșire 130 MHz cu un nivel corespunzător atacării celor două mixere. Purițata spectrală a semnalului de ieșire este foarte bună datorită celor două filtre trece-banda pe 65 MHz și 130 MHz.

În regim de recepție, semnalele gamei de 2 m sînt preluate de preamplificatorul cu zgomot mic (T3) și transpuse cu mixerul (T4) în gama de 14 MHz. Circuitul de intrare este recomandat de (1) și (2) și asigură transformarea impedanței de intrare la o valoare convenabilă tranzistorului T3 (3SK97; CF300) cu pierderi foarte mici. Este necesar ca aceste componente (C13; C14; L5) să fie de înaltă calitate: trimerele pe calit cu aer și bobina din sîrmă argintată. Trebuie știut că tranzistoarele cu GaAs au curentul de drenă de saturație de valoare mare (50...80 mA) și puterea disipată redusă (de circa 200... 300 mW). Montarea unui astfel de tranzistor într-o schemă „normală” de preamplificator cu MOSFET va conduce la distrugerea lui prin depășirea regimului termic maxim permis. În schema din figura 1 protecția tranzistorului este realizată prin dimensionarea corespunzătoare a lui R11 și DZ1 care limitează puterea disipată la circa 180 mW, deși în (2) se afirmă că experimental tipul CF300 lucrează pînă la 350 mW.

Rejecția la frecvența intermediară atinge 60 dB datorită filtrului trece-banda L6, L7 cu cuplaj subcritic.

În regim de emisie (fig. 2), semnalul de 14 MHz (CW, SSB, FM) este trecut printr-un filtru trece-jos cu trei celule. P2 permite împreună cu atenuatorul fix (R14, R15, R16) dozajul optim al semnalului de intrare. Mixerul echilibrat cu două tranzistoare FET transpune semnalul de 14 MHz pe 144 MHz tot cu ajutorul oscilatorului local de 130 MHz. Semnalul de 144 MHz este adus la un nivel de circa 100...150 mW cu două etaje amplificatoare (T7) și (T8). Amplificarea reglabilă în regim de emisie se realizează cu (T7) tip MOSFET prin polarizarea convenabilă a grilei 2. Nivelul de ieșire poate fi controlat cu sonda de radiofrecvență C47, D7, R26. Datorită prezenței pe traiectul de emisie a filtrului trece-jos cu trei celule și a patru cir-

# TRANSVERTER 144/14 MHz

Ing. SORIN DAVID NIMARĂ, YO7CKB

cuite acordate pe 144 MHz, puritatea spectrală a semnalului de ieșire este foarte bună.

Puterea maximă de ieșire de circa 18 W/50 Ω este realizată prin utilizarea pe traiectul de emisie a unui etaj final cu două tranzistoare (fig. 3) îndelung experimentat cu mici modificări de YO2BUG/YO7CJL.

Comutarea circuitelor de intrare-ieșire și alimentare cu tensiune a modulelor sînt asigurate de unitatea de comandă din figura 4. Trece-rea de pe recepție pe emisie se face prin aplicarea din exterior a unui „pămînt” pe intrarea PTT. Circuitul T13, R34 și DZ3 blochează trecerea pe emisie în cazul în care tensiunea de alimentare depășește circa 29 V, protejind astfel tranzistoarele finale.

### Detalii constructive

Transverterul este realizat din trei module. Oscilatorul local, convertorul de recepție și mixerul de emisie (figurile 1 și 2) sînt montate pe un circuit imprimat dublu placat, prezentat în figurile 5 și 6 la scara 1/1. Piesele sînt montate pe fața complet placată (fig. 6), ce este utilizată ca plan de masă. În acest fel se asigură o bună decuplare și ecranare a cir-

cuitelor; stabilitatea în funcționare este foarte bună. Pe această față, cuprul va fi îndepărtat din jurul găurilor cu ajutorul unui burghiu cu diametrul de 4 mm. Terminalele componentelor însemnate cu X se vor lipi foarte scurt, chiar pe planul de masă. Modulul este ecranat suplimentar cu pereți din tablă de fier cositorită, după cum se poate vedea în figura 7.

Amplificatorul final (fig. 3) se va monta pe o placă de circuit imprimat (complet placată), ca în figura 8. Punctele de sprijin sînt realizate prin lipirea pe planul de masă cu rășină epoxidică a unor pastile din circuit imprimat de 6x6 mm. Circuitul imprimat este montat cu circa 10 șuruburi M3 pe un perete din aluminiu cu grosimea de 3 mm, folosit ca radiator. Terminalele „emitor” de la T9 și T10 se vor lipi foarte scurt la masă.

Tranzistoarele tip BD (D8, D9 folosite ca diode, pentru compensarea termică) se vor monta pe placa din aluminiu cu șuruburi M3 chiar lângă T9, respectiv T10.

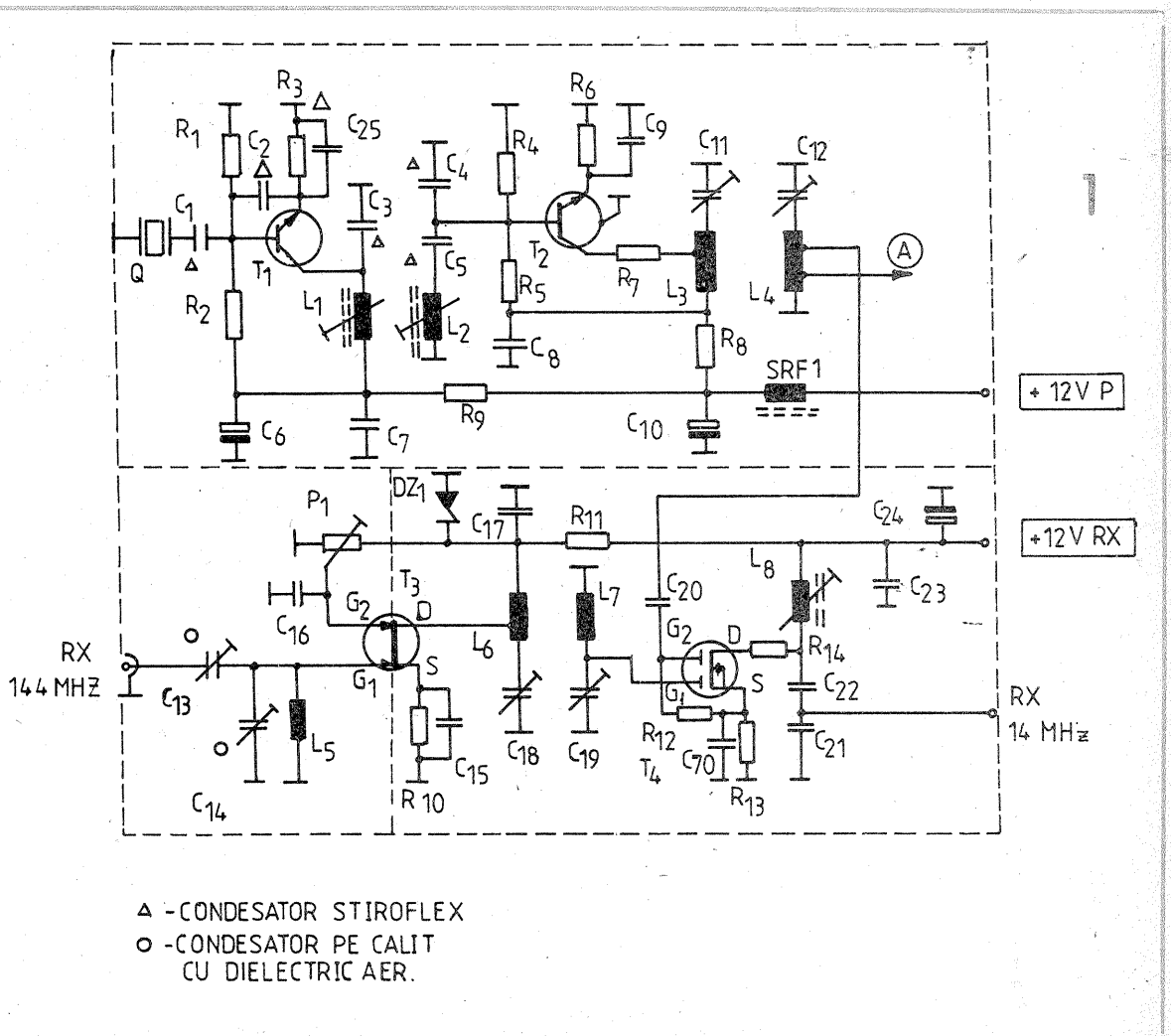
### Punerea în funcțiune

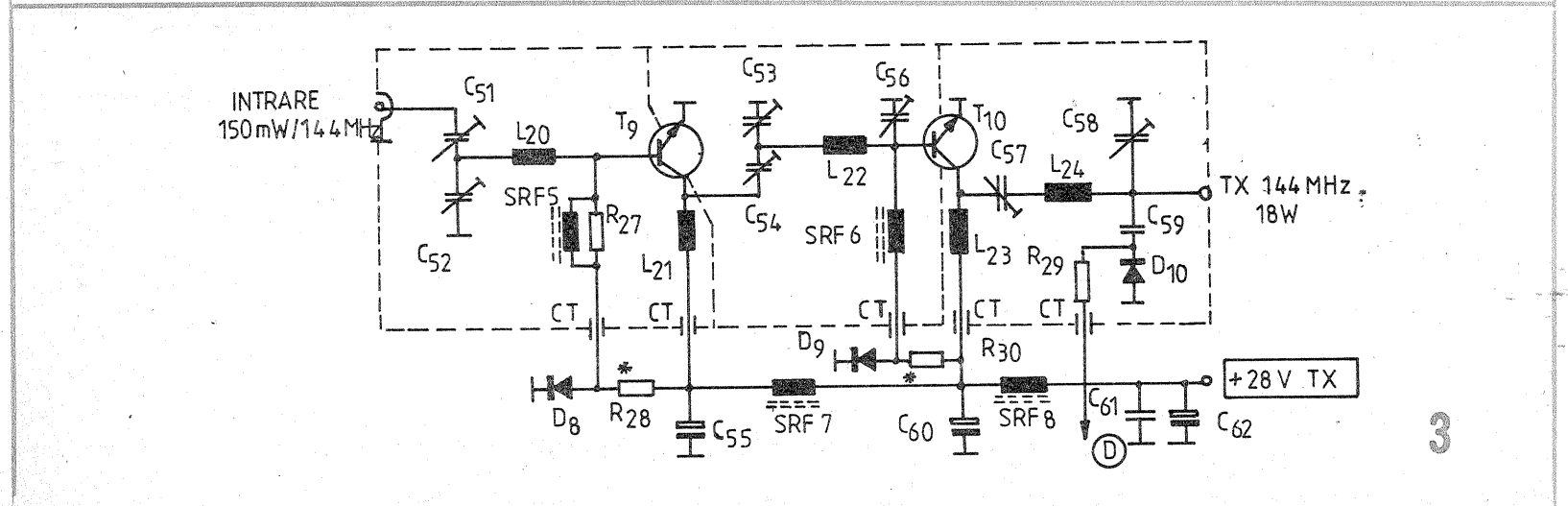
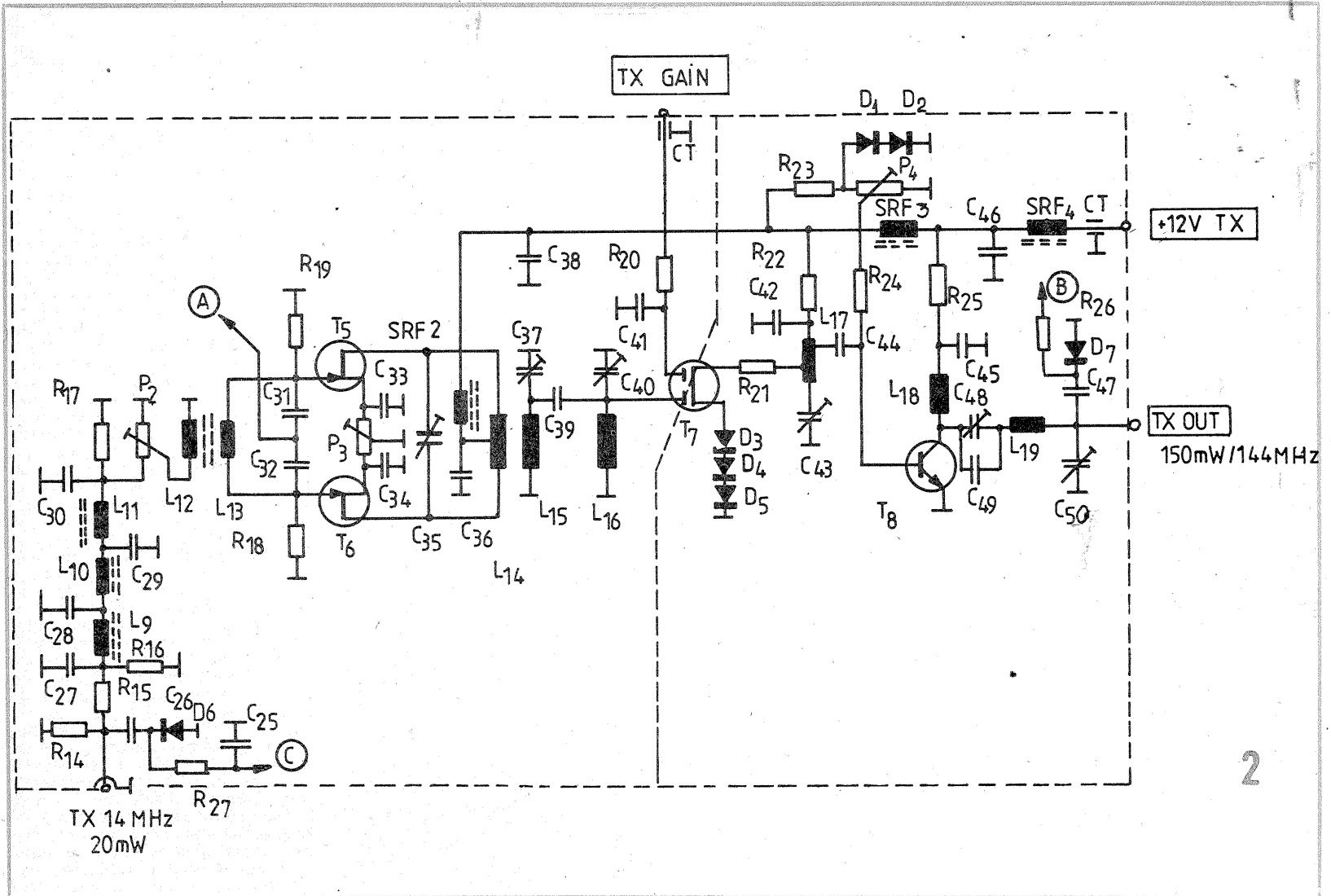
Se face după procedee larg prezentate în diferite publicații, folosind

un undamtru cu absorbție sau o sondă RF cu frecvențmetru ca în (3). Se vor acorda L1 și L2 pentru maximum de semnal pe 65 MHz. Se repetă operația și pentru L3 și L4 pe 130 MHz. La reglaj corect, curentul de colector pentru T2 va atinge 8...10 mA. Dacă se blochează oscilatorul local, curentul de colector va fi de 0,1 mA (clasa B); eventual se va ajusta R5. Se cuplează apoi antena de 14 MHz cu o spiră peste L8 și se reglează miezul pentru recepția maximă a stațiilor din gama de 20 m. Se cuplează apoi antena de 144 MHz și după semnale slabe din gamă se ajustează C18, C19 pentru nivelul maxim; se încearcă și tatonarea lui P1. Circuitul de intrare se ajustează pentru zgomot minim. Se refacă operația de cîteva ori. În mod normal tensiunea pe grila 2 a tranzistorului CF300 va fi de 3,5 V și curentul de drenă de 25...30 mA.

Se introduce apoi semnalul de 14 MHz/20 mW și P2 va fi poziționat pentru nivel maxim. Cu undamtrul se ajustează C35 pentru semnal maxim pe 144 MHz. Se observă, prin oprirea intrării de 14 MHz, care este nivelul de 130 MHz. Se va ajusta P3 pentru reducerea acestui reziduu. Se asigură apoi pe grila 2 a lui T7 o tensiune de circa 6 V din P5 (fig. 4). Se ajustează C37, C40 și C43 pentru nivel maxim pe 144 MHz și apoi C48 și C50 pentru nivel maxim pe un bec de 2,5 V/0,068 A, cuplat la ieșire. Curentul de repaus pentru T8 se ajustează din P4 la cca 5-7 mA. Trimerile din etajul final (fig. 8) se reglează pentru nivel maxim pe o sarcină artificială, obținindu-se circa 18 W/50 Ω. Curentul de repaus al celor două tranzistoare se ajustează din R28 și R30 la 25, respectiv 60 mA.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)





# INDICATOR DE CÎMP

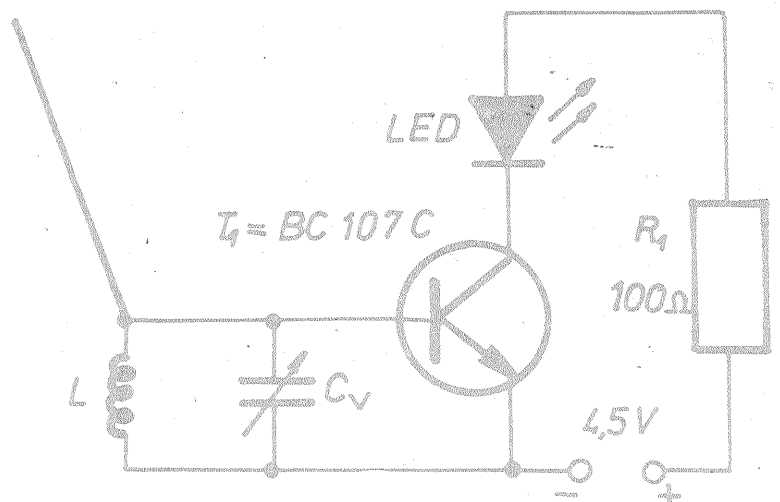
Dr. Ing. IOSIF LINGVAY, YOSAVN

Prezența sau absența unui cîmp de radiofrecvență de peste un anumit nivel se poate pune în evidență cu montajul alăturat.

Funcționarea este deosebit de simplă. În prezența cîmpului de radiofrecvență, semialternanțele pozitive ale tensiunii ce apare pe L aduc în conducție tranzistorul BC107C, permițînd trecerea curentului prin circuitul colector-emitor, deci aprinderea LED-ului. Captarea semnalului de radiofrecvență se face cu o bucată de sîrmă de 0,5–3 m, în funcție de sensibilitatea dorită. Dacă nu se dorește indicarea unui cîmp de o anumită frecvență, condensatorul de acord Cv poate lipsi din montaj.

Bobina va fi astfel dimensionată încît inductanța ei împreună cu condensatorul Cv utilizat să rezoneze în domeniul de frecvențe care se dorește a fi urmărit.

Consumul montajului este de cca 20 mA, dar numai cînd LED-ul luminează, în rest nesemnificativ. Dacă se dorește alimentarea de la o sursă de tensiune mai mare de 4,5 V, rezistența R1 se va redimensiona corespunzător (de exemplu, la 9 V, R1 = 350 Ω).



# EGALIZOR CU FILTRE ACTIVE

Ing. EMIL MARIAN

Perfecționarea continuă a amplificatoarelor operaționale, în ceea ce privește posibilitățile de funcționare, a făcut posibilă folosirea lor tot mai frecventă în componența aparaturii electroacustice. Un mare număr de firme au întreprins studii și cercetări pentru folosirea lor și în componența egalizatoarelor de frecvență. Analizând majoritatea schemelor electrice, se observă câteva variante care, mai mult sau mai puțin perfecționate, se repetă frecvent.

În figura 1 este prezentată schema de principiu a egalizatorului de frecvență cu filtre trece-banda (notate FTB) și însumare de semnal. Se observă că la intrarea egalizatorului se afla un grup de filtre FTB, care per-

aplicându-se atât pe intrarea inversoare, cât și pe cea neinvertoare, apare la ieșirea amplificatorului operațional în antifază, deci se elimină aproape complet. Acest tip de schema necesită un calcul foarte precis în ceea ce privește elementele filtrelor FTB (și, evident, componente cu toleranță foarte mică) pentru a obține corecțiile finale de frecvență cu amplitudinea dorită și în punctele de inflexiune alese.

În figura 3 este prezentată o variantă de egalizator care îmbină avantajele primelor două scheme. De aceeași dată se folosesc filtre oprește-banda (FOB) și reacție variabilă (atât pozitivă, cât și negativă) în scopul amplificării sau atenuării semna-

lului. Filtrele FOB se pot realiza cu elemente pasive L.C. O variantă mult mai elegantă care elimină inconvenientele realizării practice a bobinelor este folosirea unor inductanțe simulate. Schema electrică a unui filtru L.C. cu inductanțe simulate este prezentată în figura 4. Un filtru FOB astfel realizat prezintă avantajul obținerii unui factor de calitate reglabil pentru inductanță. Reglajul se efectuează în mod convenabil, modificând valorile componentelor pasive ale inductanței simulate.

Schema electrică a egalizatorului este prezentată în figura 5. Pentru obținerea unor performanțe cât mai bune, s-a împărțit banda de audiofrecvență în 7 intervale egale, utilizând scara logaritmică. În acest fel se pot opera în mod eficient toate modificările dorite asupra semnalului de audiofrecvență inițial. De asemenea, folosind un număr mai mic de subbenzi (față de egalizator cu 10 octave), se micșorează numărul de elemente componente ale montajului, deci în mod sigur crește raportul semnal/zgomot al montajului. Punctele de maxim (respectiv minim) în ceea ce privește posibilitatea de corecție au fost astfel alese, încât să prezinte un maxim de utilitate. S-a ales frecvența centrală  $f = 100$  Hz, deoarece brumul de rețea (sau efectul „rumble” al unui pick-up) prezintă tocmai această valoare, care, de cele mai multe ori, trebuie atenuată față de nivelul general al semnalului audio util. Zgomotul de fond al unei benzi magnetice se situează în intervalul de cca 3—10 kHz și pentru o corecție globală a semnalului s-au ales frecvențele centrale de 2 kHz și 5 kHz.

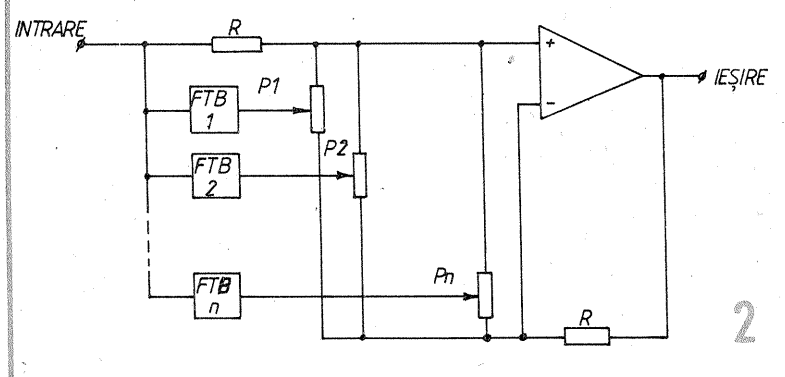
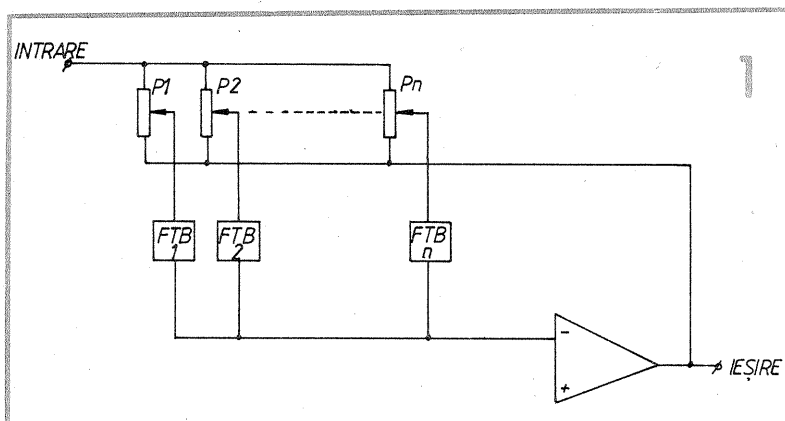
Schema electrică a egalizatorului este prezentată în figura 5. Semnalul audio util se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului operațional A1 prin intermediul rezistenței R1. Acesta funcționează în cadrul montajului ca adaptor de impedanță. Acest tip de montaj oferă avantajul unei adaptări foarte bune între sursele de semnal care prezintă diferite impedanțe de ieșire și restul montajului. Grupul R2—C2 reprezintă un

filtru trece-jos, care are rolul de a elimina semnalele de frecvență mare de 20 kHz. În acest fel se îmbunătățesc calitatea audierii, factorul THD, TID etc. Ulterior, prin intermediul rezistenței R5, semnalul audio util de la ieșirea amplificatorului operațional A1 se aplică pe intrarea neinvertoare a amplificatorului operațional A2. Acesta prezintă dispuse, între intrarea inversoare și neinvertoare, un grup de 7 potențioetre, P1—P7, care vor servi la efectuarea corecțiilor în banda de audiofrecvență. La fiecare cursor al celor 7 potențioetre este conectat câte un filtru FOB. În funcție de poziția cursorului potențioetrului, se realizează pe frecvența pe care este acordat filtrul o reacție pozitivă sau negativă. În acest fel se modifică în mod corespunzător spectrul total de frecvență al semnalului audio inițial. Acesta prezintă la ieșirea amplificatorului operațional A2 caracteristica de frecvență modificată conform reglajului efectuat asupra grupului de potențioetre P1—P7.

Filtrele de tip FOB sînt realizate cu inductanțe simulate. Schema electrică a unui filtru și elementele necesare pentru fiecare dintre cele 7 filtre FOB sînt prezentate în figura 6. Obligatoriu pentru buna funcționare a montajului se utilizează condensatoare neelectrolitice, iar acolo unde sînt necesare capacități mari s-a utilizat inserierea a două condensatoare electrolitice (se inseriază în așa fel ca terminalele cu „+” să fie comune).

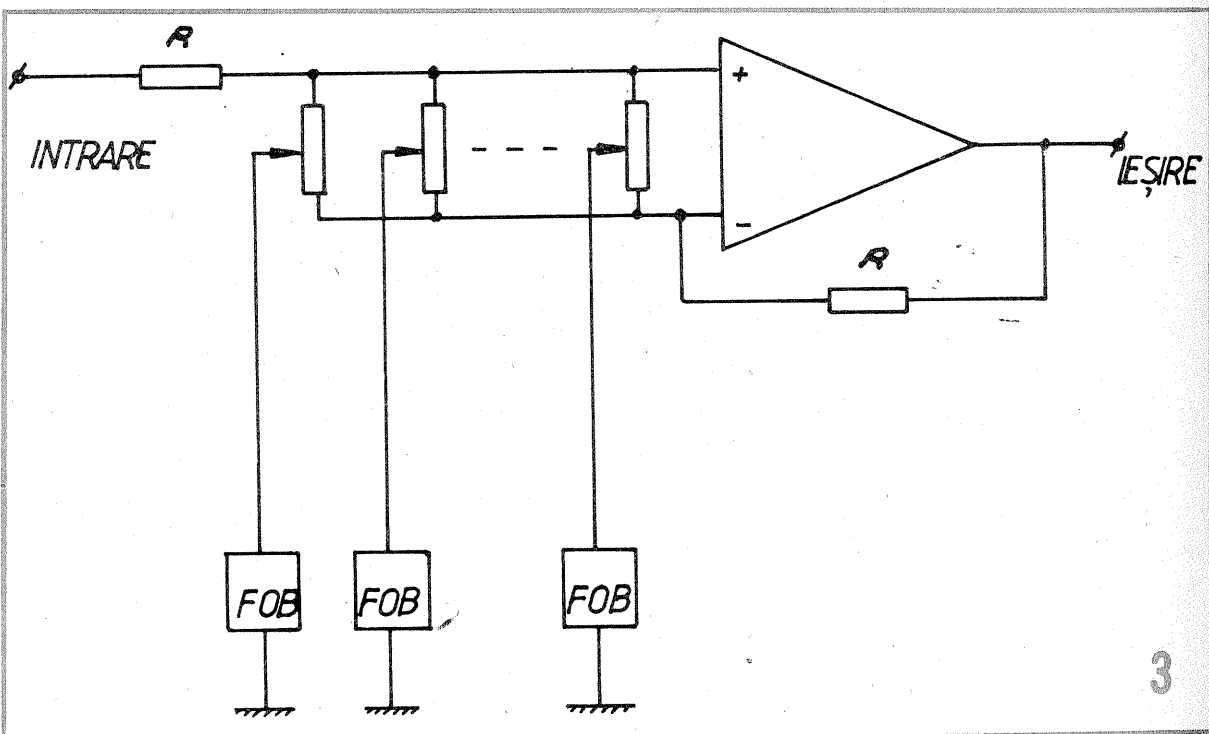
## Realizare practică

Montajul se realizează utilizând cablajul imprimat. Pentru simplificarea se pot folosi două plăcuțe, una dintre ele conținând cablajul și componentele pentru inductanțe simulate, iar cealaltă restul montajului. O variantă stereo de cablaj imprimat este prezentată în figurile 7 și 8. În figura 7 este prezentată schema de cablaj imprimat pentru inductanțele simulate (vedere dinspre cablaj). S-au utilizat circuite integrate de tipul  $\beta M324$  (4 buc.). În figura 8 este prezentată schema electrică de cablaj



mit accesul spre intrarea inversoare a amplificatorului operațional de la o benzi din spectrul total al semnalului de audiofrecvență inițial. Datorită reacției negative, fiecare „porțiune” din banda este însumată cu ponderea dorită, realizându-se în final corecția de frecvență globală. Această schema electrică a fost folosită frecvent, dar ea prezintă unele neajunsuri. O dată cu creșterea numărului de secțiuni FTB crește și zgomotul de fond, care în final se însumează de la fiecare secțiune și apare la ieșirea egalizatorului. Rezultă faptul că montajul, realizat conform acestui tip de schema electrică, necesită componente foarte bune, grupate de așa natură încât să implice un zgomot de fond minim. Acest lucru este foarte greu de realizat de constructorul amator. Dacă filtrele FTB sînt filtre active, în componența cărora sînt incluse amplificatoare operaționale, în mod sigur raportul semnal/zgomot se înrautățește. Din aceste considerente acest tip de schema electrică nu se recomandă constructorilor amatori.

O altă variantă de schema de principiu a egalizatorului este prezentată în figura 2. Ea utilizează filtre FTB, dar reacția se aplică pe ambele intrări ale amplificatorului operațional. În acest fel, zgomotul de fond,

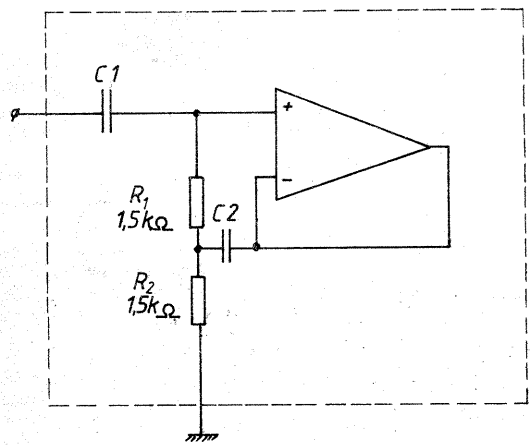
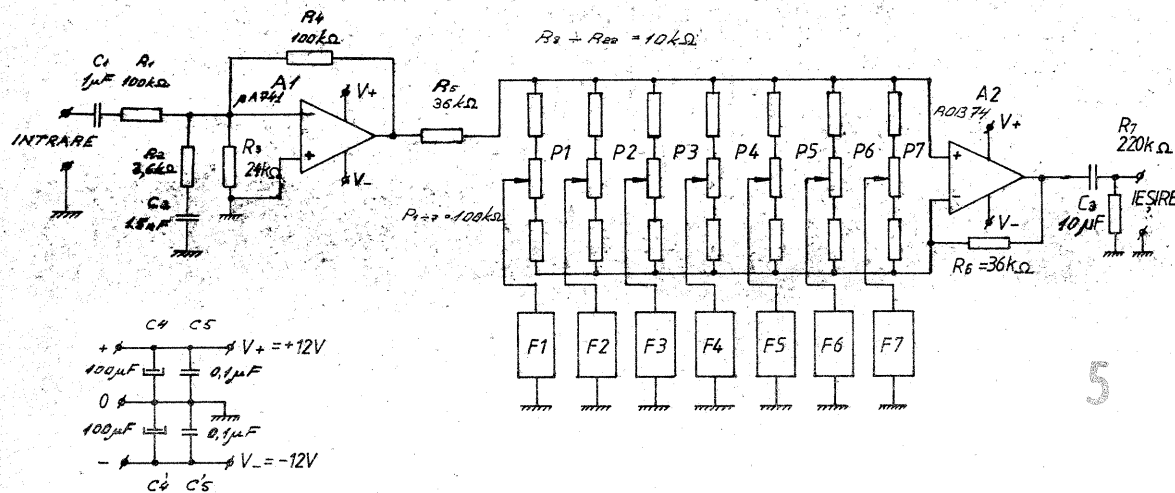
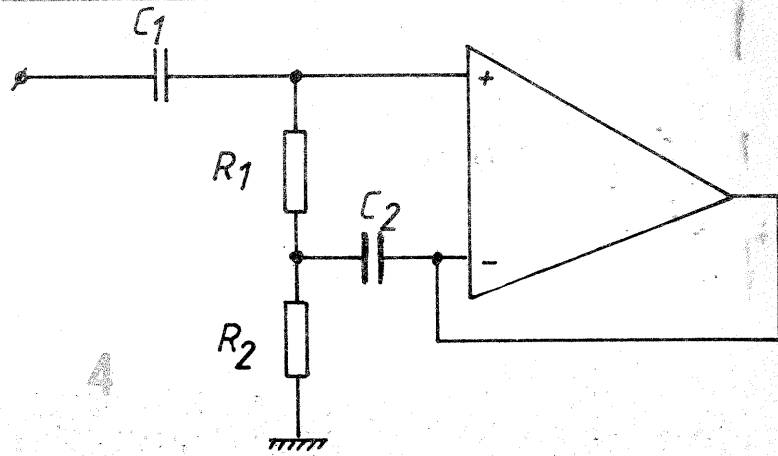


imprimat pentru montajul propriu-zis. Pentru simplificarea montajului s-a folosit imprimatul dublu placat. Placuta este vazuta dinspre partea de cablaj imprimat care nu contine componentele. In vederea realizarii practice a montajului se folosesc componente electrice de cea mai buna calitate (rezistoare de tip RPM, condensatoare cu tantal, multistrat sau mica etc.). In functie de gabaritul componentelor, constructorul amator poate modifica unele distante dintre acestea, pastrand insa configuratia de baza a cablajului imprimat.

Dupa realizarea placutelor de cablaj imprimat, componentele electrice se planteaza cu cea mai mare atentie, in special circuitele integrate (pozitia corecta).

Se va avea grija ca, la sudura pinilor circuitelor integrate, sa fie luate masuri de protectie pentru a nu incalzi excesiv locul, in caz contrar existind pericolul distrugerii amplificatorului operational. Se foloseste un letcon de putere mica (in nici un caz pistolul electric), iar pinul care se sudeaza se tine pe partea cealalta a cablajului imprimat cu o penseta.

Montajul se introduce intr-o cutie din tabla de fier cu peretii cu grosimea minima de 1 mm. Pentru alimentarea montajului se foloseste o sursa dubla de tensiune ( $\pm 15$  V) stabilizata si bine filtrata. Blocul de alimentare (in special transformatorul) se ecraneaza suplimentar cu un blindaj din tabla de fier, care are in partea superioara orificii (de cca



NR	f	C1	C2
1	40Hz	$1\mu F + 22nF$	$22\mu F \cap 10\mu F$
2	100Hz	$0,22\mu F + 0,22\mu F$	$10\mu F \cap 3,3\mu F$
3	270Hz	$0,1\mu F + 68nF$	$0,47\mu F + 0,47\mu F$
4	700Hz	$33nF + 33nF$	$0,33\mu F + 33nF$
5	2kHz	$22nF$	$0,1\mu F + 27nF$
6	5kHz	$6,8nF + 2nF$	$47nF + 3nF$
7	12,5kHz	$3,3nF + 240pF$	$10nF + 10nF$

2-3 mm) pentru racire. Se recomanda realizarea cit mai compacta a blocului de alimentare si dispunerea lui cit mai departe de intrarea montajului. Potentiometrele de reglaj se dispun pe o placuta de cablaj imprimat, care la rindul ei se rigidizeaza mecanic de panoul frontal al cutiei. Se recomanda realizarea unui panou frontal din tabla de aluminiu, cu designul dorit de constructorul amator. Tot pe panoul frontal se dispun intrerupatorul de retea si becul (LED-ul) de semnalizare a tensiunii de alimentare de la retea.

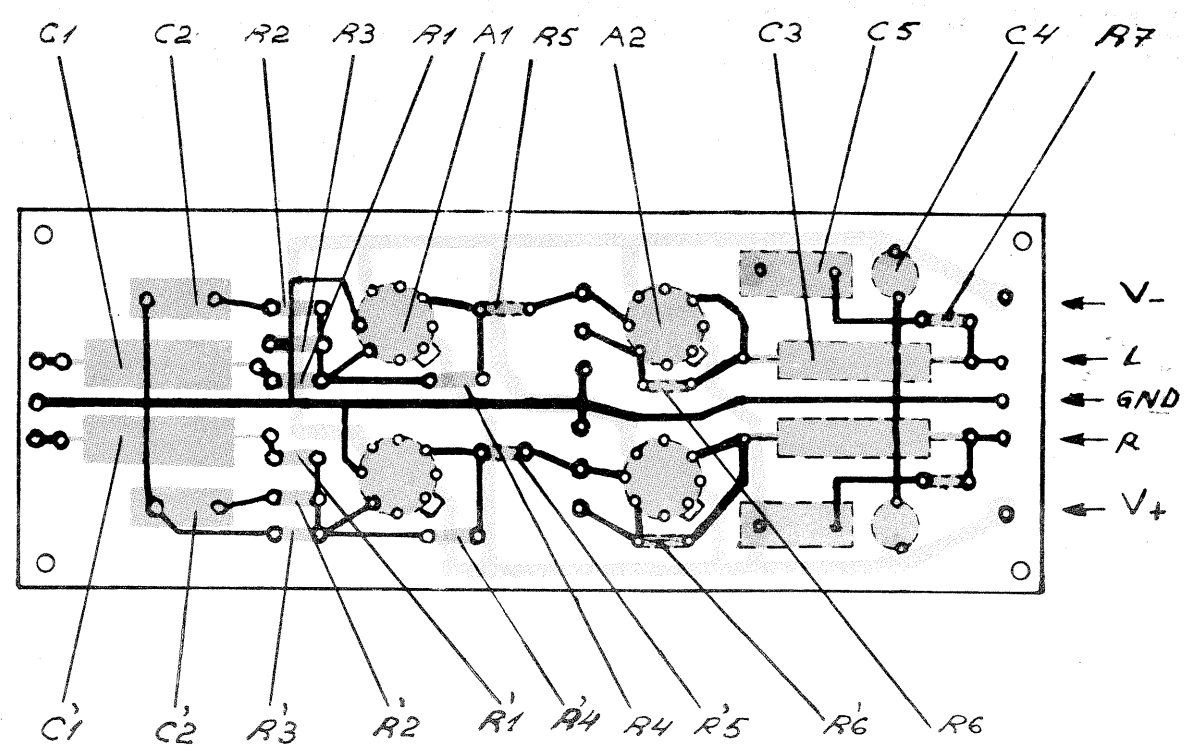
Dupa realizarea partilor componente ale montajului, ele se rigidizeaza mecanic in cutia metalica si ulterior se realizeaza conexiunile electrice. Dupa realizarea conexiunilor, se alimenteaza montajul si cu ajutorul unui voltmetru se testeaza corectitudinea tensiunilor, in conformitate cu valorile indicate in schema. In perioada masuratorilor, intrarile montajului se strapeaza.

Dupa verificarea tensiunilor, se aplica la intrarea montajului semnalul de audiofrecventa si, actionind pe rind potentiometrele P1-P7 si P'1-P'7, se verifica eficacitatea corectiilor.

Montajul se utilizeaza atat in cazul audierii unui program muzical sonor, cit si pentru a efectua corectiile dorite ale sursei initiale de semnal, in timpul inregistrarii (magnetofon sau casetofon).

Montajul va fi de un real folos constructorilor amatori posesori ai unui aparat ce se incadreaza cu usurinta in categoria HI-FI.

(CONTINUARE IN PAG. 10)



# BETAMETRU PENTRU LABORATOR

Ing. MILIAN OROS

În figura alăturată este prezentată schema de principiu a unui aparat de laborator care permite verificarea rapidă a stării tranzistoarelor de putere mică, de tip pnp și npn, precum și măsurarea factorului  $\beta$ .

Betametru prezentat alăturat permite măsurarea factorului  $\beta$  cu o precizie sub 2% de la valoarea 1 la 900.

## Principiul de funcționare

Tranzistorul de măsurat T1 și tranzistorul T2 formează un multivibrator. Valorile elementelor auxiliare care intră în structura acestui multivibrator sînt astfel calculate încît generarea oscilațiilor este posibilă numai atunci cînd rezistența conectată în baza lui T1 (exprimată în k $\Omega$ ) este numeric egală sau mai mică decît valoarea factorului  $\beta$ . De exemplu, dacă T1 are  $\beta = 100$ , atunci multivibratorul intră în funcțiune dacă rezistența din baza lui T1 este mai mică sau egală cu 100 k $\Omega$ .

Deci pentru determinarea factorului  $\beta$  al tranzistorului T1 nu rămîne decît să stabilim valoarea maximă a rezistenței din baza lui T1 pentru care generarea oscilațiilor multivibratorului încetează.

După cum se observă din schema, rezistența din baza lui T1 este alcătuită dintr-o structură serie realizată cu elementele R1—R27.

Valoarea rezistenței acestei structuri se poate modifica în funcție de poziția comutatoarelor K1—K3, astfel încît, citind poziția acestor comutatoare, citim valoarea factorului  $\beta$ .

Comutarea montajului pentru verificarea tranzistoarelor pnp sau npn se face din comutatorul K4. Alimentarea aparatului se face de la o sursă de 7 V stabilizată încorporată.

## Mod de utilizare

Cu betametru nealimentat se pune comutatorul K4 pe poziția corespunzătoare tipului de tranzistor ce urmează să fie verificat (pnp sau npn). Se introduce tranzistorul de verificat în soclu, cu terminalele corespunzător notațiilor E, B, C.

Comutatorul K1 se pune pe poziția „8”, iar K2 și K3 pe poziția „0”. După închiderea comutatorului K5 se acționează K1 prin trecerea din poziție în poziție spre „0”, pînă la

apariția oscilațiilor; se determină astfel ordinul sutelor factorului  $\beta$ . Se acționează apoi K2 pînă la găsirea poziției pentru care oscilațiile multivibratorului nu mai sînt generate. Se trece apoi comutatorul pe poziția anterioară (de exemplu, dacă oscilațiile au încetat atunci cînd K2 a fost trecut pe poziția 7, se va reveni cu K2 pe poziția 6). În acest mod am determinat ordinul zecilor factorului  $\beta$ . Se trece K3 pe poziția pentru care generarea oscilațiilor încetează, determinînd astfel ordinul unităților. Citind acum pozițiile comutatoarelor în ordinea K1, K2, K3, vom afla valoarea factorului  $\beta$ .

De exemplu, dacă pozițiile comutatoarelor sînt: K1 — „3”, K2 — „5” și K3 — „5”, factorul  $\beta$  va fi:  $\beta = 355$ .

## Realizare practică

Comutatoarele K1—K3 sînt rotative, cu un gaiet și 10 poziții. Pe terminalele acestor comutatoare se vor lipi direct rezistoarele, R1—R27, conform schemei de principiu. Comutatoarele K4 și K5 sînt de tip rețetă, cu autoreținere.

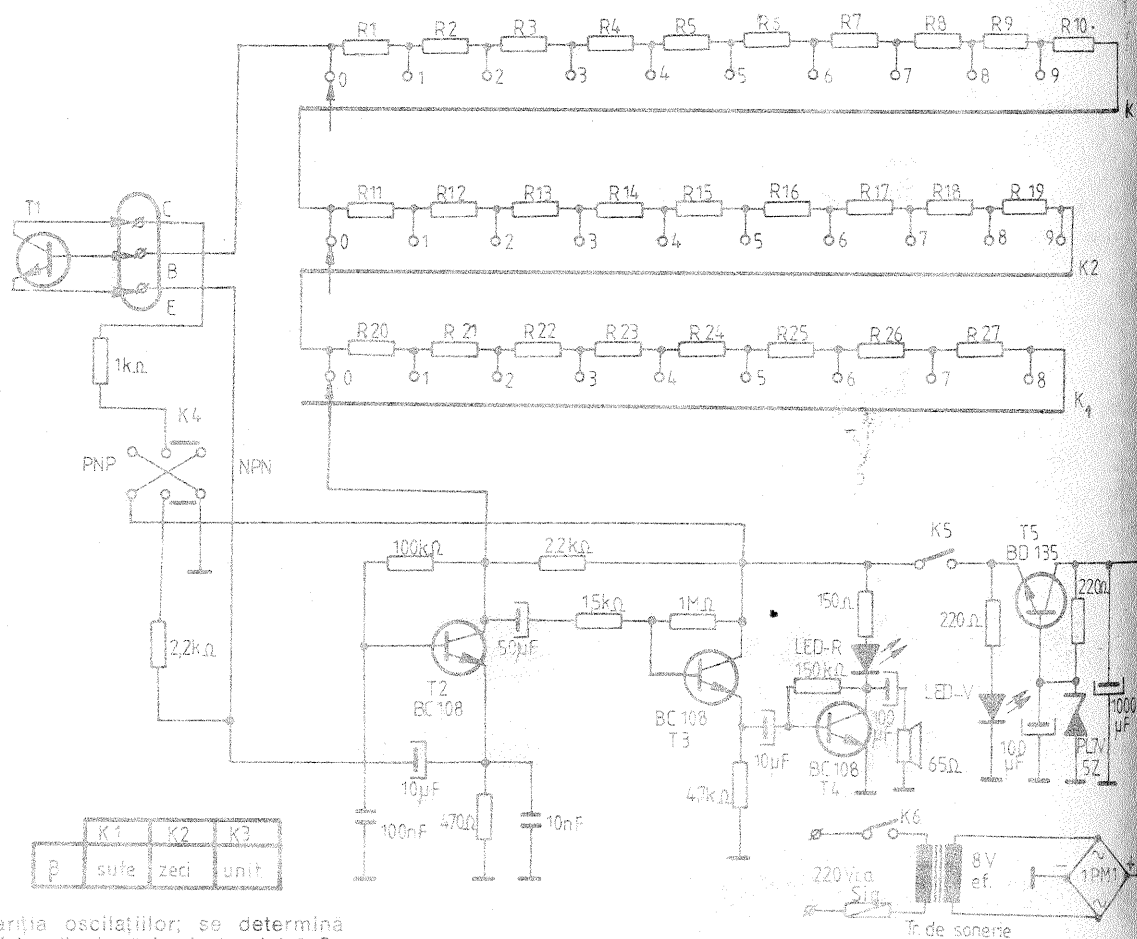
Soclu pentru tranzistorul de măsurat se va confecționa din terminale aurite recuperate de la diverse conectoare sau, în cel mai rău caz, se va confecționa un soclu folosind capete metalice de la tuburile de pasta de scris.

Pe panoul frontal se vor prinde comutatoarele K1—K3 în ordine,

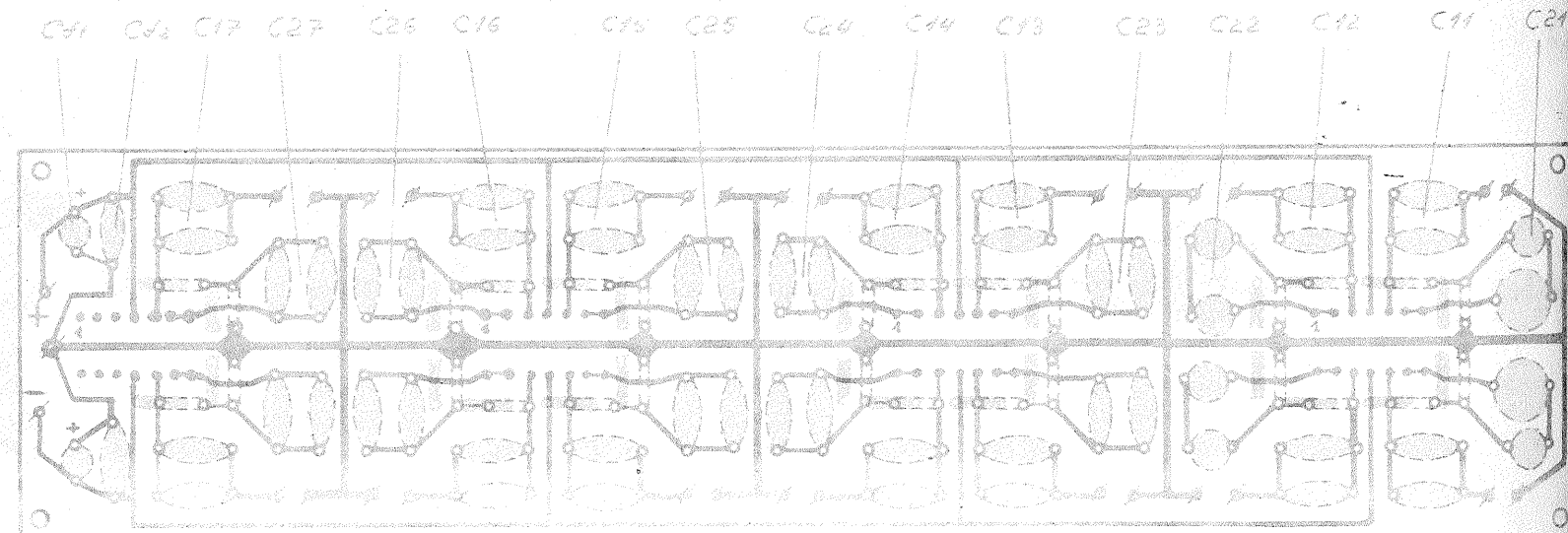
cele două LED-uri și comutatoarele K4 și K5.

Soclu pentru tranzistorul de măsurat se va prinde în funcție de forma carcasei, astfel încît introducerea tranzistorului în soclu să nu constituie o problemă.

Partea electronică se realizează pe o placă de circuit imprimat. Rezistențele R1—R27 sînt de precizie 1% și au valorile:  $R_1 = R_{10} = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{11} = R_{19} = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{20} \div R_{27} = 100 \text{ k}\Omega$ .



(URMARE DIN PAG. 9)



# ALARMĂ PROGRAMABILĂ

U. NEGARA, O. PERJU-YOSUJ, Z. E. FLORIN

Sînt patru caracteristici principale de care depinde ataşarea unei alarme programabile la un ceas cu MMC351: a) furnizarea cifrelor de timp se face prin multiplexare; b) în cazul cifrei 0 pentru zecile de ore, pe bus-ul de date se lansează codul 1111; c) numărarea orelor se face pînă la 12; d) schimbarea valorii bitului AM/PM (pin 15) se face la atingerea orei 01:00. Ceasul lucrează în logică pozitivă.

Propunem, pentru aplicațiile la care promptitudinea de declanşare a alarmei poate fi de ordinul milisecundelor, o schemă mai puțin convențională.

Examinînd-o, observăm că în difuzorul D se poate auzi, întrerupt la fiecare secundă, tonul de aproximativ 1 kHz (provenit de la unul din pinii de multiplexare ai lui 351, adus

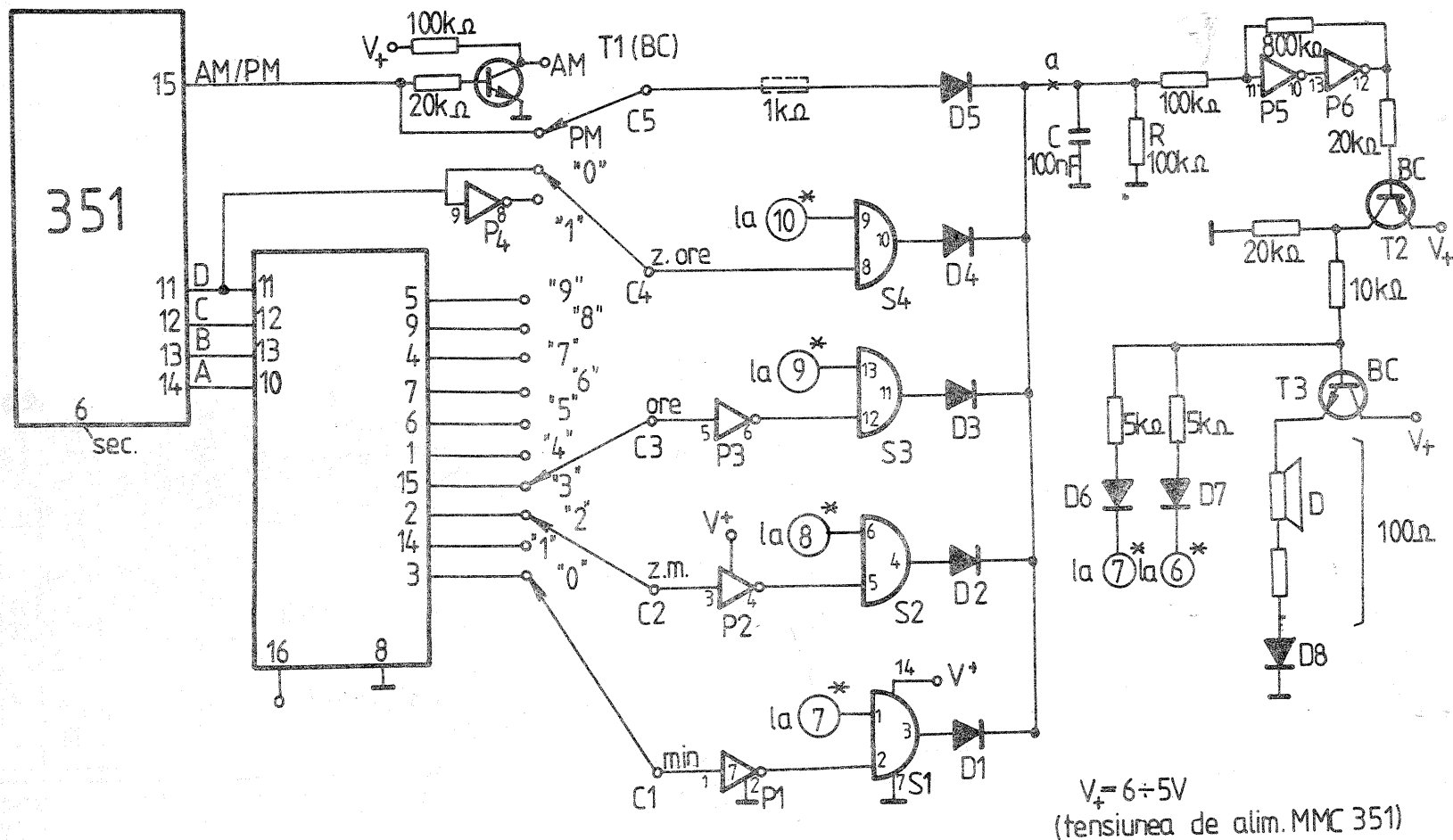
în baza lui T3 prin dioda D7) numai dacă T3 nu este blocat de către T2. T2 este plasat ca inversor logic la ieşirea unui trigger (P5, P6) care preia semnal de pe grupul de integrare RC (punctul a). Deci soneria sună numai dacă potențialul punctului a este nul, ceea ce se întîmplă doar dacă prin grupul SAU (D1...5) proximal nu ajunge nici un 1 logic.

Să considerăm că doar D1 din grupul SAU ar fi cuplată electric la RC. Prima din intrările lui S1 (legată la pinul 7 din 351) este „săltată” în 1 logic de 1024 de ori pe secunda numai atunci cînd pe bus se lansează valoarea cifrei unităților de minute. La acest bus este cuplat 4028 (decodor zecimal în care este pusă în 1 logic doar ieşirea corespunzătoare codului BCD de intrare). Semnalul preluat de la una din ieşiri

de comutatorului minutelor (C1) ajunge inversat (P1) la cea de-a doua intrare în S1. Dacă acest ultim semnal este tot 1 logic — semnificînd **necoincidență** —, prin S1 trece (repetat cu o perioadă sub constantă de integrare RC) 1 logic și, deci, alarma nu sună. Dacă însă cifra minutilor (furnizată de 351) coincide cu cea selectată prin C1,

## Notă:

- \* trimiterile sînt la pinii lui 351
- pin 6 — secunda
- pin 7 — mux minute
- pin 8 — mux zeci minute
- pin 9 — mux ore
- pin 10 — mux zeci de ore
- P1...6 — inversoare din MMC4069
- S1...4 — porți S1 din MMC4081
- C5...1 — comutatoare cu număr de poziții corespunzător pentru selecție AM/PM, zeci de ore, ore, zeci de minute, respectiv minute.



Principial am pornit de la temporizatorul propus în nr. 7/1988 al revistei „Tehnum”. Simplitatea montajului are însă un inconvenient: nu poate fi montat decît pe televizoarele cu circuite integrate care conțin TDA440. Funcționarea se bazează pe principiul releului cu automenținere condiționată de existența semnalului la intrarea de antena și care determină pe pinul 4 al C.I.-TDA440 un potențial de cca 2 V. În absența semnalului, acest potențial scade aproape la zero. Atît timp cit la intrare există un semnal suficient de puternic, tensiunea de cca 2 V de pe pinul 4 — TDA440 este aplicată prin D1 bazei lui T1; acesta, aflîndu-se în conducție și scurtcircuitînd pe C1, nu permite efectuarea ciclului de temporizare și implicit bascularea triggerului-Schmitt realizat cu T2 și T3, care are ca sarcină releul electromagnetice. La terminarea programului, tensiunea de 2 V scade la zero, ceea ce face ca T1 să se blocheze și C1 să înceapă să se încarce prin R1. Durata încărcării este determinată de constanta de timp R1.C1. Cu valorile din schema am obținut un timp de cca 30 s, necesar evitării decuplării la comutarea pro-

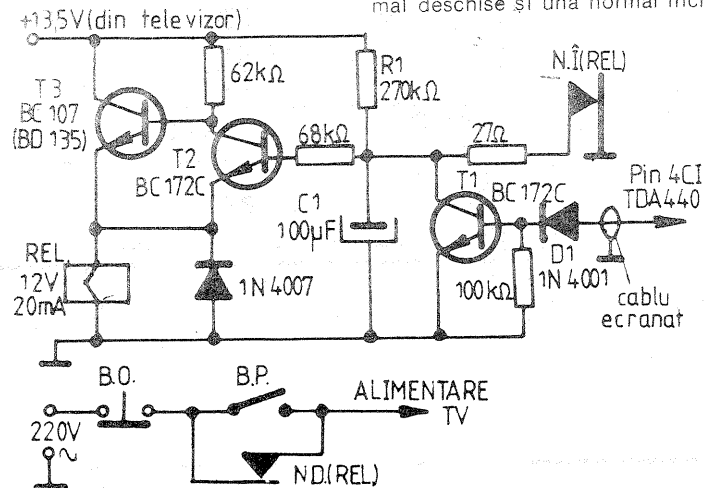
## DECONNECTARE AUTOMATĂ

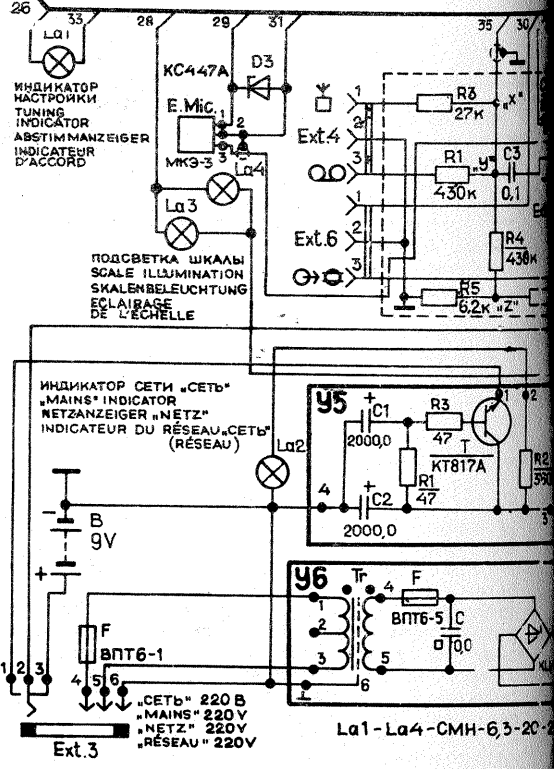
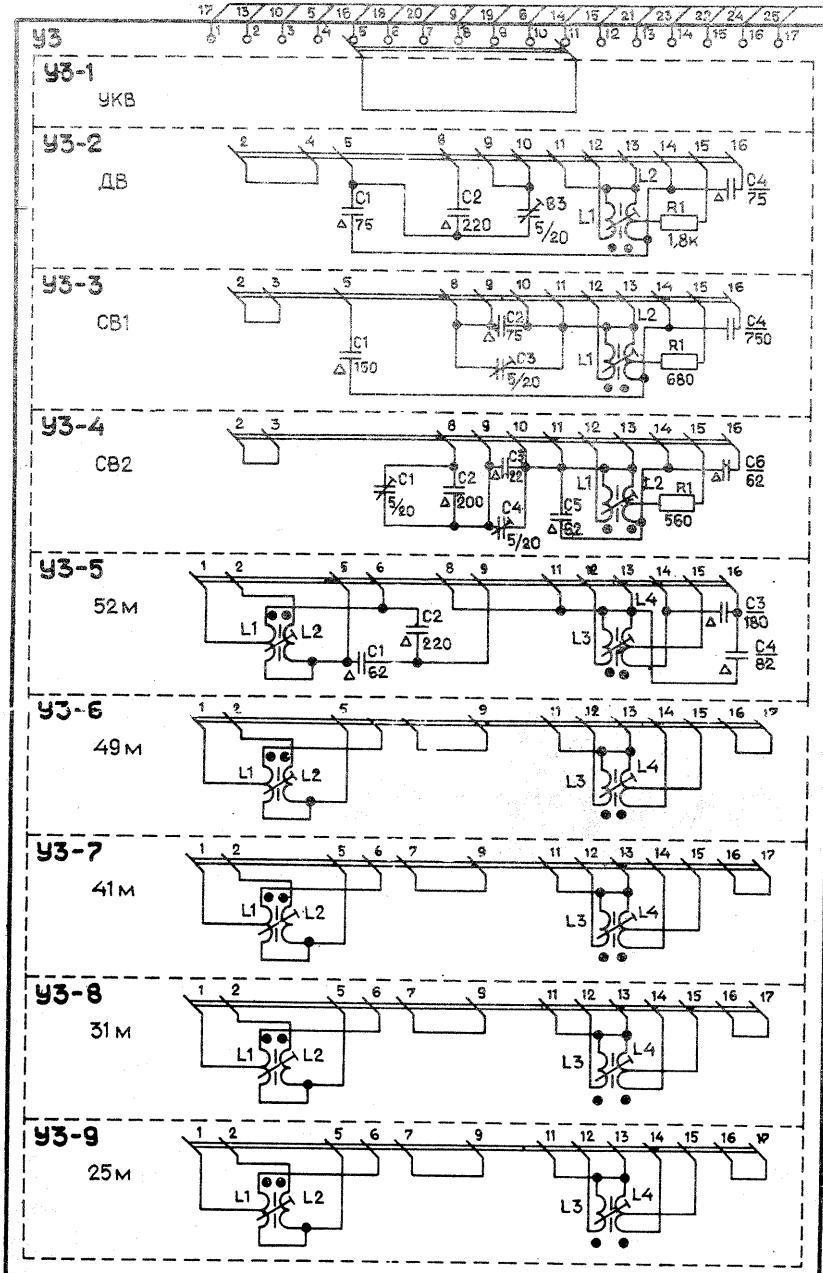
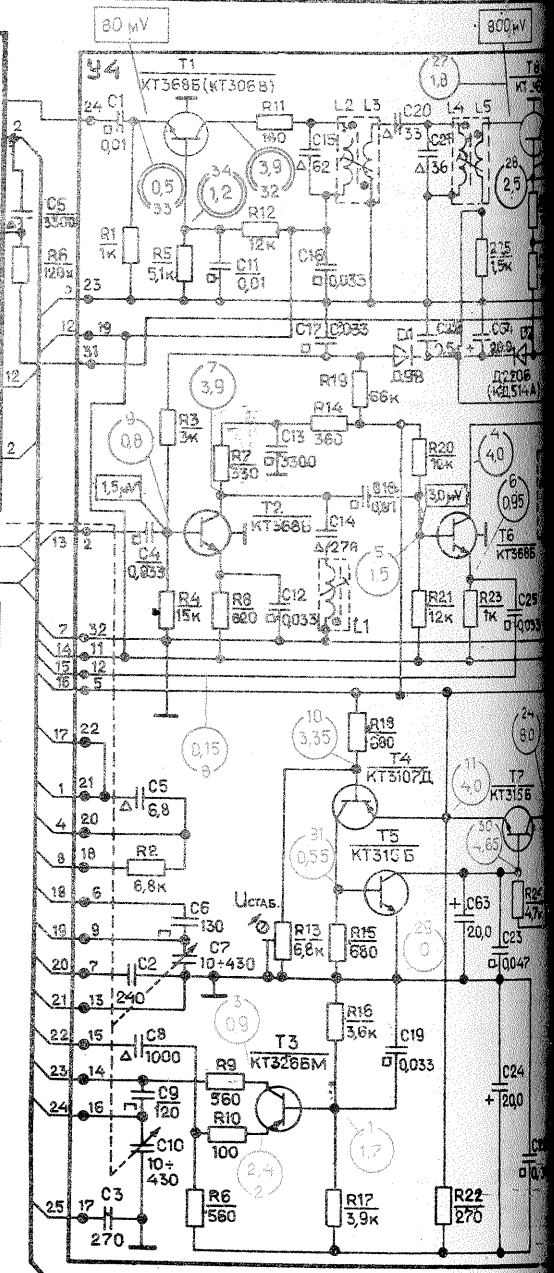
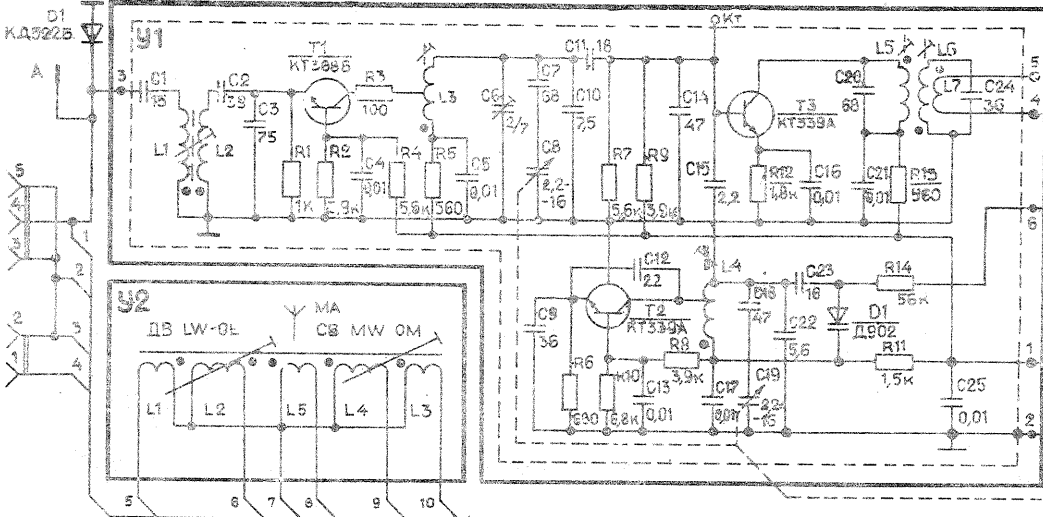
IULIAN NICOLAE, Bordeni, Prahova

gramelor sau în cazul deranjamentelor la borna de antena. Buna funcționare a montajului este condiționată de buna funcționare a lui TDA440. În cazul că, în absența semnalului, potențialul pinului 4 nu scade pînă aproape de zero, se poate încerca inserierea a încă unei (eventual două) diode cu D1, de același tip, astfel ca la terminarea programului, pe baza lui T1 să avem 0,2—0,4 V, tensiune insuficientă pentru a-l deschide, iar în timpul emisiunii aceasta să depășească 0,6—0,7 V. La reglarea potențialului bazei lui T1, recomand folosirea unui voltmetru electronic. În lipsă, aceasta se poate face experimental. Butonul pentru pornire poate fi cel existent în TV, dar modificat pentru varianta „fără reținere”. Aceasta poate fi făcută îndepărtînd cîșta în formă de U care produce reținerea la prima apăsare, respectiv eliberarea la a doua apăsare. Oprirea televizorului în timpul vizionării se face apăsînd butonul B.O., N.I.

fără reținere, inseriat cu B.P. (tot fără reținere).  
în opt luni de funcționare nu am

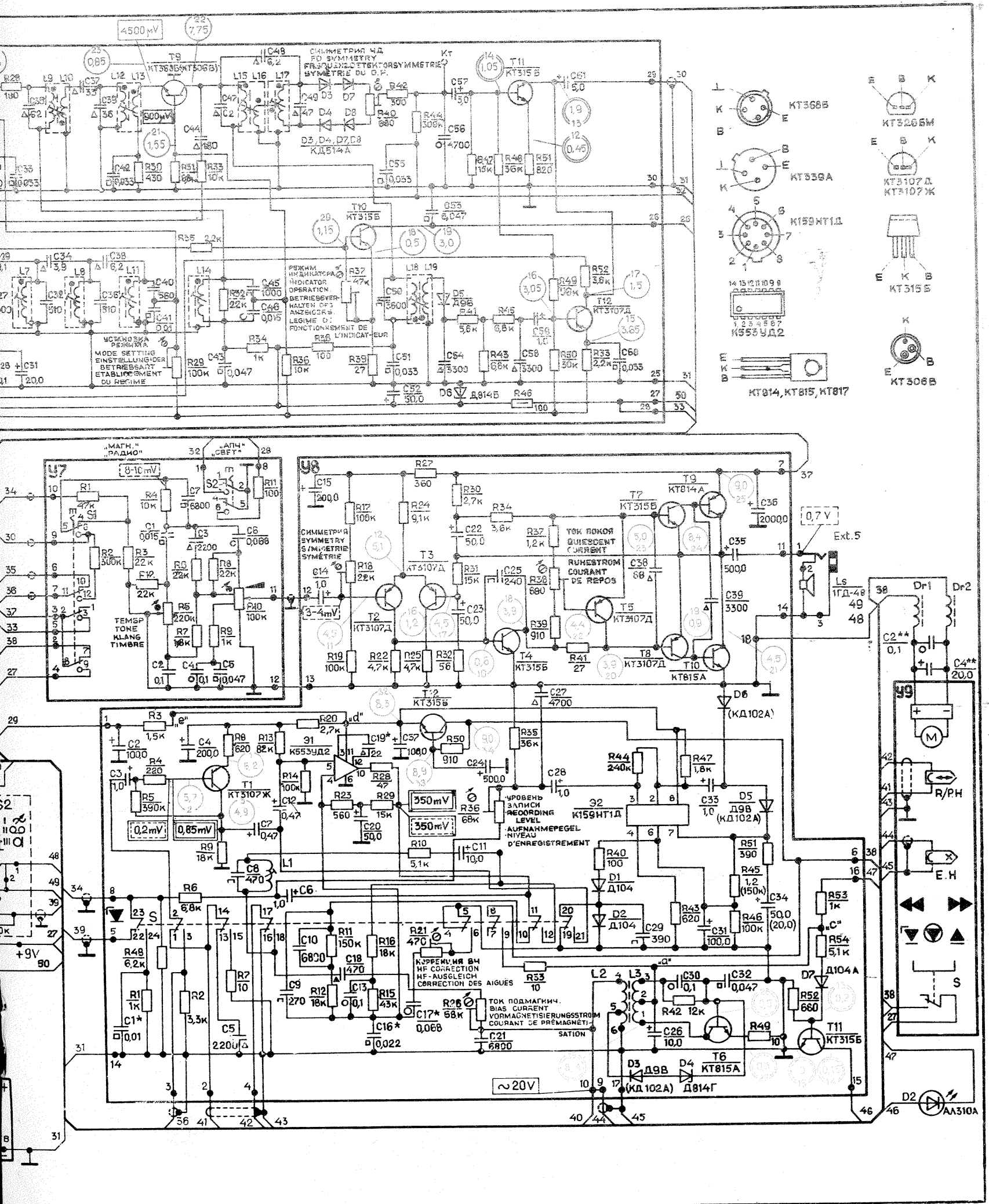
avut nici un fel de probleme.  
**NOTĂ:** Tranzistorul T3 va fi de tip BC107 sau BD135, în funcție de releul folosit. Releul trebuie să posedă cel puțin o pereche de contacte normal deschise și una normal închise.





**TEHNIUM**  
 Ing. I. MIHĂESCU

Radiocasetofonul VEF 260, cunoscut și sub denumirea de VEF SIGMA, lucrează în gamele UUS (OIRT), UL, UM și 5 game de scurte. Bineînțeles, în aparat este inclusă și partea de casetofon electrică și mecanică. Pentru repararea radiocasetofonului, componentele electronice originale pot fi înlocuite astfel: KT3107 = BC177 = BC178 = BC250; KT368 = BF200 = BF214; KT339 = BF180 = BF181; KT315 = BC170 = BC171. Circuitul integrat K553YD2 se poate înlocui cu BA741.



# REVERBERATOR ELECTRONIC

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

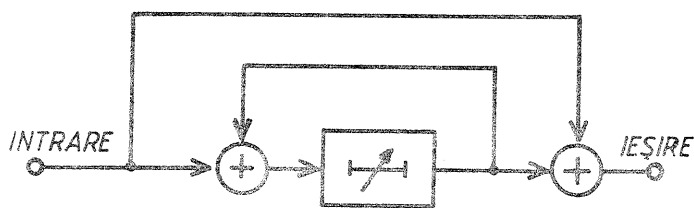
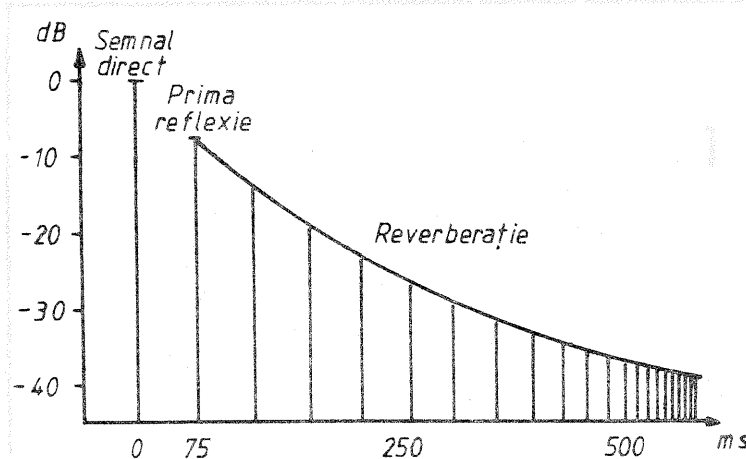
**Introducere.** Reverberatoarele electromecanice și electromagnetice au constituit zeci de ani singurele alternative de obținere a reverberației artificiale. În ultimul timp, ele au fost umbrite de apariția reverberatoarelor electronice, care s-au impus pregnant datorită caracteristicilor net superioare și avantajelor specifice, din care vom aminti: banda de frecvență largă; distorsiuni reduse; raport semnal/zgomot mare; raport flexibil și versatilitate; au consum redus; sunt compacte, ușoare și fiabile; nu sunt sensibile la vibrații mecanice etc. Aceste avantaje sunt specifice reverberatoarelor electronice care lucrează în tehnica digitală. Principial, ele sunt formate din blocul de codare/decodare, blocul de memorie și blocul de control. Aceste blocuri sunt destul de sofisticate și/sau complexe, iar construirea lor de către amatori este mai greu abordabilă. Amintim că reverberatoarele digitale apelează la conversia A/D și D/A în 16 biți și folosesc o cantitate de memorie relativ mare. În ultimul timp s-a dezvoltat o tehnică de conversie A/D, D/A mult mai simplă, cunoscută sub denumirea de modulație delta-adaptivă. Folosind această tehnică de conversie, reverberatoarele digitale se simplifică substanțial, iar cantitatea de memorie este mult mai mică. În schimb se degradează principalii parametri. Compromisul este însă acceptabil pentru reverberatoarele destinate amatorilor. Soluția este și foarte eficientă: numai cu un dram de memorie (scuzați DRAM) se pot obține atât reverberație, cât și ecou sau multiecou.

Din categoria reverberatoarelor electronice fac parte și reverberatoarele analogice. Funcționarea acestora se bazează pe folosirea liniilor de întârziere — **delay lines** —, cunoscute sub denumirea de circuite integrate **BBD** sau **CTD**. (Prezentarea detaliată a acestora a fost făcută în **TEHNIUM** nr. 12/1990 și Supliment **TEHNIUM** 1991.)

Pentru a obține un reverberator analogic de calitate este indicată folosirea unor **BBD**-uri de capacitate mare (2048-4096). Aceste circuite integrate sunt însă foarte scumpe și se produc numai la comanda de către câteva firme (PHILIPS, MATSUSHITA, RETICON).

În acest articol prezentăm un reverberator analogic cu **BBD**-uri de capacitate medie și care se comercializează în mod curent. Ne referim la circuitele integrate **TDA1022** cu 512 unități de întârziere; el este ideal pentru obținerea efectelor sonore care reclama întârzieri sub 30 ms (flanger, phaser, vibrato).

**Prezentarea generală a reverberatorului.** Reverberatorul electronic pe care îl propunem pentru experimentare este realizat cu două circuite integrate **TDA1022**, operate în regim „forțat”. Referitor la aceasta afirmăm, o vom justifica, făcând și precizările care se impun. În mod normal, un circuit integrat **TDA1022** poate procesa semnale audio într-o bandă de frecvență de 20—10 000 Hz, cu distorsiuni armonice de maximum 1% și un raport semnal/zgomot de —60 dB, la întârzieri de maximum 12 ms. În aplicația propusă mai jos obținem o întârziere de 74 ms de la două circuite inseriate. Aceasta marie excesivă a timpului de întârziere se face prin sacrificarea benzii de frecvență, deoarece există o relație directă între timpul de întârziere, frecvența de tact și lățimea de bandă. Pentru a obține de la un circuit integrat **TDA1022** o întârziere de 37 ms, frecvența de tact va fi de 7 kHz. Aceasta fiind și frecvența de esanționare, rezultă ca frecvența maximă procesată va fi de 3,5 kHz. Menționăm ca aceasta limită supe-



rioara a benzii de frecvență este apropiată de cea a unor reverberatoare electromecanice de construcție industrială. Limita inferioară a benzii de frecvență este de 120 Hz; ea ar putea fi coborâtă cu aproape 3 octave, dar nu ar avea nici o justificare practică. Am ales valoarea de 120 Hz pentru respectarea legii 400 000. Nu va alarmați, nu este vorba de o reglementare juridică, ci de o mai veche lege acustică, conform căreia, în scopul obținerii unei audiții agreabile, cînd se îngustează o bandă, se recomandă o limitare corespunzătoare la ambele capete ale benzii. Aceasta îngustare se face în așa fel încît produsul limitelor să fie în jurul valorii de 400 000. Banda de frecvență fixată de noi corespunde acestei legi. În plus, în acest domeniu se află toate componentele principale ale semnalelor vorbirii (frecvența fundamentală, formantii vocalici și extravocalici). De aceea recomandăm acest reverberator în special pentru procesarea semnalelor vocale. O asemenea bandă îngustă are și un avantaj: conferă sistemului o imunitate sporită la reacții acustice. Așa cum am mai arătat, chiar și în unele construcții industriale se admit îngustări ale benzii de frecvență, justificate prin aceea că semnalul procesat este parțial mascat de semnalul direct, impresia auditivă globală fiind impusă în special de acesta din urmă.

Timpul de întârziere a fost fixat la 74 ms; aceasta valoare este o medie a timpilor de întârziere (50—100 ms) indicați de diverși autori, pentru obținerea reverberației. După cum se vede în figura 1, trebuie să se facă o discriminare între timpul de întârziere și timpul de reverberație. Timpul de întârziere introdus de linie este asimilat întârzierii între semnalul direct și prima reflexie. Datorită unui circuit de regenerare, după

prima „reflexie” apare o suită de semnale care corespund reflexiilor secundare și re-reflexiilor. Amplitudinea acestor semnale este descrescătoare. Durata de timp dintre semnalul direct și semnalul a cărui amplitudine este cu 60 dB sub valoarea celui direct se numește timp de reverberație. Se vede deci că, pornind de la un timp de întârziere inițial de 50—100 ms, se pot obține timpi de reverberație de sute de milisecunde. Se impune și următoarea precizare, care derivă din cele arătate mai sus. Reverberația este o „prelungire” a unui sunet după ce acesta a încetat. Prolungirea provine de la o serie de repetări atât de apropiate încît ele nu sunt percepute separat. Deci, aparatul prezentat în acest articol produce numai reverberație, nu și ecou sau multiecou (repetări distincte).

Pentru obținerea reverberației, linia de întârziere se introduce într-o configurație specifică (fig. 2). În sumatorul de la ieșire se mixează semnalul direct cu cel întârziat. Circuitul de regenerare este constituit dintr-o buclă de reacție între ieșirea și intrarea liniei de întârziere. Gradul de cuplaj al acestei bucle determină timpul de reverberație.

**Schema reverberatorului.** Schema detaliată a reverberatorului electronic, realizat cu două circuite integrate **TDA1022**, este prezentată în figura 3. Pentru a obține întârzierea propusă, frecvența semnalului de tact generat de un astabil cu două porți inversoare din circuitul integrat **MMC4069** este de 7 kHz.

Etajul de intrare, realizat cu tranzistorul **T1**, îndeplinește simultan trei funcții: amplificator, sumator și filtru trece-jos. Amplificarea etajului este de cca 14 dB, iar frecvența de tăiere este fixată la 2 kHz cu o pantă de atenuare de —6 dB/octavă. Atenuarea frecvențelor înalte este necesară pentru reducerea distorsiunilor

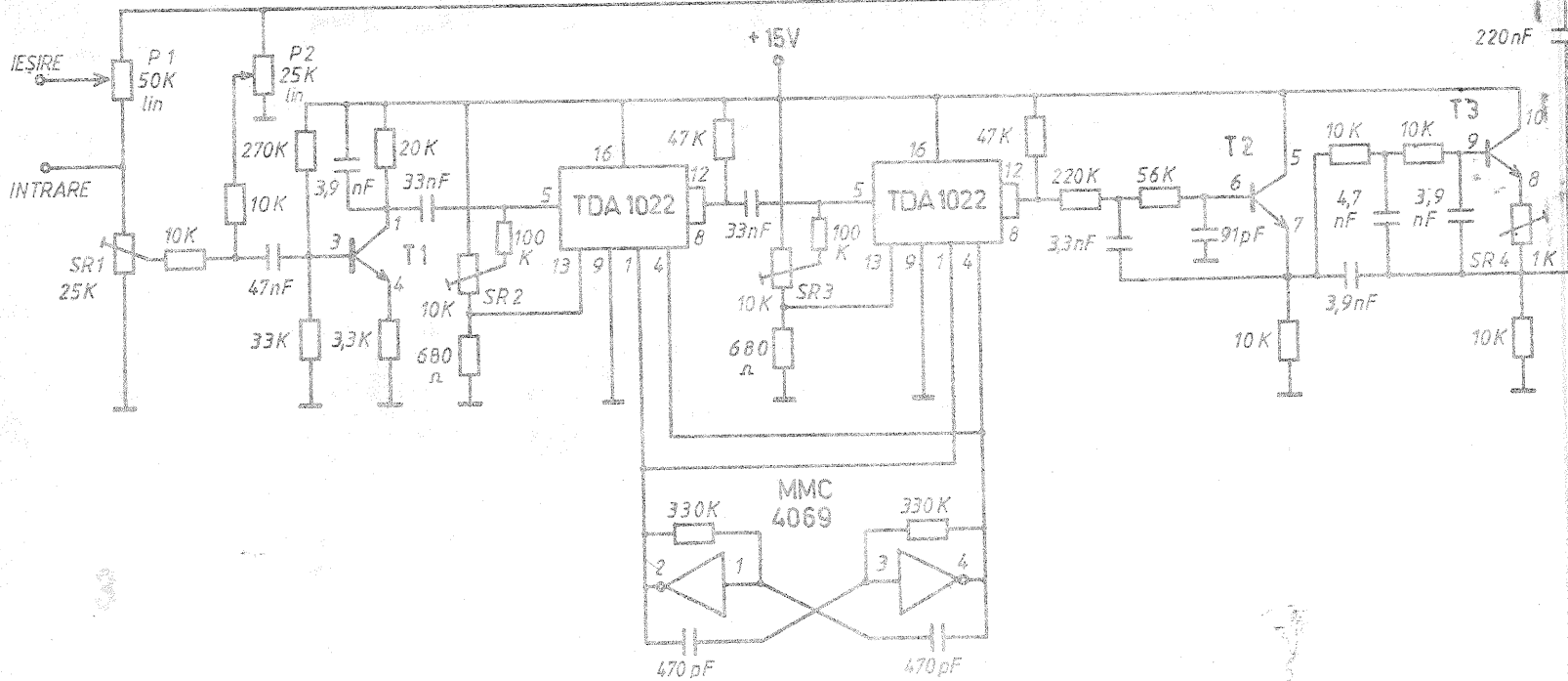
de intermodulație. După cel de-al doilea circuit **TDA1022** sunt conectate un filtru trece-jos și un relector. Am optat pentru această variantă spre deosebire de alte realizări în care se folosesc filtre cu panta de atenuare foarte mare, de peste 40 dB/octavă și care sunt formate din multe componente active și pasive, de precizie. Soluția propusă de noi este simplă și eficientă. Filtrul trece-jos de ordinul doi are frecvența de tăiere la 3,5 kHz și panta de atenuare de —12 dB/octavă și este realizat cu tranzistorul **T2**; el este urmat de un filtru relector acordat, realizat cu tranzistorul **T3**. În acest fel se asigură o rejecție bună a reziduurilor semnalului de tact, absolut necesară, deoarece componentele semnalului de tact sunt situate în domeniul audio. Teoretic, rejecția atinge valori de —70 dB. Pentru a atinge această valoare, este necesar un acord precis al relectorului pe frecvența semnalului de tact.

Limitarea benzii de frecvență la 120 Hz se realizează prin valorile corespunzătoare ale condensatoarelor de cuplaj folosite în montaj. În sumatorul de intrare se introduce semnalul de la ieșirea liniei de întârziere, dozat corespunzător prin intermediul potențiometrului **P2**, care stabilește durata timpului de reverberație. Sumatorul de ieșire este realizat prin intermediul potențiometrului **P1**, care stabilește raportul amplitudinilor între semnalul direct și cel întârziat. Tranzistoarele **T1**, **T2**, **T3** fac parte dintr-o serie **ROB8101**, dar pot fi și tranzistoare din seriile **BC107**, **BC171** etc. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune de 15 V, bine filtrată, eventual stabilizată parametric.

**Reglaje.** Înaintea efectuării reglajelor se poziționează semireglabilele la mijlocul cursei, potențiometrul **P1** spre ieșirea liniei, iar potențiometrul **P2** la masă. Cu un osciloscop cuplat pe intrările de tact ale circuitelor integrate **TDA1022**, se verifică existența impulsurilor, dreptunghiulare cu factor de umplere 50% și cu amplitudine vîrf-vîrf egală cu tensiunea de alimentare. Se conectează osciloscopul pe colectorul tranzistorului **T1**. Se aplică la intrare semnal cu frecvența de 1 kHz și valoarea de 300—350 mV rms. Dacă semnalul vizualizat pe osciloscop este distorsionat, se tatonează valoarea rezistențelor din circuitul de polarizare a bazei. Se cuplează osciloscopul pe emitorul tranzistorului **T3** și se reglează **SR2** și **SR3** pînă la obținerea unui semnal nedistorsionat. Apoi se reglează **SR1** pînă cînd tensiunea de la ieșire este egală cu cea aplicată la intrare.

Se intrerupe semnalul aplicat la intrarea reverberatorului și se comută osciloscopul pe o sensibilitate mai mare, pentru vizualizarea reziduurilor semnalului de tact. Se reglează **SR4** pînă cînd amplitudinea acestora va fi minimă, ceea ce corespunde acordului exact al relectorului pe frecvența semnalului de tact. Cu aceasta reglajul reverberatorului este terminat.

**Concluzii.** Deși rezultatele sînt satisfăcătoare, propunem acest experiment numai amatorilor care au deja două circuite integrate **TDA1022**. În caz contrar, nu sfatuim să se recurga la o investigație specială pentru ca raportul preț/calitate nu este încurajator, în comparație cu reverberatoarele digitale cu **MDA**. Cu titlu informativ, precizăm că raportul prețurilor între un **BBD** și un **DRAM** 16kb este de aproximativ 4:1 (ați vă citi și în **Vest**).



## VOLTOHMMETRU

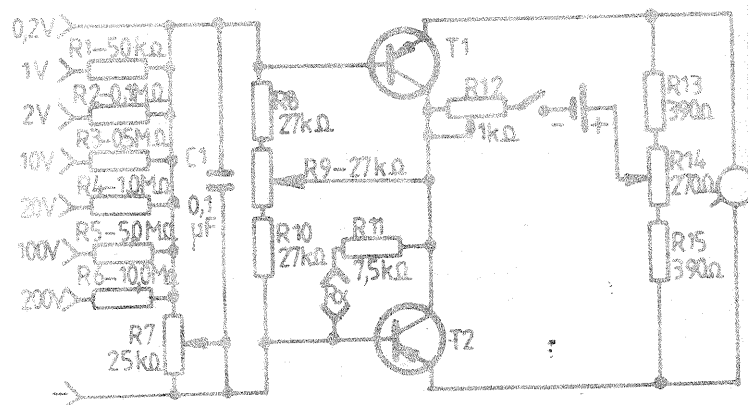
Pentru verificarea și acordarea de finețe a aparatului radioelectronic este necesară măsurarea tensiunilor cu valori de sutimi de volt. Pentru asemenea măsurători este necesar un voltmetru electronic de curent continuu. În schema alăturată se prezintă un voltohmmetru electronic cu rezistența de intrare de 50 k $\Omega$ /V. Limitele de măsurare a tensiunilor sînt de: 0,2 V; 1 V; 2 V; 10 V; 20 V; 100 V; 200 V. Rezistențele pot fi măsurate în gama 50  $\Omega$  — 1 M $\Omega$ .

Voltohmmetrul se compune din rezistoarele R1—R6, un amplificator simetric de curent continuu realizat conform schemei cu colector comun și un microampermetru cu scala de 200  $\mu$ A. Măsurarea rezistențelor se realizează prin reechilibrarea amplificatorului, conectîndu-le la bornele Rx, ceea ce elimină necesitatea utilizării unei surse suplimentare pentru ohmmetru.

Aparatul se alimentează de la o

baterie de 1,5 V. Tranzistoarele T1—T2 sînt de tipul EFT333 sau echivalente, avînd un coeficient de amplificare de cel puțin 20—25. Rezistoarele R1—R6 au o toleranță de  $\pm 1 \div 5\%$ . Rezistoarele R7, R9 servesc pentru stabilirea sensibilității și echilibrarea inițială a aparatului. După acordare, acestea se fixează. Scala ohmmetrului se etalonează după cutia de rezistențe sau după un set de rezistoare ce au o toleranță de  $\pm 1 \div 5\%$ .

Pe timpul exploatarei voltohmmetrului, înainte de începerea măsurărilor, se scurtcircuitează bornele Rx și se stabilește abaterea acului pe toată scala cu ajutorul rezistorului R12 (valoarea zero a scalei ohmmetrului). Apoi, decuplînd bornele Rx, cu rezistorul R14 se aduce acul instrumentului la zero (valoarea înfinit pentru scala ohmmetrului). După aceste operații se poate trece la măsurători.



Firma MID, distribuitor autorizat MICROELECTRONICA, ICCE, comercializează componente electronice, floppy discuri 5,25, dischete, calculatoare tip COBRA, pentru firme de stat, particulare și amatori.

Invităm cluburile și firmele din domeniul electronicii să ne contacteze pentru a le trimite oferta noastră.

Primim componente și echipamente electronice în consignatie.

Tel. 59 53 56 (luni—vineri 10—15,00).

Biroul comercial: Bd. N. Titulescu 16, bl. 22, et. 14, ap. 53.

Demultiplicări pentru condensatoare variabile și potențiometre, regulatoare electronice de turație pentru mașini electrice de găurit, precum și carcase metalice pentru încă-

lzirea montajelor electronice, după dimensiuni standard sau la cererea beneficiarului, puteți obține prin telefon 79 71 40/203 la I.T.C., Calea Floreasca nr. 167, București.

# GENERATOR DE ZGOMOT ROZ

Orice amator de înaltă fidelitate care posedă un sistem audio dotat cu un egalizor de frecvență și pune problema cum să îl folosească astfel încât aparatul să își demonstreze utilitatea reală, nu doar cea de amuzament sau de ajustare „după ureche”. Reglarea corectă a unei linii audio prin liniarizarea caracteristicii globale de frecvență în funcție de condițiile reale de audiere (aceleși sistem având un „sound” diferit în camere diferite) se face cu ajutorul unui generator de zgomot roz. Dar întâi să dăm definiția zgomotului alb și roz, observând diferența dintre ele și modul cum dintr-un zgomot alb se poate obține unul roz. Zgomotul este acea perturbație care nu este coerentă cu nici un fel de semnal util transmis. Dacă densitatea spectră de putere este constantă, zgomotul se numește „alb”, iar dacă aceasta este variabilă, cu frecvența, el se numește „colorat”. Denumirile de „alb” și „colorat” sînt luate prin analogie cu cazul radiațiilor luminoase, unde luminii albe îi corespunde un spectru constant, iar luminii colorate îi corespunde un spectru ce variază cu frecvența. Mai concret, zgomotul alb este caracterizat printr-o creștere cu +3 dB pe octava a amplitudinii (energie egală în toată lărgimea de bandă), iar zgomotul roz, care este un caz particular al zgomotului colorat, are o amplitudine constantă pe octavă (energie constantă de la o octavă la alta). Cu cât frecvența crește, cu atât lărgimea de bandă a octavelor crește; de exemplu, lărgimea de bandă a octavei 16 Hz—32 Hz este  $f_1 = 16$  Hz, a octavei 32 Hz—64 Hz este  $f_2 = 32$  Hz, a octavei 64 Hz—128 Hz este  $f_3 = 64$  Hz ș.a.m.d. În concluzie, amplitudinea la zgomotul roz este constantă în interiorul unei octave, dar scade cu o ordine de mărime pe octavă, de aceea nivelul constant pe intervale de frecvență este mai ridicat în partea inferioară a spectrului și prin analogie cu spectrul vizibil (unde în regiunea frecvențelor mai mici este culoarea roșie) zgomotul s-a numit roz.

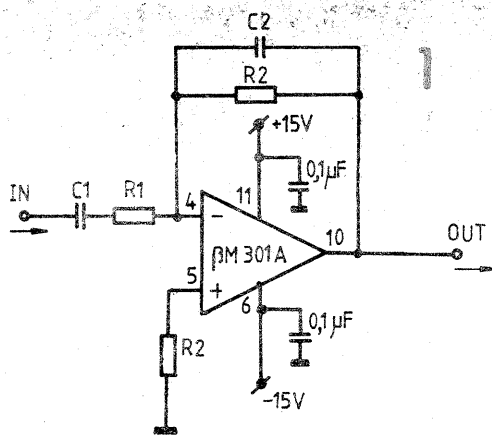
Pentru a obține dintr-un zgomot alb unul roz este necesară introducerea unui filtru trece-jos cu o atenuare de -3 dB/octavă. Statistic vorbind, zgomotul roz se apropie cel mai mult de muzică.

Utilizarea generatorului se face în felul următor: în primul rînd se alege un microfon nedirecțional care să aibă o caracteristică amplitudine-frecvență cit mai liniară în banda audio și un instrument de măsură (bineînțeles, între microfon și instrument se intercalează un preamplificator). În cazul în care se dispune de un analizor de spectru, reglajul devine și mai simplu. Generatorul se

conectează la intrarea sistemului audio și zgomotul este amplificat și redat în incintele acustice. Se scurtcircuitează intrările secțiunilor corespunzătoare tuturor gamelor de frecvență ale egalizorului, mai puțin prima. În acest fel semnalul este filtrat, trecînd numai acea parte alocată benzii de trecere a primei frecvențe. Cu ajutorul microfonului se culege acest semnal în locul unde se va efectua audierea și din potențiometrul acelei game se reglează pînă cînd instrumentul de control va indica un anumit nivel ales arbitrar. Se scurtcircuitează apoi intrarea acestei secțiuni și se va acționa potențiometrul secțiunii următoare, pînă cînd instrumentul indică același nivel, operația repetîndu-se pentru fiecare frecvență în parte. În cazul în care constructorul are acces la un aflișor de spectru, potențiometrele vor fi acționate

pînă la obținerea unei caracteristici liniare, fapt ce poate fi imediat vizualizat pe ecran, fără scurtcircuitarea intrărilor.

O altă variantă ar fi conectarea unui filtru activ trece-bandă între preamplificatorul de microfon și instrumentul de măsură care să selecteze banda aferentă fiecărei frecvențe reglate din potențiometrele egalizorului. Acest filtru trebuie să aibă reglabile frecvența centrală și banda de trecere în spectrul audio. Cu ajutorul lui se selectează gama al cărei nivel (reglat din egalizor) va fi indicat de instrumentul de măsură. Un exemplu de filtru trece-bandă activ realizat cu ajutorul unui amplificator operațional  $\beta M301A$  este cel din figura 1. Relațiile cu care se dimensionează filtrul sînt următoarele:



$$\Delta f = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} + \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2)$$

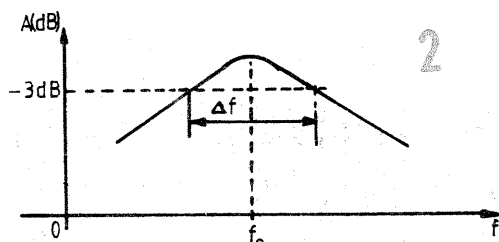
$$A = \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (3)$$

unde  $f_0$  = frecvența centrală;

$\Delta f$  = lărgimea de bandă la -3 dB;

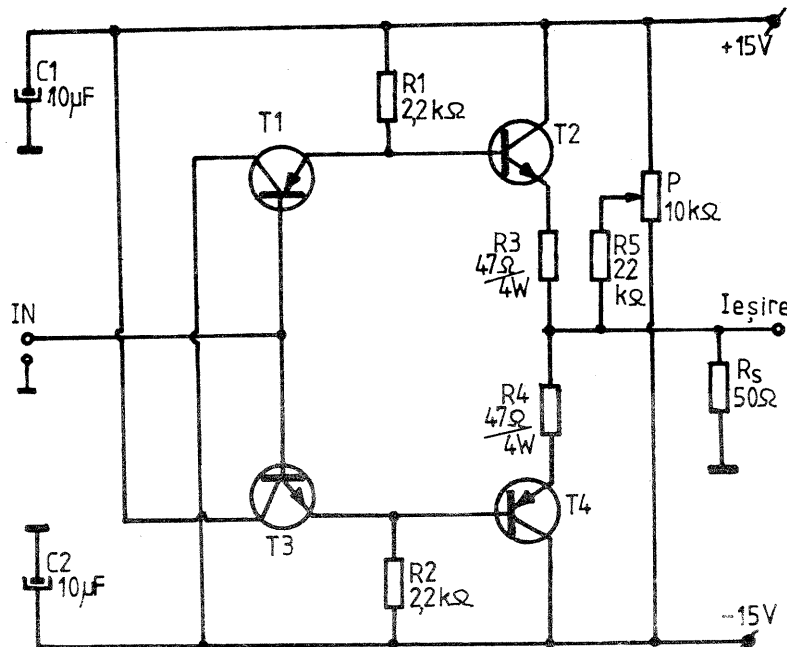
A = amplificarea.

În figura 2 este reprezentată caracteristica de frecvență. Generatorul de zgomot pe care îl prezentăm este cel din figura 3, realizat cu ajutorul a trei circuite integrate identice,  $\beta A741$ . Primul dintre ele, așa cum este montat, posedă o repartiție spectrală tipică zgomotului roz. În această aplicație, contrar obiceiului, amplificatorul operațional trebuie să fie cit mai zgomotos, primul etaj producînd zgomotul, iar cele două care urmează îl amplifică. Se poate folosi orice variantă de  $\beta A741$  sau un singur circuit  $\beta M324$ , din care se utilizează doar trei din cele patru operaționale. Montajul se alimentează de la o sursă stabilizată de 9 V sau, avînd în vedere consumul mic, chiar de la baterii. Amplitudinea vîrf la vîrf a semnalului rezultat este de aproximativ 6 mV la ieșirea primului amplificator, 250 mV la ieșirea celui de-al doilea și 7,4 V la ieșirea celui de-al treilea.

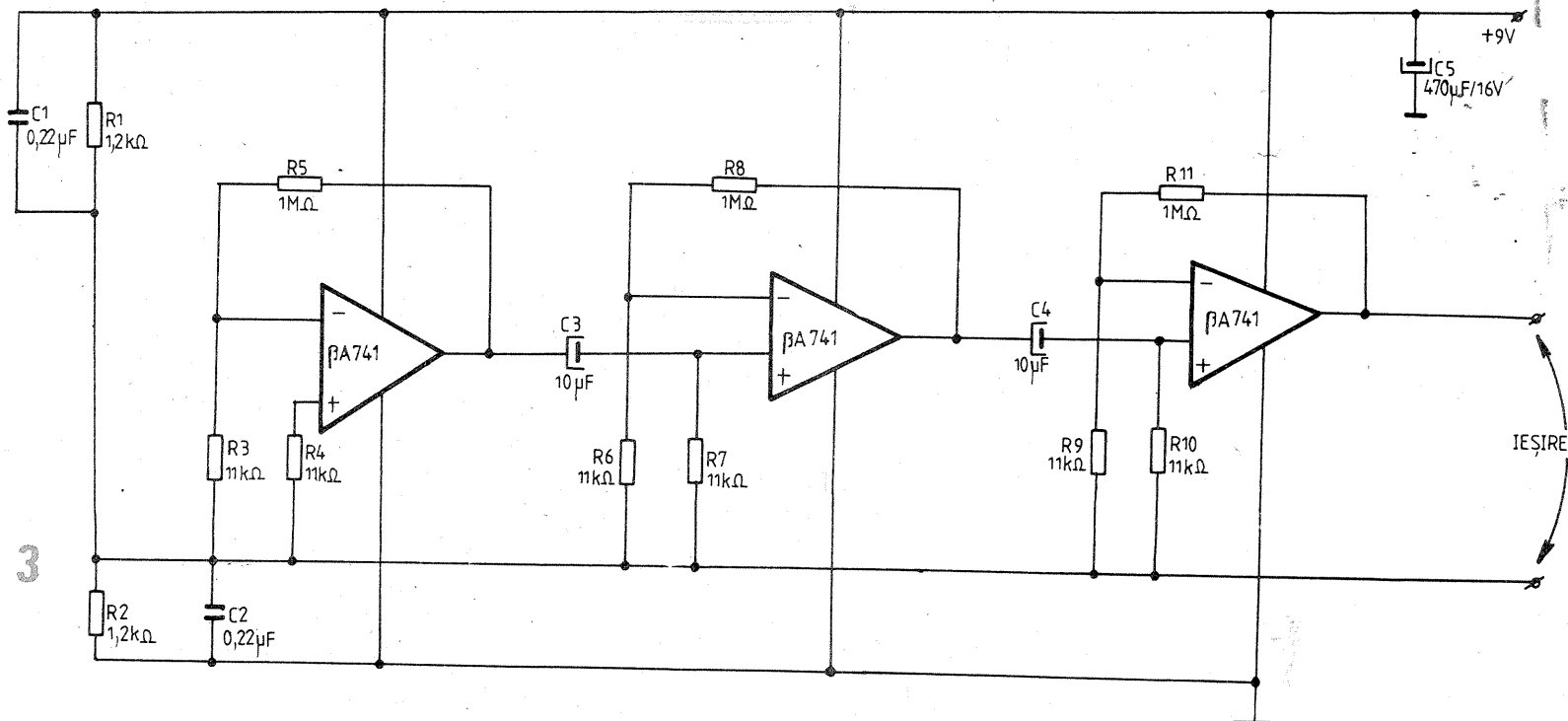


# ADAPTOR DE IMPEDANȚĂ

**M**ontajul propus este un amplificator cu câștig egal cu unitatea și o impedanță de ieșire egală cu 50  $\Omega$ . Schema din figură este deosebit de ușor de realizat, folosind doar 4 tranzistoare uzuale: două 2N2222 (nnp) și două 2N2907 (pnp). Montajul este cu simetrie complementară, cu două etaje, legate între ele în curent continuu. Tensiunea de offset se află în gama 0—50 mV, ea putînd fi anulată echilibrînd montajul din semireglabilul P = 10 k $\Omega$ , montat între colectoarele lui T1 și T3 din primul etaj. Fiînd alimentat diferențial la  $\pm 15$  V (stabilizat) se poate obține la ieșire o amplitudine de 10 V vîrf la vîrf (fără limitare) pe o sarcină de 50  $\Omega$ . Dacă se scoate sarcina, tensiunea de ieșire poate ajunge la 20 Vv. Pentru a proteja montajul la scurtcircuit, pe ieșire se aleg rezistențele R3 = R4 = 47  $\Omega$ /4 W. Fără semnal aplicat la intrare (în repaus), curen-



mul absorbit de montaj este de 17 mA pentru  $E_1 = \pm 15$  V. Tensiunea de alimentare nu este critică, schema putînd funcționa de la  $\pm 5$  V la  $\pm 20$  V, modificînd doar valoarea rezistențelor R1 și R2 astfel: 680  $\Omega$  dacă  $E_1 = \pm 5$  V, 2,2 k $\Omega$  dacă  $E_1 = \pm 15$  V pînă la 3 k $\Omega$  dacă  $E_1 = \pm 20$  V. Impedanța de intrare a montajului trebuie să fie mare, ea depinzînd în cazul de față de factorul  $\beta$  al tranzistoarelor folosite. Pentru un  $\beta$  uzual, situat între 50 și 100, impedanța de intrare ia valori între 50 k $\Omega$  și 100 k $\Omega$  la frecvența de 1 kHz și coboară pînă la 25 k $\Omega$ —50 k $\Omega$  la frecvența de 1 MHz. Dacă între intrare și masă se conectează un rezistor de 2,2 k $\Omega$ , impedanța de intrare va avea o variație de numai 4% pînă la  $f = 1$  MHz. Banda de frecvență reprodusă este mai mare de 10 MHz dacă impedanța sursei de semnal este egală cu 50  $\Omega$  și egală cu 10 MHz dacă impedanța este 1 k $\Omega$ .



Deși cea mai indicată soluție de reglare este cea cu un microfon de foarte bună calitate și analizor de spectru, în lipsa acestora se poate proceda în felul următor: se culege semnalul de la ieșirea generatorului prin intermediul unui po-

tențiometru care dozează volumul și se injectează într-o pereche de căști de înaltă calitate (ce, evident, sînt mai ușor de procurat decît un analizor de spectru). Tot de la ieșirea generatorului se injectează semnalul în mufa de intrare a sistemului

audio. Cu ajutorul egalizorului se fac corecții de frecvențe pînă cînd imaginea sonoră în incintele acustice este aceeași cu cea din căști. Bineînțeles, metoda\* aceasta este aproximativă.

Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

## ETAJE DE DEFAZARE

Pentru a obține o putere de ieșire mare la o tensiune de alimentare dată (și care din diverse motive nu poate fi mărită), se utilizează două amplificatoare de audiofrecvență în configurație tip punte. Acest tip de configurație poate fi realizat cu ajutorul a două amplificatoare identice comandate de către un etaj defazor. Semnalul provenind de la preamplificator este dozat cu ajutorul unui potențiometru de volum (logaritm), injectat în intrarea etajului de defazare, iar la ieșirea acestuia obținem două semnale identice, dar defazate cu 180° între ele, care atacă, la rîndul lor, intrările celor două amplificatoare de putere. Sarcina este montată între ieșirile amplificatoarelor de putere, deci nu are punct de masă. Schema unui defazor realizat cu un singur tranzistor cu sarcină distribuită a fost deja prezentată în articolul „Sistem audio stereo pentru automobil” din nr. 3/1991.

O schemă performantă este cea din figura 1, realizată cu două tranzistoare identice tip BC107, BC171 etc. Intrarea se face prin baza lui T1, baza celuiilalt tranzistor fiind menținută la un potențial constant. Tranzistorul T1 funcționează în conexiune emitor comun, în timp ce T2 lucrează în conexiune bază comună, atacat cu tensiune în emitor. Curentul care circulă prin T1 (care este în funcție de semnalul de intrare) va produce o cădere de tensiune la bornele rezistenței R7 = 820 Ω, ceea ce va implica un curent în opoziție de fază prin T2. Amplitudinea curentului lui T1 va fi superioară celei a curentului lui T2 și pentru ca să existe un echilibru perfect al semnalelor (tensiunilor) de ieșire, rezistența R8 se va alege mai mare decît rezistența R4. Tensiunea diferențială de ieșire (adică tensiunea între cele două colectoare) este practic independentă de tensiunea de alimentare, în schimb depinde de parametrii tranzistoarelor utilizate. Este deci necesar să se facă o impe-

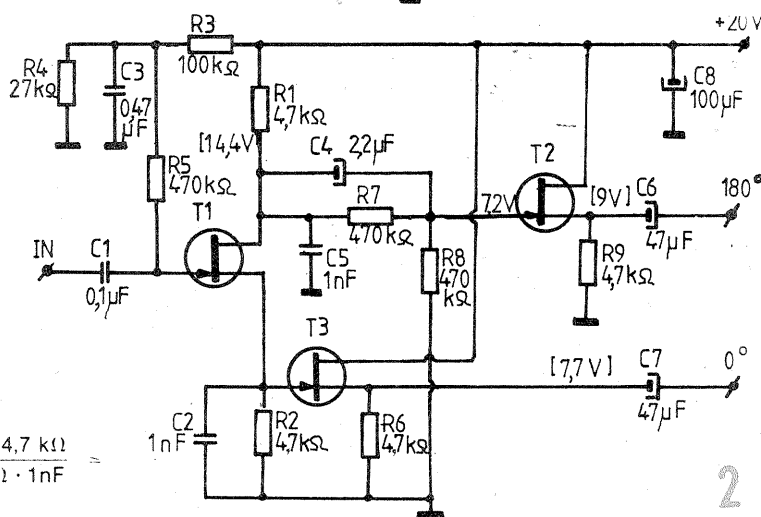
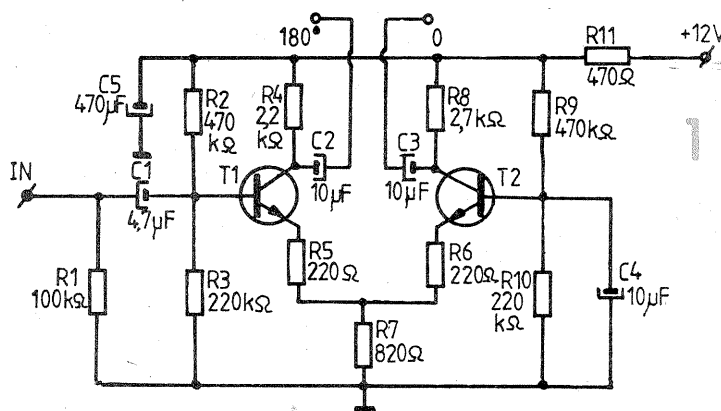
rechere a lui T1 cu T2. Tot în scopul echilibrării s-au prevăzut în emitoare cite o rezistență, R5 respectiv R6 = 220 Ω, care asigură o reacție negativă. Cîștigul în tensiune al acestui etaj este aproximativ 3,7, iar impedanța de intrare este egală cu 40 kΩ. Circuitul se va alimenta de la o sursă stabilizată de 12 V, consumul fiind de 2,6 mA.

O altă variantă de defazor realizată cu tranzistoare cu efect de cîmp este cea din figura 2, ea asigurînd o impedanță mare de intrare și o impedanță mică de ieșire. Primul etaj constituit din tranzistorul T1 este un etaj cu sarcina distribuită (R1 = R2 = 4,7 kΩ). Semnalul din grila lui va fi în fază cu cel din sursă și în opoziție de fază cu cel din drenă. Defazorul ar putea fi realizat chiar numai cu acest prim etaj, dar avînd în vedere impedanțele de ieșire diferite, comportamentul în frecvență este diferit. Acest etaj este urmat de două tranzistoare în conexiune drenă comună, identice, unul preluînd semnalul din sursa lui T1, cel de-al doilea din drenă lui, asigurînd o simetrie foarte bună a montajului. Tranzistoarele T2 și T3 sînt de fapt niște etaje separatoare. Toate cele trei tranzistoare sînt de același tip, TEC canal N, și se pot alege următoarele: BF245, BF246, BF256, BFW10, BFW11. Avînd în vedere tensiunile statice ale drenei și sursei lui T1, a fost prevăzut un divizor (în c.c.) format din R7 și R8, dar sînt pentru audiofrecvență de către C4 = 2,2 μF. Pentru primul etaj (al lui T1) frecvența maximă de trecere, atît pentru semnalul cules în sursă, cit și pentru cel cules în drenă, este practic aceeași și poate fi determinată cu relația:

$$f_{max} = \frac{1 \cdot g_m R_s}{2 \cdot \pi \cdot R_D \cdot C_D} = \frac{1 + 2,5 \text{ mA/V} \cdot 4,7 \text{ k}\Omega}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,7 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ nF}} \approx 431 \text{ kHz}$$

În practică, banda acestui etaj (datorita capacităților parazite) se limitează la aproximativ 300 kHz. Prin gm s-a notat transconductanța TEC-ului, valoarea 2,5 mA/V fiind o valoare medie. Punctele statice de funcționare notate pe figura 2 sînt orientative, o variație de ±10% fiind

fara importanță. Circuitul se alimentează de la o sursă stabilizată de 20 V. Pentru reglarea volumului se poate conecta la intrare un potențiometru logaritm cu valoarea mai mare de 100 kΩ, pentru a nu cobori prea mult impedanța mare de intrare datorata utilizării TEC-urilor.



# RADIORECEPTOR PORTABIL

Ing. KAZIMIR RADVANSKI

Radioreceptorul prezentat asigură recepționarea programelor de radiodifuziune din gama de unde medii și are ca element de bază un circuit integrat specializat de tip  $\beta U1014N$  produs de I.P.R.S. — Băneasa.

În acest circuit au fost integrate următoarele etaje:

- amplificator de RF cu control automat al amplificării;
- demodulator AM;
- AAF cu câștig fix (30 dB).

În figura 1 este prezentată schema-bloc a circuitului, precum și semnificația terminalelor.

Caracteristicile electrice cele mai importante sînt prezentate în tabelul alăturat.

0,01 mm. La transformatorul de ieșire Tr.2 primarul conține 2x500 de spire din sîrmă CuEm  $\varnothing$  0,1 mm, iar secundarul 100 de spire din sîrmă CuEm,  $\varnothing$  0,25 mm.

Difuzorul este de tip miniatură, 5  $\Omega$ /0,5 VA. În lipsa semnalului, în punctul de măsură A trebuie să circule un curent de 24 mA; în caz contrar se intervine asupra rezistorului R9. Dacă tranzistoarele finale au fost bine împerecheate, în punctele B, C trebuie să circule curenți aproximativ egali.

În prezența semnalului se va regla rezistorul R6 pentru a obține distorsiuni minime.

Bobina L se realizează pe o bară de ferită cu dimensiunile de 55x14x4 mm și are un număr de

Parametru	Condiții	Valoare	U.M.
Tensiune de alimentare		1—2	V
Curent de alimentare	RL = 100 $\Omega$	max. 10	mA
Frecvență maximă de intrare		2	MHz
Impedanță de intrare RF		min. 300	k $\Omega$
Tensiune maximă de intrare RF		30	mV
Sensibilitate	fi = 1 MHz fm = 1 kHz m = 30% Vo 3 $\geq$ 60 mV	max. 1	mV

În figura 2 este prezentată schema electrică de test și aplicație a circuitului integrat  $\beta U1014N$ .

Prin atașarea la acest circuit a unui amplificator AF și dimensionînd circuitul oscilant am obținut un radioreceptor portabil de buzunar, a căruia schemă electrică de principiu este prezentată în figura 3.

Amplificatorul AF funcționează economic, cu un randament ridicat și este compus dintr-un etaj preamplificator, realizat cu tranzistorul T1 și un etaj final în contratimp cu ieșire pe transformator.

Tranzistoarele finale T2 și T3 vor fi selectate pentru a avea caracteristici electrice cit mai apropiate. Pentru ambele transformatoare se utilizează miezuri din tole E + I cu secțiunea de 0,24 cm<sup>2</sup>. Transformatorul defazor Tr.1 conține în primar 1 500 de spire din sîrmă CuEm  $\varnothing$  0,07 mm, iar în secundar 2x350 de spire din sîrmă CuEm  $\varnothing$

90 de spire bobinate cu lița de radiotrecvență 10x0,05 mm, cu priză mediană la 35 de spire față de masă. Condensatorul variabil este cu dielectric solid, avînd capacitatea maximă de 270 pF.

Alimentarea se face de la trei baterii R6, consumul maxim fiind de 40 mA.

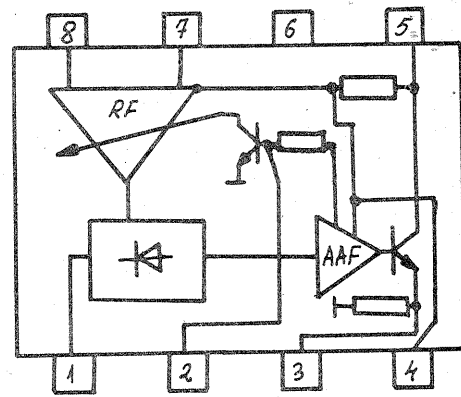
Montajul se realizează pe o plăcuță de cablaj imprimat cu dimensiuni în funcție de carcasa utilizată; personal am folosit o carcasă din montajul ABC procurat din comerț.

### BIBLIOGRAFIE:

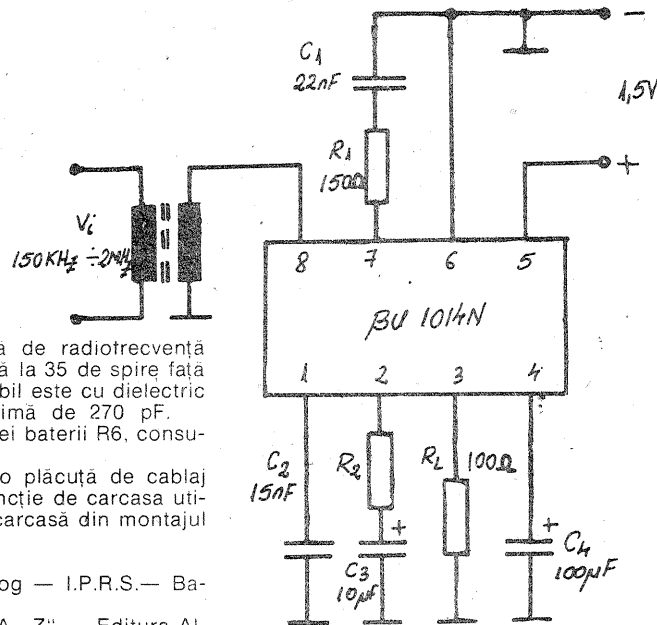
Full Line Condensed Catalog — I.P.R.S. — Băneasa, 1990.

Colectiv — „Radiorecepția A—Z” — Editura Albatros, București, 1982.

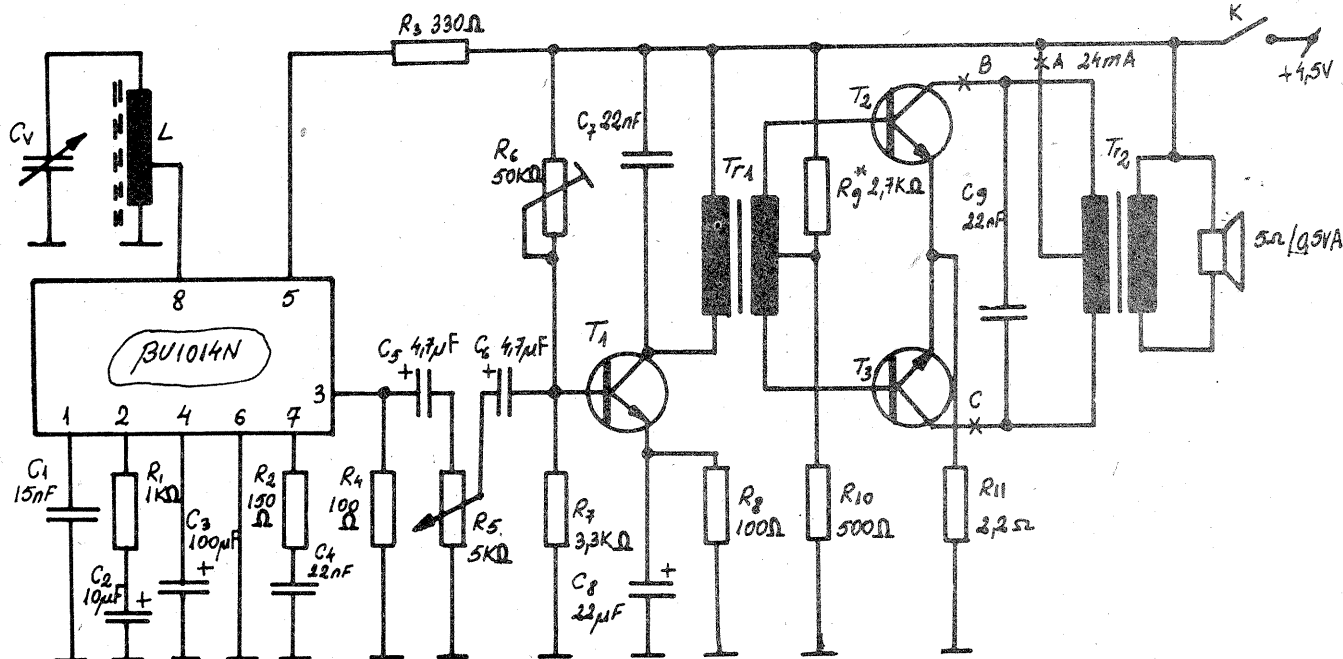
N. Drăgulănescu — „Agenda radioelectronistului”, Editura Tehnică, București.



1. Intrare AAF
2. Decuplare AAF
3. Ieșire AF
4. Decuplare V+
5. V+
6. GND
7. Decuplare RF
8. Intrare RF



R<sub>2</sub> = 0 ÷ 1k $\Omega$  - reglare volum AF



# SURSA REGLABILĂ

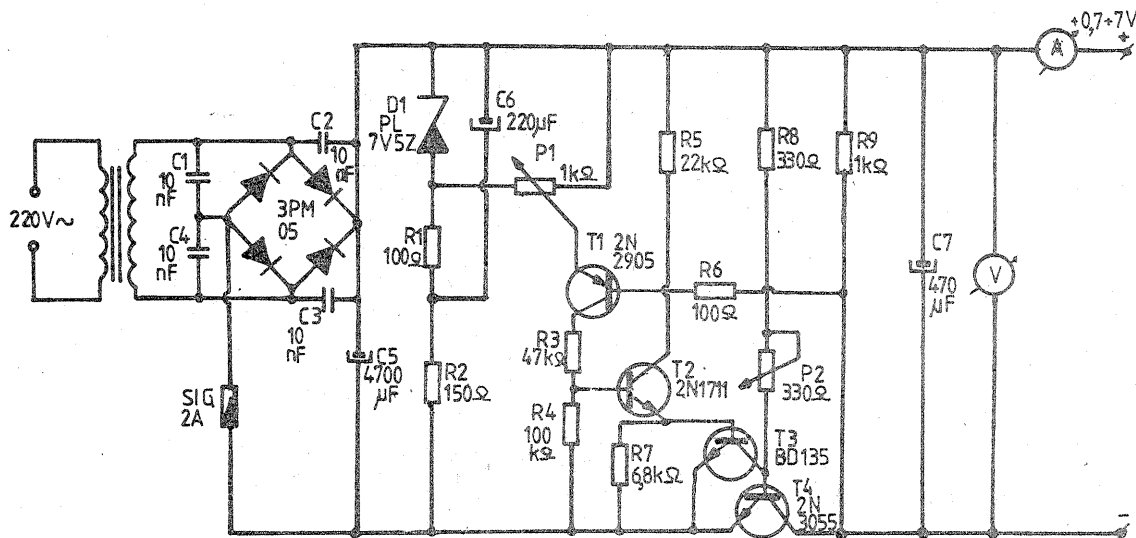
Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

**S**ursa din figură este concepută special pentru alimentarea circuitelor TTL care necesită o tensiune de 5 V stabilizată. Cu toate acestea, cu ajutorul acestui montaj se poate alimenta orice alt consumator, tensiunea de ieșire putând fi reglată în gama 0,7 V-7 V. Curentul maxim de ieșire este de 2 A (bineînțeles, în principal funcție de curentul pe care-l poate furniza secundarul transformatorului).

Reglarea tensiunii de ieșire în limitele sus-menționate se face din potențiometrul P1 = 1 kΩ. Funcționarea sursei este următoarea: după coborârea tensiunii de la rețea cu ajutorul transformatorului, aceasta

este redresată cu puntea 3PM05 sau în lipsa acesteia cu patru diode discrete care să suporte un curent mediu de peste 3 A. Filtarea se face de către condensatorul electrolitic C5 = 4 700 μF. Tensiunea astfel obținută se aplică grupului D1, R1, R2, în care dioda Zener dă o tensiune de referință de 7,5 V. Tranzistorul T1 (de tip 2N2905) are emitorul conectat la cursorul potenționetrului P1 și baza la ramura de minus a tensiunii stabilizate prin intermediul rezistenței R6 = 100 Ω. Tensiunea de ieșire va fi egală cu suma dintre tensiunea culeasă de potențiometrul, tensiunea bază-emitor a lui T1 și căderea de tensiune pe R6. Curentul

de ieșire va fi de maximum 2 A. Pentru reglarea curentului maxim s-au prevăzut în serie rezistența R8 și potențiometrul P2 = 330 Ω. Acestea limitează curentul din baza tranzistorului T4 și, în consecință, și curentul lui de colector. Condensatorul C7 = 470 μF are rolul de a suprima eventualele fenomene tranzitorii ce pot apărea. Tensiunea reziduală la ieșire ce se obține este mai mică de 2 mV, iar stabilitatea de sarcină pentru V ieșire = 5 V este de 2%. Tensiunea în secundarul transformatorului este de aproximativ 11 V alternativ, la un curent mai mare de 2 A. În mod obligatoriu, tranzistorul T4 = 2N3055 se va monta pe un radiator de minimum 100 cm<sup>2</sup> izolat cu foită de mică, fiind recomandabil să se folosească vaselina siliconică pentru un mai bun transfer termic. Ca o remarcă, valorile tensiunii din secundarul transformatorului și dioda Zener pot fi eventual ușor mărite pentru a obține o tensiune de ieșire maximă superioară celei anunțate. Aparatele de măsură de pe ieșire sînt opționale, în funcție de materialele pe care le deține constructorul amator.



Demarorul intervine cu o pondere importantă în frecvența imposibilității pornirii motorului. Ce însă nu trebuie să fie lămurit decât atunci când, prin acționarea cheii de contact ori a butonului de pornire, se constată că arborele motor nu este antrenat deloc sau este învîrțit cu viteză insuficient de mare pentru a asigura pornirea. Dar și în acest caz, demarorul nu trebuie incriminat decât după ce ne-am convins că bateria de acumuloare este în bună stare, că nu există conexiuni sau cabluri imperfecte.

Verificarea bateriei se face cel mai concludent cu un voltmetru și mai ales cu unul cu furcă. În lipsa acestuia se poate folosi un simplu bec de control — preferabil de wattaj ridicat; dacă becul abia se aprinde sau dacă atunci când se conectează concomitent și farurile ori claxonul, lumina scade vizibil, înseamnă că gradul de încărcare a bateriei de acumuloare este redus.

Dacă verificarea bateriei nu s-a făcut cu voltmetrul, ci cu un bec, înainte de a conchide că starea tehnică a bateriei este proastă, se vor verifica legăturile și cablurile. Se controlează legătura cablului de masă la borna bateriei, precum și cele ale cablului demarorului. Și în acest scop un voltmetru se dovedește folositor; dacă pe o conexiune căderea de tensiune întrece 0,2 V, înseamnă un contact electric imperfect (legătură murdară, oxidată ori strînsă imperfect). În lipsa voltmetrului, toate conexiunile menționate trebuie să fie desfacute, curățate și apoi strînse la loc în mod corect. Este necesar să reamintim că în cazul conexiunilor de la bornele acumulatorului, acestea se curăță cel mai bine cu o cîrpă și un jet bogat de apă.

Dacă nici după aceste operații demarorul nu devine activ sau rotește lent arborele cotit al motorului, în mod logic urmează verificarea contactului 2 (vezi figura), prin scurtcircuitarea sa — deși probabilitatea defectării acestui organ este, în general, extrem de mică.

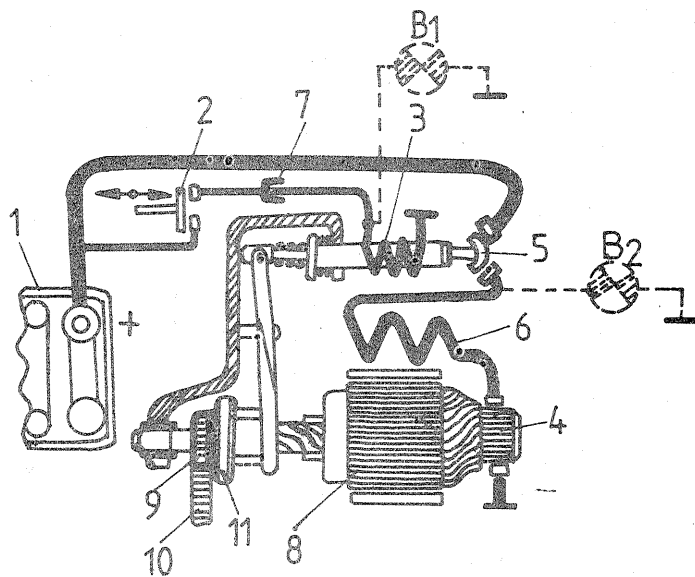
Dr. Ing. M. STRATULAT

## DIAGNOSTICAREA DEMARORULUI

Situația devine mai complicată dacă, după verificarea tuturor părților instalației de pornire menționate, demarorul continuă să rămână inert, deoarece aceasta înseamnă că defecțiunea este ascunsă chiar în propria sa structură, putînd fi de natura electrică sau mecanică. Ea se localizează și se înlătură în funcție de modul în care se manifestă.

Dacă acționînd cheia de contact (sau butonul demarorului, după caz), demarorul nu reacționează deloc, se montează un bec B1 în paralel cu releul de pornire 3, așa cum se arată în figură. La acționarea cheii de contact 2 becul trebuie să se aprindă, dacă atît contactul 2, cît și conductorul care alimentează releul sînt în stare bună. În acest caz, încercarea de a porni este însoțită de o pocnitură metalică produsă de deplasarea miezului de fier al releului și contactul brutal cu ploturile 5. Dacă acest zgomot nu se produce, deși becul s-a aprins, este cert că înfășurarea releului este întreruptă sau scurtcircuitată, situație care impune înlocuirea releului. Firește, dacă becul B1 se aprinde și concomitent se aude zgomotul de cuplare a releului, dar cu toate acestea demarorul nu funcționează, defectul trebuie căutat în imperfecțiunea stabilirii contactelor 5 (care pot fi oxidate, de exemplu) sau în structura motorului electric 8. Localizarea defecțiunii se face lîngînd becul în poziția B2 de această dată.

Acționînd cheia de contact 2, se observă becul B2. Dacă el nu se aprinde, aceasta înseamnă că contactul de putere 5 este imperfect



stabilit, ceea ce impune ca și mai înainte înlocuirea sau repararea releului.

Este posibil însă ca becul B2 să se aprindă cînd se acționează contactul 2; simptomul este specific peiriilor uzate sau murdare, colectorului ars sau murdar ori unor înfășurări defecte ale statorului (întrerupte sau în scurtcircuit). Este posibil ca, la această probă, să se audă un huriu continuu, fără ca arborele motor să fie antrenat, simptomul reprezen-

țînd o defecțiune mecanică. Aceasta poate avea două cauze: ori dantura pinionului 9 al demarorului este ruptă sau uzată, ori cea a coroanei volanului 10 — situație în care cele două piese nu mai pot intra în angrenare, impunîndu-se înlocuirea reperului defect, ori roata liberă 11 de pe arborele electromotorului nu se mai blochează, lipsind de antrenare pinionul demarorului. Și în acest caz demarorul trebuie demontat de pe motor spre a fi reparat.

# OSCILOSCOP

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

**GENERALITĂȚI.** Utilizarea osciloscopului în laboratorul electronistului este bine cunoscută și nu vom insista asupra gamei largi de măsurători și verificări ce pot fi efectuate prin intermediul acestuia. Potențialul aplicativ al osciloscopului crește considerabil dacă i se adaugă un vobulator și un comutator electronic.

În articolul de față prezentăm construcția unui osciloscop de bandă largă prevăzut cu vobulator de audiofrecvență și comutator electronic cu două canale. Menționăm că, în realizarea unor blocuri funcționale ale osciloscopului, am folosit ca sursă de referință articolul publicat de J. Doležilek și M. Munzar în revista AMATERSKE RADIO nr. 5/1982. Vobulatorul de audiofrecvență și comutatorul electronic sînt contribuții personale și ele au fost prezentate în revista TEHNIUM nr. 12/1988, respectiv nr. 12/1986.

## Datele tehnice ale osciloscopului VERTICAL

Lățime de bandă: AC — 1 Hz...5 MHz (−3 dB); DC — 0...5 MHz.

Sensibilitate: 10 mV... 50 V/diviziune, comutabil în 12 trepte calibrate în succesiune 1—2—5.

Impedanță de intrare: 1 MΩ/35 pF.

Referitor la lățimea de bandă indicată mai sus, se impun unele precizări.

Intrare externă:  
Lățime de bandă: 10 Hz... 0,5 MHz (−3 dB)  
Sensibilitate: 0,7 V/diviziune (virf-virf)  
Impedanță de intrare: 47 kΩ.  
Declanșare:

Normal — baza de timp funcționează numai declanșată de semnalul care se vizualizează.

Automat — baza de timp funcționează liber, fără semnal de declanșare.

## TUB CATODIC

Tip 996 W (GEC).

Ecran util: 54x72 mm.

Reticul: 6x8 diviziuni, 1 diviziune = 9 mm.

## FACILITĂȚI

Vobulator cu marker: 20...20 000 Hz.

Comutator electronic cu două canale:

Lățime de bandă:

CHOP-20...20 000 Hz; ALT-20 Hz... 1 MHz.

Generator de calibrare:

Frecvență: 1 kHz.

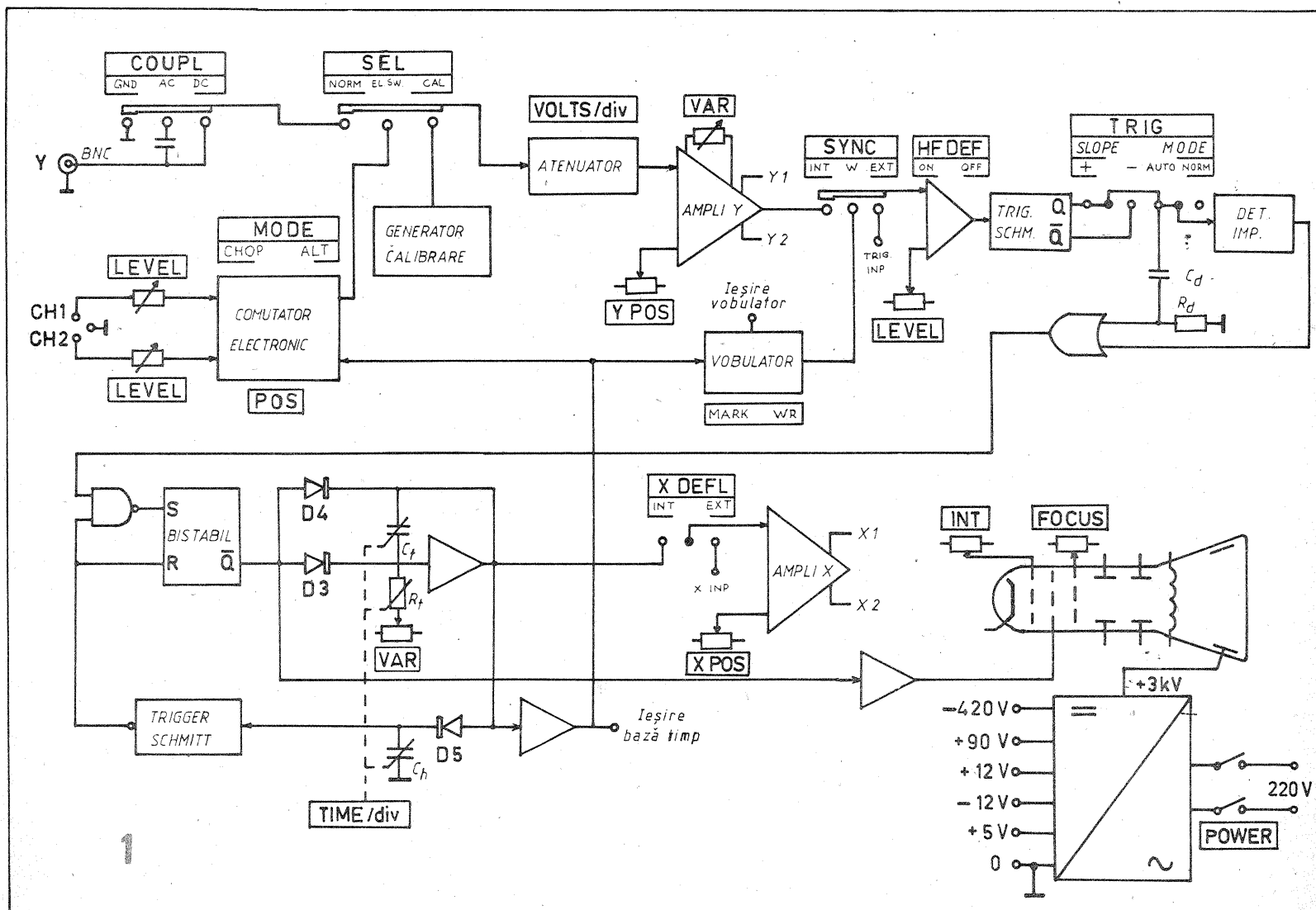
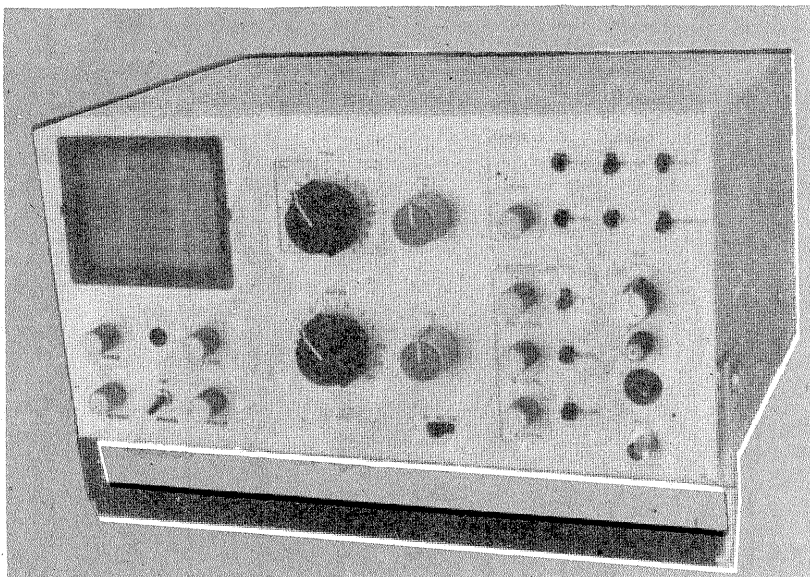
Amplitudine: 1 V<sub>v</sub> și 0,1 V<sub>v</sub>.

Forma de undă: dreptunghiular și triunghiular

## ALIMENTARE

Tensiune: 220 V ± 10%, 50 Hz.

Putere consumată: cca 25 VA.



zări. În domeniul 0...5 MHz se pot efectua măsurători de amplitudine și de frecvență. Se pot vizualiza însă, pentru aprecierea eventualelor distorsiuni, semnale sinusoidale pînă la frecvențe mult mai mari (15...20

MHz). Pentru aprecierea corectă a formei de undă a impulsurilor, banda este limitată la 0,5...1 MHz. Referitor la sensibilitate, precizăm că ea este exprimată în valori virf-virf. Deci, în valoare rms, se pot

vizualiza și măsura semnale sinusoidale de minimum 2... 3 mV.

## ORIZONTAL

Baza de timp: 0,5 μs...2 s/diviziune, comutabil în 21 de trepte calibrate în succesiune 1—2—5.

## DIMENSIUNI

Înălțime: 150 mm.  
Lățime: 310 mm.  
Profunzime: 240 mm.  
GREUTATE  
3,5 kg.





DI. VLADIMIR NEGREANU

Cele doua blocuri, adica tunerul BT-833A si amplificatorul FI plus detectorul video si discriminatorul de sunet ce echipaza unele televizoare SONY (sau chiar videomagne-tofoane), au schema de interconec-tare prezentata alaturat.

Tunerul propriu-zis are trei iesiri pentru comanda receptionarii celor trei benzi de televiziune I-III-UHF (canalele 20-60). Pentru reglajul fin pe fiecare banda este prevazut po-tentiometrul de 120 kΩ care primește o tensiune stabilizata de 33 V. De la

# ANSAMBLU TUNER TV

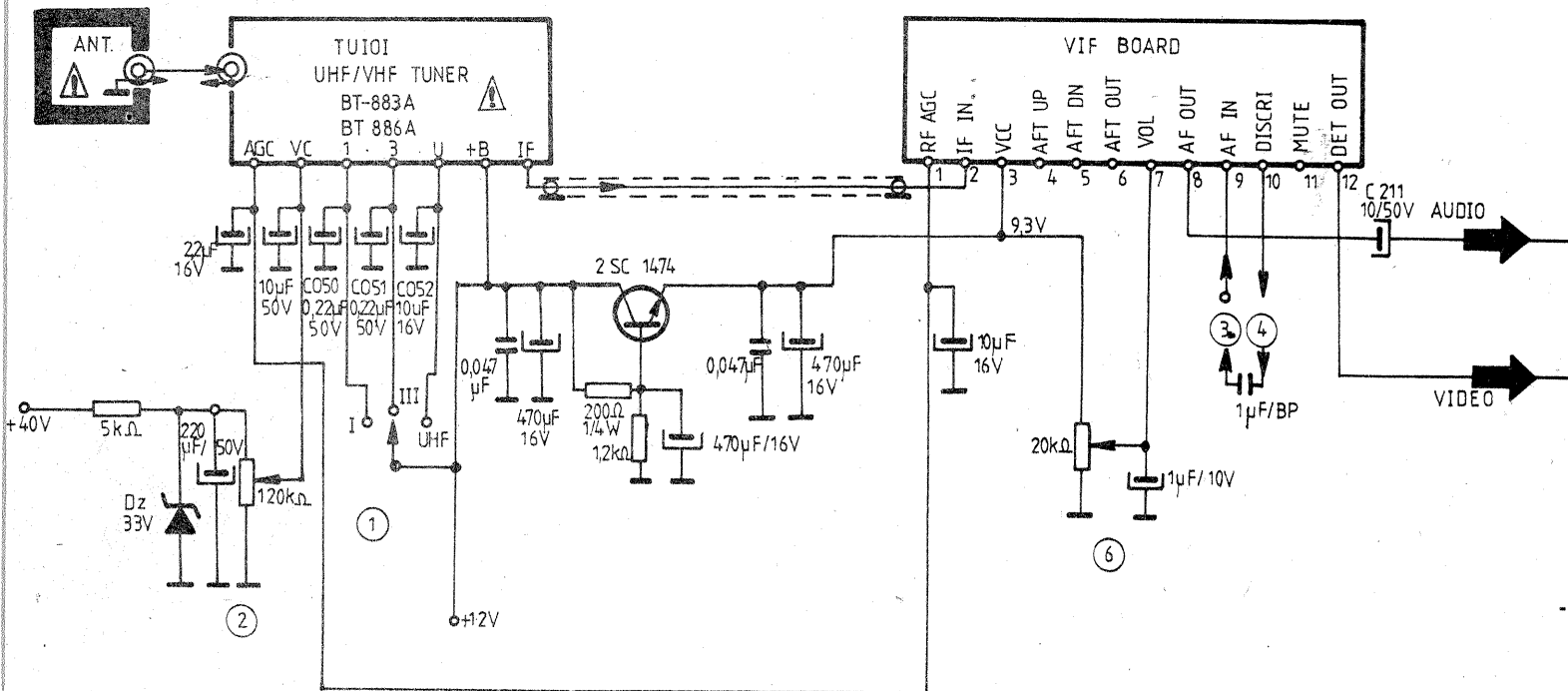
cursorul acestui potentiometru se aplica tensiune la diodele varicap pentru acord.

La iesirea blocului FI se obtine semnal video si audio care poate fi folosit in monitoare sau videocase-tofoane.

Frecventa intermediara sunet este 6,5 MHz.

Semnalul AGC poate fi transmis printr-un fir obișnuit, dar semnalul FI obligatoriu va fi transmis prin cablu ecranat.

Potentiometrul de 20 kΩ, notat 6, este folosit pentru reglajul nivelului audio.



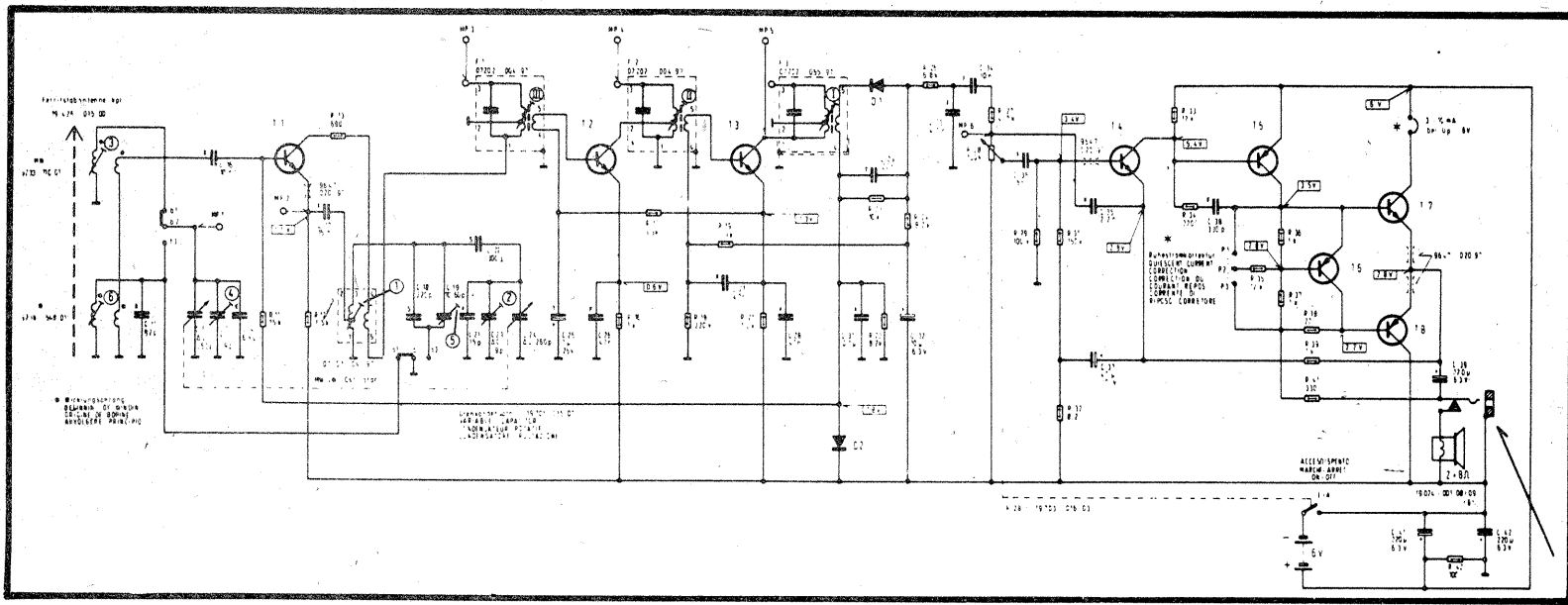
DI. FLOREA NICULESCU

# HIT BOY 50

Acest radioreceptor construit de „Grundig” are in majoritate componente japoneze.

Face parte din aparatele portabile de mici dimensiuni si poate receptiona undele lungi si medii. Se alimenteaza cu 6V si are plusul la masa, de aceea a folosit in montaj tranzistoare npn in etajele RF. Deci in aceste etaje merge orice tip de tranzistoare npn. Totusi parerea noastra este sa curatati bine cu spirit contactele de la comutator si borna de cască.

Nu lipsita de interes este verificarea stării difuzorului si a condensatorului de cuplaj din etajul final audio.



Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU  
 Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU  
 Redactori: K. FILIP,  
 ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU  
 Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE  
 Corectură: V. STAN  
 Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Liberă”

Tiparul executat  
 la Combinatul Poligrafic  
 București

**INDEX 44212**

© — Copyright Tehnium 1991

CITITORII DIN STRĂ-  
 NĂTATE SE POT ABONA  
 PRIN „ROMPRESFILATE-  
 LIA” — SECTORUL EX-  
 PORT-IMPORT PRESĂ,  
 P.O. BOX 12-201, TELEX  
 10376, PRSFIR BUCU-  
 REȘTI, CALEA GRIVITEI  
 NR. 64-66.

# „ELECTROCONTACT” S.A.

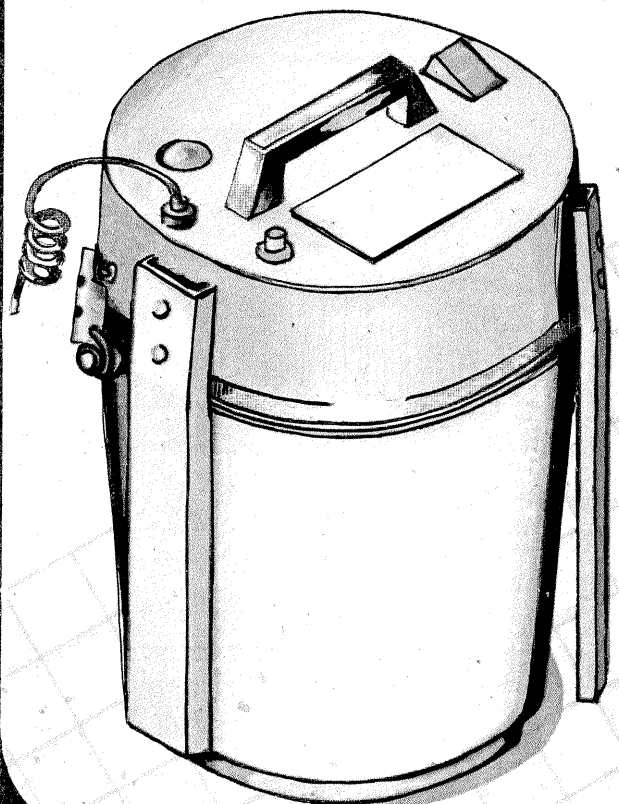
Str. Manolești Deal nr.46 b • 6800 BOTOȘANI • ROMÂNIA  
Telex 24205 • Telefon 985/17172 • Telefax 13710

VĂ RECOMANDĂ INSTALAȚIA „ISA 10” CU CARE PUTEȚI  
OBTINE APĂ VIE ȘI APĂ MOARTĂ DIN APĂ OBIȘNUITĂ.

## ISA 10

Alimentând instalația de la o priză obișnuită cu CP și efectuând câteva manevre conform instrucțiunilor de utilizare, puteți obține după numai 5 ore de funcționare:

- 8 l „apă vie” cu pH 10,5 — 11;
- 0,6 l „apă moartă” cu pH 3—3,5.



Adăparea și tratarea animalelor domestice cu apă vie determină sporuri în greutate de 15—17%.

Stropirea plantelor cu apă vie și apă moartă permite îndepărtarea nepoluantă a paraziților fără produși chimici remanenti, în sol sau în plante.

Tratarea cu apă vie a semințelor înainte de însămânțare determină sporuri de producție de 10—12% în funcție de specii.

În prezent se fac teste pentru utilizarea în domeniul medicinei umane.