

# Tehniium

ANUL XX NR. 234-235 5-6/1990

## REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

### SUMAR

#### PAGINILE ELEVULUI ..... pag. 2-5

Adaptor pseudocvadrofonie  
Circuite stabilizatoare de tensiune  
Miniorgă de lumini  
Conector cu întârziere  
Automat programabil

#### INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ ..... pag. 6-7

Regulatele integrate de tensiune  
Fotocomandă ABC

#### CQ-YO ..... pag. 8-11

Circuite cuplate și filtre de bandă  
Reflectometru  
Receptor 80 m  
Adaptare de impedanță  
Generatoare „K-TONE”

#### HI-FI ..... pag. 12-15

Premagnetizarea în regim dinamic  
Automat muzical  
Verificarea amplificatoarelor  
AF de putere  
Amplificator 25 W

#### ATELIER ..... pag. 16-21

Televizorul — osciloscop  
Interfață de copiere  
Filtru rejector  
Interfață serială dublă V24 pentru calculatorul HC-85

#### LABORATOR ..... pag. 22-23

Oscilatoare pentru ceasurile electronice

#### CONSULTAȚII TEHNIUM ..... pag. 24

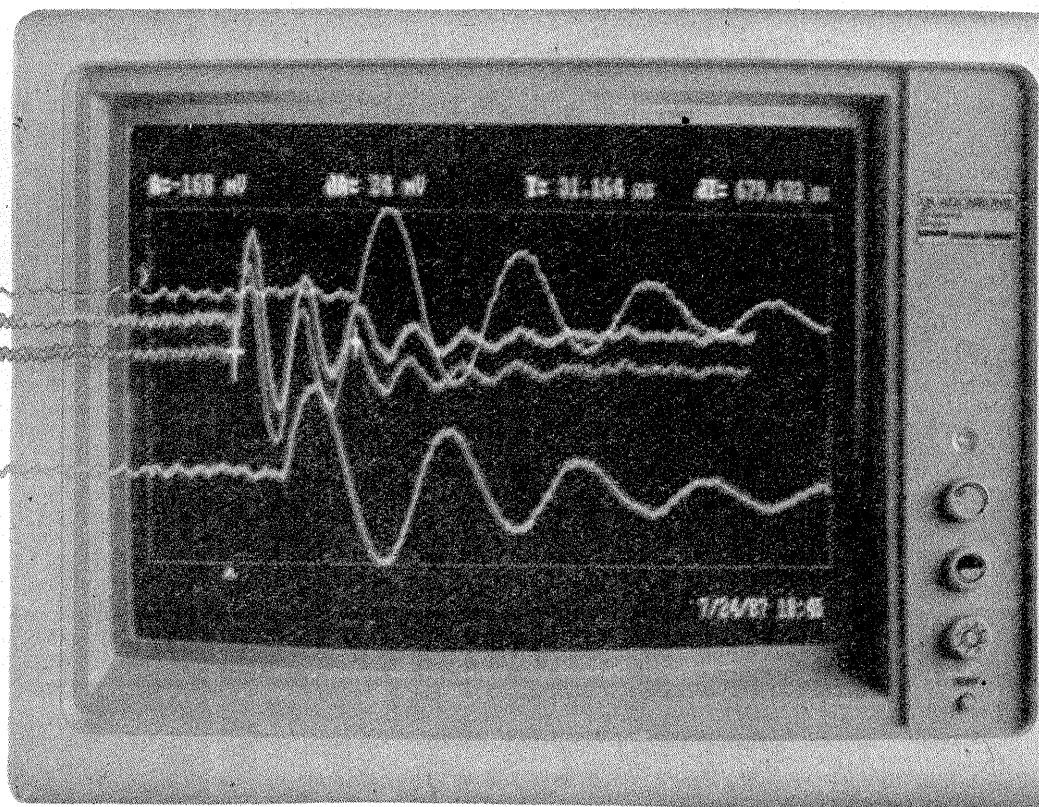
#### TV-DX ..... pag. 25

#### INFORMATICĂ ..... pag. 26-27

Inițiere în programare  
Calculatorul electronic între două generații  
Sursă în comutație

#### LA CEREREA CITITORILOR ..... pag. 28-29

Introducere în televiziune



#### CITITORII RECOMANDĂ ..... pag. 30-33

Preamplificator  
Lumină dinamică  
Tester rețea  
Voltmetru auto  
Alimentator  
Completare

#### CINE-FOTO ..... pag. 34-36

Efecte speciale  
Băi de slăbire  
Înlănțuirea  
Măști și contramăști  
Titluri  
Deformarea imaginii  
Temporizator foto

#### AMENAJĂRI ..... pag. 37

Ideii practice în locuință

#### REVISTA REVISTELOR ..... pag. 38

VFO  
Amplificator

#### PUBLICITATE ..... pag. 39

Întreprinderea de Izolatori  
Electrici Tîrgu-Secuiesc

#### SERVICE ..... pag. 40

Radioreceptorul  
„SANYO-Candica 8S-P25A”

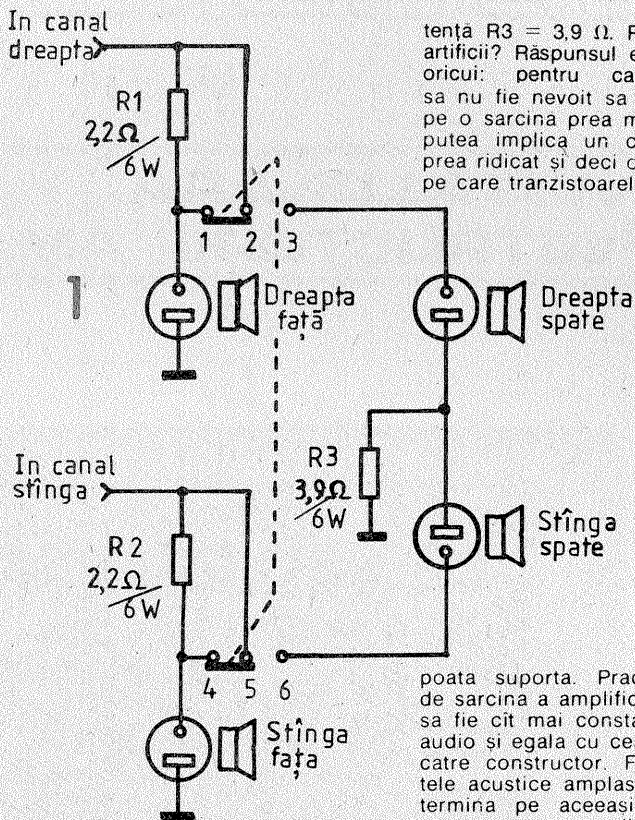
CT

# ADAPTOR PSEUDOCVADROFONIE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Cvadrofonia reprezintă reconstituirea reliefului muzical cât mai fidel prin intermediul a patru canale separate. De obicei, incintele acustice corespunzătoare celor patru canale se amplasează în cele patru colțuri ale camerei, ideal fiind ca ascultătorul să se instaleze la intersecția diagonalelor dreptunghiului astfel format. Acest sistem a fost încercat pe piața echipamentelor audio de înaltă fidelitate la începutul anilor '70, dar nu a avut succesul scontat datorită faptului că îmbunătățirile aduse în privința reliefului sonor, deci a redării cât mai fidele a „sound”-ului original, nu erau pe măsura efortului financiar făcut de amatorul de HI-FI pentru achiziționarea unei astfel de aparaturi (dacă ne referim numai la preamplificatorul audio+amplificatorul de putere, acestea necesită patru canale separate, eventual identice celor din spate cu cele din față).

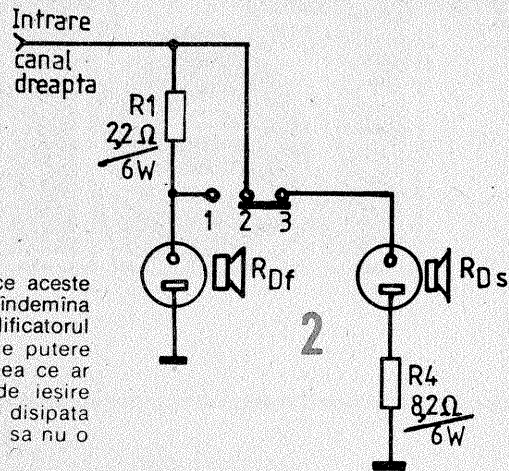
Adaptorul propus în figura 1, de o simplitate deosebită, la îndemina oricărui electronist amator începător, caută să realizeze un efect pseudocvadrofonic (de fapt, dublu-stereo) cu ajutorul oricărui amplificator stereofonic obișnuit. Montajul se poate realiza cu ajutorul a numai trei rezistențe (care să suporte minimum 6 W) și cu un comutator dublu de pe poziția care face trecerea de pe poziția „stereo” pe poziția „pseudocvadro”, în funcție de dorința constructorului, în special pentru a putea face o comparație directă între cele două variante de utilizare. Pe poziția „stereo”, contactele 1 și 2, respectiv 4 și 5, sunt închise, sunând astfel rezistențele R1, respectiv R2, deci la ieșirea amplificatorului sunt conectate numai incintele acustice dreapta-față, stînga-față. Tre-



cînd comutatorul pe poziția „pseudocvadro”, în serie cu fiecare din boxele amplasate în față se introduce cîte o rezistență de 2,2 Ω. În plus, în paralel pe fiecare canal se mai introduce cîte o boxă (dreapta-spate, respectiv stînga-spate), amîndoua inseriate cu aceeași rezis-

tență R3 = 3,9 Ω. Pentru ce aceste artificii? Răspunsul este la îndemina oricui: pentru ca amplificatorul să nu fie nevoit să debiteze putere pe o sarcină prea mică, ceea ce ar putea implica un curent de ieșire prea ridicat și deci o putere disipată pe care tranzistoarele finale să nu o

poată suporta. Practic, impedanța de sarcină a amplificatorului trebuie să fie cât mai constantă în spectrul audio și egală cu cea specificată de către constructor. Faptul că incintele acustice amplasate în spate se termină pe aceeași rezistență R3 creează o ușoară diafonie între canalul stîng și cel drept (spate), dar aceasta este departe de a fi supărătoare, ba chiar se apropie mai mult de cazul real, cînd oscilațiile acustice reflectate de peretele din spatele ascultătorului se compun, efectul stereo venit de aici (prin reflexie) fiind mai puțin pregnant decît cel



venit direct de la sursa.

O variantă constructivă ușor modificată și care ar face o separare totală între cele două canale este următoarea: se elimină rezistența R3 și circuitul incintelor acustice din spate, se va închide spre masă separat, fiecare printr-o rezistență de 8,2 Ω/6 W. În cazul folosirii unor incinte acustice cu impedanța de 4 Ω, dintr-un calcul simplu va rezulta impedanța echivalentă în cazul funcționării pe poziția „pseudocvadro” (fig. 2):

$$R_A = R_1 + R_{Df} = 2,2 \Omega + 4 \Omega = 6,2 \Omega \quad (1)$$

$$R_B = R_4 + R_{Ds} = 8,2 \Omega + 4 \Omega = 12,2 \Omega \quad (2)$$

$$R_{ech} = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B} = \frac{6,2 \cdot 12,2}{6,2 + 12,2} = \frac{75,64}{18,4} = 4,11 \Omega \quad (3)$$

Constructorul va alege varianta constructivă dorită. Montajul realizat pe o placuță mică poate fi introdus în cutia amplificatorului, montînd comutatorul și cele două mufe suplimentare de boxe în funcție de spațiul disponibil pe capacul din spate. Montajul este conceput să funcționeze pînă la puteri de 30 W. Pentru puteri mai mari rezistențele vor fi de putere mai mare.

## CIRCUITE STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Ing. AURELIAN MATEESCU

În momentul actual, în domeniul stabilizatoarelor de tensiune sînt extrem de răspîndite schemele ce conțin circuite integrate specializate, avînd performanțe foarte bune și un număr redus de componente. Aceste circuite nu sînt încă, din nefericire, ușor de procurat.

Pe de altă parte, constructorul amator recurge la utilizarea unor stabilizatoare de tensiune cu componente discrete cu o configurație foarte complicată, fără ca acest lucru să fie justificat.

În cele ce urmează sînt prezentate cîteva scheme de stabilizatoare realizate cu componente discrete, lucrînd în domeniul uzual de tensiuni, cu performanțe foarte bune.

1. Primul montaj (fig. 1) este un stabilizator serie ce utilizează un circuit de gen tranzistor compus. Acest circuit este asemanător unui Darlington (ambele sînt prezentate în figura 2 a, b) și permite obținerea unui cîștig ridicat în curent. Pentru o tensiune de intrare  $U_{in} = 15 V \pm 20\%$ , tensiunea de ieșire este de 6 V. Curentul maxim livrat de sursa este de 1 A.

Impedanța internă a sursei la ieșire este:  
 $R_{int} = 2 \Omega$  pentru  $I_{out} = 0 : 50 \text{ mA}$ ;  
 $R_{int} = 0,1 \Omega$  pentru  $I_{out} = 50 : 500 \text{ mA}$ ;

$R_{int} = 0,02 \Omega$  pentru  $I_{out} = 0,5 - 1 \text{ A}$ .

Factorul de stabilizare este mai bun de 50 pentru  $I_{out} = 0,5 \text{ A}$ . Tranzistorul de putere va fi montat pe un radiator cu rezistența termică de maximum  $15^\circ\text{C/W}$ .

2. Al doilea stabilizator (fig. 3) are tensiunea de ieșire de 12 V și livrează un curent maxim de 2 A. Cele trei elemente de reglaj permit:

— reglarea factorului de stabilizare la valoarea maximă din semireglabilul de 100 kΩ;

— impedanța sursei se ajustează la minimum din rezistența reglabilă bobinată de 0,15 Ω, care trebuie să permită trecerea curentului de sarcină fără încălzire apreciabilă;

— trimerul semireglabil de 250 Ω permite ajustarea tensiunii de ieșire la valoarea nominală.

Tranzistorul 2N3055 se va monta pe un radiator cu rezistența termică sub  $5^\circ\text{C/W}$ , iar pe tranzistorul BC140-6 se va monta un radiator cu aripioare. Se poate utiliza și BD135 cu  $\beta > 100$ .

3. În figura 4 este prezentat un stabilizator pentru  $U_{out} = 9 V/50 \text{ mA}$ , avînd tensiunea reziduală redusă, recomandat pentru circuite audio de mică putere.

4. Stabilizatorul prezentat în figura 5 dispune de protecție la scurtcir-

cuit. Curentul maxim la ieșire pentru care acționează protecția poate fi calculat cu relația:

$$I_{out \text{ max}} = \frac{h_{FE} \cdot (U_{sat} - U_Z)}{R}$$

unde  $h_{FE}$  = cîștigul în curent al tranzistorului de putere (considerînd și rezistența de 3,9 kΩ între B-E), iar R = rezistența totală în circuit, formată de rezistența de 470 Ω și semireglabilul de 1 kΩ. Semireglabilul de 250 Ω permite ajustarea tensiunii de ieșire, iar cel de 1 kΩ permite fixarea curentului la ieșire pentru care acționează protecția.

5. Stabilizatorul prezentat în figura 6 permite reglarea tensiunii la ieșire în domeniul  $U_{out} = 6 : 15 \text{ V}$  și livrează un curent de maximum 0,6 A. Tensiunea la intrare variază între 20 V și 22 V. Circuitul dispune de o protecție la suprasarcină executată cu tristorul BRX44 (echivalent cu T1N1), care se deschide atunci cînd tensiunea pe R = 1 Ω (bobinată) depășește valoarea de 1 V. Baza tranzistorului Darlington (tranzistorul serie) este pusă la masa și circuitul se blochează. Deblocarea se execută numai prin întreruperea tensiunii de intrare,  $U_{in}$ . Rezistența R = 1 Ω de pe ramura negativă are ca efect și reducerea rezistenței interne a sursei.

6. Stabilizatorul din figura 7 per-

mite reglarea tensiunii la ieșire în domeniul  $0 : 15 \text{ V}$ . Curentul maxim livrat sarcinii este de 1,5 A. Tensiunea de intrare este cuprinsă în domeniul  $17 V \pm 20 \text{ V}$ . Tensiunea negativă auxiliara este cuprinsă între  $-16 \text{ V}$  și  $-20 \text{ V}$ . Un tranzistor compus este utilizat ca element regulator serie similar unui tranzistor de putere pnp cu cîștig ridicat. Pentru o temperatură a mediului ambiant de  $45^\circ\text{C}$ , tranzistorul 2N3055 necesită un radiator cu rezistența termică sub  $3,5^\circ\text{C/W}$ . De asemenea, se va utiliza un radiator stea pentru BC360 și un BD136 avînd  $\beta > 100$ .

Circuitul are un factor de stabilizare de cca 100 și prezintă o rezistență internă de cca 50 mΩ.

7. În figura 8 este prezentat un stabilizator special proiectat pentru tensiunea de 1,15 V cu care se alimentează, de exemplu, ceasurile electronice. Tensiunea de intrare este livrată de orice tip de baterie cu  $U_{nominal} = 1,5 \text{ V}$ . Tensiunea maximă a unei baterii atinge 1,8 V, dar, pe măsura epuizării elementului, ea scade pînă la 1,2 V și chiar sub această valoare.

Stabilizatorul lucrează pentru  $U_{in} = 1,8 \div 1,2$  V: sub această tensiune nu mai asigură  $U_{out} = 1,15$  V. Curentul livrat sarcinii este de maximum 5 mA, suficient pentru orice tip de ceas electronic.

Tensiunea de referință în acest montaj este cea de pe jonctiunea B-E a tranzistorului  $T_2$ , care prin intermediul lui  $T_1$  controlează ele-

mentul serie  $T_3 = BC252C$ . Rezistența  $R1$  din baza lui  $T_1$  este astfel dimensionată încât  $T_3$  să fie saturat atunci când  $T_2$  nu conduce. Când  $U_{in} = 1,15$  V, în colectorul lui  $T_2$  apare un curent care reduce curentul din baza lui  $T_1$ , astfel ca la ieșire  $U_{out}$  să rămână constantă. Tensiunea de referință  $U_{ref}$  este de cca 420 mV pentru  $I_{CIS} = 1 \mu A$ . Divizorul

$R2-R3$  asigură  $U_{ref} = 1,15$  V. Dacă se reduce valoarea lui  $R1$ , se poate obține creșterea curentului de sarcină peste 5 mA.

Rezistența internă a sursei este de  $1 \div 2 \Omega$ .

Pentru  $U_{in} = 1,2 \div 1,8$  V se obține la ieșire  $U_{out} = 1,15 \pm 70$  mV.

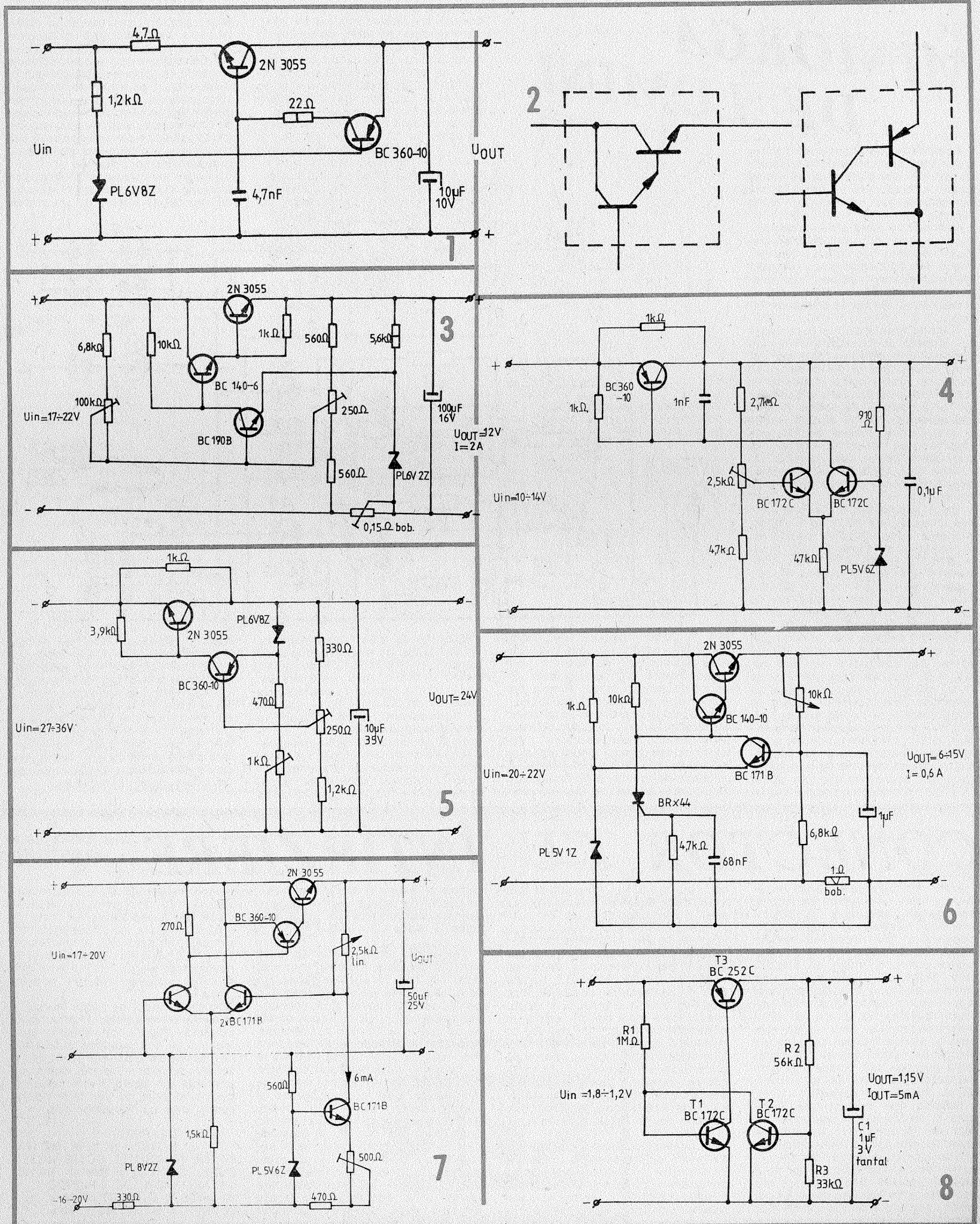
Se vor utiliza componente de bună calitate (rezistoare cu pelicula

metalica cu toleranța de  $\pm 1\%$ ), iar tranzistoarele vor avea  $\beta > 200$ .

**BIBLIOGRAFIE:**

ITT — Voltage Regulators Basics and Applications, 1978.

Colecția „Tehnum”, 1980—1989.



## MINIORGĂ DE LUMINI

G.D. OPRESCU

Folosită în ultimii ani pentru infrumusețarea spectacolelor și a serilor de dans în săli mari, orga de lumini poate fi construită și într-o formă miniaturală, de apartament, ca o atracție amuzantă.

În figură se arată schema de principiu a unei orgi cu tranzistoare. Deși folosește becuțe cu consum redus, efectul de cascadă luminoasă colorată poate fi obținut mai mult decât suficient pentru o încăpere de locuit, cu o cheltuială destul de redusă.

Intrarea montajului se conectează la ieșirea unui magnetofon sau pick-up, cu putere mai mare de 1 W. Prin potențiometrul de la intrare se reglează sensibilitatea instalației în funcție de volumul de audiere. Filtre de o simplitate deosebită produc desfacerea curbei de răspuns audio în trei canale, fiecare ducând, prin deschiderea unui tranzistor, la aprinderea unui bec colorat. În funcție de puterea becurilor folosite, orga poate avea diverse variante de construcție.

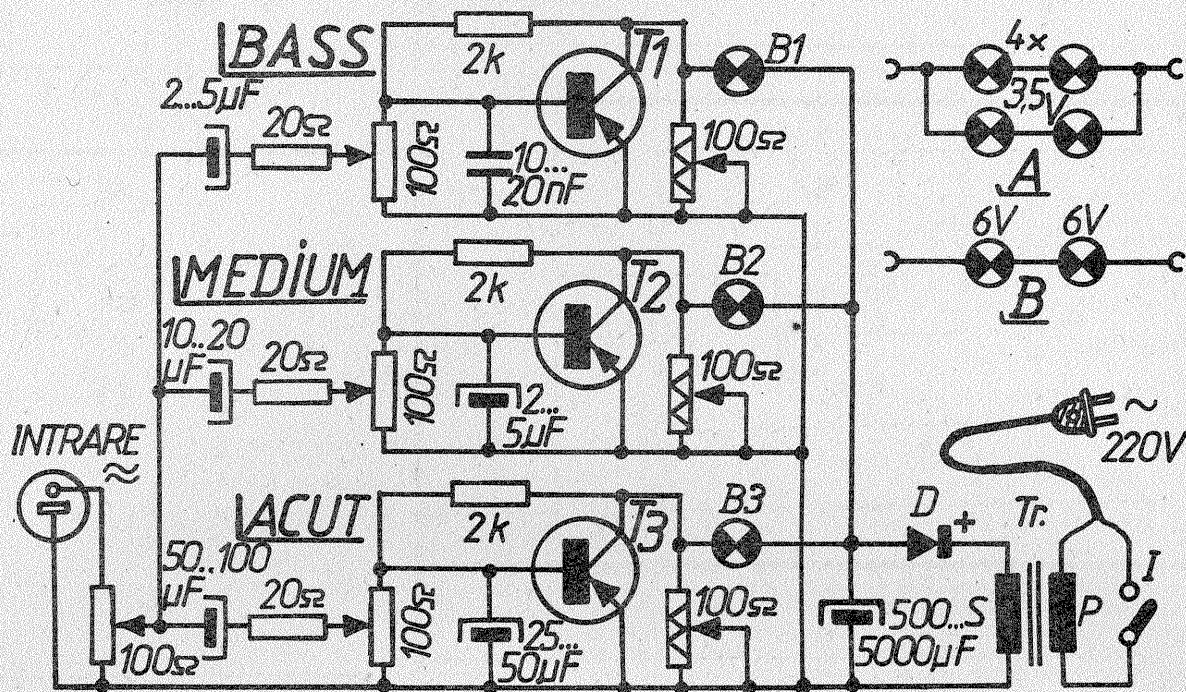
Dacă se utilizează becuțe auto tip „cireașă”, de 12 V la 5–10 W, montajul cere utilizarea unor tranzistoare de putere, de tipul ASZ15...18, OC26, AD130 sau echivalente. Ele se vor monta, fiecare separat, pe câte un radiator din aluminiu, cu suprafața minimă de 50 cm<sup>2</sup>. Transformatorul trebuie să li-vreze în secundar 10–12 V, la 3–5 A, deci un miez de tole de minimum 7–8 cm<sup>2</sup>. Primarul va avea 1 400 de spire, cu conductor emailat de 0,3...0,35 mm, iar secundarul circa 70 de spire, cu conductor emailat de minimum 1 mm diametru. Pentru ca tranzistoarele să nu fie suprasolicitate de consumul exagerat al becurilor, al cărui filament, la rece, are o rezistență foarte redusă, de asemenea pentru ca becurile să nu aibă filamentele suprasolicitate din punct de vedere mecanic ca urmare a dila-

funcțiune a montajului, fără semnal la intrare. Se pot folosi rezistențe bobinate, cu conductor gros de nichelină, cu valoare minimă de 20 Ω, cu un cursor de tablă, construite în regim propriu. Pentru redresare se poate utiliza o diodă de mare putere, de exemplu o diodă auto de tipul RA120 (220) sau echivalentă; de asemenea, se pot utiliza joncțiuni valide de tranzistoare de putere.

Alta variantă poate utiliza becuțe de scală de 12 V la 100 mA. Pot fi utilizate tranzistoare de putere mai mică, bineînțeles cu radiator, de tipul AC180 sau echivalente; transformatorul de rețea poate fi unul de sonerie, rebobinat în secundar cu

becuțelor cruță atât viața lor, cât și a tranzistoarelor folosite. Bineînțeles, dioda redresoare poate fi una mai „slabă”, de exemplu F407. Aceasta nu înseamnă că nu se poate construi orga de lumini direct cu tranzistoare de putere, folosind becuțe de putere mică, cuplate în serie sau în paralel. Acestea, colorate conform înțelegerii de repartizare a domeniilor de frecvență, pot fi compactate sub forma unui buchet multicolor care se plasează sub un abajur de plastic sau sticlă cu fațete ori într-un reflector.

Pentru redări stereo se pot construi două asemenea orgi de lumini, cu montaj și sistem de prezentare



tării și comprimării lor din cauza aprinderii pulsate, se face preîncălzirea filamentelor cu ajutorul unor potențiometre bobinate, plasate între colectoare și masă. Aceste potențiometre se plasează într-o poziție a cursorului astfel ca la întineric filamentul fiecărui bec să fie ușor incandescent, roșu „sombrou”. Potențiometrele pentru preîncălzire se montează nu pe panoul frontal, ci pe placa de montaj și se reglează, o dată pentru totdeauna, la punerea în

conductor de 0,6–1 mm diametru. Se pot plasa, de exemplu, câte două becuri de 12 V în paralel pe fiecare canal, la limită chiar trei. Altă variantă, ca în detaliul A, poate utiliza becuțe de 3,5 V — 0,2 A, plasate în serie-paralel, la o tensiune a transformatorului de 5–6 V. În figura B se utilizează doar două becuțe de scală de 6,3 V/0,3 A, înseriate, la tensiune de alimentare în curent continuu de 12...14 V. În toate aceste cazuri, preîncălzirea

identic. Montajul, fiind de dimensiuni reduse, poate fi ușor adăpostit chiar sub abajurul sau reflectorul care cuprinde și becurile pilotate.

Fiind vorba de un montaj alimentat la rețea, se va veghea cu strictețe să se folosească un transformator de rețea foarte bine izolat între primar și secundar, cablul de conectare să fie la fel ca și conectoarele, de tip standardizat. Orice improvizație poate duce la neplăceri.

## CONECTOR CU ÎNTÂRZIERE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Acest modul este destinat remedierii efectelor neplăcute ce apar la punerea sub tensiune a unui preamplificator. Acestea se datorează fenomenelor tranzitorii ce există într-un montaj electronic pînă la stabilirea punctului static de funcționare (P.S.F.-ul) și se traduc prin anumite pocnituri în difuzoare. Modul rezolvă aceste probleme prin scurtcircuitarea la masă a ieșirii preamplificatorului cînd acesta este oprit și așteaptă câteva secunde (în funcție de valorile pieselor folosite) după punerea sub tensiune și apoi deblochează canalul, lăsînd semnalul să treacă mai departe.

Schema este reprezentată în figura 1. Montajul este alimentat direct de la unul din secundarele transformatorului de rețea. Redresarea se face cu o punte formată din patru diode redresoare de tipul 1N4148, 1N4449, BA170, BA158 sau echivalente. În lipsă de altele se pot folosi chiar diode din familia 1N4001

etc., dar consumul nu justifică folosirea unor astfel de dispozitive. Un ușor filtraj este asigurat de către condensatorul C<sub>1</sub>, ce are valoarea de 10 μF/25 V. Prin rezistența R<sub>1</sub>, se va încărca condensatorul C<sub>2</sub>. Cînd tensiunea pe condensator depășește tensiunea diodei Zener DZ, tranzistorul T<sub>1</sub> se deschide, alimentează releul Rel, care anclanșează și deblochează cele două căi de semnal ale preamplificatorului. Dioda D<sub>6</sub> se montează clasic, în paralel cu releul, și protejează tranzistorul contra supratensiunilor datorate inductanței bobinei releului. Dioda D<sub>5</sub> permite descărcarea rapidă a condensatorului C<sub>2</sub> la întreruperea tensiunii, descărcare ce se produce prin rezistența R<sub>2</sub>.

La conectarea tensiunii, releul anclanșează cu întîrziere; în schimb, la întreruperea ei, acesta declanșează instantaneu. Un exemplu de folosire a acestui montaj îl reprezintă intercalarea sa între amplificatorul de

putere și ieșirea preamplificatorului, în poziția de repaus ieșirile stînga și dreapta ale acestuia din urmă fiind puse la masă.

Tensiunea alternativă, aplicată punții redresoare, poate fi cuprinsă între 10 V și 15 V. Bineînțeles, nu este obligatoriu să se folosească o punte, se poate folosi și o redresare monoalternanță cu ajutorul căreia să se obțină la bornele condensatorului de filtraj o tensiune continuă mai mare de 13 V. O altă variantă ar fi folosirea unei tensiuni continue culeasă de la stabilizatorul stației de amplificare, caz în care puntea și condensatorul C<sub>1</sub> pot fi omise. Avînd în vedere că montajul are un consum redus (la 15 V tensiune continuă de alimentare, curentul absorbit este de 14 mA), nu se pune problema suprasolicitării stabilizatorului. Timpul de întîrziere după care releul este anclanșat se poate schimba după dorință, modificînd

valorile rezistenței R<sub>1</sub> și ale condensatorului C<sub>2</sub>. Orientativ, următoarele valori dau următoarele rezultate: R<sub>1</sub> = 82 kΩ și C<sub>2</sub> = 100 μF rezultă τ<sub>1</sub> ≈ 8 secunde, iar pentru C<sub>2</sub> = 10 μF rezultă τ<sub>2</sub> ≈ 2 secunde. Constructorul își poate alege singur timpul dorit, modificînd adecvat valorile acestor piese.

Același modul se poate realiza și folosind un tranzistor pnp. Această variantă (figura 2) funcționează identic; se vor modifica polaritățile condensatoarelor electrolitice și sensul diodelor. Desenul cablajului imprimat din figura 3 este valabil și pentru varianta cu tranzistor npn și pentru cea cu tranzistor pnp.

### LISTA DE PIESE

T<sub>1</sub> = BC107, BC108, BC171, BC172; T<sub>2</sub> = BC177, BC178, BC251, BC252; D<sub>1</sub> ÷ D<sub>6</sub> = 1N4148, BA157, BA170, 1N4001; DZ = PL8V22; C<sub>1</sub> = 10 μF/25 V; C<sub>2</sub> = 100 μF/16 V; R<sub>1</sub> = 82 kΩ; R<sub>2</sub> = 5,1 kΩ; Rel = releu 12 V.

# AUTOMAT PROGRAMABIL

MAXIMILIAN KULIN, Ploiești

## GENERALITĂȚI

În cazul în care se dorește pornirea sau oprirea unui consumator electric la ora fixată, pot fi realizate diverse montaje electronice sau aparate mecanice, hidraulice etc.

Pentru un amator cu mijloace materiale reduse și cunoștințe tehnice limitate este de preferat, de multe ori, o construcție hibridă, care trebuie să fie simplă, sigură în exploatare și, de ce să nu o recunoaștem, ieftină.

În cele ce urmează propun celor interesați realizarea unui automat programabil care utilizează ca element de comandă un ceas deșteptător, iar ca element de execuție un relee acționat de un montaj electronic deosebit de simplu.

Acest aparat hibrid poate fi realizat de oricine, chiar dacă nu are aproape deloc cunoștințele tehnice necesare. Important este că aparatul funcționează de la prima încercare!

## UTILIZARE

După cum am mai menționat, aparatul poate comanda oprirea sau pornirea unui consumator electric la ora fixată. Cea mai simplă utilizare, chiar foarte necesară în lunile de după Revoluție, ar fi aceea de a opri televizorul la ora dorită, apreciată în prealabil de telespectator ca fiind ora la care acesta a adormit în mod sigur.

Dar aparatul poate fi utilizat și pentru pornirea, dimineața, a unui aparat de radio, în acest mod eliminând efectul neplăcut al soneriei unui ceas deșteptător. Și exemplele ar putea continua!

## CONSTRUCȚIE

Schema prezentată în figura 1 cuprinde un alimentator în forma sa cea mai simplă, adică un transformator Tr. 1 de tipul celui pentru sonerie, un redresor monoalternanță format din dioda D1 și condensatorul C1 pentru filtraj.

Cînd întrerupătorul I1 se închide, fie și pentru o fracțiune de secundă, baza tranzistorului T, prin rezistența R1, va fi polarizată negativ și tranzistorul se va deschide, amorșind prin rezistența R3 poarta tiristorului Th, care, la rîndul lui, se va deschide (declanșa), alimentînd releul; în acest mod contactele ND se vor închide, iar cele NI se vor deschide.

O dată amorșată poarta tiristorului, acesta va rămîne în conducție, alimentînd bobina releului și după întreruperea tensiunii de poartă; în acest mod armătura releului își va păstra poziția, deci și contactele ND și NI își vor păstra starea.

Considerînd, spre exemplu, că

se va alege rezistența R1.

3. A fost utilizat un relee și nu un triac, pentru a avea două posibilități de acționare, adică pornirea sau oprirea unui consumator. De asemenea, utilizarea releului, ca și a transformatorului de rețea are și rol de protecție (electrosecuritate).

4. Modul de realizare a contactului I1 în interiorul sau exteriorul ceasului depinde mult de fantezia constructorului amator. În principiu se poate admite și o variantă foarte simplificată, în care ceasul este cuplat electric la minusul alimentatorului, iar contactul I1 se realizează prin lovirea ciocănelului soneriei de capătul dezizolat al unui fir izolat ce duce la rezistența R1.

Firul poate fi fixat de carcasa ceasului și prin lipire cu leucoplast.

5. În cazul în care va fi utilizat un ceas deșteptător a cărui sonerie este acționată de o baterie electrică, montajul electronic din figura 1 va fi completat cu traseul reprezentat cu linie întreruptă.

6. Nu uitați să anulați soneria ceasului deșteptător!

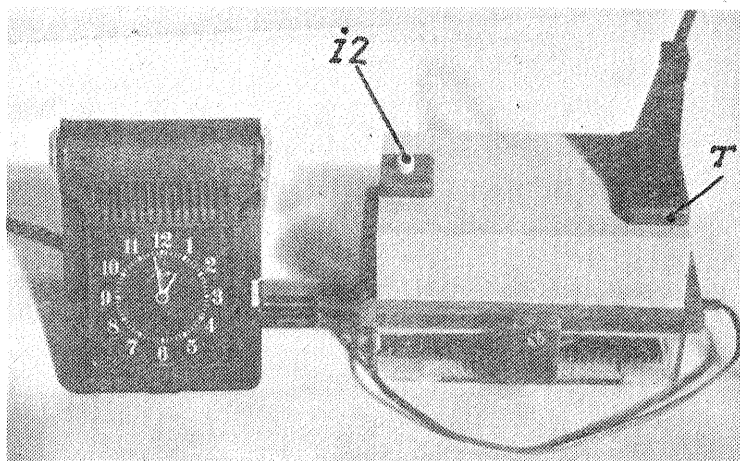
Ansamblul hibrid, ceas mecanic-montaj electronic, poate fi observat în fotografia din figura 2. Carcasa utilizată pentru montajul electronic este o cutie provenită de la ramele pentru diapozitive.

## INSTRUCȚIUNI DE UTILIZARE

Reglăm ceasul pentru ora la care dorim pornirea sau oprirea unui consumator.

Ștecherul consumatorului va fi introdus în priză „T”, în cazul în care dorim oprirea la ora fixată, sau în priză „R”, în cazul în care dorim pornirea la aceeași oră.

În momentul în care dorim să se revină la situația inițială este suficientă o scurtă apăsare pe întrerupătorul I2.



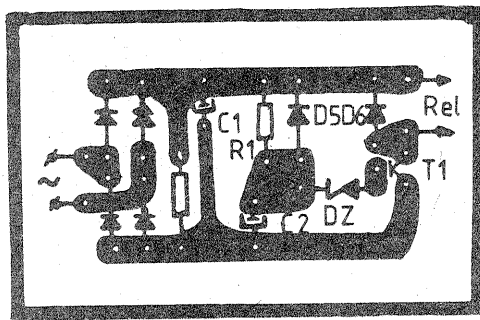
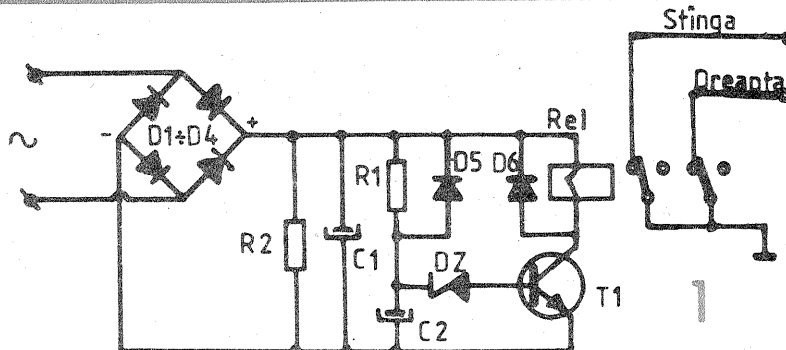
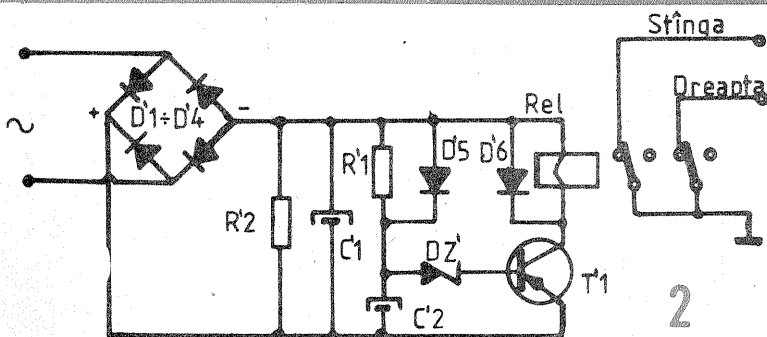
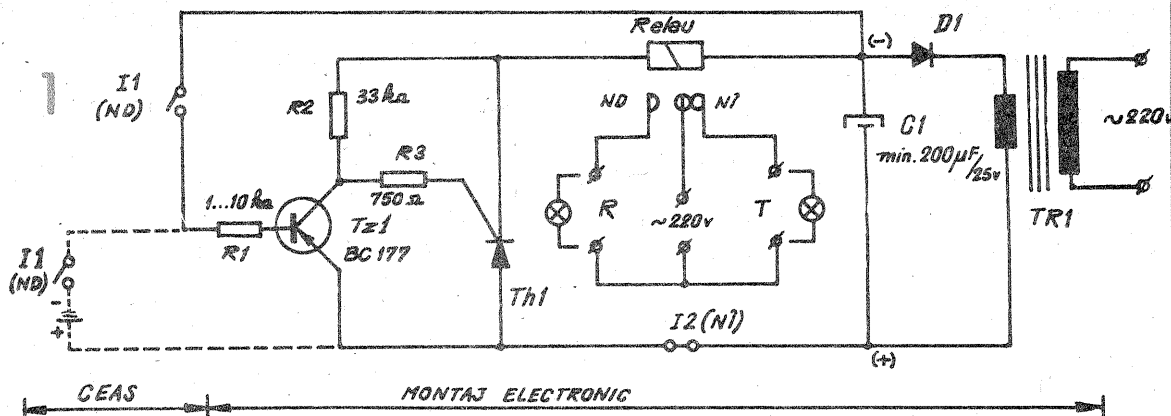
2

## OBSERVAȚII

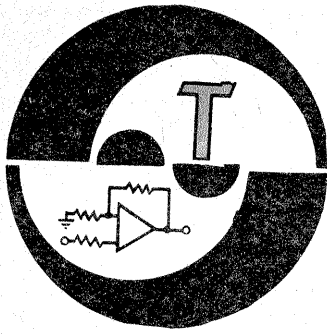
dispozitivul nostru a comandat întreruperea alimentării, la ora fixată, a unui televizor, este suficient să deschidem contactul I2 pentru ca tiristorul să nu mai conducă, releul să nu mai fie alimentat, iar televizorul să-și reia funcționarea prin restabilirea contactului NI.

1. Tensiunea furnizată de alimentator trebuie să asigure anclanșarea fermă a releului. Se recomandă un relee care să anclanșeze la o tensiune cît mai mică.

2. Valorile rezistențelor din schemă nu sînt critice. În funcție de tensiunea furnizată de alimentator



3



# INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

## REGULATORILE INTEGRATE DE TENSIUNE: O NOUĂ GENERAȚIE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Ne vom referi în continuare doar la seria  $\mu A117/217/317$ , pentru care deținem date mai precise de catalog. Ele au tensiunea nominală tipică  $U_N = 1,25 \text{ V}$  (min.  $1,2 \text{ V}$ , max.  $1,3 \text{ V}$ ), curentul maxim de sarcină  $I_{o\text{max}}$  de cel puțin  $1,5 \text{ A}$  (tipic  $2,2 \text{ A}$ , pentru  $U_i - U_o \leq 15 \text{ V}$ ), tensiunea diferențială maximă  $U_i - U_o = 40 \text{ V}$ . Ele au fost concepute special pentru realizarea unor surse pozitive reglabile, conform artificului din figura 2, plaja maximă fiind orientativ  $1,2 \text{ V} \div 37 \text{ V}$ .

Regulatorile  $\mu A117/217/317$  sînt realizate în capsulele uzuale de tranzistoare TO-3 și TO-220, cu dispunerea terminalelor indicată în figurile 3 și 4 (vedere de sus). Diferențele dintre cele trei serii constau, în esență, în domeniile temperaturilor de lucru admise: 117 — domeniu extins ( $-55^\circ\text{C} \div +150^\circ\text{C}$ ); 217 — domeniu industrial ( $-40^\circ\text{C} \div +150^\circ\text{C}$ ); 317 — domeniu comercial ( $0^\circ\text{C} \div +150^\circ\text{C}$ ).

Ele mai au o particularitate importantă, anume faptul că trebuie să li se asigure în permanență un curent minim de ieșire (tipic  $3,5 \text{ mA}$  pentru  $\mu A117$  și maximum  $5 \text{ mA}$ ). Aceasta înseamnă că va trebui să luăm pentru rezistența  $R_1$  din figura 2 valoarea de cel mult:

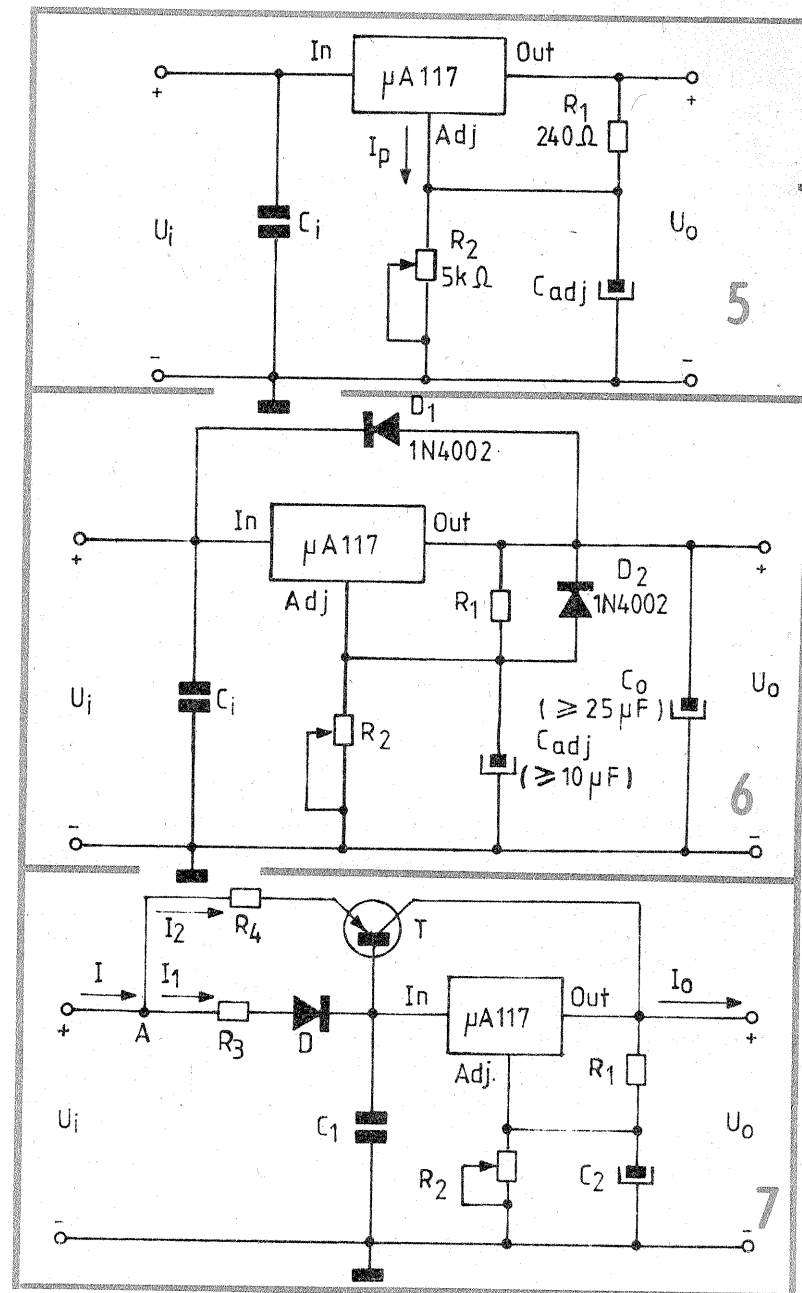
$$R_1 \approx 1,2 \text{ V} / 5 \text{ mA} = 240 \Omega \quad (2)$$

Tensiunea de ieșire  $U_o$ , conform artificului din figura 2, este exprimată prin aceeași relație (1), de data aceasta însă cu  $U_N = 1,2 \text{ V} \div 1,3 \text{ V}$ . Datorită faptului că  $I_p$  este foarte mic, al doilea termen al relației poate fi adeseori neglijat în „proiectarea” rapidă, tensiunea  $U_o$  fiind practic dictată de raportul  $R_2/R_1$ .

**Exemplu.** Să considerăm schema de utilizare din figura 5, presupunînd pentru regulatorul  $\mu A117$  valorile tipice  $U_N = 1,25 \text{ V}$ ,  $I_p = 50 \mu\text{A}$ ,  $\Delta I_p = 0,2 \mu\text{A}$ . Rolul condensatoarelor  $C_i$  și  $C_{adj}$  îl vom analiza mai târziu, alături de precauțiile ce se impun în privința lor.

Conform relației (1), plaja de variație a tensiunii  $U_o$  va fi aproximativ  $1,25 \text{ V} \div 27,5 \text{ V}$ , iar fluctuațiile maxime datorate variației  $\Delta I_p$  vor fi de numai cca  $1 \text{ mV}$ . În cazul cel mai nefavorabil, cînd s-ar considera  $\Delta I_p = 5 \mu\text{A}$ , ar rezulta încă variații  $\Delta U_{o\text{max}}$  nesemnificative, de numai cca  $25 \text{ mV}$ .

Nu trebuie să uităm însă că factorul real de stabilizare în ceea ce privește tensiunea de ieșire  $U_o$  nu este dat exclusiv de variațiile datorate lui  $\Delta I_p$ ; intervin astfel efectele variațiilor în tensiunea de alimentare  $U_i$  în intensitatea curentului de ieșire  $I_o$  debitat etc. Per global, în plaja de curent  $I_o = 10 \text{ mA} \div 1,5 \text{ A}$ , pentru regulatorul  $\mu A117$  sînt scontate va-



riații tipice ale tensiunii  $U_o$  de  $20 \text{ mV}$  (max.  $50 \text{ mV}$ ) atunci cînd  $U_o \leq 5 \text{ V}$ , respectiv variații tipice de  $0,3\%$  (max.  $1\%$ ) atunci cînd  $U_o > 5 \text{ V}$ .

În plus, atunci cînd condițiile de disipație termică se apropie de regimul critic (care declanșează intrarea în funcțiune a protecțiilor interne), factorul de stabilizare se poate înrăutăți drastic. Este și firesc să fie așa, deoarece noile familii de regulatori sînt prevăzute cu tot fe-

lul de limitări interne (la suprasarcină și scurtcircuit pe ieșire, la ambalare termică etc.), menite să facă — teoretic — imposibilă distrugerea lor în utilizarea normală.

Noile regulatori  $117/217/317$  au, într-adevăr, performanțe net superioare în comparație cu cele din vechea familie 78XX, poate în primul rînd prin faptul că ele sînt „universale”. Constructorul electronist — profesionist sau amator — nu

mai este obligat să-și procure exemplare distincte pentru diverse tensiuni nominale dorite, simpla alegere a divizorului rezistiv  $R_2-R_1$  fiind suficientă pentru „programarea” unuia și aceluiași exemplar în funcție de necesitățile concrete, într-o plajă extinsă de tensiuni uzuale (teoretic  $1,2 \text{ V} \div 37 \text{ V}$ ).

**Recomandările practice** privind anumite precauții și artificii de utilizare se referă în principal la: amplasarea fizică a rezistoarelor  $R_1$  și  $R_2$  în montaj; alegerea valorilor pentru condensatoarele  $C_i$  și  $C_{adj}$ ; protejarea regulatorului integrat în cazul unor capacități mari ale condensatoarelor externe; extinderea plajei maxime de curent; semnalaarea optică a intrării în regim de limitare internă (cînd performanțele de stabilizare încep să fie compromise); extinderea spre  $0 \text{ V}$  a limitei inferioare din plaja de reglaj  $U_o$ . În continuare vom comenta pe scurt aceste aspecte, pe baza datelor bibliografice disponibile.

1. Pentru obținerea performanțelor optime, rezistorul  $R_1$  (care „vede” tensiunea de referință  $U_N$ ) va fi conectat cît mai aproape posibil de regulatorul integrat. Se diminuează astfel căderile de tensiune inerente pe fire, ca și factorii perturbatori externi.

Rezistorul  $R_2$  va avea terminalul de masă conectat în punctul de masă al rezistorului de sarcină, practic la borna minus a ieșirii  $U_o$ .

2. Tensiunea de intrare  $U_i$ , evident, nestabilizată (dar care trebuie să fie în permanență mai mare cu cel puțin  $2,5 \div 3 \text{ V}$  decît valoarea  $U_o$  dorită) este presupusă foarte bine filtrată pentru curentul de sarcină solicitat. Cu toate acestea, atunci cînd blocul regulator este amplasat la o distanță mai mare față de redresor, se recomandă introducerea condensatorului  $C_i$ , conectat cît mai aproape posibil de pinii regulatorului. El poate fi de tip disc (ceramic), cu valoarea de cca  $0,1 \mu\text{F}$ , sau electrolitic (cu tantal), de  $1 \mu\text{F}$ .

Condensatorul  $C_{adj}$ , care decuplează punctul mediu al divizorului  $R_1-R_2$ , preîntîmpină amplificarea rîplului „scapat” la ieșire, avînd valoarea orientativă de  $10 \mu\text{F}$  (între  $1 \mu\text{F}$  și  $25 \mu\text{F}$ ).

3. Unele aplicații practice mai pretențioase pot impune valori sporite pentru  $C_{adj}$ , ca și introducerea unui condensator suplimentar,  $C_o$ , pe ieșire. În astfel de cazuri se recomandă intercalarea corespunzătoare a unor diode de protecție (fig. 6), care să preîntîmpine descărcarea condensatoarelor în sensuri nepermise de regulatorul integrat. Diada  $D_1$  interzice descărcarea lui  $C_o$  (peste  $10 \div 25 \mu\text{F}$ ) prin regulator în cazul unui scurtcircuit accidental pe intrarea  $U_i$ , iar diada  $D_2$  interzice descărcarea lui  $C_{adj}$  prin regulator în cazul unui scurtcircuit pe ieșire.

4. Pentru extinderea plajei maxime de curent se pot imagina, ca și în cazul familiei 78XX, diverse scheme care se bazează pe utilizarea unor tranzistoare externe de putere adecvată. Esențial este însă să nu se „piardă” protecțiile existente. De exemplu, în figura 7 este sugerată o variantă care utilizează un tranzistor de tip pnp (siliciu, de putere, de pildă un 2N5871).

Analizînd schema, observăm că tensiunea de ieșire  $U_o$  este impusă tot de către regulatorul integrat, prin intermediul divizorului  $R_1-R_2$ . Curentul de intrare  $I$  (practic egal cu cel de sarcină,  $I_o$ ) se ramifica

însă în nodul A în componentele  $I_1$  — via  $R_3$ , D și regulator și  $I_2$  — prin  $R_4$  și T.

Ideea este de a permite să treacă prin regulator un curent maxim  $I_{1max}$  egal cu cel maxim suportat de integrat, în cazul nostru de 1,5 A, iar diferența pînă la valoarea dorită  $I_{2max}$  a curentului de ieșire să fie „dirijată” sub forma lui  $I_{2max}$  prin  $R_4$  și T.

$$I_{omax} \approx I_{max} = I_{1max} + I_{2max} \quad (3)$$

Dacă dioda D este și ea cu siliciu (de cel puțin 2—3 A, pentru siguranță), putem considera aproximativ egale căderile de tensiune în direct pe ea și pe joncțiunea BE a lui T. În consecință, raportul curenților  $I_{1max}$  și  $I_{2max}$  este determinat practic de raportul celor două rezistențe  $R_4$  și  $R_3$ :

$$I_{1max}/I_{2max} = R_4/R_3 \quad (4)$$

Prin combinarea ultimelor două relații obținem expresia curentului maxim dorit:

$$I_{max} = I_{1max} \cdot (1 + R_3/R_4) = 1,5 \text{ A} \cdot (1 + R_3/R_4) \quad (5)$$

Dimensionarea rezistențelor  $R_3$  și  $R_4$  este aparent arbitrară, cu condiția ca raportul lor să satisfacă relația (5) pentru valoarea  $I_{max}$  dorită. Practic însă, noi nu avem interesul să dispărăm pe aceste componente cantități însemnate de energie, nici să mărim substanțial tensiunea necesară de alimentare, pentru a compensa căderea pe  $R_3$ , respectiv pe  $R_4$ . O soluție avantajoasă este aceea de a admite pe  $R_3$  o cădere maximă de tensiune de cca 1 V la curentul  $I_{1max}$ , deci de a lua aproximativ:

(CONTINUARE ÎN PAG. 29)

#### (URMARE DIN NR. TRECUT)

Prin urmare, pentru oricare din firele noastre, raportul R dintre tensiunea U aplicată la capetele sale și intensitatea I a curentului ce-l străbate este constant,

$$\frac{U}{I} = R = \frac{1}{c} \cdot \frac{l}{S} \quad (35)$$

și el se numește, prin definiție, **rezistența electrică** a firului respectiv. După cum vedem, rezistența este determinată de lungimea l și secțiunea S (în general, de dimensiunile și forma conductorului), dar și de natura materialului din care este alcătuit, prin intermediul constantei c. Tot prin definiție, constanta c din relația (35) se numește **conductivitatea electrică** a materialului respectiv, iar inversul ei

$$\rho = \frac{1}{c} \quad (36)$$

se numește **rezistivitatea electrică** a aceluiași material.

Relația (35) poate fi deci transcrisă sub forma echivalentă:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (37)$$

Constatarea experimentală însăși a faptului că intensitatea I variază direct proporțional cu tensiunea U aplicată,

$$I = G \cdot U = \frac{U}{R} \quad (38)$$

este recunoscută sub consacrată denumire de **legea lui Ohm**.

Factorul de proporționalitate G poartă numele de **conductanță electrică** și el reprezintă, după cum se vede, inversul rezistenței electrice:

$$G = \frac{1}{R} \quad (39)$$

Să reținem, deci, că **rezistența și conductanța sînt mărimi caracteristice pentru un corp dat** (ca formă, dimensiuni, structură), **pe cînd rezistivitatea și conductivitatea sînt constante caracteristice materialului din care este alcătuit conductorul** (presupus omogen).

# ABC

Însușirea corectă a noțiunii de **rezistență electrică**, a proprietăților sale și a principalelor legi fizice în care ea intervine este — după cum vom vedea — determinantă pentru înțelegerea întregului capitol de electricitate al fizicii, a fundamentelor electronicii moderne. Tocmai de aceea se impune să facem deja paranteza promisă, referitoare la semnificațiile, dimensiunile și unitățile de măsură ale marilor introduse pînă acum, pentru a putea opera în continuare cu ele mult mai concret, cu exemple numerice, cu ciocanul de lipit în priză și cu instrumentul de măsură alături, așa cum ne place noua, constructorilor amatori.

Vom aminti întii ca în cadrul Sistemului Internațional de Unități de Măsură (prescurtat S.I.) există șase **mărimi fundamentale**, ale caror denumiri, simboluri și unități de măsură sînt date în tabelul 1. Dintre acestea, mărimea specifică electricității este **intensitatea curentului electric, I**. Ne-am fi așteptat însă, prin prisma celor discutate pînă acum, ca mărimea fundamentală să fie **sarcina electrică, Q** (sau **cantitatea de electricitate**), cauza primordială a tuturor fenomenelor electrice, implicit punctul nostru de plecare în introducerea celorlalte mărimi, care ne apar astfel ca derivate, indirecte, nefundamentale. Într-adevăr, așa ar fi firesc, deoarece intensitatea I nu reprezintă altceva decît „viteza” sau „rata” (în timp) cu care sarcinile electrice traversează o secțiune dată, conform definiției (28). Cum am putea vorbi de curentul electric, în particular de mărimea sa caracteristică intensitate, fără a defini, în prealabil, noțiunea de sarcina electrică?

Răspunsuri de alt ordin, însă, perfect întemeiate, au condus la această alegere nefirească, și anume considerentele practice de ordin metrologic, privitoare la posibilitatea realizării reproductibile, cu o precizie cit mai bună, a etalonului pentru unitatea de măsură. În trecut menționam că unitatea **amper (A)** a fost definită prin intermediul forței de interacțiune dintre doi curenți electrice, în condiții riguros precizate.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

#### Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

Am adaptat varianta alăturată de fotocomandă unei situații mai puțin obișnuite de alimentare, și anume cazul cînd se dispune de o tensiune alternativă de cca 24 V. Problema mi-a fost sugerată de către un colaborator care și-a instalat în curte o rețea de iluminare la tensiune joasă (24 Vc.a.), utilizînd, din motive evidente de electrosecuritate, un transformator coborîtor de tensiune și, în același timp, separator.

Scopul propus este acela de a acționa automat aprinderea unui bec atunci cînd nivelul iluminării ambiante scade sub un anumit prag (la lăsarea întinericului), respectiv stingerea becului la creșterea nivelului de iluminare (ivirea zorilor).

Comutatorul propriu-zis, de tip trigger-Schmitt, este clasic, realizat cu tranzistoarele T1, T2 și piesele aferente, utilizînd drept traductor fotoelectric un fototranzistor, FT. Pragurile de basculare „sus”, respectiv „jos”, puțin diferite datorită histerezisului inerent al unui astfel de comutator (dar ușor controlabil prin alegerea valorii lui R5), sînt reglabile într-o plajă largă a nivelului de iluminare, prin intermediul potențiometrului P1.

Montajul a fost experimentat pentru un bec B (sau combinație de becuri serie-paralel) cu tensiunea nominală de 24 V și cu un consum maxim de cca 3 A. În acest scop am utilizat o punte redresoare PR (20MP4) și un tiristor Th (KY220K) intenționat supradimensionate, pentru a nu interveni probleme de încălzire periculoasă, mai ales pe timp de vară.

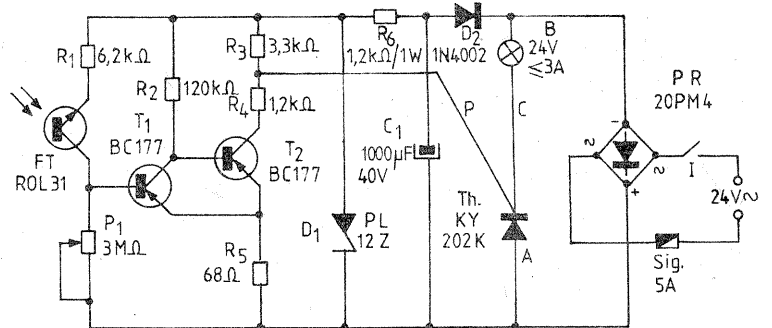
Se observă că becul B este acționat de tiristor în tensiunea redresată bialternanță și nefiltrată, furnizată de punte (tot cca 24 Vef, neglijînd căderea anod-catod pe tiristor). În schimb partea de comutator a montajului, care acționează asupra porții P, dictînd starea „blocat”, respectiv „în conducție” a tiristorului, este alimentată la o tensiune filtrată (C1) și stabilizată (R6—D1) de cca 12 V, ușurînd astfel regimul termic de funcționare pentru componentele din acest bloc. În plus, artificial protejează tranzistoarele T1, T2 și, în

special, fototranzistorul FT contra eventualelor tensiuni emitor-colector excesive în raport cu valorile maxime de catalog (de pilda, fototranzistorul ROL31 are  $U_{ce,max} = 30$  V, iar prin filtrarea tensiunii totale de 24 V ar rezulta cca 34 V, accidental chiar mai mult).

Pentru ca filtrarea cu C1 să fie eficientă și în același timp funcționarea tiristorului (posibilitatea de blocare) să nu fie afectată, s-a intercalat între circuitul de sarcină și celula de filtrare-stabilizare o dioda de separare, D2.

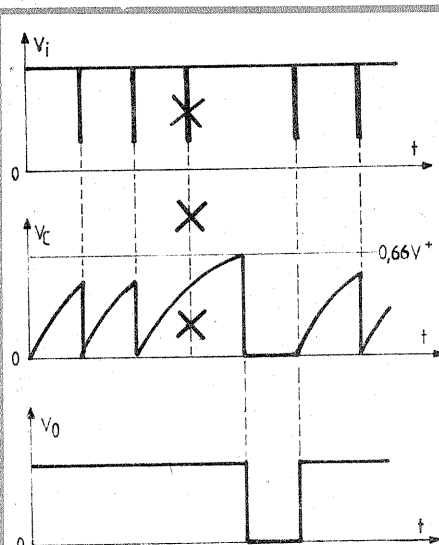
Valorile pieselor nu sînt critice, eventualele rețușuri experimentale putîndu-se dovedi necesare în privința lui R2 (în funcție de factorul beta al lui T2) și R4 (în funcție de curentul de amorsare de poartă al exemplarului de tiristor). Astfel, valoarea lui R2 va fi tatonată plecînd de la cca 82—100 k $\Omega$  în sus, urmărindu-se să se obțină iluminarea maximă a becului atunci cînd fototranzistorul se află în întineric, iar valoarea lui R4 va fi aleasă (cu prudență) plecînd de la cca 1,5—1,2 k $\Omega$  în jos (să se asigure stingerea completă a becului, cu manevrarea adecvată a lui P1,

# FOTOCOMANDĂ



atunci cînd fototranzistorul este iluminat). Pentru tiristoare cu un curent de poartă de peste 15—20 mA, deci care impun valori R4 mai mici, este recomandabil să se aleaga de la început un tranzistor T2 de tip BD140, cu factorul beta suficient de mare (implicit rețușarea valorii lui R2).

Fototranzistorul va fi orientat astfel încît să „vadă” lumina cerului, dar nu și pe aceea emisă de eventuale surse artificiale din împrejurime, implicit de către becul B al montajului. Se subînțelege, el va fi protejat mecanic și electric, îndeosebi împotriva umidității.

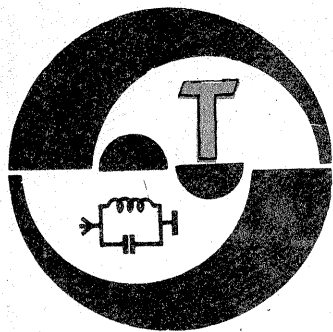


## NOTĂ

În nr. 11/1989 al revistei, în cadrul articolului „Indicator de viteza CW” de la această rubrică s-a strecurat o mica greșeală de desenare, pe care cu amabilitate ne-a sesizat-o cititorul nostru, dl. ing. **Stroe Șerban** din București. Este vorba de diagramele din figura 2 (reproduse alăturat), unde a „scapat” un impuls suplimentar din stînga la ram ca colectivul nostru redacțional le are în vedere pentru un viitor rețuș al ansamblului a diagramelor  $V_i$ ,  $V_c$ , cit mai apropiat.

$V_a$ . Rugăm, deci, cititorii interesați să considere figura 2 fără acest impuls, rezultînd astfel o concordanță perfectă cu modul de funcționare descris corect în text.

Îi mulțumim d-lui ing. **Stroe Șerban** pentru această observație, care — după cum ne marturisește — nu l-a împiedicat să folosească ideea din articol pentru rezolvarea unei probleme foarte importante la un utilaj din secție, în sensul supravegherii automate în funcționare, cu semnalizarea optică a unor eventuale defecțiuni. Îi mulțumim, de asemenea, pentru cuvintele frumoase la adresa revistei „Tehnum”, ca și pentru propunerile concrete referitoare la revista, la almanah și la magazinul „scapat”, pe care îl asigurăm că îl vom lua în considerare în cadrul colectivului nostru redacțional le are în vedere pentru un viitor rețuș al ansamblului a diagramelor  $V_i$ ,  $V_c$ , cit mai apropiat.



# CIRCUITE CUPLATE ȘI FILTRE DE BANDĂ

CRISTIAN APOSTOL

Un sistem de două sau mai multe circuite acordate, cuplate între ele, formează un filtru de bandă.

Cuplajele pot fi: inductive, cu autotransformator, capacitive sau prin rezistențe (galvanice), conform figurilor 1 a, b, c, d, e.

Cuplajul capacitiv apare adesea în cazul unei capacități mutuale parazite între diferitele elemente ale circuitelor cuplate. De exemplu, în cazul cuplajului inductiv există întotdeauna și un cuplaj capacitiv, provocat de capacitățile parazite existente între bobinele ambelor circuite.

Factorul de cuplaj, K, caracterizează cantitativ gradul de cuplaj între circuite.

Cuplajului celui mai strâns îi corespunde factorul de cuplaj  $K = 1$ , acesta exprimându-se adesea în procente:

$$K\% = K \cdot 100$$

(1)

Factorul de cuplaj se determină utilizând relația:

CUPLAJE	
INDUCTIV	
CU AUTOTRANSFORMATOR	
CAPACITIV ÎN Î	
CAPACITIV ÎN Π	
PRIN REZISTENȚE ( GALVANIC )	

$$K = \frac{Z}{|Z_1 \cdot Z_2|} \quad (2)$$

în care: K = factorul de cuplaj între două circuite, Z = impedanța comună a celor două circuite,  $Z_1, Z_2$  = impedanța primului, respectiv a celui de-al doilea circuit.

Cuplajul critic reprezintă valoarea factorului de cuplaj corespunzător transferului maxim de putere în cel de-al doilea circuit.

În figura 2 sunt reprezentate câteva tipuri de circuite cuplate, foarte des folosite, precum și valoarea factorului de cuplaj, K. Aceste formule de calcul se pot folosi cu aproximație foarte bună în practică.

Evident, fiecare tip de filtru se poate alege în funcție de aplicația respectivă, precum și de valorile componentelor electronice pasive rezultate din context.

Se observă, de asemenea, că valoarea lui K poate fi ajustată în bune condiții doar din anumite componente ale filtrului, acesta constituind un avantaj evident pentru aplicații.

În continuare vom insista asupra modalității de calcul a celor mai simple filtre utilizate în practică (fig. 3). Formulele indicate oferă posibilitatea unui calcul aproximativ, suficient de precis, dar și de rapid.

Rezultatele sunt sintetizate prin câteva relații și reprezentări grafice ale caracteristicilor de trecere, respectiv de blocare, mărimile ce intervin fiind exprimate în:

L - mH; C - pF; R - Ω; f - kHz.

În toate aceste relații se consideră că rezistența de sarcină R a filtrului este egală cu rezistența caracteristică a filtrului:

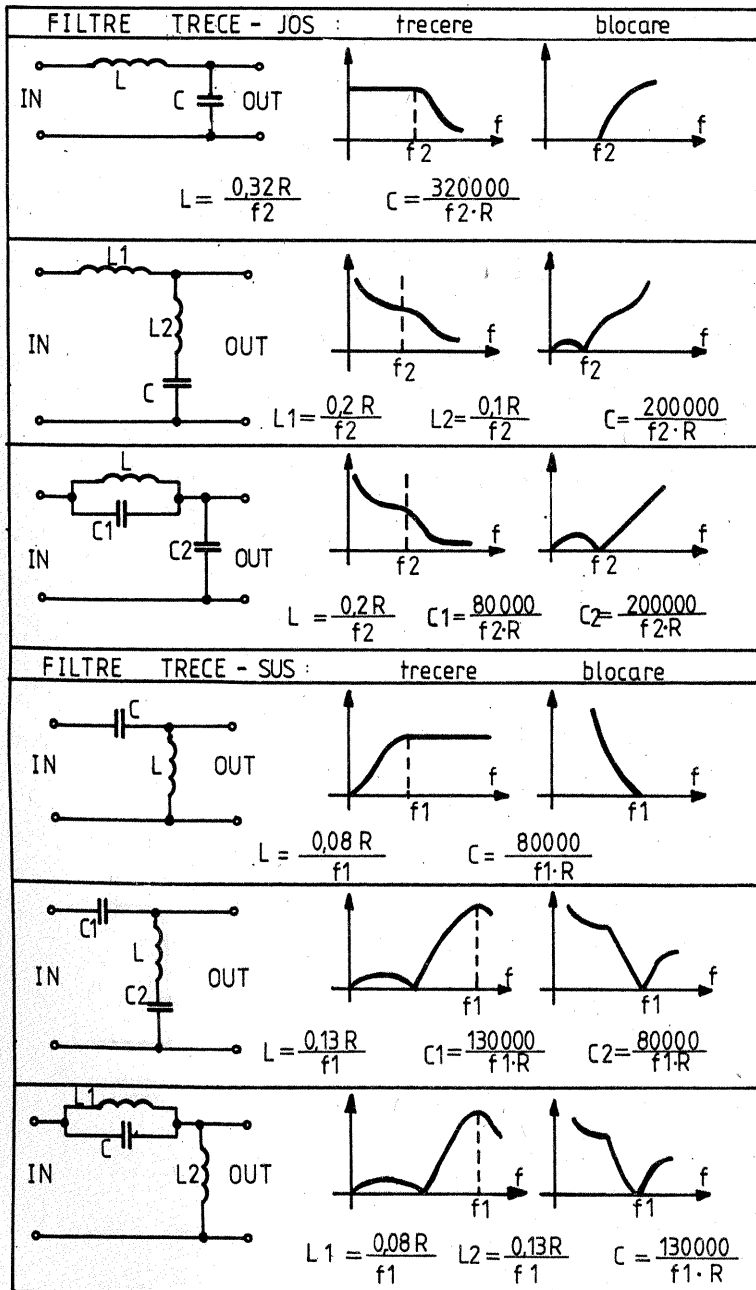
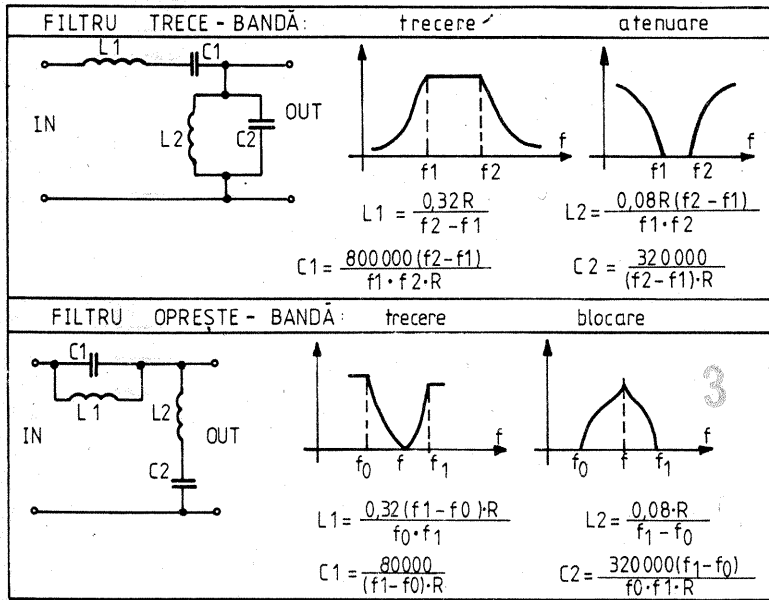
SCHEMA	RELAȚIA DE CALCUL
	$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$
	$K = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C_c}$ (pentru $C_c \gg C_1, C_2$ )
	$K = \frac{L_c}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$ (pentru $L_c \ll L_1, L_2$ )
	$K = \frac{R_c}{\sqrt{R_1 R_2}}$
	$K = \frac{C_c}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}$ (pentru $C_c \ll C_1, C_2$ )
	$K = \frac{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}{L_c}$ (pentru $L_c \gg L_1, L_2$ )
	$K = \frac{n^2 C_c}{C + n^2 C_c}$ (pentru $n = \frac{L'}{L} < 1$ )

$$\rho = 1000 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\Omega)$$

în care L este exprimat în mH, iar C în pF.

Deoarece în practică uneori sînt incomod de folosit filtre de tip LC, se recurge și la varianta RC. În figura 4 sînt sintetizate cîteva asemenea tipuri de filtre, precum și relațiile ce permit rapida lor proiectare. Mărimile ce intervin sînt exprimate în:

f → Hz; R → Ω; C → μF.



	SCHEMA	CARACTERISTICA de trecere	RELAȚII DE CALCUL
FTJ			$f_0 = \frac{160000}{RC}$ $C = \frac{160000}{f_0 R}$
FTS			$f_0 = \frac{160000}{RC}$ $C = \frac{160000}{f_0 R}$
Filtru selectiv			$f_0 = \frac{160000}{RC}$ $R = R1 = R2$ $C = C1 = C2$
Filtre în T			$f_0 = \frac{160000}{RC}$ $C = C1 = C2$
Filtre în π			$f_0 = \frac{160000}{RC}$ $R = R1 = R2$
Filtru dublu T			$f_0 = \frac{160000}{RC}$ $R = R1 = R2$ $R3 = \frac{R1}{2}$ $C = C1 = C2$ $C3 = 2C1$

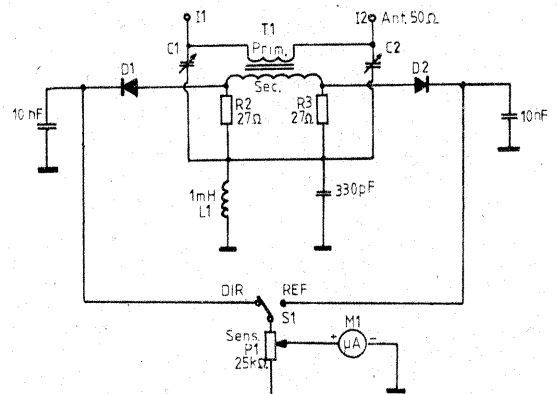
# REFLECTOMETRU

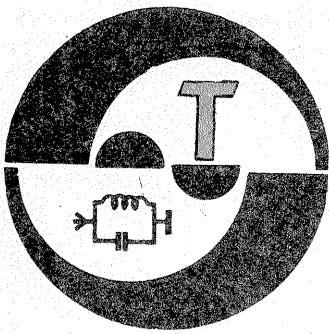
Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Montajul propus funcționează în gama 1,8 MHz — 30 MHz pentru puteri cuprinse între 1 și 150 W. Toate componentele sînt foarte ușor de procurat sau de construit. Instrumentul indicator folosit este de 100 μA, dar se pot folosi și miliampermetre cu alte sensibilități, cu rezultate foarte bune. Condensatoarele variabile C1, C2 trebuie să fie solide de punct de vedere mecanic, stabile și să poată suporta o tensiune de cel puțin 87 Vef, valoare ce corespunde unei puteri de 150 W (50 Ω). O atenție specială trebuie acordată valorii minime a acestor condensatoare, care trebuie să fie de 3pF. Diodele D1 și D2 sînt de tipul 1N914, 1N4148 sau echivalent. Transformatorul T1 se realizează pe un miez toroidal cu următoarele date: 60 spire în primar, peste înfășurarea secundară, CuEm Ø0,8 mm. Este recomandabil ca acest transformator să fie fixat cu o picătură de clei pe cablaj.

Reglajul se face conectînd o sarcină rezistivă cu impedanța egală cu 50 Ω la ieșirea I2 (de antena) și aplicînd la intrarea I1 tensiunea de radiofrecvență. Avînd comutatorul S1 pe poziția „DIRECT”, se reglează

potențiometrul P1 = 25 kΩ astfel încît indicația instrumentului M1 să fie la capăt de scală. Se trece apoi comutatorul pe poziția „REFLECTAT” și se acționează unul din condensatoarele variabile pînă se obține indicația minimă pe instrument (unul din cele două condensatoare nu are efect asupra indicației instrumentului). Se inversează legăturile la bornele I1 și I2. Comutatorul S1 rămîne pe poziția „REFLECTAT” și se injectează tensiune de RF. Instrumentul trebuie să fie din nou la cap de scală. Se trece din nou pe poziția „DIRECT” și din celălalt trimmer se caută să se obțină un minim de deviație a acului (de fapt, trebuie să fie zero). Este recomandabil ca reglajul să se facă cu o oscilație avînd o lungime de undă de 15—20 m. Măsurătorile se fac în același mod: reglînd acul la cap de scală cu S1 pe poziția „DIRECT” și apoi aranjînd antena (sau rețeaua de antene) pentru o indicație minimă, pe poziția „REFLECTAT”. O indicație nulă în acest ultim caz înseamnă o putere reflectată egală cu zero. Tot ansamblul se introduce într-o cutie ecranată, montînd instrumentul, potențiometrul de reglaj și comutatorul S1 pe panoul frontal.





# RECEPTOR 80 m

CIPRIAN DUMITRIĂ,  
Y076161/AG

Doresc ca prin intermediul revistei „Tehnium” să prezint radioamatorilor începători un receptor pentru banda de 80 m. El permite recepționarea semnalelor CW și SSB în banda de 3,5 MHz. Antena se conectează la circuitul de intrare printr-un potențiomtru de 500 Ω ce permite reducerea semnalelor puternice. Tranzistorul T1 lucrează ca amplificator de radiofrecvență. Circuitul oscilant din bază este acordat aproximativ pe 3 650 kHz. Transformatorul TR se realizează pe un tor

de ferită cu diametrul exterior de cca 7 mm. Ieșirea mixerului echilibrat, compus din cele două diode (D1, D2), se conectează cu amplificatorul de joasă frecvență printr-un filtru trece-jos (R8—C9). Oscilatorul este realizat cu tranzistorul T2. Reglajul frecvenței se face cu ajutorul condensatorului variabil CV (acesta poate fi din cele folosite la receptoarele industriale „Gloria”). Amplificatorul de joasă frecvență este compus dintr-un etaj clasic cu trei tranzistoare ce are o amplificare

foarte mare (T3, T4, T5). În continuare semnalul atacă un etaj final de putere ce are ca sarcină un difuzor de 8 Ω/0,5 VA. Datele bobinelor sînt prezentate în tabel. Oscilatorul va fi ecranat de restul montajului.

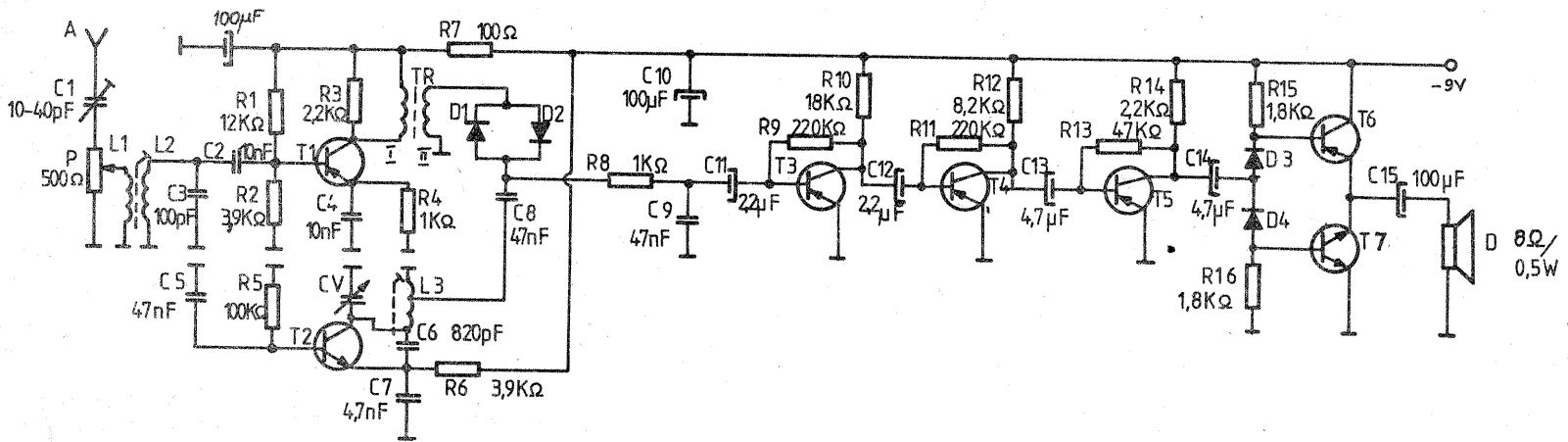
Astfel realizat, receptorul oferă posibilitatea ascultării în condiții excelente a QSO-urilor din bandă.

Carcasele sînt din cele folosite pentru US în receptoarele industriale. Acordul brut în bandă se rea-

lizează din miezurile acestor bobine.  
T1 = BC252; T2 = BC170; T3 = EFT319; T4, T5 = EFT323; T6 = BD136; T7 = BD135; D1, D2, D3, D4 = 1N4148.

Transformatorul Tr are în primar (I) 10 spire, iar în secundar (II) 5 spire, ambele cu conductor CuEm 0,3 mm.

L	Nr. spire	CuEm	Priză	Carcasă
1	5	0,3	—	—
2	35	0,3	—	∅8
3	35	0,3	5 sp. de la masă	∅8



Pentru ca întreaga energie generată de etajul final să fie radiată în eter, condiția esențială este ca impedanța de ieșire a etajului final să fie egală cu impedanța fiderului, iar impedanța fiderului egală cu impedanța antenei.

Avem trei elemente: ieșirea etajului final, care prezintă o impedanță variabilă în funcție de frecvență, fiderul de legătură cu antena, care are o impedanță caracteristică și care nu variază în funcție de frecvență, și antena, care prezintă o impedanță variabilă în funcție de frecvență.

În general, un liniar are ca sarcină de ieșire un filtru Collins, care are și menirea de a realiza o adaptare corectă a tubului (tuburilor) final cu cablul de legătură (figura 1, unde  $z_1$  = variabil,  $z_2$  = variabil,  $z_3$  = variabil,  $z_4$  = constant,  $z_5$  = constant,  $z_6$  = variabil).

Se recomandă utilizarea unui cablu de o anumită impedanță sau a unor cabluri cu o gamă limitată de impedanță pentru un anumit tip de etaj final, luîndu-se în considerare capacitatea filtrului Collins de a asigura adaptarea de impedanță cu cablul. Este de preferat ca pentru un anumit etaj final să folosim cablul recomandat, pentru a avea cit mai puține probleme de neadaptare.

În cazul acesta, condiția  $z_1 = z_2 = z_3 = z_4$  este asigurată, rămînînd să fie asigurată condiția  $z_5 = z_6$ , problemă care va fi rezolvată de un adaptor de impedanță (fig. 2).

În general, adaptarea fiderului cu antena se face cu ajutorul unui balun; o soluție de compromis, pentru că acesta nu poate asigura o adaptare perfectă în toate gamele de frecvență alocate radioamatorilor, lucru explicabil deoarece impedanța antenei variază în funcție de frecvență, iar balunul nu asigură o adaptare perfectă decît pe o anumită frecvență. În cazul ideal,

## ADAPTAREA DE IMPEDANȚĂ

ȘTEFAN NICOLAE, Y06VD

această adaptare este situată pe frecvența în care se lucrează de preferință, dar în cele mai multe cazuri adaptarea perfectă se face undeva într-o zonă mai puțin folosită. De aici nemulțumirea multor radioamatori de randamentul antenelor în diverse benzi de frecvență. Am auzit de multe ori vorbindu-se de faptul că instrumentul S.W.R. indică rapoarte foarte bune într-o frecvență, iar în alte frecvențe rapoarte proaste și foarte proaste.

În cazul în care filtrul Collins din etajul final are capacitatea de a asigura adaptarea etajului final cu cablul, montajul lanțului de emisie final-antena este cel din figura 2. Din păcate, în marea majoritate a cazurilor întîlnim montajul din figura 3, care este total greșit.

Pentru o mai mare claritate a celor expuse pînă acum, să analizăm puțin filtrul  $\pi$  sau Collins. Un filtru prin definiție are rolul de a „cerne”, de a lăsa să treacă unele frecvențe și de a opri alte frecvențe indezirabile. Simplu și concis, dar în realitate rolul filtrului Collins este mult mai complex, mai ales în cazul cînd acesta se află în anodul etajului final de amplificare în radiofrecvență. Pe lîngă rolul de filtru de trecere, el trebuie să prezinte o rezistență de sarcină optimă pentru tubul final, impedanță de intrare și o impedanță de ieșire variabilă în funcție de frecvență. După cum se știe, pentru ca tubul final să lucreze în condiții bune, trebuie să aibă o rezistență de

sarcină optimă, „Rs”, care este dată în cataloage, dar se poate determina cu aproximație cu formula:

$$R_s = \frac{U_a \times 500}{I_a}$$

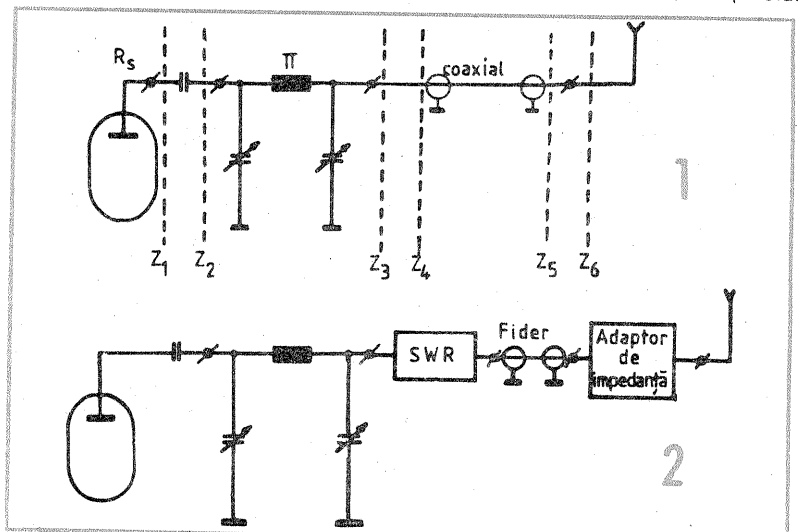
unde  $U_a$  = tensiunea anodică în V,  $I_a$  = curentul anodic în mA, iar  $R_s$  = rezistența de sarcină în Ω.

Deci filtrul are o impedanță de intrare care trebuie să fie egală cu  $R_s$  (rezistența de sarcină a tubului) și o impedanță de ieșire care trebuie să

fie egală cu impedanța fiderului.

În literatura de specialitate există tabele și nomograme cu ajutorul cărora filtrul Collins poate fi construit fără probleme deosebite de calcul. Pentru a ilustra mai bine acest lucru, prezentăm alături un tabel în care sînt date capacitățile condensatoarelor Cv1 și Cv2 și inductanțele bobinelor în funcție de rezistența optimă de sarcină a tubului final, de impedanța fiderului și de frecvența de lucru.

Reiese deci clar că filtrul Collins, pe lîngă rolul de trecere, are și rolul



# GENERATOARE „K-TONE”

Stud. CORNELIU C. TOCAN, YO8DHF, Iași

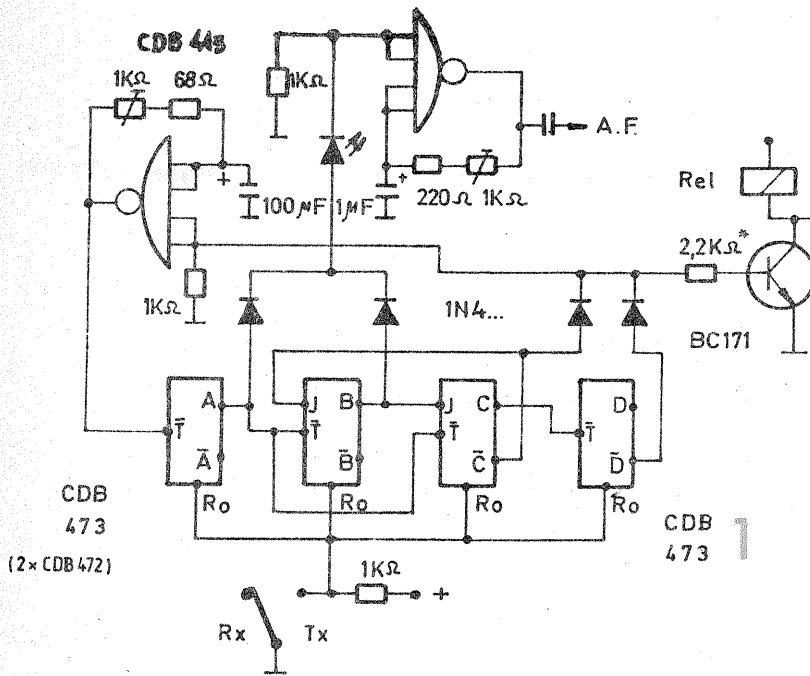
Cercet. șt. III CORNELIU A. TOCAN, YO8CEH, Iași

tronice specifice, capabile să moduleze sau să manipuleze emițătoarele din dotare.

Schemele de generatoare „K-TONE” prezentate în continuare pot fi realizate de către radioamatori, cu componente electronice disponibile la un moment dat în laboratorul propriu, fiind ușor adaptabile la aparatura de emisie-recepție (profesională sau home made).

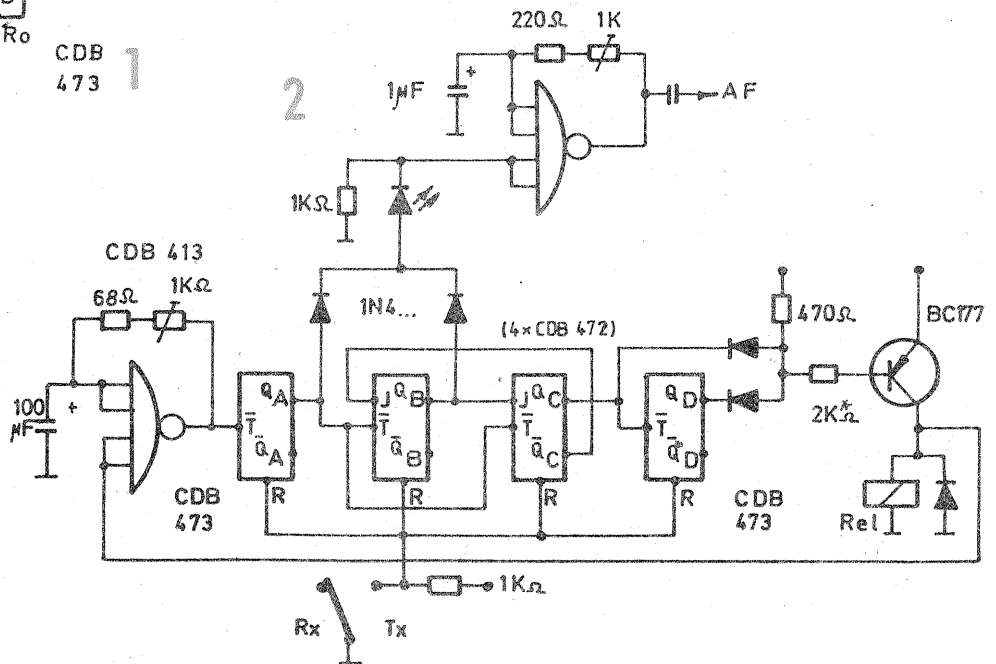
Generatorul „K-TONE” poate genera un semnal de joasă frecvență sau poate acționa a releu, cu ajutorul cărora se modulează sau manipulează orice emițător.

De asemenea, se poate imagina un montaj în tandem cu un „bug”



În efectuarea unor legături radio-telefonice în condiții de trafic normal, aglomerat, perturbat sau special (concursuri etc.) se impune folosirea unui generator automat care să avertizeze corespondentul, printr-un semnal audio suplimentar, că emisiunea proprie s-a terminat și se trece la recepție. Pentru aceasta, radioamatorii au conceput și realizat montaje care formează diferite semnale singulare (bip) sau multiple (litera K), ce reprezintă, de fapt, sfârșit de emisie, respectiv invitație la transmitere pentru corespondent.

Semnalele pot fi generate cu ajutorul unor montaje realizate cu releu de timp (electrice, electronice), releu intermediare și oscilatoare de audiofrecvență sau cu circuite elec-



de adaptare între etajul final și fider, deoarece el are impedanța de intrare egală cu rezistența optimă de sarcină a tubului și o impedanță de ieșire egală cu impedanța fiderului.

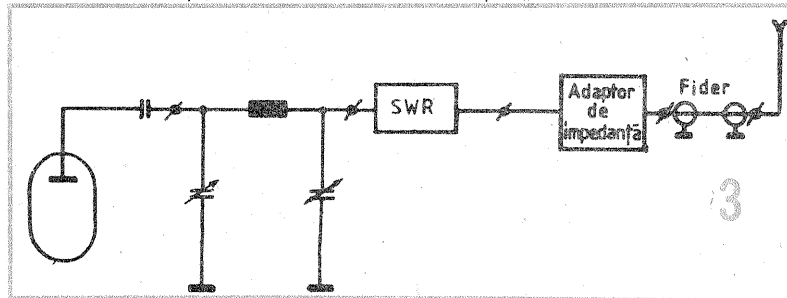
În cazul acesta mai este necesar un nou dispozitiv de adaptare între final și fider? Desigur, veți ajunge la concluzia că nu și veți constata că rolul cuplorului este de a face adaptarea între fider și antenă. Pentru ca dispozitivul să poată face acest lucru (mult mai bine decât orice balun care va favoriza numai o bandă îngustă de frecvență), locul lui este cât mai aproape de antenă. Ideal ar fi ca legătura dintre fider și antenă să fie făcută chiar prin acest adaptor.

Este adevărat că este foarte inco-

mod să te urci pe pilonul de susținere al antenei pentru a regla adaptorul, dar cu puțină inventivitate se pot găsi modalități (de exemplu servomecanismul) care să fie comandate de la distanță, efectul urmărind-

du-se pe măsurătorul de unde staționare S.W.R.

BIBLIOGRAFIE:  
„Sport și tehnică” nr. 3/1969  
Colecția „Tehnum”.



	Rs (Ω)	1 000	1 500	2 000	2 500	3 000	3 500	4 000	4 500	5 000	6 000
Cv1 (pF)	3,5 MHz	520	360	280	210	180	155	135	120	110	90
	7 MHz	260	180	140	105	90	76	68	60	56	45
	14 MHz	130	90	70	52	45	38	34	30	28	23
	21 MHz	85	60	47	35	31	25	23	20	19	15
	28 MHz	65	45	35	26	23	19	17	15	14	11
Cv2 (pF) pt. fider	3,5 MHz	2 400	2 100	1 800	1 550	1 400	1 250	1 100	1 000	900	700
	7 MHz	1 200	1 060	900	760	700	630	560	500	460	350
	14 MHz	600	530	450	380	350	320	280	250	230	175
	21 MHz	400	350	300	250	230	210	185	165	155	120
	28 MHz	300	265	225	190	175	160	140	125	115	90
Cv2 (pF) pt. fider	3,5 MHz	1 800	1 500	1 300	1 100	1 000	900	800	720	640	500
	7 MHz	900	750	650	560	500	450	400	360	320	250
	14 MHz	450	370	320	280	250	220	200	180	160	125
	21 MHz	300	250	215	190	170	145	130	120	110	85
	28 MHz	225	185	160	140	125	110	100	90	80	65
L (μH)	3,5 MHz	4,5	6,5	8,5	10,5	12,5	14	15,5	18	20	25
	7 MHz	2,2	3,2	4,2	5,2	6,2	7	7,8	9	10	12,5
	14 MHz	1,1	1,6	2,1	2,6	3,1	3,5	3,9	4,5	5	6,2
	21 MHz	0,73	1,08	1,38	1,75	2,05	2,3	2,6	3,00	3,3	4,1
	28 MHz	0,55	0,8	1,05	1,28	1,55	1,7	1,95	2,25	2,5	3,1

electronic care să genereze automat, prin intermediul acestuia, un semnal „bip” sau „litera K”.

În schemele prezentate se pot folosi circuite integrate de tipul CDB472, CDB473, CDB476, cu respectarea conectării corespunzătoare a pinilor, specifice fiecărei capsule. Toate bistabilele J-K master-slave au funcționare identică, după același tabel de adevăr prezentat alăturat.

Generatorul „K-TONE” este alcătuit din cinci module, reprezentând un generator de tact urmat de un numărator divizor prin 12, un codor, un generator de ton de joasă frecvență și un modul final de comandă. Generatorul permite generarea unui semnal telegrafic (litera K) în care se păstrează raportul constant linie-punct-pauză pentru orice viteză de transmitere.

Generatorul de tact este un oscilator de joasă frecvență care asigură un semnal dreptunghiular, având frecvența reglabilă pentru obținerea unor viteze cuprinse între 10 și 400 de semne pe minut.

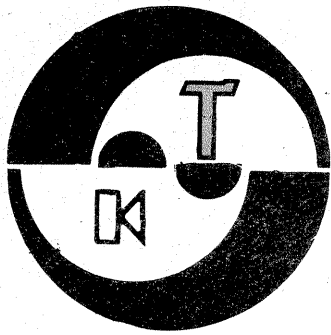
Numărătorul divizor prin 12 poate fi realizat cu patru capsule CDB472, CII44, două capsule CDB473, CII85 sau două capsule CDB476, care au ieșiri complementare Q, Q accesibile, sau combinații ale acestora.

Codorul realizat cu porți NAND sau cu diode permite formarea semnalului telegrafic, respectiv comanda blocului final într-un ciclu specific.

Generatorul de ton de joasă frecvență este un oscilator cu frecvență reglabilă în domeniul 400 ÷ 5000 Hz.

Blocul final este realizat cu tranzistor npn, pnp sau cu circuit integrat (porți NOT legate în paralel) și releu alimentat la tensiuni cuprinse între +5 V și +24 V c.c.

(CONTINUARE ÎN PAG. 36)



# PREMAGNETIZAREA ÎN REGIM DINAMIC

Ing. AURELIAN MATEESCU

În cele ce urmează revenim la un subiect care a fost tratat într-un articol anterior. Varianta prezentată în articolul de față a fost preluată după revista „Radio” nr.2/1987 și executată cu componente indigene. Această variantă a fost preferată deoarece se poate realiza ușor cu componente indigene și nu necesită aparatură deosebită pentru reglaj și punere în funcțiune; este suficient un generator de audiofrecvență.

Dispozitivul poate fi utilizat atât pentru magnetofone, cât și pentru casetofone, cu modificări minime.

Reamintim principiul de funcționare a dispozitivului, ca și diferențele față de sistemul DOLBY HX PRO. Nivelul de înregistrare, pentru un anumit tip de bandă, este stabilit astfel ca banda magnetică să nu se satureze (ce se traduce prin apariția de distorsiuni ale semnalului înregistrat), mai ales la frecvențe înalte. Saturația benzii la frecvențe înalte este favorizată de faptul că, în paralel cu semnalul util, pe capul magnetic este aplicat și un curent de premagnetizare având frecvența de cca 5 ori mai mare decât frecvența maximă de lucru a aparatului. În concluzie, datorită acestor factori, ca și calităților mai scăzute ale unor benzi magnetice la capătul superior al domeniului audio, caracteristica de frecvență a înregistrării nu este liniară.

Pentru liniarizarea caracteristicii de frecvență a fost utilizată metoda premagnetizării în regim dinamic. În esență, un dispozitiv electronic urmărește nivelul frecvențelor înalte din semnalul util și debitează o tensiune de comandă. Această tensiune este utilizată la o variere corespunzătoare a nivelului curentului de premagnetizare provenit de la osci-

latorul de ștergere și premagnetizare. În acest fel, curentul de premagnetizare și cel corespunzător semnalului util, însumate, se mențin la o valoare constantă, optimă pentru timpul de bandă utilizat și cu rezultate optime privind raportul semnal-zgomot, liniaritatea caracteristicii de frecvență, nivelul distorsiunilor etc.

O primă variantă a acestui sistem de reglare o reprezintă sistemul DOLBY HX PRO, care utilizează tensiunea de comandă pentru FET-ul din sistemul DOLBY B (C) pentru reglarea curentului de premagnetizare. Se obține o ridicare a caracteristicii de frecvență de până la 6 dB la capătul superior al benzii. Montajele propuse de unii autori sovietici, unele reprezentând deja brevete internaționale, utilizează un dispozitiv specializat și cu performanțe net superioare, atingând până la 12 dB în liniarizarea capătului superior al domeniului de frecvență audio.

Dispozitivul de premagnetizare în regim dinamic rămâne actual, mai ales dacă ținem cont că în prezent benzile magnetice cu oxizi de fier dețin ponderea la benzile de magnetofon (peste 60% din total), iar la cele pentru casetofon dețin cca 40% din totalul vinzării. Restul este reprezentat de benzile cu dioxid de crom, benzile cu amestec FeCr disparând aproape complet, iar cele cu pulberi metalice limitându-se la cca 1—2% din volumul total al vinzării.

Schema electrică a dispozitivului este prezentată în figură. Amplifi-

catoarele operaționale IC1 și IC2 primesc semnalul util de la ieșirile amplificatorului de înregistrare al magnetofonului sau casetofonului. C1—R1 și C2—R2 reprezintă filtre ce permit trecerea din semnalul util numai a componentei de înaltă frecvență, care este amplificată de cele două operaționale. La ieșirea acestora, semnalul este redresat de D1 și D2 și însumat pe C5 (PM1).

Etajul realizat cu IC3 permite obținerea tensiunii de comandă necesară reglării în regim dinamic a curentului de premagnetizare. IC3 este conectat ca amplificator inversor.

Tensiunea de comandă este constituită din două componente distincte:

- tensiunea provenită din semnalul util, amplificată de IC1 și IC2, regăsită în punctul de măsură PM1;
- componenta stabilită din sursa de alimentare, furnizată prin R11.

### Reglajul dispozitivului:

- se conectează la intrare, pe ambele canale, un generator de audiofrecvență;

- se aplică un semnal audio de frecvență înaltă (de exemplu, 12 kHz pentru casetofone, 16 kHz pentru magnetofone), având nivelul de -10 dB;

- se reglează R1 și R2 astfel ca în PM1 să obținem tensiunea de -10 V;

- se alimentează oscilatorul de ștergere și premagnetizare al aparatului din dispozitiv;

- se trece pe poziția înregistrare

magnetofonul și se închide K2. Comutatorul K3 se trece pe poziția corespunzătoare vitezei de rulare a benzii;

- se fac probe de înregistrare, utilizând bandă cu oxid de fier, încercându-se obținerea unei liniarizări a caracteristicii de frecvență la capătul superior al benzii. Semnalul utilizat va avea nivelul de -10 dB. Reglajul este obținut prin stabilirea valorii lui R10. Dacă este necesar, se fac mici corecții și pentru R1 și R2.

În cazul în care dispozitivul se montează pe casetofon, se vor efectua următoarele modificări:

C1 = C2 = 470 pF;  
R15 și R16 corespund tipurilor de bandă utilizată, IEC1—Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> sau IEC2—CrO<sub>2</sub>.

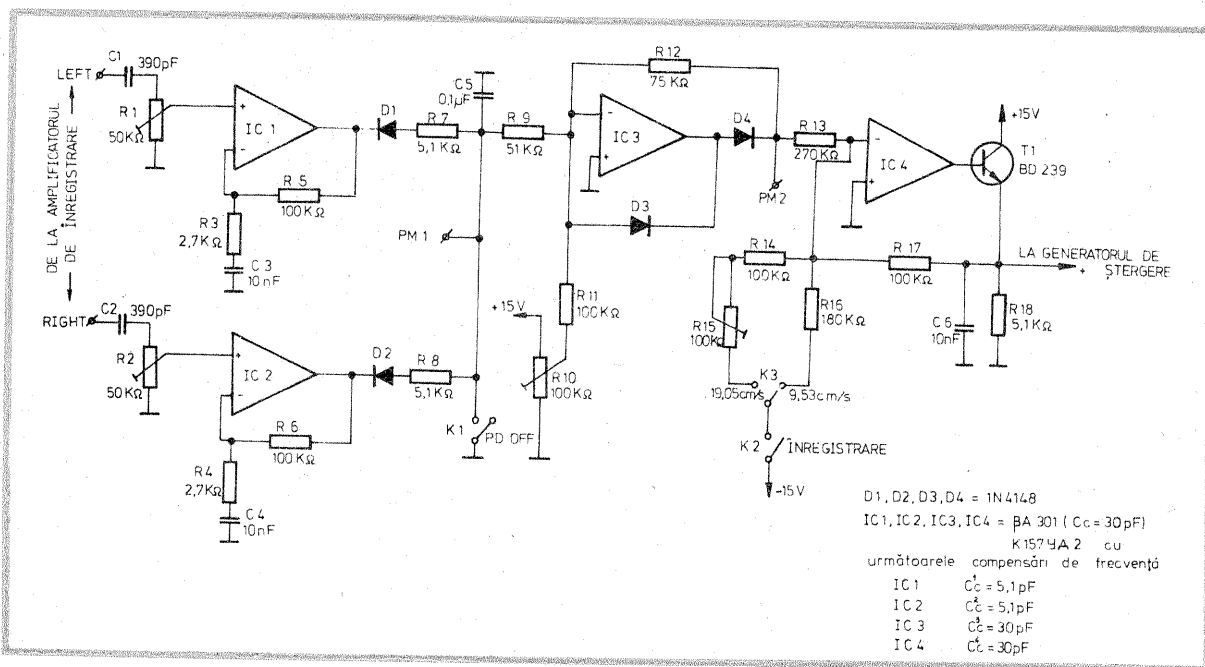
Pentru aprofundarea celor expuse recomandăm studierea articolului prezentat anterior în revista „Tehnium”, ce tratează acest subiect.

Montajul a fost experimentat cu CI de producție indigenă. Se pot utiliza și circuitele K157YA2, folosite de autorul sovietic, ce pot fi găsite în rețeaua comerțului ca piese de schimb pentru magnetofonele „Rostov”.

Se recomandă utilizarea dispozitivului cu mai multe variante de oscilator de ștergere și premagnetizare, din care se alege cea optimă. Aceasta deoarece, de multe ori, nu se obține un rezultat scontat cu oscilatorul de care dispune magnetofonul utilizat. Construcția unui oscilator de ștergere nu prezintă dificultăți deosebite. Se vor utiliza tranzistoare cu factorul beta cât mai ridicat.

Se va ține cont ca frecvența oscilatorului de ștergere și premagnetizare trebuie să fie de cca 5 ori mai mare decât frecvența maximă înregistrată. Aceasta înseamnă ca oscilatorul de ștergere trebuie să lucreze în domeniul 95—115 kHz.

**BIBLIOGRAFIE:**  
Colecția „Radio” (U.R.S.S.), 1985—1988  
HI-FI News & Record Review (S.U.A.), 1984.



**Mă numesc Vereş Péter și sint un vechi și pasionat cititor al revistei dumneavoastră.**

**După ce mi-am însușit un bagaj de cunoștințe, m-am gândit să fac cunoscut cîte ceva din lucrările mele, care desigur au la bază cele publicate în „Tehnum”. De data aceasta aș dori să propun un automat muzical care este capabil să „cînte” 10 tonuri; desigur, fiecare se poate regla independent.**

# AUTOMAT MUZICAL

Montajul are la baza trei blocuri principale:

— un oscilator de tact și un oscilator de ton, formate dintr-un circuit integrat CDB404;

— un numărator de impulsuri cu un circuit integrat CDB490;

— un decodor binar-zecimal cu CDB442.

Ultimul bloc funcțional este, desigur, amplificatorul audio cu tranzistorul BD139.

Funcționarea pe scurt este următoarea: oscilatorul de tact este realizat cu doua inversoare, 1-2 și 3-4. Ieșirea inversorului A.1 este cuplata capacitiv cu intrarea inversorului A.2, iar ieșirea inversorului A.2 este cuplata, tot capacitiv, la intrarea inversorului A.1. Astfel se obține un multivibrator astabil. Pentru funcționarea oscilatorului se cuplează intrarea 1-3, prin potențiometrele P1-P10, la masa. Semnalul, pin 4, este transmis mai departe inversorului A.3. Ieșirea acestuia din urmă este cuplata prin intermediul unui rezistor de limitare la baza tranzistorului BD139.

Comanda integratului decodor CDB442 se face de către număratorul CDB490. Acesta asigură, prin ieșirile sale 8-9-11-12, o configurație în cod binar, care se aplică intrărilor 12-13-14-15 la CDB442. Schimbarea stărilor de la ieșirea număratorului zecimal se face cu ajutorul impulsurilor de tact primite la intrarea pin 14. Aceste impulsuri de tact sint generate de restul de trei inversoare de la CDB404, frecvența lor fiind cuprinsă între 0,2 Hz și 5 Hz, în funcție de poziția cursorului lui P.11. Pentru sunete mai armonioase se vor face două montaje identice, legate la același generator de tact, iar ieșirea lor va fi conectată la baza aceluiași tranzistor final, BD139.

Ieșirea generatorului de tact se va lega la intrarea ambelor montaje. Diodele D1-D12 vor fi de tipul EFD105-108, verificate prealabil. Dacă circuitele integrate sint bune, consumul lor va fi: pentru CDB404-26 mA; pentru CDB442-28 mA; pentru CDB490-24 mA, în total aproximativ 128-140 mA. Acest curent variază puțin între starea de funcționare și repaus.

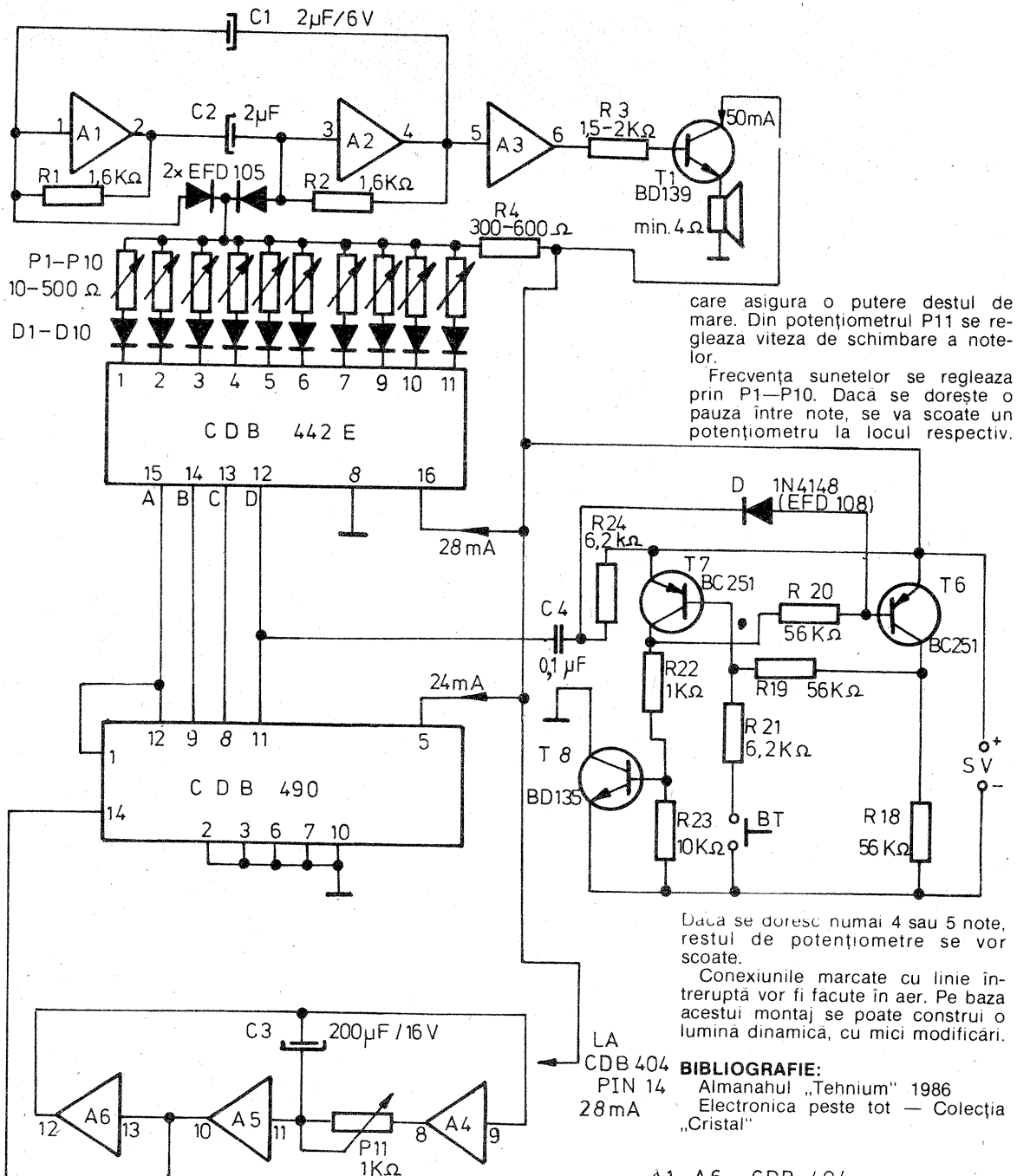
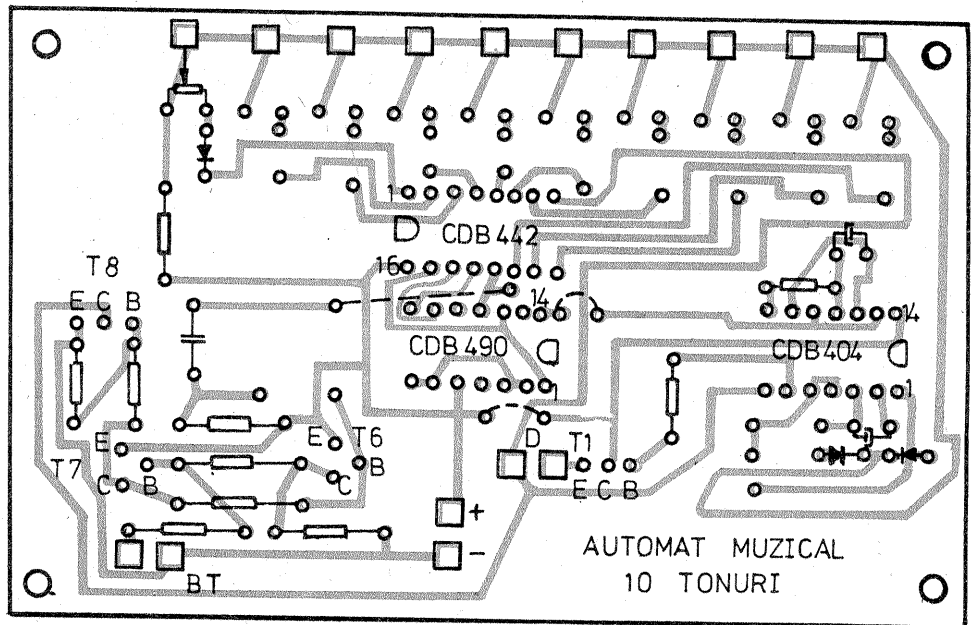
Automatul conține un bloc suplimentar despre care încă nu am vorbit nimic. Automatul funcționează numai atît timp cît primește tensiunea. Și dacă este amplasat la intrarea unei locuințe, butonul de sonerie este acționat numai un scurt timp, nepermițîndu-i să funcționeze multă vreme. Montajul suplimentar elimină acest dezavantaj. El funcționează pe baza stărilor logice aflate pe ieșirile ABCD ale integratului CDB490. În stare normală T6 conduce, iar T7 și T8 sint blocate. Dacă pentru scurt timp se apasă butonul BT, bistabilul își schimbă starea, făcînd ca tranzistorul să intre în conducție și să alimenteze automatul.

Cînd se termina un ciclu, adică automatul cîntă cele 10 tonuri, pe poarta D a lui 490 are loc o schimbare de stare logică de la 1 la 0, determinînd prin circuitul de diferențiere C4, R24 și dioda D1 un impuls negativ ce schimbă starea bistabilului, blocîndu-se T7 și T8 și intrînd în conducție T6; se oprește astfel funcționarea automatului.

Tot montajul se va alimenta de la o tensiune redresată și bine filtrată, în cel mai bun caz stabilizată, de 5 V.

Tranzistoarele T1 și T8 vor fi montate pe mici radiatoare pentru a evita încălzirea lor. Difuzorul D va fi de cel puțin 4 Ω.

Eu am folosit difuzorul de 3 W,



care asigură o putere destul de mare. Din potențiometrul P11 se reglează viteza de schimbare a notelor.

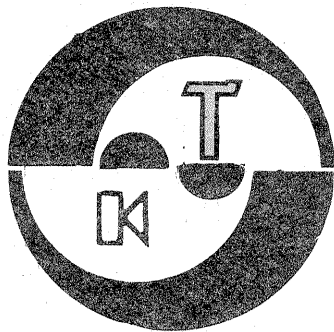
Frecvența sunetelor se reglează prin P1-P10. Dacă se dorește o pauză între note, se va scoate o potențiometru la locul respectiv.

Dacă se doresc numai 4 sau 5 note, restul de potențiometre se vor scoate.

Conexiunile marcate cu linie întreruptă vor fi făcute în aer. Pe baza acestui montaj se poate construi o lumina dinamică, cu mici modificări.

**BIBLIOGRAFIE:**  
PIN 14 Almanahul „Tehnum” 1986  
Electronica peste tot — Colecția „Cristal”

A1-A6 = CDB 404

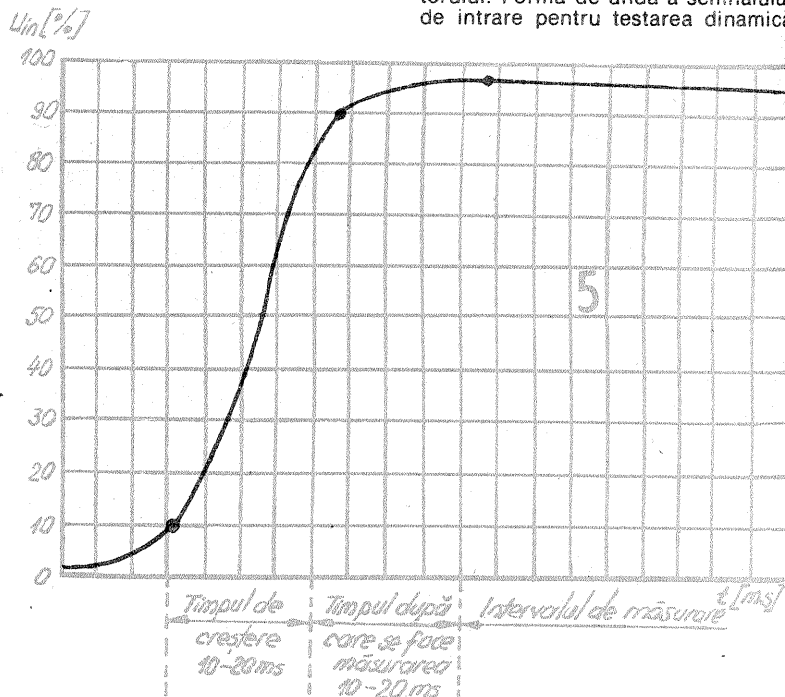
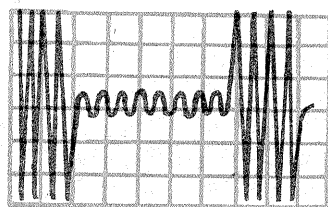
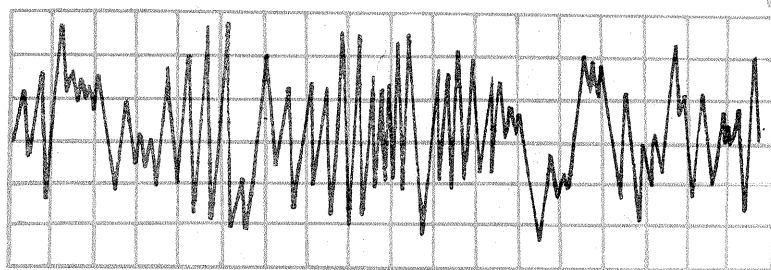


# VERIFICAREA AMPLIFICATOARELOR AF DE PUTERE

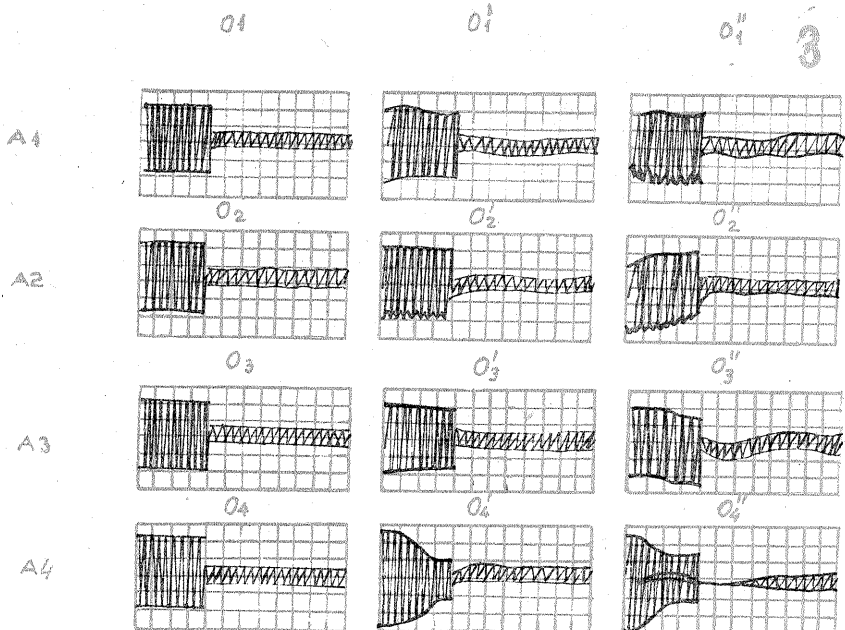
prasolicitare se răsfringe totdeauna în mod direct asupra etajului de alimentare, influențând în mod negativ furnizarea energiei electrice celor-

Parametrii esențiali care caracterizează un amplificator de audiofrecvență sînt puterea, impedanța sa de ieșire și procentajul de distorsiuni armonice totale (THD). Cunoscînd acești parametri, se pot compara relativ ușor două amplificatoare audio realizate de firme diferite. Totuși practica a arătat că pentru caracterizarea deplină a unui amplificator de audiofrecvență de putere sînt necesare o serie de detalii suplimentare care să ofere o imagine completă asupra comportării lor în regimul de funcționare. Ascultînd același program muzical sonor redat de aceleași incinte acustice, dar folosind, pe rînd, două amplificatoare audio diferite, se observă frecvent că unul dintre ele lucrează mai bine și mai eficient decît celălalt, deși ambele au aceeași putere de ieșire și, de cele mai multe ori, același coeficient THD. Faptul se datorează modului de lucru diferit în ceea ce privește regimul dinamic de funcționare, în special în momentul în care amplificatorul livrează puterea sa nominală. Pentru a avea o imagine completă asupra problemei, este necesar să se țină cont de condițiile reale de funcționare a amplificatorului în ceea ce privește și forma de undă a semnalului audio util. Comportarea unui amplificator de audiofrecvență în regimul de lucru cu

Ing. EMIL MARIAN



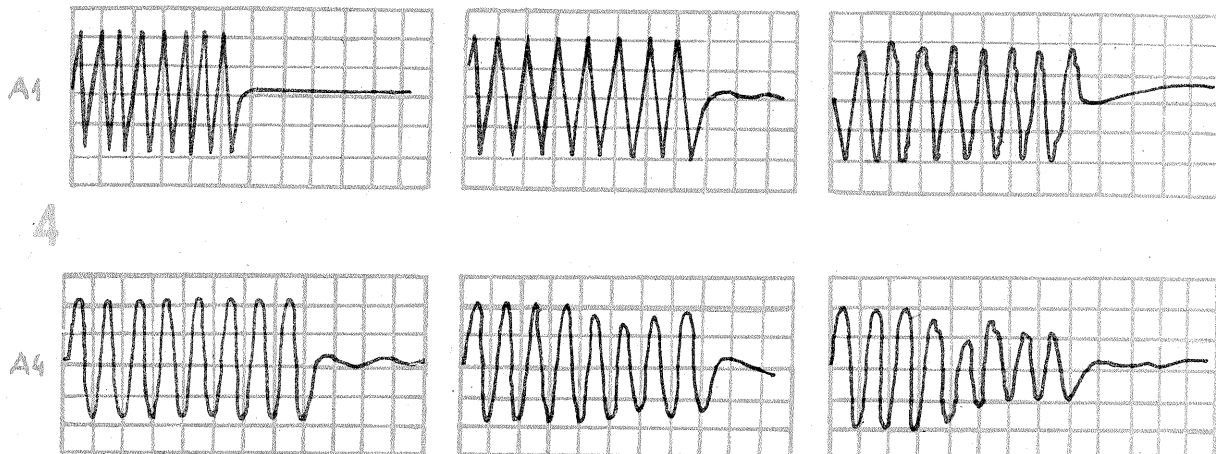
alte blocuri funcționale proprii amplificatorului (scade tensiunea de alimentare). În funcție de configurația schemei electrice după care este realizat, amplificatorul este mai mult sau mai puțin sensibil la aceste variații ale puterii electrice primite, care, datorită considerentelor economice, are din construcție o valoare limitată. Urmare celor expuse anterior, apare evident faptul că pentru verificarea performanțelor unui amplificator de audiofrecvență de putere, încadrabil în categoria HI-FI, este necesară simularea unui regim de lucru apropiat de condițiile reale de funcționare. Pentru testări se alege o astfel de formă de undă a semnalului de intrare încît să fie permisă, pentru o perioadă scurtă de timp, supraîncărcarea amplificatorului. Forma de undă a semnalului de intrare pentru testarea dinamică



nominală. Dacă în regim sinusoidal de funcționare raportul puterilor  $P_{VIRE}/P_{NOM} = 2$  ( $A = 3$  dB), în condițiile reale de funcționare  $P_{VIRE}/P_{NOM} = 25 \div 50$  dB ( $A = 14 \div 17$  dB). De aici se vede că, în regimul tranzitoriu de funcționare, amplificatorul depășește cu mult posibilitățile sale de lucru teoretic. Această su-

este prezentată în figura 2. Se observă că este vorba de un semnal electric cu formă de undă sinusoidală, modulată în amplitudine după un algoritm astfel ales încît pentru o perioadă scurtă de timp amplificatorul este supraîncărcat, iar ulterior amplitudinea semnalului de intrare se micșorează, în scopul prevenirii

semnal de intrare sinusoidal, pentru care este definită puterea sa nominală de ieșire, nu reflectă comportarea sa reală la semnalul electric propriu unui program muzical sonor. Acesta este format dintr-un conglomerat de forme de undă nesinusoidale, care, de cele mai multe ori, se succed cu salturi de amplitudine total diferite de forma de undă sinusoidală. Analizînd cu ajutorul unui osciloscop forma de undă a unui semnal electric propriu unui program muzical sonor, se observă că ea prezintă adeseori o alură foarte apropiată de forma de undă a unui semnal aleatoriu (de exemplu cea a zgomotului roz, fig. 1). Acest lucru are o importanță deosebită în momentul în care amplificatorul depășește în timpul funcționării, pentru perioade scurte de timp, puterea sa



ambalării termice a etajului final. În același timp este posibilă și disiparea excesului de căldură acumulat în momentul debitării unei puteri mai mari decât puterea nominală. Cu un astfel de generator al semnalului de intrare (tone-burst generator) cu durata trenurilor de undă reglabilă se pot testa și ulterior, analizând comportarea, diferența în mod net două amplificatoare de audiofrecvență care prezintă în regim sinusoidal aceeași putere nominală. Folosirea trenurilor de undă permite scurte supraîncărcări ale amplificatorului supus măsurătorilor, fără riscul deteriorării etajului final sau a blocului de alimentare. Aceste verificări sînt singurele care pot deparțaja în mod net diferite tipuri de amplificatoare de audiofrecvență, identice ca performanțe din punct de vedere al funcționării în regim sinusoidal de lucru. Parametrul principal urmărit în urma testărilor este capacitatea de recuperare a amplificatorului. Ea reprezintă posibilitatea unui amplificator de a reveni și reda corect semnalele de nivel mic precedate de semnale de nivel mare. La amplificatoarele de audiofrecvență cu capacitate de recuperare scăzută, semnalele puternice exercită o acțiune de mascare (gîtuire) a semnalelor slabe. Acest fenomen se poate vizualiza cu ajutorul osciloscopului și analiza pe o perioadă mai mare de timp cu ajutorul unui osciloscop cu memorie. Fenomenul de mascare a semnalelor electrice slabe se manifestă practic printr-o redare neclară, infundată, nediferențiată a unui program muzical sonor. Pentru exemplificare, în figura 3 se prezintă diagramele funcționale pentru patru amplificatoare de audiofrecvență cu aceeași putere, dar care au capacitatea de recuperare diferită. Verificarea a fost făcută cu un semnal de test furnizat de un generator de semnale sinusoidale modulate în amplitudine (tone-burst generator). Acest regim de lucru al amplificatorului de audiofrecvență se numește regim sinusoidal dinamic. Verificarea se face la frecvența de 1 000 Hz, la niveluri ce depășesc cu 0,5 dB, 2 dB și 5 dB nivelul normal la care începe limitarea semnalului sinusoidal. La toate determinările s-a lăsat un interval de 5 s între două trenuri de undă succesive, cu scopul de a da timp etajelor de ieșire și alimentare să disipeze căldura excesivă. Oscilogrammele  $O_1, O_1',$  și  $O_1''$  se referă la amplificatorul  $A_1;$   $O_2, O_2'$  și  $O_2''$  la amplificatorul  $A_2;$   $O_3, O_3'$  și  $O_3''$  la amplificatorul  $A_3;$  și  $O_4, O_4'$  și  $O_4''$  la amplificatorul  $A_4.$

Oscilogrammele  $O_1 \div O_4$  corespund unei creșteri de nivel de 0,5 dB față de regimul normal de funcționare la care începe limitarea sinusoidale, oscilogrammele  $O_1' \div O_4'$  unei creșteri de 2 dB, iar oscilogrammele  $O_1'' \div O_4''$  unei creșteri de 5 dB față de nivelul de referință. Se observă că amplificatorul  $A_1$  are capacitatea de recuperare foarte rapidă, distorsiunile care apar la semnalul de nivel mic fiind minime. Amplificatorul  $A_4$  are capacitatea de recuperare cea mai scăzută, deoarece prezintă la supra-sarcină o „strangulare” a caracteristicii de funcționare (de cca 100 ÷ 200 ms) ce tinde să taie complet semnalul de nivel mic. Se observă imediat că regimul sinusoidal dinamic scoate clar în evidență diferența dintre cele patru amplificatoare, care în regim sinusoidal normal prezintă performanțe identice. În timp ce amplificatorul  $A_1$  redă în mod clar, curat și cu o dinamică foarte bună un program muzical sonor, amplificatorul  $A_4$  redă același program muzical sonor în mod neclar, infundat, cu limitări ale semnalului audio de nivel mic ce precede semnalul de nivel mare, distorsiunile fiind cu ușurință perceptibile. Importanța verificărilor în regimul de lucru sinusoidal dinamic este și mai evidentă dacă se variază frecvența semnalului modulat în amplitudine. În figura 4 se prezintă diagramele obținute în urma verificării amplifi-

catoarelor  $A_1$  și  $A_4$  folosind pentru semnalul sinusoidal frecvențele de 10 kHz, 1 kHz și 100 Hz, cu o creștere de nivel de 2 dB peste nivelul de lucru la care apare limitarea sinusoidale. În timp ce amplificatorul  $A_1$  se comportă perfect, amplificatorul  $A_4$  prezintă o descreștere a semnalului la sfîrșitul trenului cu frecvența de 1 kHz (diagrama  $O_4'$ ) și o puternică strangulare pe mai mult de 50% din durata trenului de undă cu frecvența de 100 Hz (diagrama  $O_4''$ ). Acest fapt se traduce fiziologic din punct de vedere al ascultătorului programului muzical sonor printr-o redare necorespunzătoare proprie amplificatorului  $A_4$ , total diferită de amplificatorul  $A_1$ , care redă perfect. Din cele deosebite anterior rezultă importanța deosebită a verificării unui amplificator de audiofrecvență în regimul de funcționare sinusoidal dinamic. Această metodă reprezintă un sistem sigur de verificare pe care constructorul amator trebuie să-l folosească obligatoriu înainte de încadrarea unui amplificator de audiofrecvență de putere în categoria HI-FI.

(CONTINUARE ÎN PAG. 33)

## AMPLIFICATOR AUDIO 25 W

Ing. AURELIAN MATEESCU

Montajul permite obținerea unor performanțe foarte bune, care îl inscriu în clasa HI-FI.

### Principalele caracteristici electrice:

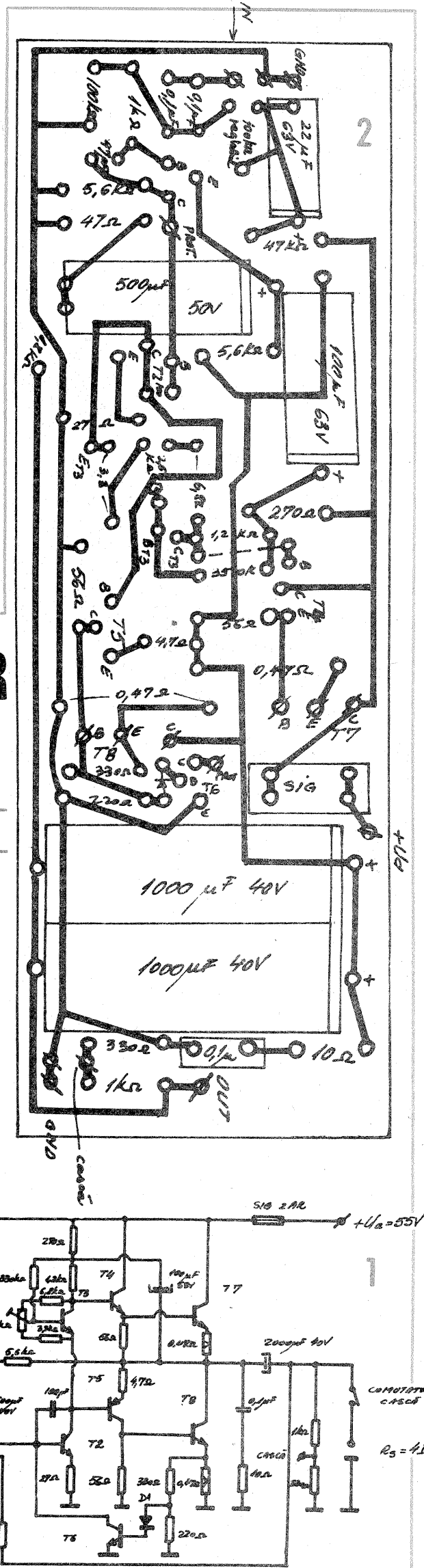
- puterea de ieșire nominală de 25 W pe o sarcină de  $R_x = 4 \Omega$  la  $U_a = 55$  V c.c.;
- banda de frecvență reprodusă 20—32 000 Hz, cu o neliniaritate de maximum 1,5 dB (în domeniul 20—20 000 Hz, neliniaritatea amplificatorului este cuprinsă în domeniul 0—0,5 dB);
- raportul semnal-zgomot mai bun de 90 dB;
- separarea între canale, în varianta stereo, mai bună de 55 dB;
- tensiunea de alimentare  $U_a = 55$  V c.c.;
- coeficientul de distorsiuni armonice totale  $THD \leq 0,3\%$  la  $P_n = 25$  W; pentru  $THD \approx 1\%$ , puterea livrată atinge 30 W/4  $\Omega$ .

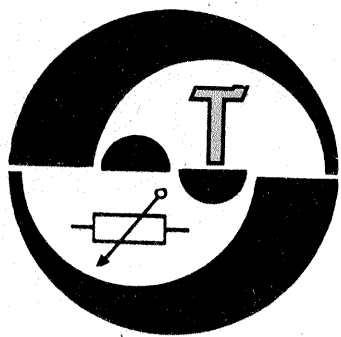
Tranzistoarele finale T7, T8 se vor monta pe un radiator comun de circa 500 cm<sup>2</sup>. Pe același radiator, izolat, se va monta și T3. Tranzistorul T2 va avea, ca și T4 și T5, radiatoare din tablă de aluminiu de 0,5 mm cu suprafața de circa 20 cm<sup>2</sup>.

Alimentarea se face dintr-un alimentator nestabilizat, compus dintr-un transformator de rețea de 220 V/40 V c.a., o punte de circa 5 A (mono) și 10 A (variante stereo). Filtarea tensiunii de alimentare se face cu un condensator de minimum 4 700  $\mu$ F/63 V.

### Reglaje la punerea în funcțiune:

- din trimerul de 100 k $\Omega$  se reglează tensiunea pe plusul condensatorului de ieșire la valoarea  $U_a/2$ ;
- din trimerul de 2,5 k $\Omega$  se reglează curentul de repaus al amplificatorului în limitele de 30—50 mA





Adaptorul pe care îl prezentăm transformă orice televizor în osciloscop, fără alte modificări suplimentare. Pe acesta se pot vizualiza și urmări semnale de joasă frecvență și, cu ajutorul generatorului de semnal, se poate acorda vizual partea de frecvență intermediară a receptoarelor radio. Bineînțeles că aplicațiile sînt multiple.

Adaptorul poate fi considerat ca un emițător miniatural de televiziune. Cu toată simplitatea relativă a schemei, aceasta formează un semnal de televiziune complet, care diferă de semnalul standard prin absența impulsurilor egalizatoare. Impulsurile de sincronizare cadre se formează din tensiunea variabilă sinusoidală, cu ajutorul amplificatorului limitator realizat cu tranzistorul T1, circuitul de diferențiere R8—C4 și amplificatorul de prag cu tranzistorul T4. Durata acestor impulsuri este de cca 1,9 ms. Impulsurile de sincronizare linii sînt generate de oscilatorul autoblocat, realizat cu tranzistorul T5. Între colectoarele tranzistoarelor T4 și T5 este inclusă dioda divizoare D3. Înfașurările transformatorului Tr.1 al generatorului autoblocat sînt bobinate pe un tor de ferită. Diametrul exterior al miezului este de 10 mm, iar grosimea de 2 mm. Înfașurările 1 și 3 au cîte 100 de spire, iar înfașurarea 2 are 30 de spire bobinate cu conductor CuEm 0,1 mm. La începutul perioadei de baleiaj linii, impulsul de tensiune al generatorului autoblocat încarcă rapid condensatorul C5 prin dioda D2. În restul perioadei, C5 se descarcă lent prin R6. Tensiunea în „dinți de ferăstrău” ce apare în acest

## TELEVIZORUL -OSCILOSCOP

EMIL STRĂINU, Urziceni

caz este aplicată bazei tranzistorului T2. Aici ea se însumează cu tensiunea înregistrată oscilografic. Amplificatorul etajat T2, T3, T6, datorită coeficientului mare de amplificare, funcționează practic în regim de rețea, caracterizat printr-un anumit prag de deschidere. Parametrii adaptorului au fost aleși astfel încît, în lipsa tensiunii analizate, linia de desfășurare să se afle în centrul ecranului. La nevoie, imaginea de pe ecran poate fi deplasată modificînd valoarea rezistenței R3. Pentru a mări claritatea imaginii pe ecranul televizorului, amplificatorul T2, T3, T6 este inclus în reacția pozitivă de la colectorul tranzistorului T3 la baza tranzistorului T2, prin condensatorul C6. Aceasta mărește mult amplificarea în domeniul frecvențelor înalte și, prin urmare, mărește mult panta impulsului de ieșire. Vizual, aceasta se manifestă prin mărirea contrastului între alb și negru. Impulsurile de sincronizare cadre, linii și video se însumează la intrarea repetorului pe emitorul tranzistoru-

lui T7, care este amplificatorul oscilațiilor generate de tranzistorul T8, montat ca oscilator capacitiv în trei puncte. Frecvența generată trebuie aleasă egală cu frecvența canalului de televiziune liber. Frecvențele necesare generate se obțin alegînd numărul potrivit de spire al bobinei L1. De exemplu, la realizarea acordului pe canalul 2 de televiziune, cu frecvența de 59,25 MHz, bobina L1 are 5 spire bobinate cu conductor lițat de I.F. de 0,6 mm. Diametrul carcăsei bobinei este de 9 mm. Divizorul realizat cu R18—R19 coboară tensiunea pînă la 3 mV pentru a evita supra-solicitarea traseului de I.F. a televizorului. Legăturile între C11—C15, L1, T8 trebuie realizate cu conductoare de lungime mică; totodată, aceste piese trebuie grupate într-un singur loc. Celelalte componente nu pun restricții de montare. Adaptorul nu necesită nici un fel de ecranare.

După conectarea adaptorului, televizorul se pune ca de obicei în funcțiune, acordîndu-l cu ajutorul butoanelor corespunzătoare. Dacă

frecvența impulsurilor linii a televizorului nu se poate regla în intervalul frecvenței linii a adaptorului, aceasta din urmă se introduce în acest interval, modificînd în limite mici valoarea rezistenței R14. Trebuie să menționăm că sincronizarea baleiajului televizorului dată de adaptor se obține foarte stabilă; de aceea, o slabă sincronizare la acordarea adaptorului indică o eroare de montaj. Pentru a realiza adaptarea precisă pe canalul de televiziune ales este necesară întinderea sau strîngerea spirelor înfașurării bobinei L1, adică trebuie modificat pasul înfașurării.

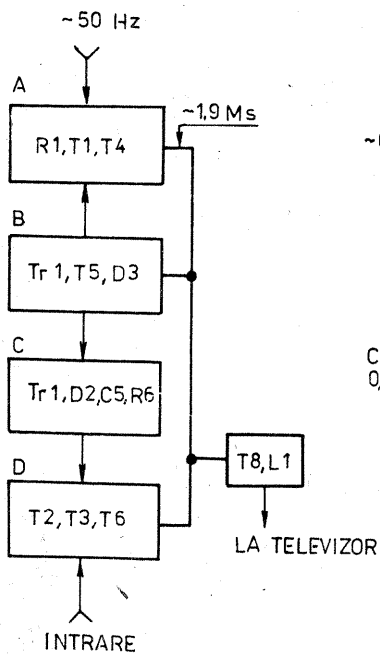
În condițiile acordării corecte, linia de desfășurare este foarte bine conturată, iar imaginea semnalelor vizualizate este clară. Parametrii sînt astfel aleși încît ecartul maxim al imaginii de pe ecranul televizorului corespunde tensiunii de intrare de cca 0,3 V. Sensibilitatea adaptorului poate fi reglată variînd valoarea rezistenței R2.

Pentru verificarea sensibilității adaptorului, la intrarea acestuia se aplică o tensiune variabilă cu valoarea cunoscută. Tranzistoarele T1 și T4 sînt de tipul EFT323, T2, T3, T5, T6, T7, T8 de tipul EFT317, 319. Diodele pot fi EFD105 ÷ 110 sau echivalente.

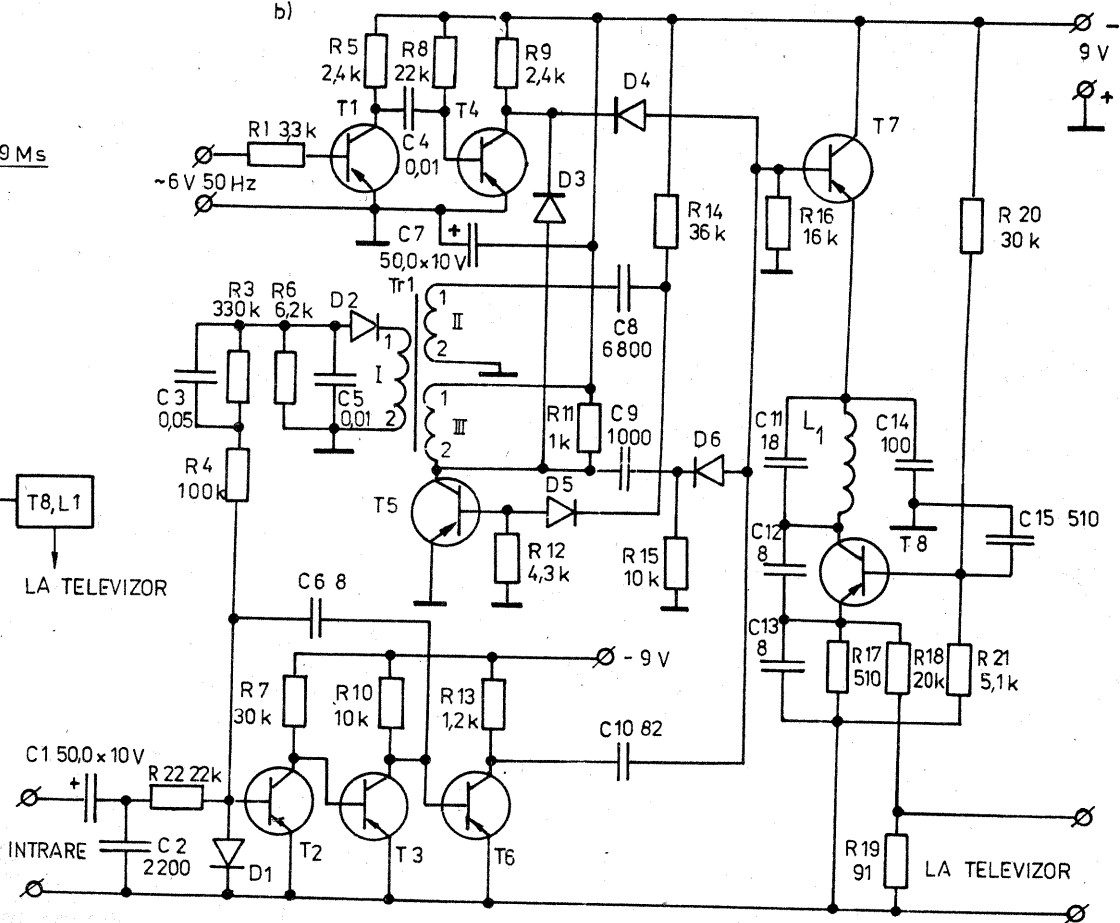
### Schema-bloc:

- A — blocul de formare impulsuri cadre;
- B — blocul de formare impulsuri linii;
- C — generatorul autoblocat;
- D — bloc videoimpulsuri;

a)

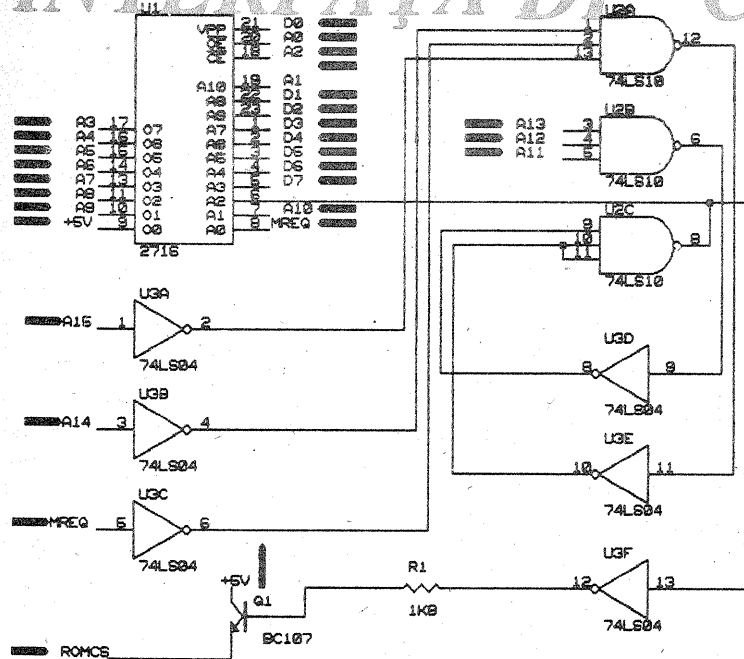


b)



# INTERFAȚĂ DE COPIERE

ALEXANDRU NICA, București



Așa cum m-ați sfătuit, vă mai trimit o idee care ar veni în ajutorul posesorilor de calculatoare Spectrum sau HC-85 cu un singur EPROM. Este vorba despre o interfață de copiere a programelor.

Mulți posesori de HC-85 au în PROM-ul 8 o modificare, respectiv au introdus un program de copiere. Acest program se apelează prin instrucțiunea RANDOMIZE USR 15011. Programul este deosebit de util, deoarece, existând practic în ROM, nu ocupă nici un byte de RAM și, ca atare, pot fi copiate programe oricât de lungi. Dar există un inconvenient. Datorită acestui program existent aici, unele programe și, mai ales, unele jocuri nu funcționează, deoarece producătorul a introdus un test al ROM-ului pentru ca aceste programe să nu poată fi rulate decât pe computerele originale.

Ceea ce propun eu este construirea unei interfețe care să conțină acest PROM 8 modificat, pe placa mamă montându-se unul identic cu cel din computerul original

(respectiv ultimii 2 K). Interfața devine deosebit de utilă pentru posesorii de Spectrum original, unde alta posibilitate de a utiliza programul de copiere nu există. Același lucru se întâmplă și pentru cei care au HC-85 cu un singur EPROM DE 16 K.

Nu am avut posibilitatea să listez datele din PROM-ul respectiv, dar îl pot pune la dispoziția celor care doresc să-l copieze.

Ca funcționare, în momentul introducerii interfeței în conector, la executarea instrucțiunii RANDOMIZE USR 15011, se intră în programul de copiere. După ce interfața a fost scoasă (bineînțeles în momentul respectiv calculatorul trebuie scos de sub tensiune), calculatorul rămâne cel original.

**Important.** Interfața nu poate fi utilizată la Spectrum 128 K sau Spectrum +2, respectiv +3, deoarece acestea au ultimii 2 K de ROM plini cu date necesare funcționării sistemului.

Anexez schema de principiu elaborată pe un calculator compatibil IBM.

## FILTRU REJECTOR TV

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

Se întâmplă câteodată să avem nevoie să atenueăm un canal TV care ne perturbă recepția altor canale apropiate. De obicei, rejectarea acestor canale perturbatoare se face cu filtre LC.

În acest articol vă prezentăm un filtru rejector realizat mai simplu, cu o linie coaxială în gol.

Filtrul este realizat din cablu coaxial cu impedanța de 75 Ω, de lungime λ/4, în gol.

Se cunoaște că:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

unde λ este exprimat în metri (m) și f în megahertzi (MHz).

$$\lambda = \frac{\lambda_{\text{imagine}} + \lambda_{\text{sunet}}}{2} \text{ sau } \lambda = \frac{300}{f_{\text{imagine}} + f_{\text{sunet}}}$$

Lungimea reală a liniei coaxiale în gol este:

$$l = K \frac{\lambda}{4}$$

unde K este factorul de scurtare (l — în metri).

În cazul cablului coaxial avem două posibilități:  
— cablu coaxial profesional, cu  $K_1 = 0,91 \div 0,94$ ;  
— cablu coaxial uzual, cu  $K_2 = 0,66$ .

În tabel sînt date canalele și frecvențele lor, iar în ultimele două coloane se dau lungimile l pentru  $K_1$  și  $K_2$ , în cazul normei de televiziune OIRT și al canalelor UIF europene.

O altă metodă de reglaj al filtrului rejector este cu vobuloscopul. Se taie cablu coaxial ceva mai mare de λ/4 și tăind din aproape în aproape, se centerază caracteristica pe frecvența dorită.

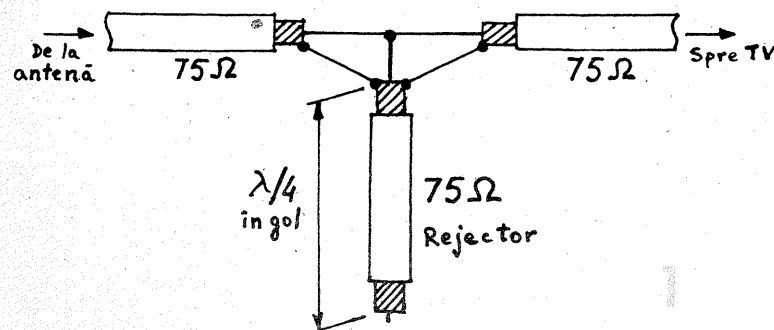
Trebuie acordată atenție la capătul „în gol” al filtrului, ca în urma tăierii să nu rămîna „mustăți” de tresă care să facă accidental scurtcircuit cu firul central.

Atenuarea este în funcție de factorul de calitate al cablului coaxial folosit. Din măsurători cu cablu coaxial uzual se obțin aproximativ 6 dB atenuare, pe cînd cu cel profesional se pot obține pînă la 25 dB atenuare.

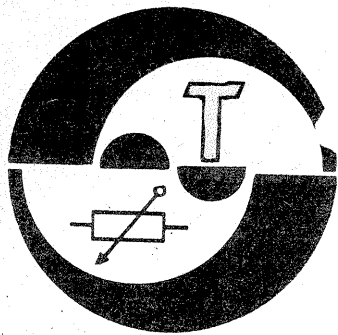
Lățimea de bandă afectată de filtrul rejector este mai mare la cablu coaxial uzual (putînd afecta pînă la două canale stînga-dreapta față de canalul dorit) și mai mică la cel profesional (pînă la un canal stînga-dreapta față de canalul dorit).

### BIBLIOGRAFIE:

Eberhard Spindler, „Antene”, Editura Tehnică, 1983.



CANAL	$f_{\text{imagine}}$ (MHz)	$f_{\text{sunet}}$ (MHz)	$\lambda$ (m)	$l_1$ (m) ( $K_1 = 0,91$ )	$l_2$ (m) ( $K_2 = 0,66$ )
<b>F.I.F.</b>					
1	49,75	56,25	5,660	1,287	0,934
2	59,25	65,75	4,800	1,092	0,792
3	77,25	83,75	3,727	0,848	0,615
4	85,25	91,75	3,390	0,771	0,559
5	93,25	99,75	3,109	0,707	0,513
6	175,25	181,75	1,681	0,382	0,277
7	183,25	189,75	1,609	0,366	0,265
8	191,25	197,75	1,542	0,351	0,254
9	199,25	205,75	1,481	0,337	0,244
10	207,25	213,75	1,425	0,324	0,235
11	215,25	221,75	1,373	0,312	0,226
12	223,25	229,75	1,325	0,301	0,219
<b>U.I.F.</b>					
21	471,25	477,75	0,632	0,144	0,104
22	479,25	485,75	0,622	0,142	0,103
23	487,25	493,75	0,612	0,139	0,101
24	495,25	501,75	0,602	0,137	0,099
25	503,25	509,75	0,592	0,135	0,098
26	511,25	517,75	0,583	0,133	0,096
27	519,25	525,75	0,574	0,131	0,095
28	527,25	533,75	0,566	0,129	0,093
29	535,25	541,75	0,557	0,127	0,092
30	543,25	549,75	0,549	0,125	0,091
31	551,25	557,75	0,541	0,123	0,089
32	559,25	565,75	0,533	0,121	0,088
33	567,25	573,75	0,526	0,120	0,087
34	575,25	581,75	0,519	0,118	0,086
35	583,25	589,75	0,512	0,116	0,084
36	591,25	597,75	0,505	0,115	0,083
37	599,25	605,75	0,498	0,113	0,082
38	607,25	613,75	0,491	0,112	0,081
39	615,25	621,75	0,485	0,110	0,080
40	623,25	629,75	0,479	0,109	0,079
41	631,25	637,75	0,473	0,108	0,078
42	639,25	645,75	0,467	0,106	0,077
43	647,25	653,75	0,461	0,105	0,076
44	655,25	661,75	0,456	0,104	0,075
45	663,25	669,75	0,450	0,102	0,074
46	671,25	677,75	0,445	0,101	0,073
47	679,25	685,75	0,440	0,100	0,0726
48	687,25	693,75	0,434	0,099	0,0716
49	695,25	701,75	0,429	0,098	0,0707
50	703,25	709,75	0,425	0,097	0,0701
51	711,25	717,75	0,420	0,096	0,0693
52	719,25	725,75	0,415	0,094	0,0685
53	727,25	733,75	0,411	0,0935	0,0678
54	735,25	741,75	0,406	0,0923	0,0669
55	743,25	749,75	0,402	0,0914	0,0663
56	751,25	757,75	0,398	0,0905	0,0656
57	759,25	765,75	0,393	0,0894	0,0648
58	767,25	773,75	0,389	0,0884	0,0641
59	775,25	781,75	0,385	0,0875	0,0635
60	783,25	789,75	0,381	0,0866	0,0628
61	791,25	797,75	0,376	0,0855	0,0620
62	799,25	805,75	0,374	0,0850	0,0617
63	807,25	813,75	0,370	0,0842	0,0610
64	815,25	821,75	0,367	0,0835	0,0605
65	823,25	829,75	0,363	0,0826	0,0599
66	831,25	837,75	0,359	0,0817	0,0592
67	839,25	845,75	0,356	0,0809	0,0587
68	847,25	853,75	0,353	0,0803	0,0582
69	855,25	861,75	0,349	0,0794	0,0576
70	863,25	869,75	0,346	0,0787	0,0571
71	871,25	877,75	0,343	0,0780	0,0566
72	879,25	885,75	0,340	0,0774	0,0561



# INTERFAȚĂ SERIALĂ DUBLĂ V24 PENTRU CALCULATORUL HC-85

cib. Craciun Dutu  
ing. Chirulescu Paul  
ing. Colnati Cristian

Pentru a oferi posibilitatea creșterii performanțelor calculatorului personal HC 85, cu largă răspundere în rândul tineretului, școlii, licee, precum și în rândul studenților și radiomatorilor, a apărut în mod natural ideea de a folosi posibilitățile de extensie ale acestuia prin construcția unor interfețe adecvate. În evoluție față de interfața serială prezentată în numerele 7, 8, 9 / 89 ale revistei s-a conceput, realizat și utilizat o interfață dublă bazată pe circuitul SIO (serial input-output) din familia microprocesorului Z80, care permite calculatorului HC 85 conectarea simultană la o imprimantă serială precum și la un echipament de nivel superior mini sau microcalculator (fig.1).

Configurația astfel obținută oferă o mai mare posibilitate de manevră și elasticitate în crearea și depunerea programelor utilizator în suport disc flexibil precum și listarea la o imprimantă serială.

Asa cum se vede din schema de principiu (fig.2) interfața este prevăzută cu ceas propriu pentru controlul ratei de transmisie: cuart de 9830 KHz, 74LS04 și 7493 ca divizor, circuitele principale Z80 CTC și Z80 SIO, precum și circuitele de adaptare la ieșirea serială V24, CDB 1488, CDB 1489.-

La conectorul de extensie al plăcii principale a calculatorului HC 85 (vezi manualul acestuia cap.4.10. pag.70,71) se cuplează o mufă cu 56 contacte tip fund de sertar FELIX-C prelungită, 52+4 pini, adică mufa P1. Conectorii P2 și P3, cu care este echipată interfața, sunt conectori de cablaj mama cu 25 pini.- Conectorul P3 aferent circuitului SIO-A este dedicat comunicării iar conectorul P2 pentru SIO-B este afectat imprimantei. Realizarea practică s-a făcut pe o placă de circuit imprimat dublu placat de dimensiunile 125x125mm, la care din motive tehnologice, de precizie în trasare și corodare, s-au făcut completări de circuite cu fir wire-wrap (fig.3).

Pentru orientare sunt prezentate cele 2 fețe ale plăcii de interfață, realizatorii putând adapta funcție de disponibilitățile de materiale o soluție convenabilă. -

Căbele de legătură și mufa de rebusare pentru testarea interfeței sunt prezentate în fig.4. -

Programele scrise pentru această interfață au permis realizarea următoarelor funcțiuni:

- rutina de listare cu SIO-B denumită RUTL;
- rutina dCOPY care permite copierea imaginii ecran pixel cu pixel, marind poza până la dimensiunile formatului A4, acceptat de imprimanta grafică K6313. -

Programul de test fiind scris în limbaj BASIC nu prezintă nici un fel de probleme deosebite, putând fi cules și lansat cu RUN sau salvat și încărcat din caseta ori de câte ori se dorește a fi utilizat. -

Rutinele RUTL și dCOPY sunt realizate în limbaj de asamblare, modalitățile de construire, salvare și încărcare fiind prezentate în nr. 7, 8, 9 / 89 ale revistei, prin utilizarea asamblorului ZEUS.

Lansarea celor două rutine, odată încărcate se face astfel:

- Pentru rutina RUTL

RANDOMIZE USR 65267

pentru a face legătura cu sistemul și apoi prin comenzile LLIST și LPRINT din tastatură ori de câte ori se dorește listare de programe BASIC sau rezultate ale programelor utilizator.

- Pentru rutină dCOPY se face:

RANDOMIZE USR 48000

ori de câte ori se dorește copia unei imagini ecran. Programele de comunicare cu echipamentul de nivel superior, microcalculatorul CUB-2, și depunerea sau extragerea de programe sau fișiere din discurile flexibile, rezidente atât în CUB-2 cât și în HC 85 fiind de dimensiuni mari, nu permit publicarea lor în extenso în paginile revistei din motive de spațiu; cei interesați în cazul în care nu și le pot concepe singuri se pot adresa autorilor. -

Una din aplicațiile cele mai interesante ale acestei interfețe a fost transformarea calculatorului HC 85 în videoterminal standard VT52 și conectarea la o linie banală a multiplexoarelor seriale ale minicalcutoarelor CORAL - INDEPENDENT, cu restricția că lungimea liniei pe ecran este de 32 sau 64 caractere funcție de mărimea caracterului, un rând de 80 caractere primit prin interfața serială fiind afișat pe 3 respectiv 2 rânduri pe ecranul monitorului TV.

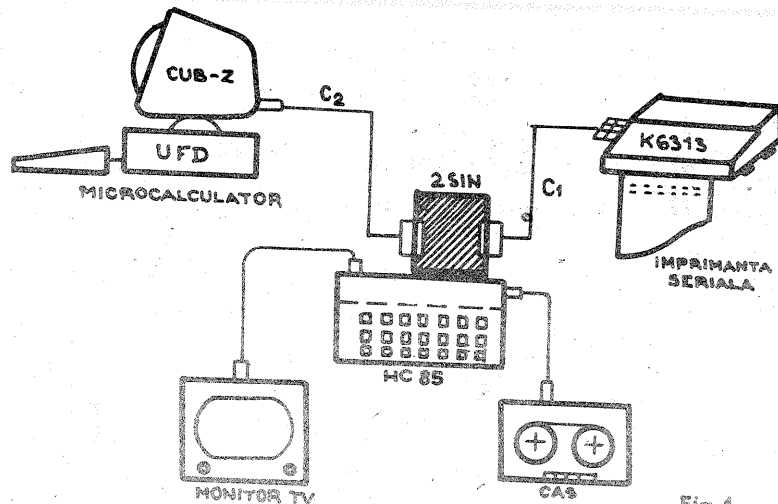
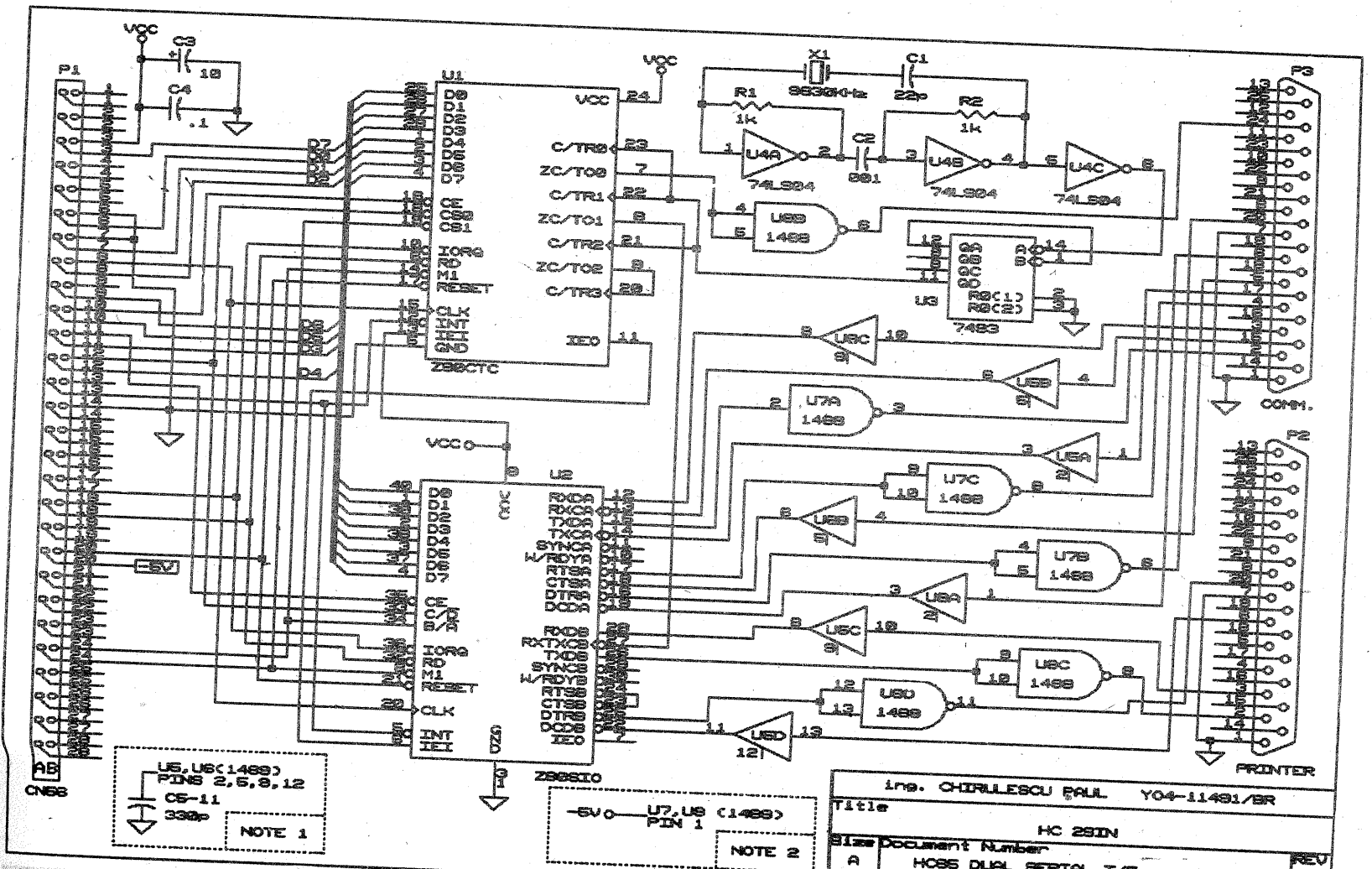


Fig.1.



Ing. CHIRULESCU PAUL YO4-11491/BR	
Title	HC 281N
Size	Document Number
A	HOSS DUAL SERIAL I/F version 2
Date:	October 5, 1988 Sheet 1 of 3
REV	B

```

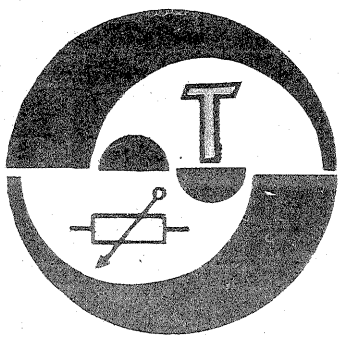
1 CLS
10 REM *****
20 REM program de test pentru
30 REM interfata seriala
35 REM *****
180 PRINT AT 13,26;"SIO-A"
190 PRINT AT 13,2;"SIO-B"
200 PRINT AT 20,0; INK 1;"testati SIO-A";
201 PRINT "SIO-B sau AMBELE "A,B,X5:?" ";
210 INPUT a$
220 IF a$="a" OR a$="A" THEN GO SUB 2000
230 IF a$="b" OR a$="B" THEN GO SUB 1000
240 IF a$="x" OR a$="X" THEN GO SUB 3000
1000 GO SUB 1500
1005 LET i=0
1006 IF INKEY$ >" " THEN GO TO 1006
1007 IF INKEY$ ="" THEN GO TO 1007
1030 OUT 243, CODE ( INKEY$ )
1040 LET d= IN 243
1050 PRINT AT 0,i; INK 2; CHR$ (d);
1053 LET i=i+1
1055 IF i=31 THEN LET i=0
1060 GO TO 1006
1500 REM *****
1510 REM programare canal B
1520 REM *****
1530 PRINT AT 13,2; FLASH 1;"SIO-B"
1540 OUT 237,93: OUT 237,8
1550 OUT 251,24: OUT 251,24
1560 OUT 251,20: OUT 251,76
1570 OUT 251,19: OUT 251,193
1580 OUT 251,05: OUT 251,234
1590 OUT 251,01: OUT 251,00
1600 RETURN
2000 GO SUB 2500
2005 LET i=0
2006 IF INKEY$ >" " THEN GO TO 2006
2007 IF INKEY$ ="" THEN GO TO 2007
2010 LET c$= INKEY$
2025 LET c= CODE c$
2030 OUT 227,c
2040 LET d= IN 227
2050 PRINT AT 0,i; INK 2; CHR$ (d);
2053 LET i=i+1
2055 IF i=31 THEN LET i=0
2060 GO TO 2006
2500 REM *****
2510 REM programare canal A
2520 REM *****
2530 PRINT AT 13,26; FLASH 1;"SIO-A"
2540 OUT 229,93: OUT 229,8
2550 OUT 235,24: OUT 235,24
2560 OUT 235,20: OUT 235,76
2570 OUT 235,19: OUT 235,193
2580 OUT 235,05: OUT 235,234
2590 OUT 235,01: OUT 235,00
2600 RETURN
3000 GO SUB 1500: GO SUB 2500
3001 LET i=0
3005 FOR k=0 TO 64

```

```

3006 PRINT AT 13,2; FLASH 0;"SIO-B";
3007 PRINT AT 13,26;"SIO-A";
3010 PRINT AT 14,1; INK 2; FLASH 1;"RECEIVE"
3020 PRINT AT 14,25; INK 4; FLASH 1;"SEND "
3040 IF INKEY$ >" " THEN GO TO 3040
3050 IF INKEY$ ="" THEN GO TO 3040
3060 OUT 227, CODE ( INKEY$ )
3070 PRINT AT 0,i; INK 2; CHR$ ( IN 243);
3080 LET i=i+1
3090 IF i=31 THEN LET i=0
3110 NEXT k
4001 LET i=0
4005 FOR k=0 TO 64
4010 PRINT AT 14,1; INK 4; FLASH 1;"SEND "
4020 PRINT AT 14,25; INK 2; FLASH 1;"RECEIVE"
4040 IF INKEY$ >" " THEN GO TO 4040
4050 IF INKEY$ ="" THEN GO TO 4040
4060 OUT 243, CODE ( INKEY$ )
4070 PRINT AT 0,i; INK 2; CHR$ ( IN 227);
4080 LET i=i+1
4090 IF i=31 THEN LET i=0
4110 NEXT k
5000 GO TO 3005
00010 *****
00020 * rutina C O P Y *
00030 * cu S I O *
00031 * viteza 9600 bds *
00032 *protocol XON-XOFF*
00040 *****
00050 ORG 65267
00060 ENT
00070 DI
00080 PUSH HL
00090 PUSH DE
00100 PUSH BC
00110 PUSH AF
00120 LD A,#5D
00130 OUT (#ED),A
00140 LD A,#01
00150 OUT (#ED),A
00160 LD HL,SIOPRG
00170 LD C,#FB
00180 LD B,#09
00190 OTIR
00200 CALL TEST
00210 LD A,#1B:OUT (#F3)
00220 CALL TEST
00230 LD A,#31:OUT (#F3)
00240 LD B,24
00250 ECRAN LD (#FFFE),B(
00260 CALL #E9B
00270 LD DE,256
00280 CALL COPYL
00290 LD BC,(#FFFE)
00300 DJNZ ECRAN
00310 RETUR POP AF
00320 POP BC
00330 POP DE
00340 POP HL

```



# ATELIER

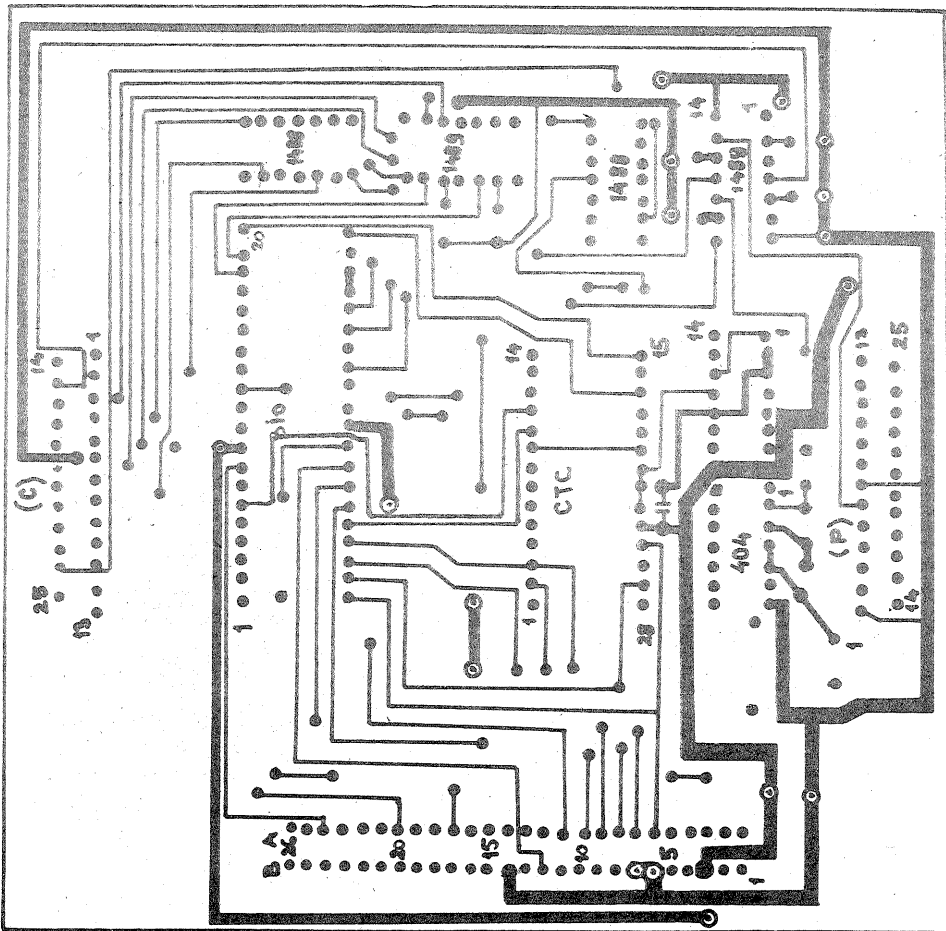
```

00350 EI
00360 RET
00370 COPYL CALL GRAFIC
00380 LD A,0
00390 LD (#FFFB),A
00400 CALL #1F54
00410 JP NC,RETUR
    
```

```

00420 LOOP1 LD C,8
00430 LOOP2 LD B,8
00440 LD (#FFFC),HL
00450 LOOP3 RLC (HL)
00460 RLA
00470 ADD HL,DE
00480 DJNZ LOOP3
00490 LD B,A
00500 CAR IN A,(#FB)
00510 RRA
00520 JR NC,LO20
00530 IN A,(#F3)
00540 AND #7F
00550 CP #13
00560 JR NZ,LO20
00570 LO10 IN A,(#FB)
00580 RRA
00590 JR NC,LO10
00600 IN A,(#F3)
00610 AND #7F
00620 CP #11
00630 JR NZ,LO10
00640 LO20 IN A,(#FB)
    
```

FAȚA SUDURI



HC 85 2 SIN  
PORTURI

CTC <sub>0</sub> (com)	RESH	229
CTC1	RESH	237
CTC2	RF5H	245
CTC3	RF3H	253
SIO A data	RESH	227
SIO A ctrl	RF3H	235
SIO B data	RF3H	243
SIO B ctrl	RF3H	251

Timer CLK = 614400 Hz

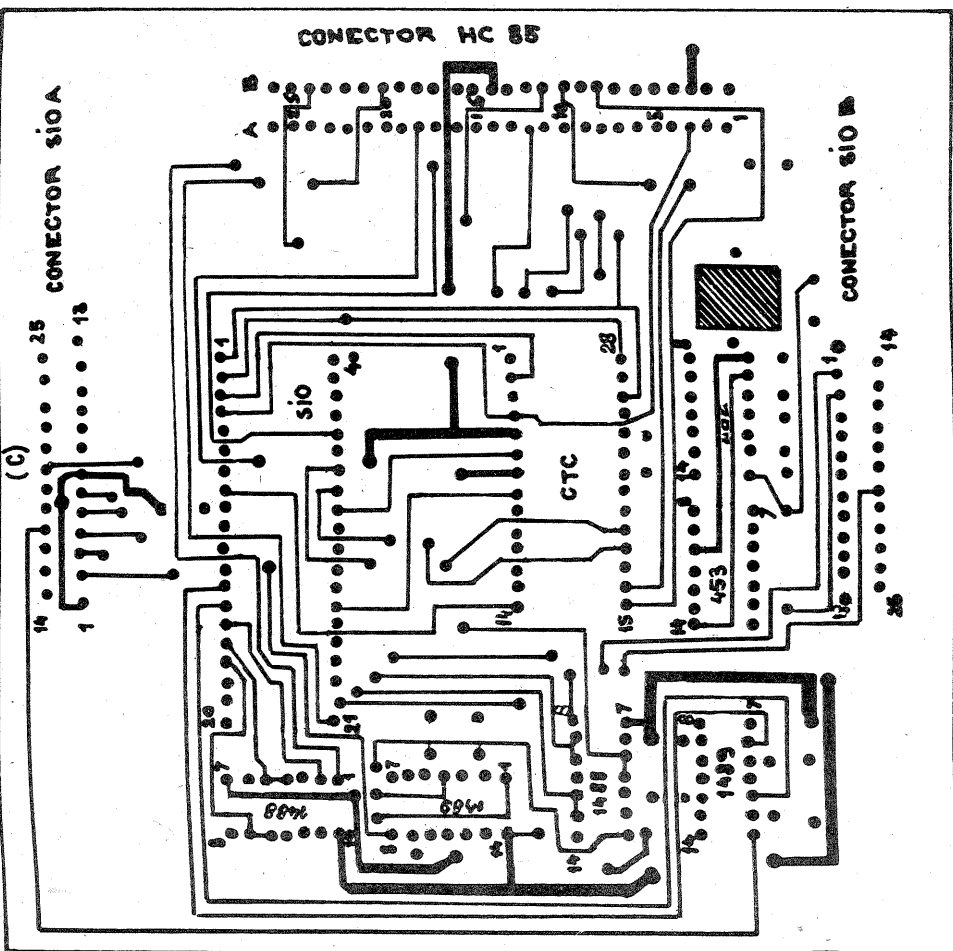
```

00650 AND #04
00660 Z,LO20
00670 LD A,B
00680 OUT (#F3),A
00690 LD HL,(#FFFC)
00700 DEC C
00710 JR NZ,LOOP2
00720 INC L
00730 LD A,(#FFFB)
00740 INC A
    
```

```

L, 76
00010 *****
00020 ** rutina dC O P Y *
00030 ** cu S I O *
00031 ** mareste poza de *
00032 ** doua ori *
00040 *****
00050 ORG 48000
00060 ENT
00070 DI
00080 PUSH HL
00090 PUSH DE
00100 PUSH BC
00110 PUSH AF
00120 LD A,#5D
00130 OUT (#ED),A
00140 LD A,#01
00150 OUT (#ED),A
00160 LD HL,SIOPRG
00170 LD C,#FB
00180 LD B,#09
00190 OTIR
00200 CALL TEST
00210 LD A,#18:OUT (#F3),A
00220 CALL TEST
00230 LD A,#31:OUT (#F3),A
00240 LD B,24
00250 LD C,#FF
00260 ECRAN LD (#FFFE),BC
00270 CALL #E98
00280 LD DE,256
00290 CALL COPYL
00300 LD BC,(#FFFE)
00310 LD A,C
00320 CP #FF
00330 JR NZ,ZERO
00340 LD A,#00
00350 LD C,A
00360 INC B
00370 JR DDJNZ
00380 ZERO LD A,#FF
00390 LD C,A
00400 DDJNZ LD (#FFFE),BC
    
```

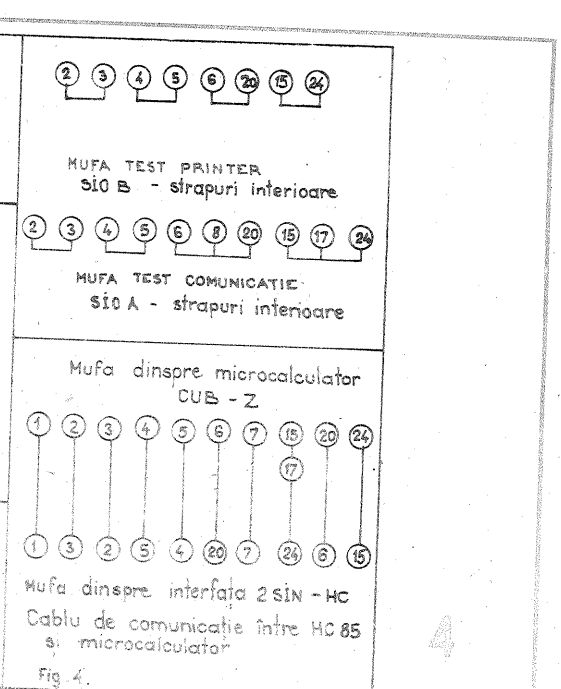
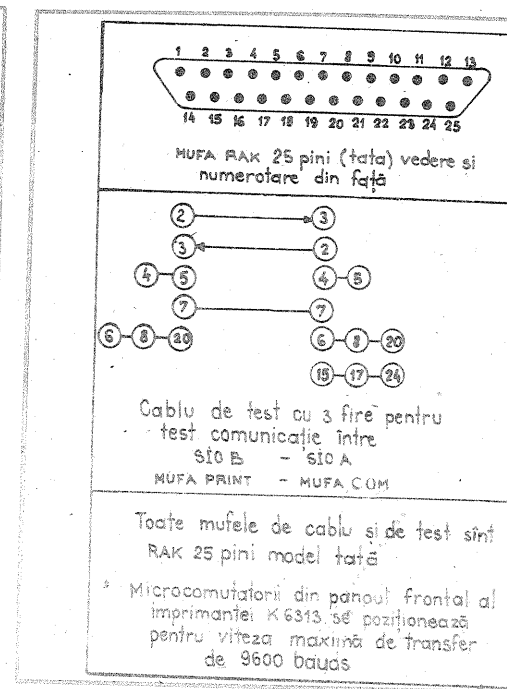
FAȚA PLANTATĂ



```

00410 DJNZ ECRAN
00420 RETUR POP AF
00430 POP BC
00440 POP DE
00450 POP HL
00460 EI
00470 RET
00480 COPYL CALL GRAFIC
00490 LD A,0
00500 LD (#FFFB),A
00510 CALL #1F54
00520 JP NC,RETUR
00530 LOOP1 LD C,8
00540 LOOP2 LD B,8
00550 LD (#FFFC),HL
00560 LOOP3 RLC (HL)
00570 RLA
00580 ADD HL,DE
00590 DJNZ LOOP3
00600 LD B,A
00610 CAR IN A,(#FB)
00620 RRA
00630 JR NC,LO20
00640 IN A,(#F3)
00650 AND #7F
00660 CP #13
00670 JR NZ,LO20
00680 LO10 IN A,(#FB)
00690 RRA
00700 JR NC,LO10
00710 IN A,(#F3)
00720 AND #7F
00730 CP #11
00740 JR NZ,LO10
00750 LO20 IN A,(#FB)
00760 AND #04
00770 JR Z,LO20
00780 LD A,B
00790 CALL DUBLU
00800 CALL TEST
00810 LD A,B
00820 CALL DUBLU
00830 LD HL,(#FFFC)
00840 DEC C
00850 JR NZ,LOOP2
00860 INC L
00870 LD A,(#FFFB)
00880 INC A
00890 LD (#FFFB),A
00900 CP 32
00910 JP NZ,LOOP1
00920 RET
00930 GRAFIC NOP
00940 CALL TEST
00950 LD A,13
00960 OUT (#F3),A
00970 CALL TEST:LD A,27
00980 OUT (#F3),A
00990 CALL TEST:LD A,#4B
01000 OUT (#F3),A
01010 CALL TEST:LD A,0
01020 OUT (#F3),A
01030 CALL TEST:LD A,2
01040 OUT (#F3),A
01050 RET
01060 TEST IN A,(#FB)
01070 AND #04
01080 JR Z,TEST
01090 RET
01100 DUBLU NOP
01110 *****
01120 : registrul B contine *
01130 : octetul de tiparit *
01140 : *****
01150 LD (REGBC),BC
01160 LD (REGA),A
01170 LD A,(#FFFE)
01180 CP #FF
01190 JP NZ,JOS
01200 LD A,B
01210 AND #F0
01220 LD B,A
01225 XOR A,B
01230 BIT 7,B
01240 JR Z,BIT6
01250 SET 7,A
01260 SET 6,A
01270 BIT6 BIT 6,B
01280 JR Z,BIT5
01290 SET 5,A
01300 SET 4,A
01310 BIT5 BIT 5,B
01320 JR Z,BIT4
01330 SET 3,A
01340 SET 2,A
01350 BIT4 BIT 4,B
01360 JR Z,OKSUS
01370 SFT 1,A
01380 SET 0,A
01390 OKSUS NOP
01430 LD BC,(REGBC)
01440 OUT (#F3),A
01450 LD A,(REGA)
01460 RET
01470 JOS NOP
01480 LD A,B
01490 AND #0F
01500 LD B,A

```



```

01510 XOR A
01520 BIT 3,B
01530 OR Z,BIT2
01540 SET 7,A
01550 SET 6,A
01560 BIT2 BIT 2,B
01570 JR Z,BIT1
01580 SET 5,A
01590 SET 4,A
01600 BIT1 BIT 1,B
01610 JR Z,BIT0
01620 SET 3,A
01630 SET 2,A
01640 BIT0 BIT 0,B
01650 JR Z,OKJOS
01660 SET 1,A
01670 SET 0,A
01680 OKJOS NOP
01710 LD BC,(REGBC)
01720 OUT (#F3),A
01730 LD A,(REGA)
01740 RET
01750 SIOPRG DEFB #18
01760 DEFB #04
01770 DEFB #CC
01780 DEFB #03
01790 DEFB #C1
01800 DEFB #05
01810 DEFB #68
01820 DEFB #01
01830 DEFB #00
01840 REGBC DEFW #00
01850 REGA DEFW #00
00010 : *****
00020 : * RUTINA R U T L *
00030 : * cu S I O *
00040 : * viteza 9600 bds *
00050 : * protocol XON-XOFF *
00060 : *****
00070 ORG 65267
00080 DI
00090 PUSH HL
00100 PUSH DE
00110 PUSH BC
00120 PUSH AF
00130 LD A,(FLAG)
00140 CP 00
00150 CALL Z,PROGR
00160 POP AF:PUSH AF
00170 CP #80
00180 JP NC,TOKEN
00190 CALL CAR
00200 JP RETUR
00210 TOKEN SUB #A5
00220 LD DE,#95
00230 PUSH AF
00240 CALL #C41
00250 LD A,#20
00260 CALL CAR
00270 FARA20 LD A,(DE)
00280 AND #7F
00290 CALL CAR
00300 LD A,(DE)
00310 INC DE
00320 ADD A,A
00330 JR NC,FARA20
00340 LD A,#20
00350 CALL CAR
00360 POP AF
00370 RETUR NOP
00380 POP AF
00390 POP BC
00400 POP DE
00410 POP HL
00420 EI
00430 RET

```

```

00440 CAR PUSH AF
00450 IN A,(#FB)
00460 RRA
00470 JR NC,LO20
00480 IN A,(#F3)
00490 AND #7F
00500 CP #13
00510 JR NZ,LO20
00520 LO10 IN A,(#FB)
00530 RRA
00540 JR NC,LO10
00550 IN A,(#F3)
00560 AND #7F
00570 CP #11
00580 JR NZ,LO10
00590 LO20 IN A,(#FB)
00600 AND #04
00610 JR Z,LO20
00620 POP AF
00630 OUT (#F3),A
00640 RET
00650 PROGR LD A,#FF
00660 LD (FLAG),A
00670 LD A,#53
00680 LD (#5CC5),A
00690 LD A,#FE
00700 LD (#5CC6),A
00710 LD A,#5D
00720 OUT (#ED),A
00730 LD A,#01
00740 OUT (#ED),A
00750 LD HL,SIOPRG
00760 LD C,#0FB
00770 LD B,#09
00780 OTIR
00790 RET
00800 FLAG DEFB #00
00810 SIOPRG DEFB #18
00820 DEFB #04
00830 DEFB #CC
00840 DEFB #03
00850 DEFB #C1
00860 DEFB #05
00870 DEFB #68
00880 DEFB #01
00890 DEFB #00
00750 LD (#FFFB),A
00760 CP 32
00770 JP NZ,LOOP1
00780 RET
00790 GRAFIC NOP
00800 CALL TEST
00810 LD A,13
00820 OUT (#F3),A
00830 CALL TEST:LD A,27
00840 OUT (#F3),A
00850 CALL TEST:LD A,#4B
00860 OUT (#F3),A
00870 CALL TEST:LD A,0
00880 OUT (#F3),A
00890 CALL TEST:LD A,1
00910 OUT (#F3),A
00920 TEST IN A,(#FB)
00930 AND #04
00940 JR Z,TEST
00950 RET
00960 SIOPRG DEFB #18
00970 DEFB #04
00980 DEFB #CC
00990 DEFB #03
01000 DEFB #C1
01010 DEFB #05
01020 DEFB #68
01030 DEFB #01
01040 DEFB #00

```

# OSCILATOARE PENTRU CEASURILE ELECTRONICE

Ing. S. M. CABIAGLIA

Se știe că precizia unui ceas electronic depinde de stabilitatea oscilatorului de bază din care se obțin fie secunde (pentru cele cu afișaj sau prevăzute cu motoras pas cu pas), fie cei 50 sau 60 Hz (pentru cele cu motoras sincrone).

O precizie de un minut pe zi se consideră satisfăcătoare, iar una de o secundă bună.

Deoarece în 24 de ore avem 86 400 de secunde, sau rotund, cca  $10^5$  s, rezultă că pentru o precizie bună este necesară o stabilitate în jur de  $10^{-5}$ , care se poate obține numai cu oscilatoarele cu cristal de cuarț; pentru o precizie mai mică, dar nederanjantă, se pot folosi oscilatoarele în punte Wien realizate cu operaționale obișnuite (BA741 sau BA709). Acestea din urmă, executate cu acuratețe și cu piese corespunzătoare, pot da o stabilitate mai bună de  $\pm 20$  s/zi, asigurând deci o precizie net superioară frecvenței furnizate de rețea, care poate duce la o rămânere în urmă a ceasurilor de ordinul a 20 de minute/zi și uneori mai mult, făcând astfel inutilizabil ceasul respectiv.

Prezentul articol se adresează deci atît posesorilor de aparate tip „Cronos” produse de „Electronica”, cît și celor care au aparate cu afișaj digital și folosesc ca bază de timp rețeaua de 50 sau 60 Hz.

În prima parte a acestui articol se vor prezenta o serie de scheme de oscilatoare, dintre care unele sînt de un tip mai special (cele pentru frecvențe foarte joase) și pe care constructorul amator le va putea realiza în general cu componente produse în țară.

Din categoria oscilatoarelor fără cristal este prezentat în figura 1 un generator sinusoidal de 50 Hz, avînd o stabilitate mai bună de o jumătate de minut pe zi.

Semnalul obținut la ieșire este de cca 3V<sub>rms</sub>, fiind suficient pentru comanda integratului ceasului cu afișaj de orice tip (se dezlăștește firul sau se întrerupe cablajul în zona piciorușului pe care trebuie să vină cei 50 Hz și se aduce un fir provenind de la ieșirea oscilatorului, punctul A). Alimentarea se va realiza din transformatorul aparatului (deja existent), după schema din figura 1, singura precauție fiind alegerea rezistențelor ce limitează curentul prin diodele Zener de  $10 \div 12$  V la valorile prescrite de fabricant (notate cu asterisc).

Cîteva cuvinte despre componentele oscilatorului:

— rezistoarele folosite vor fi tip RPM (cu peliculă metalică), iar condensatoarele de  $1 \mu\text{F}$ , nepolarizate, tip multistrat;

— termistorul poate avea valoarea de  $3,3 \div 3,5 \text{ k}\Omega$ , avînd rolul compensării variației de frecvență cu temperatura mediului ambiant;

— potențiometrul semireglabil de  $500 \Omega$  este bine să fie de tip multitură ( $5 \div 10 \div 20$  rotații) pentru un reglaj cît mai fin al frecvenței, care se va face cu un periodmetru; poziția lui corectă va fi  $20\,000 \mu\text{s}$ , după care se vor face retușuri în funcție de modul practic al mersului ceasului.

Bineînțeles, se poate folosi în același scop un BE555, destul de bine cunoscut de constructorii amatori; literatura de specialitate abundă în astfel de scheme, deci nu vom insista asupra acestui punct. Menționăm doar că stabilitatea va fi comparabilă cu cea a montajului din figura 1.

O astfel de schemă, realizată cu piese de calitate (condensatoare de  $10 \text{ nF}$  stiroflex sau policarbonat și rezistoare cu peliculă metalică) asigură o precizie de  $\pm 15$  s pe zi, dacă temperatura ambiantă nu are variații mai mari de  $\pm 5^\circ\text{C}$ .

O precizie mult mai bună se poate obține folosind oscilatoare cu cristal prevăzute sau nu cu termostat.

Astfel, în continuare vor fi prezentate o serie de scheme de oscilatoare cu cristal speciale pentru frecvențe joase și foarte joase, mai puțin cunoscute de marea masă a amatorilor de construcții electronice (și nu numai de aceștia), rămînind ca fiecare să-și aleagă schema care corespunde cel mai bine necesităților (și posibilităților materiale) ale fiecăruia.

Menționăm că oscilatoarele propuse se pot folosi și în frecvențmetrele electronice, calibratoarele pentru joasă și foarte joasă frecvență etc., făcîndu-le astfel interesante pentru un cerc mai larg de cititori ai revistei.

În figura 3 este prezentată schema unui oscilator cu cristale de joasă frecvență ( $0,5 \div 100 \text{ kHz}$ ).

Cîte ceva despre particularitățile schemei; se știe că rezistența dinamică a unui cristal variază între  $1 \text{ k}\Omega$  (pentru cele de  $1 \text{ MHz}$ ) și  $100 \text{ k}\Omega$  (pentru cele de  $3 \div 4 \text{ kHz}$ ) și are o mare dispersie de la tip la tip, chiar și pentru cele provenind din același lot de fabricație. Trebuie precizat și faptul că stabilitatea oscilatoarelor cu cristal depinde de puterea disipată de acestea, care nu trebuie să depășească  $0,1 \text{ mW}$  pentru cele de  $3 \div 50 \text{ kHz}$  și  $2 \text{ mW}$  pentru cele de  $50 \div 1\,000 \text{ kHz}$ .

De aceea, cristalele trebuie conectate la circuite avînd o impedanță de intrare cît mai mare (deci folosirea FET-urilor, MOSFET-urilor sau circuitelor logice CMOS); astfel, în afară de asigurarea unei stabilități mai bune, se rezolvă și problema atît de delicată a parazitării aparatului electronic din jurul ceasului respectiv (se știe, de exemplu, că folosirea unui oscilator cu cristal realizat cu TTL-uri într-un ceas care stă lîngă un receptor de trafic face

imposibilă orice audiere rezonabilă, ca să nu mai vorbim de televizoare).

Reglajul este simplu și constă în obținerea jumătății tensiunii de alimentare în colectorul lui BC179C (cu ajutorul semireglabilului de  $4,7 \text{ k}\Omega$ ) și alegerea capacității Cx astfel încît cu ajutorul trimerului de  $60 \text{ pF}$  să se poată trece prin valoarea frecvenței fundamentale a cristalului (reglaj de  $\pm 1/1\,000$ ).

Cîteodată, cînd capacitatea parazită a cuarțului este prea mare, pentru facilitarea intrării în oscilație este necesară micșorarea valorii rezistenței de  $100 \text{ k}\Omega$  cu cca  $10 \div 20\%$ .

Precizăm că pentru folosirea oscilatorului cu integrate tip TTL, alimentarea va fi de  $5 \text{ V}$ , urmînd ca punctul A să se lege direct de primul divizor (de exemplu CDB490, CDB492 sau CDB493), tranzistorul T<sub>3</sub> jucînd rol de interfață TTL.

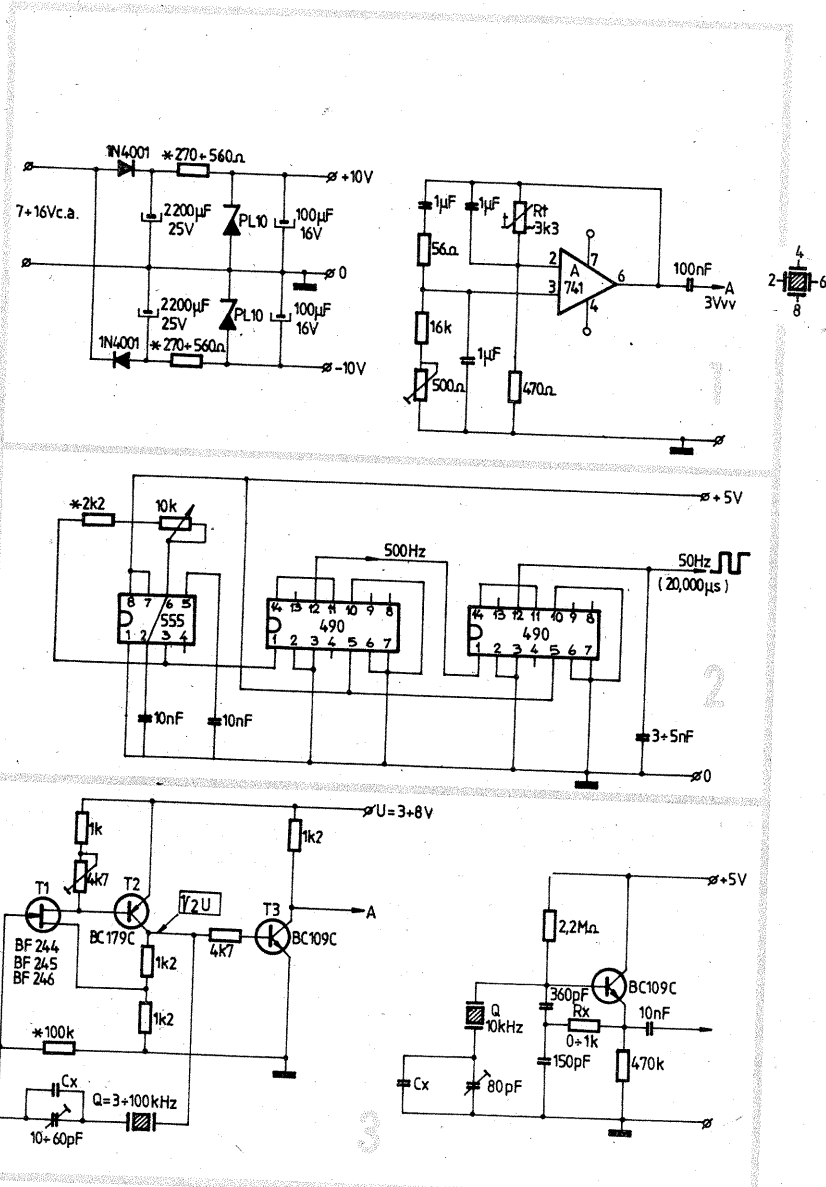
Sub forma descrisă, autorul a folosit acest tip de oscilator cu un cristal provenind de la un ceas de mină ( $Q = 32\,768 \text{ Hz} = 2^{15} \text{ Hz}$ ), stabilitatea fiind excelentă (mai bună de  $5 \text{ s/lună}$ ). Pentru cei care vor să „scoată” totul de la acest tip de oscilator se recomandă folosirea unei capacități Cx în serie cu cristalul, care să aibă un coeficient de temperatură negativ, astfel încît să se realizeze o oarecare compensare a deviației de frecvență a cristalului (TXO). Ideal ar fi să găsim un condensator care să aibă coeficientul

de temperatură egal și de semn contrar cu cel al cristalului; totuși „înarmați” cu un uscător de păr, putem încerca mai multe condensatoare în scopul obținerii unei cît mai bune compensări (evident, în tot acest timp măsuriind frecvența cu un frecvențmetru digital sau comparînd-o cu un etalon primar).

În continuare se dau alte cîteva scheme de oscilatoare cu cristal, realizate însă cu tranzistoare.

Referitor la schemele din figurile 4–10, singurele elemente de reglaj sînt semivariabilele de  $60 \div 80 \text{ pF}$  pentru potrivirea exactă a frecvenței și alegerea capacităților din paralel cu acestea; la schemele prezentate în figurile 8 și 9, cristalele trebuie atent ecranate, dată fiind impedanța mare de intrare a montajelor.

O interfață foarte simplă pentru TTL-uri este prezentată în figura 8 (desigur, nu unica posibilă) și se poate folosi cu succes cu oricare altă schemă de oscilator prezentată (ce se alimentează la  $5 \text{ V}$ ). În sfîrșit, în figura 11 sînt prezentate modurile de conectare a piciorușelor cristalelor de foarte joasă frecvență ( $500 \text{ Hz} - 16\,000 \text{ Hz}$ ) pentru trei din cazurile cel mai des întîlnite: soclu octal (de exemplu cristalele sovietice ce se foloseau prin anii '60 în centralele telefonice cu curenți purtători), septal (de exemplu cele produse de firmele Marconi Instruments-Anglia, Quartz Electronique-Franța etc.) și



nonal.

În continuarea articolului sînt prezentate și trei scheme de oscilatoare mai ciudate, de tip cu reacție mecano-electrică, realizate cu diapazon (figurile 12-14).

La oscilatoarele cu diapazon prezentate, autoîntreținerea oscilațiilor se realizează pe cale electronică. Pentru a înțelege modul lor de funcționare să ne fixăm atenția, de exemplu, asupra schemei din figura 13: vibrația (mecanică) a brațului din stînga modifică întrefierul magnet-diapazon și astfel se induce în bobina stîngă o tensiune alternativă (a cărei frecvență este egală cu cea a diapazonului), amplificată de tranzistor, tensiune ce se regăsește în colector, unde este montată bobina cealaltă (acordată cu Cx pe frecvența diapazonului folosit), care acționează asupra brațului drept al diapazonului prin cîmpul electromagnetic creat și astfel apare o auto-oscilație întreținută.

Cuplajul mecanic între cele două brațe ale unui diapazon este foarte slab și putem considera că acesta se comportă ca un filtru mecanic de foarte mare selectivitate (avînd un factor de calitate comparabil cu al cristalelor din prima generație), ceea ce are drept rezultat o amortizare foarte mică a oscilațiilor și o stabilitate de cca  $10^5$ .

Bobinele pentru excitația diapazonului provin de la o pereche de căști avînd impedanța de  $1 \div 2 \text{ k}\Omega$  și sînt montate pe colțare care permit reglarea întrefierului magnet bobine-brățe diapazon în limitele  $0,2 \div 0,9 \text{ mm}$ .

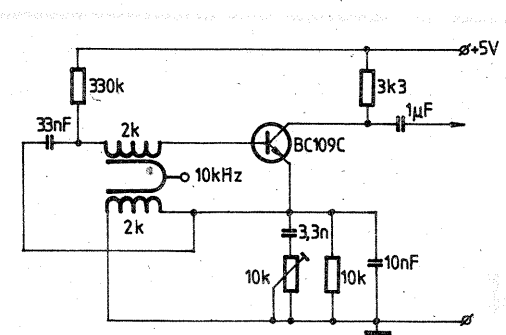
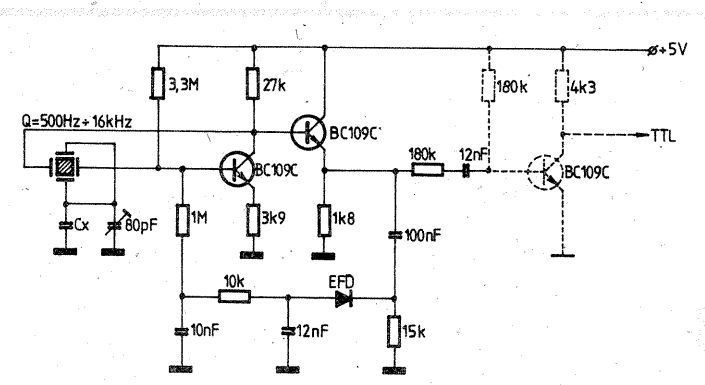
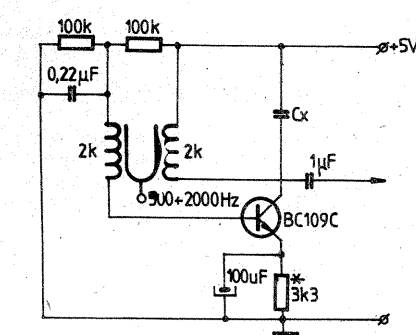
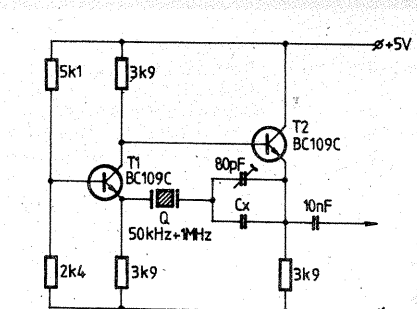
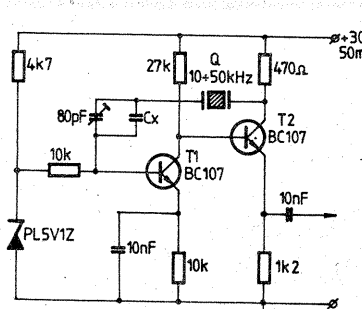
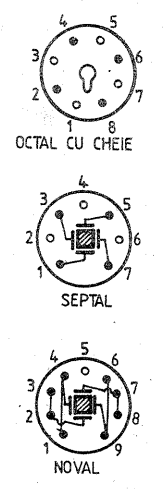
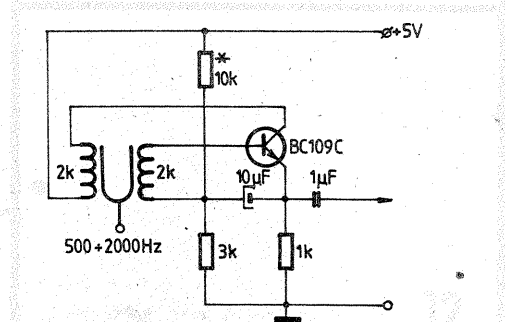
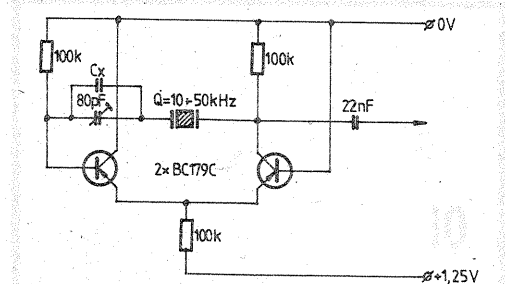
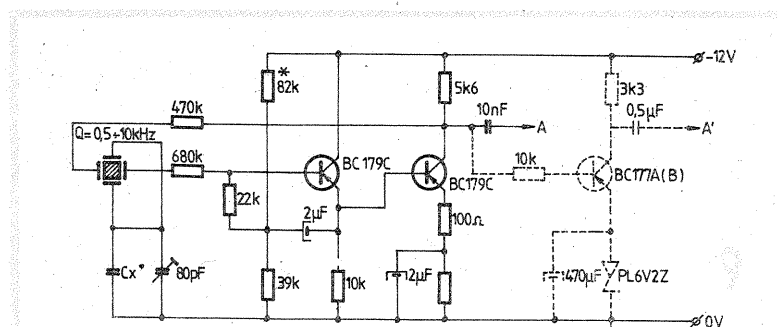
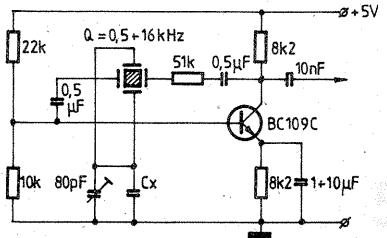
Stabilitatea oscilatoarelor cu diapazon depinde de temperatura ambiantă, presiunea atmosferică, îmbătrînirea oțelului, variația tensiunii de alimentare etc.

Cele mai bune oscilatoare cu diapazon sînt cele avînd frecvența de  $500 \div 2000 \text{ Hz}$  (cu toate că se produc diapazoane în gama  $50 \text{ Hz} \div 20 \text{ kHz}$ ) și realizate din elinvar (un oțel special ale cărui coeficient de dilatare și variație a modulului de elasticitate E cu temperatura sînt negliabile) și care au o formă specială, atent studiată, mai ales în ceea ce privește sistemul de prindere. Desigur, se pot folosi cu rezultate multumitoare și diapazoane muzicale ( $L_a = 440 \text{ Hz}$ ) fie ca atare, fie „scurtate” pentru a se obține exact  $500 \text{ Hz}$ .

Poizizarea se va efectua cu mare atenție deoarece o dată ce se trece peste frecvența dorită, nu se mai poate face nimic; de aceea se recomandă ca o dată ce ne apropiem de frecvența necesară să se îndesească măsurătorile.

Mici retușuri ale frecvenței de oscilație se pot obține prin modificarea valorii lui Cx (fig.13).

Pentru o cît mai bună stabilitate, se recomandă un nivel de reacție cît mai scăzut (alegînd rezistența din emitor cît mai mare posibil), cînd încă avem o amorsare sigură a oscilațiilor. Într-unul din numerele viitoare vom prezenta cîteva scheme practice de montaje cu ajutorul cărora putem transforma fie un ceas cu afișaj digital (destinat frecvenței rețelei de  $50 \text{ Hz}$  sau  $60 \text{ Hz}$ ), fie unul cu motoras sincron (tot cu  $50 \text{ Hz}$  sau  $60 \text{ Hz}$ ) într-un ceas de precizie net superioară.



## SIMPOZION TOPLEȚ, EDIȚIA A III-A

Preocuparea pentru educația tehnică a copiilor este materializată la Topleț (jud. Caraș-Severin) prin activitatea susținută a Cercului de Informatică și Electronică. Conducu cu entuziasm și competența de domnul Ștefan Golopența, acest cerc reunește acum peste 60 de copii ai salariaților întreprinderii Mecanice din Topleț, întreprindere ce a contribuit decisiv la buna dotare a cercului prin achiziționarea de calculatoare, monitoare, aparatură de măsură și control, componente electronice.

Pentru a susține această activitate, reprezentanții redacției „Tehnum” s-au înfilit cu membrii cercului de informatică și electronică și au organizat un concurs de testare a cunoștințelor în cadrul caruia s-au distins: Petru Vișel, Guliga Daniel și Novăceanu Petre (la electronică), precum și Vierciuc Cristian, Vierciuc Cosmin, Alănescu Marius, Ianculescu Marius și Covăsală Mariana (la informatică).

Cu acest prilej, din partea redacției „Tehnum” au fost oferite diplome și premii ce au constat în aparate și componente electronice, utile pentru montajele pasionaților constructori amatori din Topleț.

Desfășurarea Simpozionului tehnico-informativ organizat de cercul din Topleț, alături de a 3-a ediție, a cuprins o nouă întâlnire a membrilor redacției „Tehnum” cu copii din Orșova, Băile Herculane și Caransebeș.

Autenticul capital de pasiune și dăruire, circumscris activității Cercului de Informatică și Electronică din Topleț, este și poate fi valorificat în viitor prin stagii de instruire, îmbogățirea bazei materiale, contacte cu cercuri similare din țară și străinătate.

Prilej de bucurie pentru redacția noastră, activitatea susținută a micilor constructori amatori din Topleț poate fi oricînd un exemplu demn de urmat. (C.S.)

TURLEA ȘERBAN — Oradea

## GD 743

Grid-dip-ul GD743 nu are o schemă complicată, utilizând un tranzistor cu efect de câmp și două tranzistoare bipolare din seria BC (exemplu BC107, BC170 etc.). Tranzistorul cu efect de câmp este 2N4416, dar puteți încerca să-l înlocuiți cu BF245.

Gamele de frecvențe sînt: 300 kHz—600 kHz; 600 kHz—2 MHz; 2 MHz—6 MHz; 6 MHz—20 MHz; 20 MHz—60 MHz și 60 MHz—200 MHz. Aceste acoperiri sînt date de constructor.

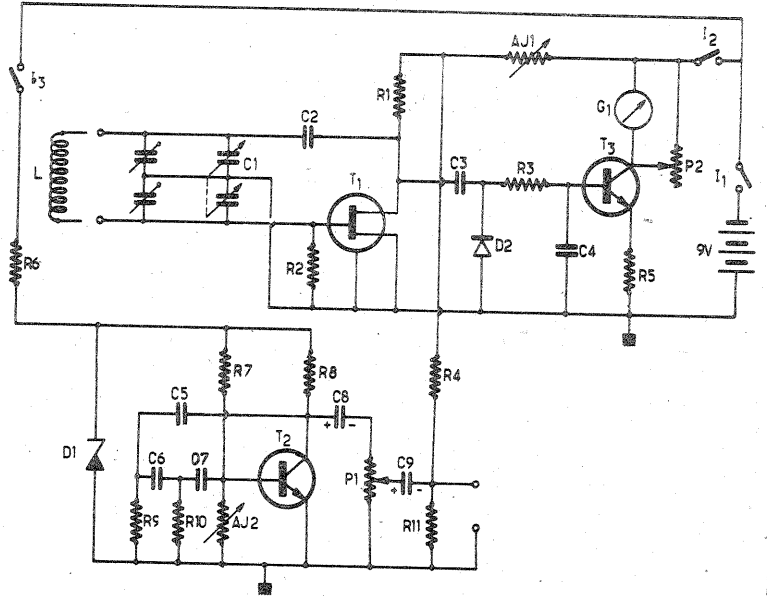
Oscilatorul de joasă frecvență (T2) generează un semnal de 800 Hz care la ieșire poate avea o amplitudine maximă de 5 V.

Sensibilitatea instrumentului de măsură este 100  $\mu$ A. Dioda D1 este tip PL6V2Z, iar D2 este EFD108. Consumul general de curent nu de-

pășește 20 mA. Dacă nu aveți toate bobinele, confecționați unele, dar după etalonare trebuie să refaceți scala.

- |                                  |                              |
|----------------------------------|------------------------------|
| R <sub>1</sub> : 560 $\Omega$    | C <sub>1</sub> : 2 x 200 pF  |
| R <sub>2</sub> : 1 M $\Omega$    | C <sub>2</sub> : 56 pF       |
| R <sub>3</sub> : 2,2 k $\Omega$  | C <sub>3</sub> : 270 pF      |
| R <sub>4</sub> : 1,5 k $\Omega$  | C <sub>4</sub> : 180 pF      |
| R <sub>5</sub> : 1,5 k $\Omega$  | C <sub>5</sub> : 0,1 $\mu$ F |
| R <sub>6</sub> : 220 $\Omega$    | C <sub>6</sub> : 0,1 $\mu$ F |
| R <sub>7</sub> : 33 k $\Omega$   | C <sub>7</sub> : 0,1 $\mu$ F |
| R <sub>8</sub> : 220 $\Omega$    | C <sub>8</sub> : 22 $\mu$ F  |
| R <sub>9</sub> : 1,5 k $\Omega$  | C <sub>9</sub> : 22 $\mu$ F  |
| R <sub>10</sub> : 1,5 k $\Omega$ |                              |
| R <sub>11</sub> : 10 k $\Omega$  |                              |
| A <sub>1</sub> : 5 k $\Omega$    | T <sub>1</sub> : 2N4416      |
| A <sub>2</sub> : 5 k $\Omega$    | T <sub>2</sub> : BC 108      |
| P <sub>1</sub> : 5 k $\Omega$    | T <sub>3</sub> : BC 108      |
| P <sub>2</sub> : 5 k $\Omega$    |                              |

- D<sub>1</sub>: Z 6,2  
D<sub>2</sub>: SFD 104



COȚOFANĂ LICĂ — Galați

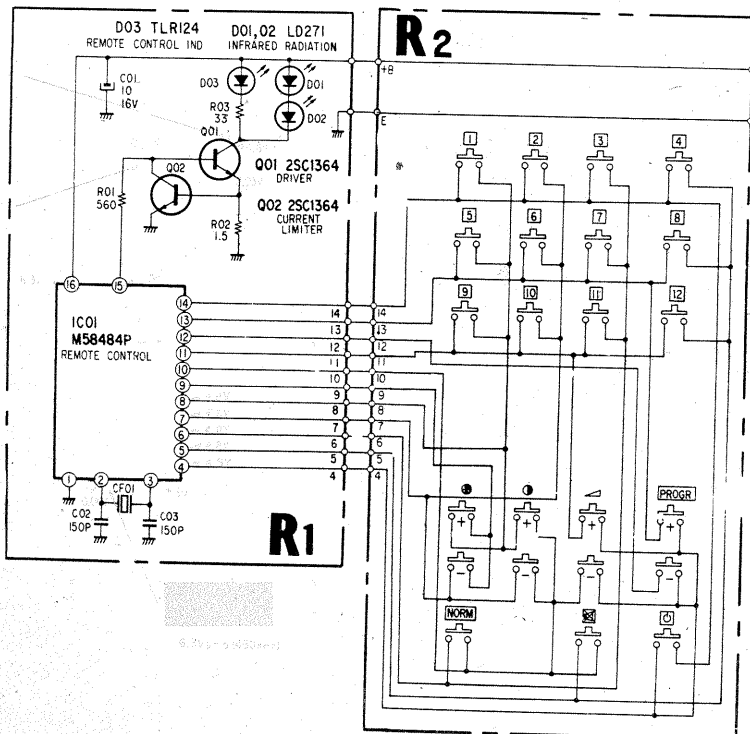
## „SONY KV 2032“

Sistemul de telecomandă cu infraroșii de la televizorul color KV 2032 utilizează, după cum se vede în schema alăturată, un circuit integrat de tipul M58484P.

Cuarțul montat între terminalele 2 și 3 oscilează pe frecvența de 480 kHz.

Va trebui să verificați la terminalul 2 dacă există frecvența de 480 kHz și amplitudinea semnalului de 6,3 V virf la virf. Oricum, diodele emițătoare (sau una din ele) trebuie verificate (operație simplă). Verificați în primul rînd dacă se face alimentarea cu energie electrică. Bateriile nu se țin pînă curge din ele lichid.

Circuitul M58484P nu poate fi înlocuit fiindcă nu are echivalent. Controlați și starea receptorului.



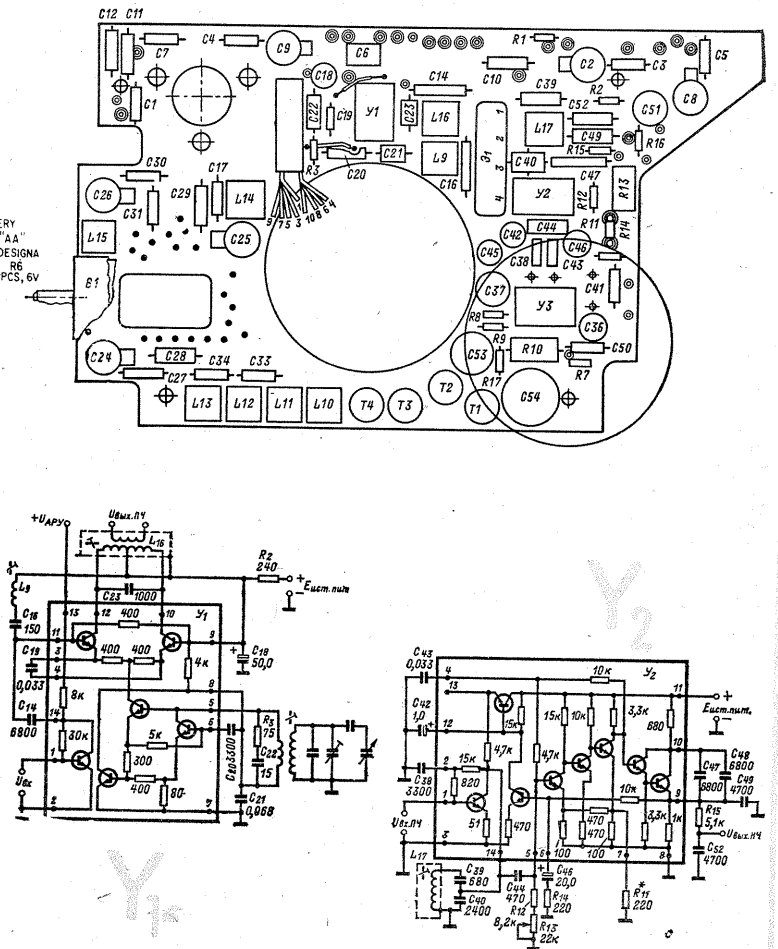
SAVCIUC SERGHEI — Suceava

## „UCRAINA 201“

Radioreceptorul „Ucraina 201“ are în schema electrică de principiu cîteva blocuri funcționale a căror componență intrinsecă este mai puțin cunoscută. Astfel, blocul Y1 rezolvă toate sarcinile mixerului auto-

oscilator, iar blocul Y2 cele ale etajelor de frecvență intermediară.

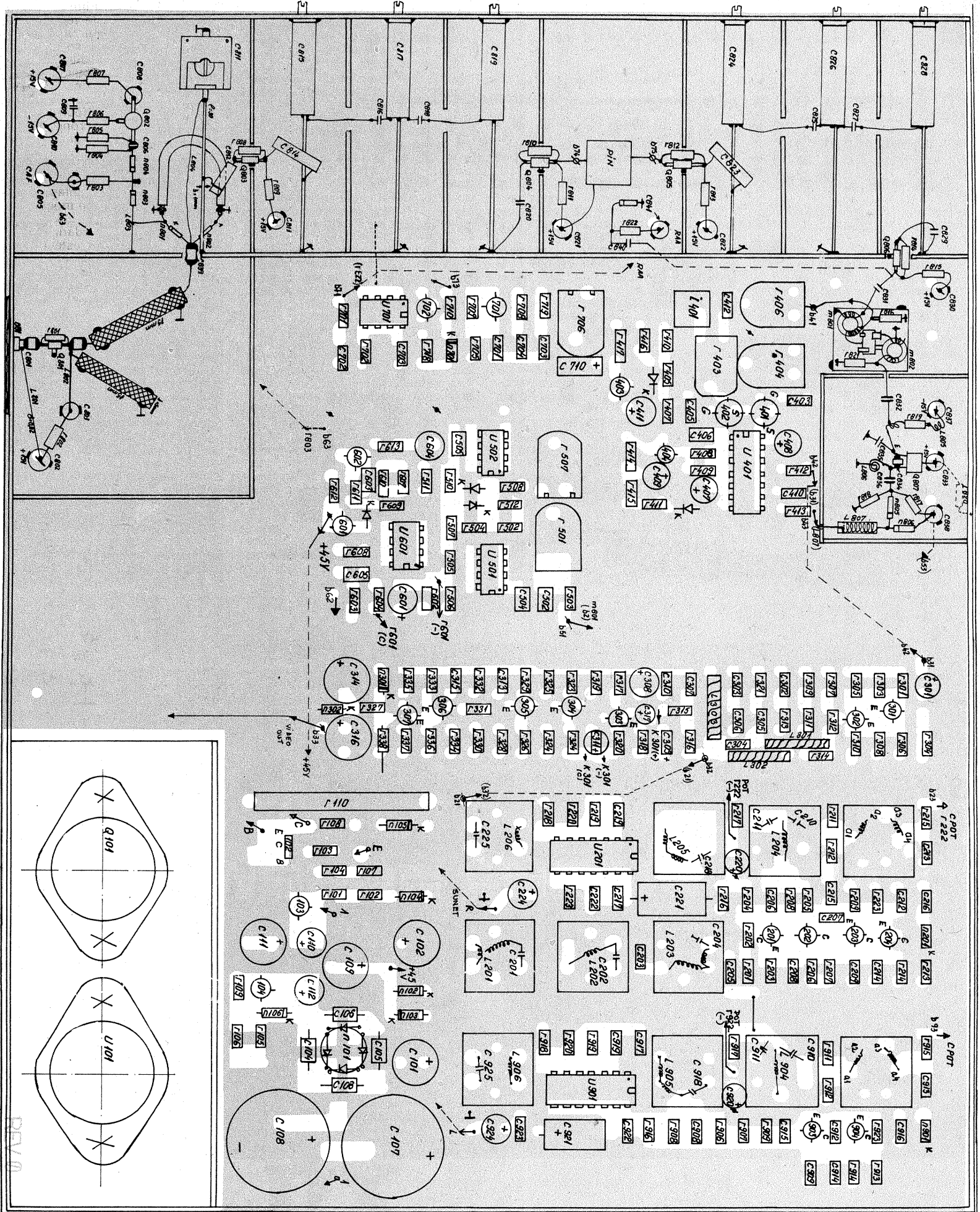
Publicăm schemele electrice ale acestor blocuri și dispunerea pieselor pe placa de cablaj a acestui receptor.

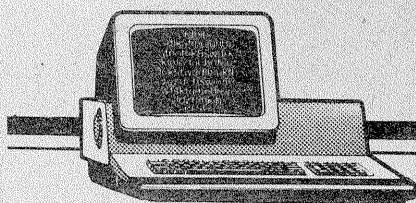


## RECEPȚIA ÎN BANDA SHF

RELUARE PAG. 12 DIN NR. 12/1989

Dr. fiz. DRAGOȘ FĂLIE





## INIȚIERE ÎN PROGRAMARE

STELIAN NICULESCU, CRISTIAN ARTEMI,  
MIRCEA BĂRBULESCU,  
MARIA CRISTINA NICULESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Se știe că orice limbaj constituie un mijoc de comunicare între două entități: transmițătorul, care generează mesaje cu o anumită formă de reprezentare, și receptorul, care renouăște regulile de organizare și semnificația acestor reprezentări. Cele două entități au stat de fapt la baza modelului de comunicare stabilit de Shannon în dezvoltarea teoriei matematice a comunicației, model preluat ulterior în vederea dezvoltării teoriei limbajelor naturale.

— Da, și fiecare din entitățile implicate de un limbaj (ca mijloc de comunicare) utilizează o formă particulară de reprimire, receptorul trebuie să le poată asocia acestora semnificații.

Recepționarea unei informații conduce așadar la efectuarea unei succesiuni de operații la nivelul receptorului și numai când aceste operații s-au derulat complet se poate afirma că receptorul „a înțeles” informația de la transmițător.

— Există o clasificare a limbajelor?

— Da, limbajele sînt de două tipuri: limbaje naturale și limbaje artificiale.

Cele naturale s-au constituit spontan de-a lungul timpului, în procesul conlucrării membrilor societății. Studiul unor astfel de limbaje are în vedere mecanismele mentale care permit transmițătorilor și receptorilor umani să genereze și să înțeleagă o clasă potențială infinită de fraze, după ce au înțeles și au învățat doar un subset finit și destul de redus din totalitatea frazelor posibile ale limbajului. Spre deosebire de limbajele naturale, cele artificiale au fost și sînt create în mod deliberat pentru comunicare într-un domeniu particular de activitate. Ele sînt limbaje simbolice, deoarece utilizează simboluri pentru reprezentarea informației și reguli pentru obținerea de combinații inteligibile ale acestora.

— Limbajul de programare este, așadar, un limbaj artificial simbolic, utilizat în procesul de comunicare om-sistem de calcul. El reprezintă mijlocul prin care este realizată transmiterea programelor de prelucrare de la utilizator la calculatorul electronic. Privite din această perspectivă fundamentală, toate creațiile și dezvoltările din domeniul limbajelor de programare au avut și au ca scop esențial realizarea cât mai

naturală și mai eficientă a acestei comunicări?

— Da, și unul dintre cele mai importante aspecte calitative ale unui limbaj de programare este puterea sa expresivă.

Acesta are în vedere o triplă interacțiune: între limbajul însuși, forma de gândire și domeniul de aplicație al limbajului. În cazul limbajelor naturale, efectul limbajului asupra gândirii este foarte greu de distins de efectul gândirii asupra limbajului. La limbajele artificiale acest lucru este diferit. Mai întîi, un limbaj de programare a reprezentat prin tradiție o entitate relativ statică, care nu se modifică ori de cîte ori un programator descoperă un nou concept de programare (un limbaj natural se adaptează practic instantaneu prin introducerea unui nou cuvînt). În al doilea rînd, clasa de utilizatori ai limbajului de programare este mult mai largă decît clasa proiectanților acestuia (un programator are mai puțină influență asupra limbajului de programare pe care îl utilizează decît are un vorbitor asupra limbajului natural vorbit în colectivitatea în care trăiește).

— Cînd au apărut limbajele artificiale?

— Primele limbaje de programare au apărut practic simultan cu primele calculatoare (1946). Calculatorul electronic are limbajul său propriu, numit limbaj mașină. Inițial, omul a comunicat cu sistemul de calcul în acest limbaj, din care cauză procesul de programare a fost dificil și accesibil doar unei categorii restrînse de utilizatori. Pentru micșorarea efortului uman (cel mai costisitor în ultimă instanță) și pentru creșterea flexibilității și accesibilității în comunicarea om-mașină, au fost create limbaje de pro-

gramare simbolice, de nivel înalt. Deoarece aceleași informații apar reprezentate diferit (pentru om și, respectiv, pentru mașină) este necesară trecerea de la forma de reprezentare proprie utilizatorului la forma codificată în limbajul mașinii, singurul accesibil ei. Acest proces este cunoscut sub denumirea de translatare sau traducere, proces existent de altfel și în legătură cu limbajele naturale. Aplicarea pe o scară tot mai largă a prelucrării electronice a datelor nu ar fi fost de conceput fără existența unor limbaje de programare. Acestea au făcut posibilă antrenarea de specialiști (din domenii și de formații variate) în activitatea de pregătire de programe pentru sisteme de calcul, ceea ce, de fapt, a însemnat pătrunderea treptată a utilizării tehnicii de calcul în diferite domenii ale vieții economico-sociale.

Programul de prelucrare devine astăzi o unealtă informațională, la fel de utilă pentru societatea umană ca și produsul fizic.

— Ce sînt acelea limbaje procedurale?

— Un program de prelucrare scris într-un limbaj de programare este, în ultimă instanță, o reprezentare concretă a unei entități abstracte, numită algoritmi. Din acest motiv limbajele de programare au fost considerate limbaje algoritmice sau procedurale. Într-un astfel de limbaj se prescriu mașinii o serie de pași detaliați pentru a acționa într-o ordine strictă, în vederea obținerii unui anumit rezultat. Algoritmul reprezintă tocmai această succesiune determinată de reguli precise care au ca obiectiv soluționarea problemelor dintr-o anumită clasă, după un număr finit de parcurgeri ale regulilor (vom mai reveni asupra no-

## CALCULATORUL ELECTRONIC ÎNTR-UN DOUĂ GENERĂȚII

Ing. MIHAELA GORODCOV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Desigur că nu dorim să simplificăm lucrurile sau să lăsam impresia că un microcalculator — respectiv un microprocesor — este ceva extrem de simplu. De la apariția microprocesoarelor — acum aproape 20 de ani — acestea au devenit tot mai complexe, păstrînd însă, principial, circuitele și structura internă la care ne-am referit pînă acum. Pe lîngă blocurile funcționale amintite, unitatea centrală mai conține așa-numite indicatoare de condiții (fanioane-flags) cu trei semnificații aparte: transport/imprumut, zero, detecția semnului, precum și alți biți de condiții particulare proprii anumitor tipuri de microprocesoare.

Un loc aparte în funcționarea unui microprocesor îl ocupă ceasul și sincronizarea, care dau viteza de lu-

cru, parametru esențial în funcționarea unui microcalculator. Frecvența de ceas (tactul) ne dă, de multe ori, doar o idee aproximativă asupra vitezei de lucru, viteză ce depinde de numeroși alți factori:

— numărul de perioade de ceas necesare pentru executarea unei anumite operații;

— „puterea” instrucțiunilor microprocesorului;

— rapiditatea cu care microprocesorul este capabil să asigure schimburile cu exteriorul, de a prelucra informațiile noi sau de a furniza datele și rezultatele spre un suport extern;

— modurile în care microprocesorul adresează celelalte circuite din configurație, precum și timpul de acces; în acest sens, microprocesoarele moderne au cîștigat foarte mult din rapiditatea de acces, exis-

tînd chiar un fel de decalaj tehnologic între acestea și memoriile externe (RAM și ROM), care nu au aceeași viteză de lucru;

— calitatea programului de executat este, de asemenea, un factor esențial de care depinde în mare măsură viteza de lucru a microprocesorului.

După cum se vede, factorii de luat în considerare sînt multipli. Există, în acest sens, programe de test care analizează, între altele, și viteza de lucru a microprocesoarelor, atît cea teoretică (maximă, la care ar trebui să lucreze microprocesorul și deci calculatorul respectiv), cît și cea practică, concretă, inferioară de obicei celei teoretice, și care depinde, după cum am văzut, de foarte mulți factori. Deci trebuie să facem precizarea că puterea de lucru a unui microprocesor se referă la numărul de instrucțiuni pe care le poate trata într-o secundă. Aceste cifre ating valori aproape incredibile pentru microcalculatoarele prezentului: microprocesorul I 80386 (Intel) are o viteză de 4 MIPS (megainstrucțiuni pe secundă) și are un spațiu potențial de adrese de 4 Gbytes; microcalculatoarele bazate pe Motorola 68020 și 68030 (mai ales ale firmei Apple) funcționează cu o viteză teoretică de 8 MIPS și, pentru că, într-un anumit sens, dezvoltările software sînt încă destul de în urmă față de dezvoltările hardware, specialiștii numesc aceste cu un termen foarte sugestiv: „technological overkill”, ceea ce înseamnă, într-o traducere aproximativă, „suprasaturare tehnologică”. Se așteaptă foarte mult pentru viitorul deceniu de la calculatoarele optice al căror proto-

tip are deja o capacitate de memorie pe cm<sup>2</sup> de 1 Gbyte! Microprocesoarele „ uzuale ” sînt în prezent pe 32 biți, existînd deja micro pe 64 de biți, adevărate calculatoare pe o singură pastilă de siliciu.

În cadrul unui microcalculator, unitatea centrală de procesare (CPU = Central Processing Unit) este legată de „ lumea exterioară ” prin circuite specifice (intrări/ieșiri) care îi asigură un dialog continuu în sensul schimbului de date și informații. În total, un microcalculator are trei tipuri majore de legături cu exteriorul:

a) dialogul om-mașină, concept foarte controversat în prezent, care poate fi privit din două puncte de vedere: hard și soft; primul se referă la echipamentele periferice de introducere sau de vizualizare a datelor: videoterminele, tastaturi, mici dispozitive de introducere a datelor (mouse, tabletă grafică, light pen, creion optic și multe, multe altele); cel de-al doilea se referă la programe „ prietenoase ”, cu facilități diverse, care au fost concepute special pentru nespecialiști, aceasta deoarece informatica este în prezent o disciplină care se dezvoltă mai ales prin aplicațiile în toate domeniile;

b) dialogul mașină-convertoare analog/digitale (sau digital/analogice) pentru procesele industriale în care calculatoarele sînt tot mai implicate pentru comanda, acționarea, analizarea în timp real a fluxurilor tehnologice;

c) dialogul calculatorului cu memoriile externe, de masă, care includ discuri dure, discuri Winchester, floppy-discuri, benzi magnetice etc., care, de asemenea, au atins va-

ționii de algoritm). În loc de a se preciza algoritmul de rezolvare a unei probleme este de dorit, din partea utilizatorului, să poată furniza doar o „prescripție” de soluționare a problemei sale, fără necesitatea detaliilor algoritmice tradiționale. Această manieră de utilizare ar reprezenta saltul de la a-i comunica mașinii „cum să facă”, la a-i preciza „ce anume se dorește”. Această evoluție în favoarea utilizatorului este încercată de așa-numitele limbaje de nivel foarte înalt sau neprocedurale. Cu toată această creștere a flexibilității de utilizare a calculatoarelor, astfel de limbaje nu sînt lipsite total de elemente procedurale, iar încercările de a le defini utilizează caracteristicile lor în raport cu limbajele procedurale. Am putea spune că fiecare limbaj de programare reprezintă din punct de vedere conceptual o reflectare a modelului de bază al sistemului de calcul care execută în final programele sale. Limbajele curente reprezintă în acest sens versiuni complexe, de nivel înalt, ale modelului clasic de calculator stabilit de von Neumann. Deși condițiile care au condus la acest model s-au schimbat radical, se identifică încă noțiunea de calculator cu acest concept vechi, ceea ce în domeniul limbajelor a însemnat perpetuarea unui singur tip de limbaj de programare, acela bazat pe modelul lui von Neumann. Mai toate limbajele uzuale, aparent destul de diferite între ele, au ca principiu esențial pe cel impus de calculator de tip von Neumann.

— Există, prin urmare, un stil de programare?

— Cercetări numeroase au avut și au în vedere preocupări privind schimbarea stilului de programare și implicit a limbajului convențional printr-un stil și, respectiv, un limbaj funcțional. Orice prelucrare va fi exprimată ca o evaluare de funcție, valoarea funcției fiind complet determinată de valorile parametrilor săi.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

lori tot mai ridicate. De pildă, un disc flexibil (floppy-disc) de 3 inch și jumătate poate stoca deja megaocteți de date. În acest sens, discurile compacte (CD-ROM) la care informația se înscrie și se citește cu fascicul laser pot stoca enciclopedii întregi pe o singură față. Mai nou, discurile magnetooptice, care sînt deja incluse ca suport extern în microcalculatorul NeXT, îmbină flexibilitatea cu accesul rapid și capacități uriașe de memorie.

În acest context, calculatorul trebuie privit ca „un organism viu”, integrat deja perfect în lumea înconjurătoare; astfel putem să vorbim de strategiile schimburilor dintre CPU și mediul înconjurător (intrări/ieșiri) programate, întreruperi, acces direct la memorie (DMA) etc., de arhitecturi interne diverse — și este cazul să amintim că microcalculatorul clasic, privit ca o mașină pas cu pas, conceput care a dominat lumea informaticii mai bine de 4 decenii, începe să piardă teren în fața structurilor paralele, multiprocesor, a căror vitează de lucru mult mărită este principalul argument.

Firește că despre microcalculatoare se pot scrie încă foarte multe lucruri. Există deja numeroase lucrări apărute în țara noastră și tema este, firește, departe de a fi epuizată. Periplul pe care vi l-am propus în lumea microcalculatoarelor a vrut să fie un ABC, o inițiere în noțiunile de bază ale microinformaticii, o sensibilizare pentru cei care încă stau departe față de calculator, o pledoarie, în ultimă instanță, pentru ideea că informatica și calculatorul aparțin tuturor, ele trebuind abordate cu curaj și, mai ales, fără prejudecăți!

# SURSA ÎN COMUTAȚIE pentru alimentarea calculatoarelor personale

Ing. VALENTIN IORTOMAN, București

Stabilizatoarele cu element reglator serie (ERS) mențin tensiunea de ieșire la un nivel prestabilit prin acțiunea continuă asupra valorii rezistenței ERS (în mod uzual un tranzistor bipolar). Acest procedeu, reclamat de variația sarcinii, determină în mod permanent o pierdere de putere ( $P=U \cdot I$ ), avînd, de obicei, un randament mai mic de 45%.

Avînd în vedere faptul că pentru aplicații în circuite integrate digitale un ripple de 100—200 mV este satisfăcător, se poate sacrifica factorul de stabilizare (excelent în cazul stabilizatoarelor ERS) în avantajul unui randament de 70—80%, cu implicații considerabile în reducerea gabariturii, utilizînd un stabilizator în comutație.

Principiul de funcționare este clar dacă se asimilează grupul LC din figura 1 cu un rezervor de energie. Impedanța de sarcină ZL consumă energie din acest rezervor pe durata deconectării sursei de tensiune nestabilizată. Cînd rezervele scad sub un prag prestabilit, blocul de control acționează comutatorul electronic K și filtrul reface disponibilul de energie. Închiderea comutatorului determină un curent cu sensul din figură și o cădere de tensiune pe bobina corespunzătoare. La deschiderea comutatorului se vor menține sensul curentului prin bobină, impedența de sarcină și, în consecință, se va schimba semnul tensiunii Ub, deci se va polariza direct dioda D1, care va intra în conducție, închizînd calea de curent prin L, ZL și D1.

Comutatorul electronic este construit cu Q1, tranzistor de comutație ale cărui caracteristici determină esențial randamentul de funcționare. Puterea disipată depinde de durata comutării, iar acest timp este determinat de posibilitatea evacuării sarcinii stocate în joncțiunile tranzistorului. În consecință, puterea disipată de Q1 într-un interval de timp depinde de numărul de comutări din acel interval, deci de frecvența de comutare. Această frecvență se obține cu astabilul Q3, Q4 și este aleasă de minimum 20 kHz pentru ca oscilația mecanică apărută la îmbinarea pieselor din ferită să fie ultrasonoră.

Stabilizatorul integrat BA723 conține sub aspect funcțional un amplificator de eroare și o sursă de tensiune de referință. Eroarea absolută, adică diferența dintre tensiunea de ieșire reală și cea dorită, este ampli-

ficată așa încît tensiunea pe pinul 11 crește sau scade în scopul minimizării acestei erori. Condensatorul C1 integrează pulsurile dreptunghiulare, intrarea neînversoare a amplificatorului de eroare fiind atacată cu un semnal triunghiular cu amplitudinea de cca 40 mV, suprapus tensiunii obținute cu divizorul R5, SR, R6 din tensiunea de referință. Intrarea înversoare a amplificatorului de eroare urmărește variația tensiunii la bornele sarcinii. Figura 2 ilustrează graficele tensiunilor pe cele două intrări, pe terminalul VC și în funcție de punctele de intersecție, semnalul de comandă a comutatorului va avea un anumit factor de umplere. Semireglabilul SR stabilește potențialul la IN+, valoare ce se va regăsi la IN— datorită reacției negative, deci SR reglează tensiunea de ieșire.

Posibilitățile de protejare a circuitului alimentat sînt asigurate de rezistența Rsc (un curent de 3 A polarizează tranzistorul intern de protecție, care limitează comanda de deschidere a comutatorului Q2, Q1 pentru o valoare maximă de curent), circuitul de protecție la scurtcircuit împreună cu circuitul de pornire compus din tranzistoarele Q5, Q6, Q7 și circuitul de protecție la supra-tensiune (tiristorul TR1). Tranzistoarele Q5, Q6 realizează calea de scurgere pentru curentul de polarizare a etajului final din BA723C, determinînd blocarea forțată a grupu-

lui Q1, Q2. La pornire, Q7 intră în saturație un timp determinat de C15, R14, R15 și asigură blocarea Q6, prevenind acțiunea protecției (pentru sarcini capacitive care necesită curenți mari de încărcare, protecția la scurtcircuit poate acționa chiar la pornire). Tiristorul, în schema de tip crowbar, va izola circuitul alimentat de sursă prin arderea siguranței SIG 1 atunci cînd tensiunea de ieșire depășește accidental valoarea de 5,6 V și celelalte protecții au devenit inoperante.

Detalii constructive:

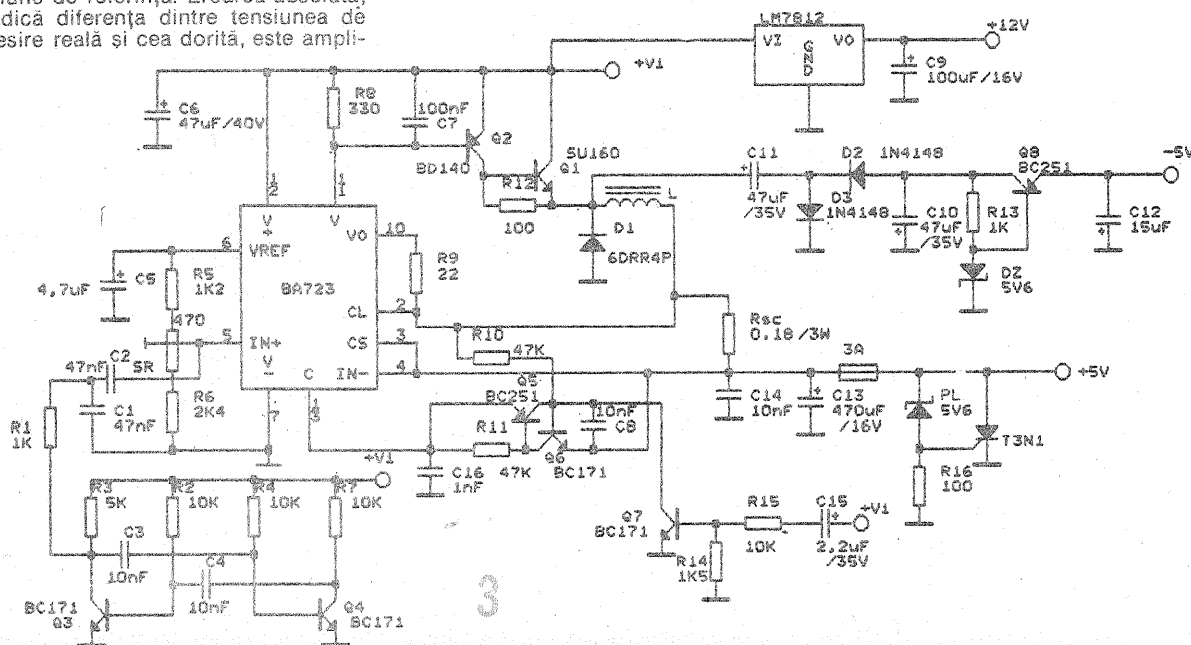
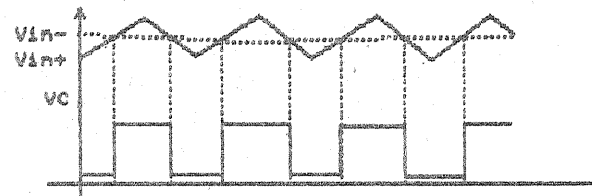
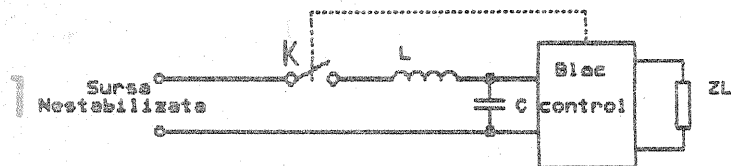
— radiatorul de care se va fixa Q1 va avea o suprafață de minimum 250 cm<sup>2</sup>;

— bobina tip O+M cu diametrul exterior de 32 mm se bobinează cu sîrmă de CuEm, Ø = 1 mm, pînă la completarea mosorului;

— C6 se poziționează exact pe terminalele C1—BA723.

Sursa nestabilizată se realizează cu un transformator pentru 36 W, 12 Vca, o punte redresoare de 10 A și un condensator electrolitic de 2 200 μF/25 V.

Pentru obținerea unei tensiuni de +12 V la un curent relativ mic (cerut de aplicațiile de tipul amintit) este foarte comodă utilizarea stabilizatorului integrat LM7812. Sursa de -5 V cu stabilizator de tip parametric obține tensiunea negativă printr-un artificiu (C11, D2, D3, C10) pe care autorul acestui articol îl lasă spre dezlegare cititorului.



# INTRODUCERE ÎN TELEVIZIUNE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI  
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Datorită faptului că se folosește o oscilație cu modulație de amplitudine cu purtătoarea suprîmă (MA-PS), demodulatorul receptorului TV în culori trebuie să primească o informație pentru a reface subpurtătoarea cu faza și frecvența corectă, ca să poată avea loc o demodulare sincronă în demodulatorul de produs folosit. Din această cauză în semnalul complex se introduce un semnal numit **semnal de sincronizare de culoare sau burst**. Acesta are o frecvență  $f_{sp}$ , faza de  $180^\circ$  și este plasat pe palierul posterior al impulsului de stingere linii. Acest semnal este sinusoidal și este constituit din 8 pînă la 11 oscilații complete. Pe timpul cit durează pre și postegalizările și impulsurile de sincronizare pe verticală burstul nu se transmite. Durata totală a burstului este  $2,23 \mu s$ , cum se poate observa și în figura 32 în care sint reprezentate explicit și celelalte durate. Amplitudinea A vîrf la vîrf a acestui semnal de sincronizare a culorii este practic egală cu cea a impulsului de sincronizare din semnalul video complex. Defazajul de  $180^\circ$  s-a făcut cu rolul de a atenua vizibilitatea subpurtătoarei de culoare pe ecranul tubului cinescop alb-negru.

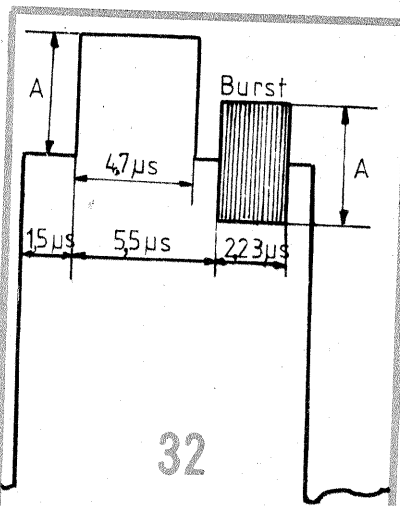
Ținînd seama de întreteserea spectrelor și de benzile impuse semnalelor  $E'_r$  și  $E'_q$ , reprezentarea acestora este cea din figura 33, în care  $f_m = 4,5$  MHz este frecvența purtătoare sunet.

## CODARE, DECODARE NTSC

Schema-bloc din figura 34 se folosește pentru codare. Se observă că după corecția de gama și matricele de formare a semnalului de luminanță  $E'_y$  și a celor diferență de culoare  $E'_r$  și  $E'_q$  urmează niște filtre trece-jos care limitează banda semnalelor I și Q. Mai sint introduse niște linii de întîrziere  $\sigma$  pentru a compensa întîrzierile introduse de către filtre, astfel încît la ieșire semnalele să fie din nou în fază. Modulatoarele echilibrate MA-PS au sarcină comună și astfel se obține modulație în cvadratură (MAQ). Subpurtătoarea este introdusă defazată cu  $33^\circ$  față de referință în modulatorul Q și cu  $33^\circ + 90^\circ$  defazaj în modulatorul I. Burstul se formează cu un impuls adecvat F, numit și **burst key** ( $B_k$ ) care lipsește pe durata  $9T_{Hk}$ . Pe această durată el este eliminat cu ajutorul unei porți analogice. Într-un etaj de însumare se adună cu  $E'_y$ , care a fost însumat anterior cu semnalele  $B_{H-V}$ ,  $S_{H-V}$ ,  $E'_c$  și  $E'_s$ .

Schema-bloc a unui decodor NTSC este reprezentată în figura 35. Se remarcă filtrul trece-banda (FTB) care separă semnalul de cromaticitate din jurul subpurtătoarei (și o dată cu acesta și unele componente de luminanță din banda respectivă care ar provoca diafotia luminanță-cromaticitate). O linie de întîrziere introdusă pe calea de luminanță compensează întîrzierea suferită pe calea de culoare. Burstul este extras cu ajutorul unei porți P, comandată cu F, avînd frecvența  $f_H$  pentru a asigura așervirea oscilatorului local pe  $f_{sp}$ . Demodulatorile de produs primesc subpurtătoarea regenerată sincronă și în fază pentru a asigura demodularea pe cele două căi  $E'_r$  și  $E'_q$ . La ieșire prima matrice extrage

din semnalele  $E'_r$  și  $E'_q$  semnalele  $E'_R - E'_Y$ ,  $E'_B - E'_Y$  și  $E'_R - E'_B$ , iar apoi dacă tubul cinescop este comandat pe grile, spațiul grile-cathod comun face a doua dematriciere cu  $E'_y$  pe catod și semnalele diferență de culoare pe grile. Dacă tubul cinescop este comandat pe catodi mai urmează o matrice care va



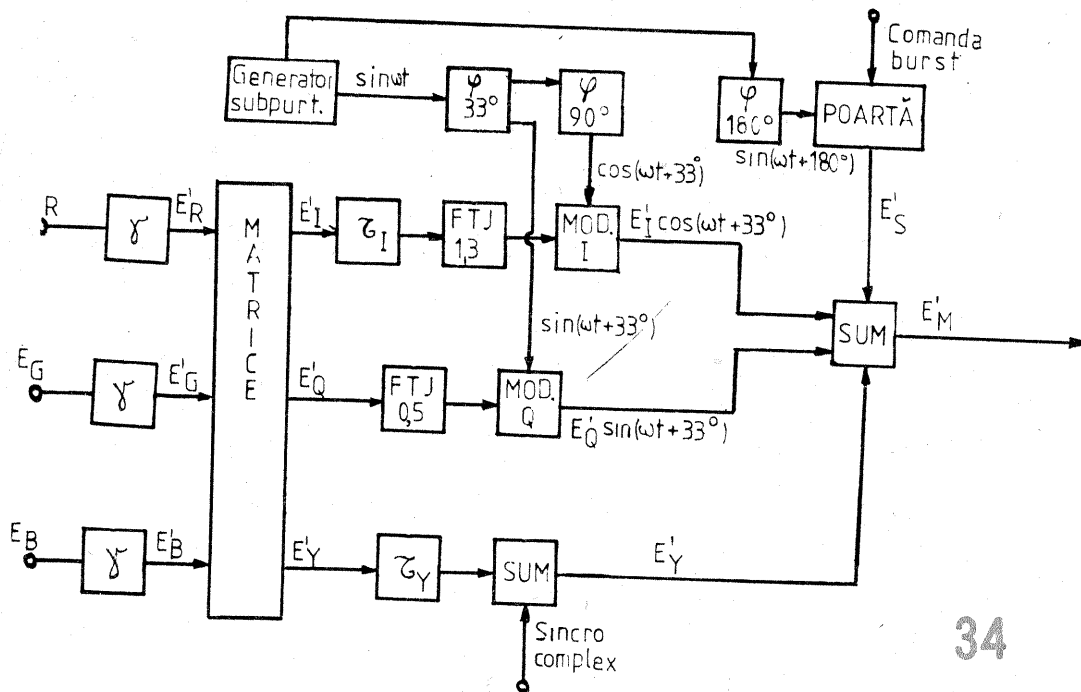
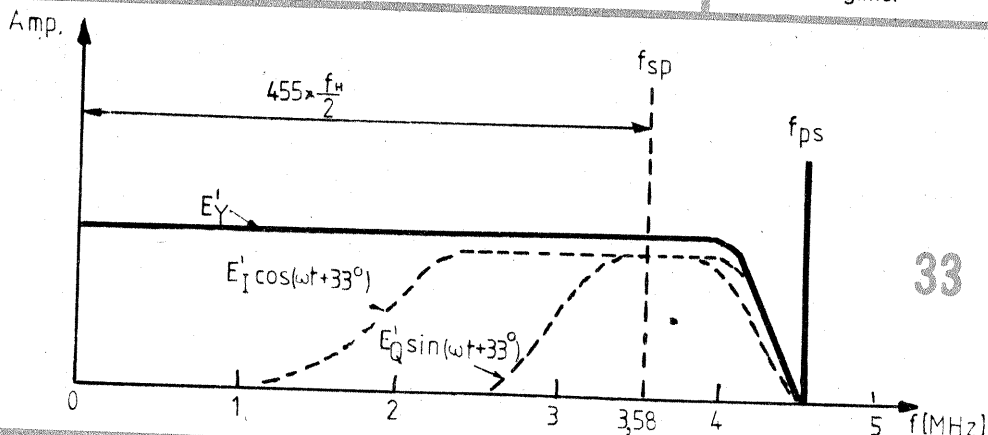
de emitor al lui T4 în funcție de timp, acesta avînd o formă „dinte de ferăstrău”. Tranzistoarele T1, T2, T3 sint de tip BC115 ce au următoarele date:  $U_{EB0} = 30$  V,  $U_{EB1} = 5$  V,  $h_{FE} \geq 150$ ,  $V_{GS0} = 1$  V.

De obicei un amplificator de video-frecvență poate fi considerat a fi constituit din două părți distincte:

— etajul de intrare constituit din tranzistorul de VF în conexiune reparator pe emitor (de obicei), impedanța de ieșire fiind în consecință mică;

— etajul de ieșire format dintr-un tranzistor de VF în conexiune emitor comun asigurînd o amplificare în tensiune suficientă.

Legătura între cele două părți se poate face cu ajutorul unui cablu coaxial de impedanță mică și capacitate scăzută, putînd ajunge pînă la 10 cm lungime.

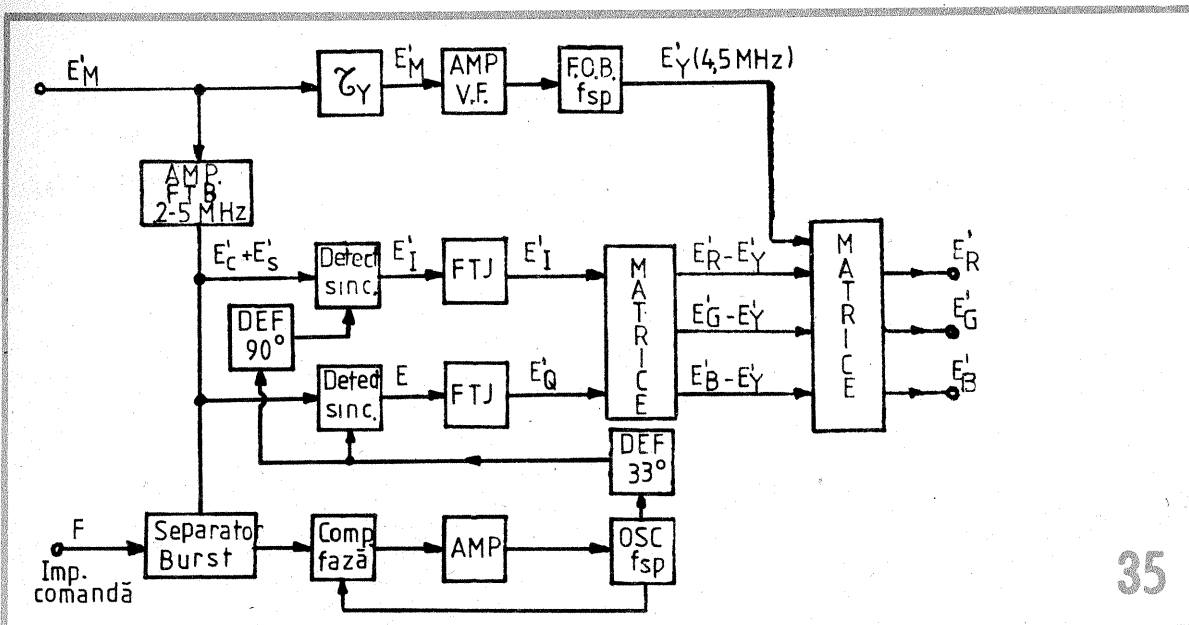


da la ieșire semnalele primare  $E'_R$ ,  $E'_G$  și  $E'_B$ .

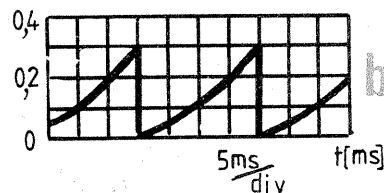
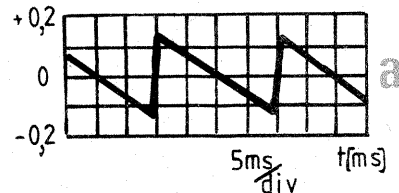
În continuarea exemplilor concrete de scheme, este prezentat montajul din figura 36 care este un circuit pentru deflexia verticală cu tranzistoare, alimentat la 10,5 V pentru tuburi cinescop de  $90^\circ$ . Înalta tensiune a tubului va fi de 11 kV. Stabilitatea verticală se reglează din potențiometrul P1 = 25 kΩ care asigură sincronizarea. Tensiunea de baleiaj culeasă de pe condensatoarele C2 și C3 este transmisă în baza tranzistorului T4 prin intermediul lui T3. Această tensiune de relaxare din baza lui T3 este regăsită în emitorul său cu aceeași fază, rezistența R9 = 1 kΩ reprezentînd sarcina sa. Tranzistorul de ieșire T4 furnizează bobinelor de deflexie verticală un curent de baleiaj  $I_B = 280$  mA. Bobinele de

baleiaj sint de tip toroidal cu  $R = 27 \Omega$  și  $L = 40$  mH. Tranzistorul T4 care este de tip BD111 dispă o putere de 1 W și poate funcționa pînă la  $70^\circ C$  fără radiator de căldură. Bobina L1 = 100 mH permite alimentarea colectorului lui T4, bobinele de deflexie verticală fiind legate tot în acest punct. Ele sint montate în serie și izolate față de masă cu ajutorul condensatorului C5 = 2 200 μF. Potențiometrul pentru reglarea amplitudinii este P2 = 5 kΩ și cel pentru liniaritatea P3 = 250 Ω. Se recomandă reglarea mai întîi a stabilității din P1, apoi a amplitudinii și la sfîrșit liniaritatea. Figura 37a reprezintă curentul de deflexie prin bobine. Pe abscisa este reprezentat timpul, avînd 5 ms pe diviziune, deci 5.4 = 20 ms durata unui cimp la frecvența  $f = 50$  Hz. În figura 37b este reprezentat curentul

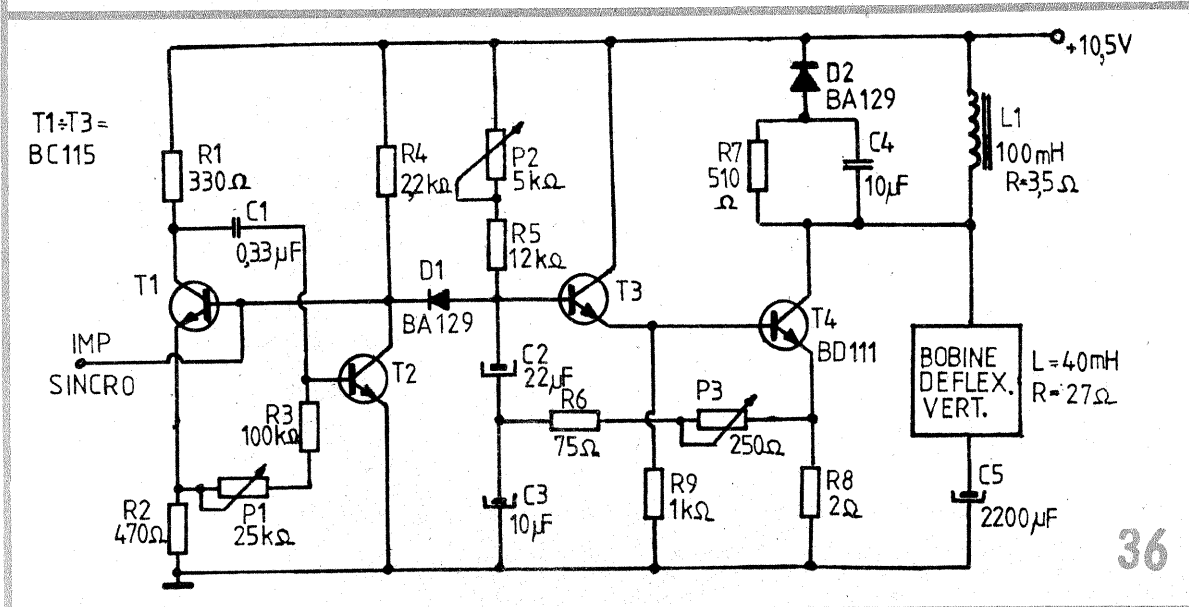
Amplificatorul din figura 38 este un amplificator de VF destinat televizoarelor cu standarde europene (cu modulație negativă), dioda detectoare fiind montată deci cu anodul spre ieșire. Se obține astfel un semnal detectat corespunzător alternanțelor negative ale semnalului de frecvență intermediară. Amplificatorul este separat cu linie punctată de circuitul de detecție video reprezentat simplificat. Etajul de intrare constituit din tranzistorul T1 este în conexiune colector comun, deci prezintă o impedanță mare de intrare și semnalul injectat în baza este în fază cu cel cules în emitor. Baza lui T1 este polarizată cu ajutorul unui divizor de tensiune format din R1 (legat la sursa de alimentare de +12 V) și P1 = 500 Ω. Rezistența R3 este conectată între divizor și baza,



35



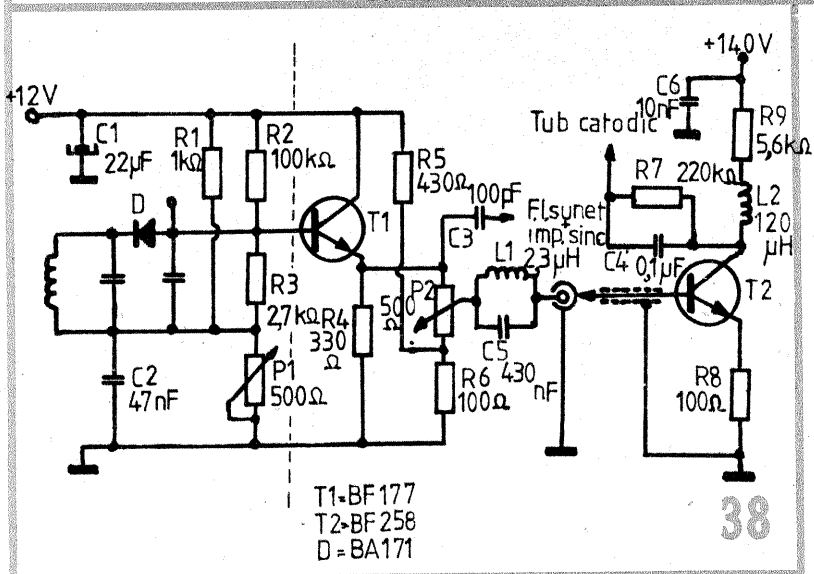
$$\frac{100 \text{ V}}{45} \approx 2,2 \text{ V.}$$



36

Pentru acordarea filtrului L1, C5 cel mai simplu este inserarea montajului în televizorul pentru care a fost construit și recepționarea unui post oarecare. După acordul făcut prin obținerea imaginii optime, se acționează asupra miezului lui L1 până se ajunge la un maximum al nivelului sonor, presupunând ca circuitele de acord MF sunet sînt corect reglate. Mai corect și precis ar fi injectarea unui semnal cu frecvența de 6,5 MHz (respectiv 5,5 MHz pentru CCIR) și reglarea lui L1 astfel încît să se obțină minimum de tensiune de VF (pe frecvența respectivă) la ieșire.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



38

în aceste condiții baza lui T1 fiind polarizată pozitiv în raport cu emitorul. La rîndul său, emitorul este la un potențial pozitiv față de masă datorită rezistenței de sarcină R4. Această rezistență joacă rol de sarcină și pentru circuitele de sincronizare. Colectorul lui T1 este legat direct la plusul alimentării (decuplată prin condensatorul electrolitic C1 = 22 μF/16 V), iar condensatorul C3 separă în curent continuu amplificatorul de VF de circuitele de sincronizare, pe aceasta cale transmițîndu-se semnalul de frecvența intermediară sunet și impulsurile de sincronizare. În emitorul lui T1 se află un divizor format din R5, R6 și P2. Din potențiometrul P2 se reglează amplitudinea semnalului, aceasta crescînd atunci cînd cursorul se deplasează spre emitor. Urmează un

filtru format din L1, C5 acordat pe 5,5 MHz pentru norma CCIR sau 6,5 MHz pentru OIRT. (Valorile din figură sînt pentru 5,5 MHz.) Acest filtru are o impedanță maximă la această frecvență și împiedică pătrunderea semnalului de frecvența intermediară sunet în baza lui T2. Cablul coaxial care leagă ieșirea filtrului LC de baza lui T2 trebuie să aibă o capacitate maximă de 20 pF. Rezistența R8 din emitorul lui T2 nu este șuntată decît de capacitățile parazite cu o valoare egală cu cîțiva picofarazi. Baza este polarizată prin intermediul bobinei L1. Semnalul de ieșire de VF se culege în colector, care la rîndul său este legat la o tensiune de +140 V (decuplată la masă prin C6) prin rezistența R9 și bobina L2. Aceasta bobina are rol de corecție, îmbunătățînd cîștigul la

frecvențe ridicate. Circuitul R7, C4 paralel transmite semnalul de video-frecvență spre catodul tubului cinescop. Tensiunea de ieșire este de 100 V (valoare de vîrf) cu un cîștig în tensiune egal cu 45. Timpul de creștere pentru o tensiune de ieșire de 80 V (fără filtrul L1, C5) este mai mic de 40 ns.

În privința reglajelor cea mai importantă este ajustarea lui P1, datorită faptului că avînd cuplaje în c.c. orice acțiune asupra potențialului bazei lui T1 influențează punctele statice de funcționare ale lui T2. Ajustarea valorii lui P1 se face conectînd un voltmetru în colectorul lui T2 și acționînd pînă se obține o valoare egală cu 120 V, deci pe rezistența R9 trebuie să avem o cadere de tensiune de 20 V, ceea ce corespunde unui curent absorbit de aproximativ 3,6 mA. Reglajul se face în absența oricărui semnal aplicat la intrare. Lărgimea de bandă se reglează din miezul bobinei de corecție L2. Aceasta trebuie să fie de cel puțin 10 MHz (orice poziție ar avea P2 și fără filtrul L1, C5). Se va verifica variația semnalului de ieșire în funcție de poziția cursorului potențiometrului P2. Aceasta se face injectînd un semnal de 1 kHz (prin intermediul unui condensator de 0,1 μF) în baza lui T1, iar în colectorul lui T2 se conectează un voltmetru electronic, tot prin intermediul unui condensator de 0,1 μF. Potențiometrul P2 fiind reglat pentru maximum de semnal (deci cu cursorul în emitorul lui T1), se variază amplitudinea semnalului injectat pînă se obțin la ieșire 100 V. Tensiunea măsurată la intrare (daca montajul funcționează corect) trebuie să fie în acest moment

## REGULATORUL DE TENSIUNE

(URMARE DIN PAG. 6)

$R_3 \approx 1 \text{ V} / I_{1\text{max}} = 1 \text{ V} / 1,5 \text{ A} \approx 0,667 \Omega$  (6) (practic  $R_3 \approx 0,68 \Omega$  la 3 ÷ 5 W), urmînd ca R4 să rezulte „automat” din relația (4), în funcție de valoarea  $I_{\text{max}}$  dorită.

De exemplu, pentru  $I_{\text{max}} = 5 \text{ A}$ , deci  $I_{2\text{max}} = 3,5 \text{ A}$ , rezultă:

$R_4 = R_3 \cdot I_{1\text{max}} / I_{2\text{max}} \approx 0,29 \Omega$  (7) (practic 0,3 Ω la 7 ÷ 10 W).

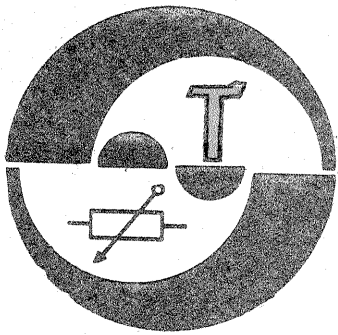
Dimensionarea divizorului  $R_1$ - $R_2$  se face pe baza celor discutate la figura 2, în funcție de plașa  $U_0$  dorită.

În fine, pentru a păstra și protecția împotriva ambalării termice (oferită de regulator), se impune ca acesta să fie montat pe același radiator cu tranzistorul T, bineînțeles cu o izolare electrică bună.

5. După cum am menționat deja, intrarea în funcțiune a circuitelor interne de protecție atrage după sine deteriorarea (pînă la compromiterea totală) a performanțelor de stabilizare ale regulatorilor. De aceea prezintă uneori interes semnalarea optică a situației, pentru a putea interveni operativ asupra circuitului de sarcină.

### BIBLIOGRAFIE:

1. Fairchild, Linear Data Book, 1987
2. Le Haut Parleur nr. 1748
3. Colecția „Tehnum”



Mă numesc Constantin Amărieuți, sint electrician și lucrez la întreprinderea de Avioane Bacău.

Sint un mare pasionat de electronică. Am executat multe montaje din revista „Tehnium” care mi-au dat reale satisfacții.

Căpătind o oarecare experiență, am încercat să execut un joc de lumini dinamice cu multiple posibilități de combinații folosind integrate CMOS și am reușit.

Schema electrică a jocului am defalcat-o în trei părți pentru o mai bună înțelegere. Pentru a realiza funcțiile de umplere-golire și deplasare cu 1 ÷ 3 becuri din patru am folosit un registru de deplasare universal bidirecțional de 4 biți — MMC40104, împreună cu două porți cu două intrări SAU-EXCLUSIV ale circuitului MMC4070. Cu ajutorul unei porți disponibile din circuitul MMC4070 se face încărcarea registrului MMC40104 aplicând la una din intrări semnal de tact (CLK), con-

form figurii 1. Tot în figura 1 se poate observa felul cum am realizat schimbarea sensului de curgere.

Cu ajutorul unui circuit astabil realizat cu circuitul integrat

Cu ajutorul comutatorului  $I_3$  se face trecerea în efectul de umplere-golire și în curgere. Pentru efectul de curgere (lumină dinamică) cu 1, 2 sau 3 becuri se trec comutatoa-

poate avea perioade constante reglabile continuu din  $P_1$  sau poate avea perioade variabile în funcție de un semnal audio aplicat la intrarea lui TR1.

## LUMINĂ DINAMICĂ

MMC4047 și al componentelor externe din schemă se schimbă sensul o dată la 14 s, reglabil din potențiometrul P.

Impulsul de ieșire existent la pin 10 și 11 (MMC4047) se aplică, prin rezistențele  $R_2$  și  $R_3$ , pe intrările de control  $S_1$  și  $S_0$  ale circuitului MMC40104, acestea trecind alternativ în „0” și „1” logic.

rele  $I_1, I_2, I_3$  în  $+V_{DD}$  sau GND. Acest comutator l-am realizat din două comutatoare în cod binar, reproiectând cablajul.

Generatorul de tact l-am realizat tot cu un astabil având la bază circuitul MMC4047. Schema electrică este prezentată în figura 2.

Se observă că, cu ajutorul comutatorului  $I_3$ , generatorul de tact

în funcție de puterea semnalului de la intrare, dioda electroluminescentă a optocuplorului se aprinde variabil, iluminând fototranzistorul, acesta, la rândul lui, modificându-și rezistența emitor-colector. În acest fel, lumina „fuge” în ritmul unei melodii. Montajul funcționează de la



## PREAMPLIFICATOR

Student LUCIAN LAURENȚIU COȘOREANU, Focșani

Propun cititorilor revistei câteva modificări care se referă la setul de montaj B8103 I.P.R.S.-Băneasa (adaptor pentru microfon).

Modificările le-am făcut în scopul de a mări amplificarea și o dată cu aceasta de a lărgi spectrul de utilizări ale acestui montaj. Poate fi folosit, de exemplu, pentru cap magnetic, doză magnetică etc.

Se procedează în felul următor:

- se renunță la „serviciile” lui  $C_3$  și  $C_6$ ;
- $R_2$  (220 k $\Omega$ ) se înlocuiește cu un rezistor de 82 k $\Omega$ ;
- $R_7$  (220 k $\Omega$ ) se înlocuiește cu un rezistor de 1,5 k $\Omega$  ( $R_5$  conectându-se pe partea cealaltă a cablajului, conform figurii 4);
- grupul  $C_4$ — $R_4$  se înlocuiește cu un semireglabil de 20 k $\Omega$  sau, în cazul în care se dorește o curbă de răspuns neliniară de tip RIAA (pentru doză magnetică), între punctele

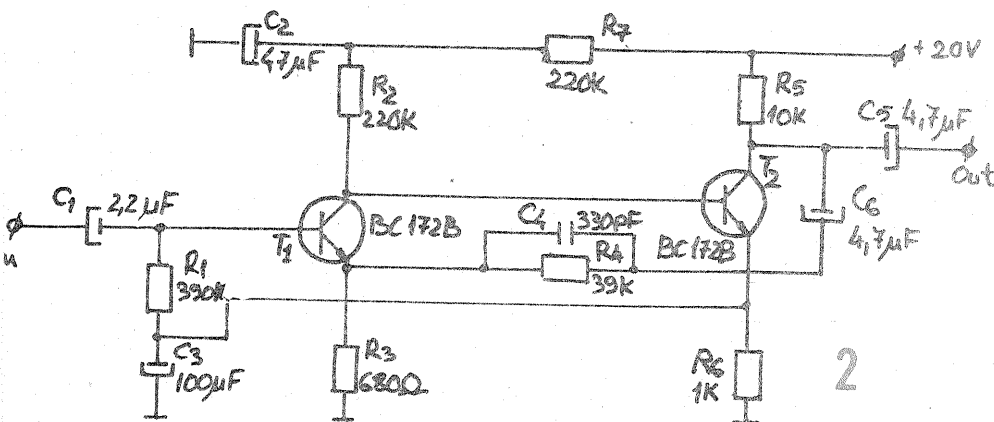
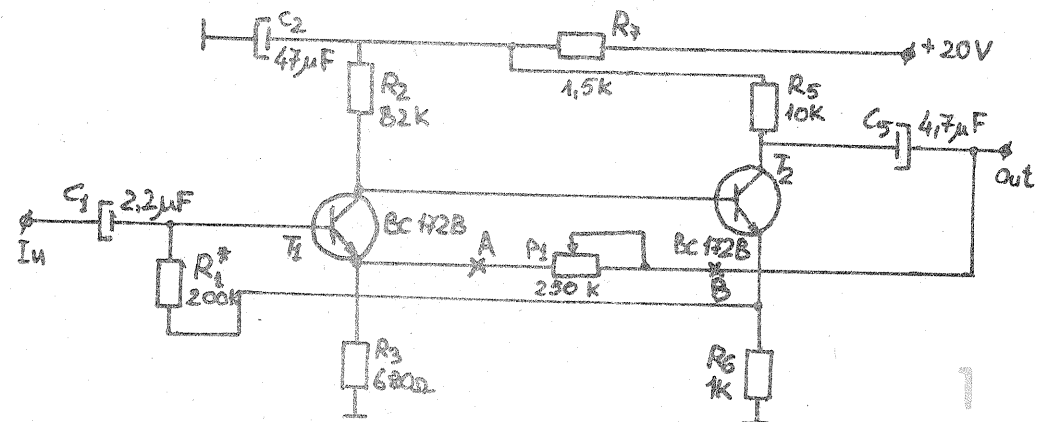
— realizarea punții notată \*\* în figura 4.

Montajul are coeficientul de distorsiuni mult sub 1% și o curbă de răspuns liniară în banda 30 Hz—30

kHz. Impedanța de intrare este mare.

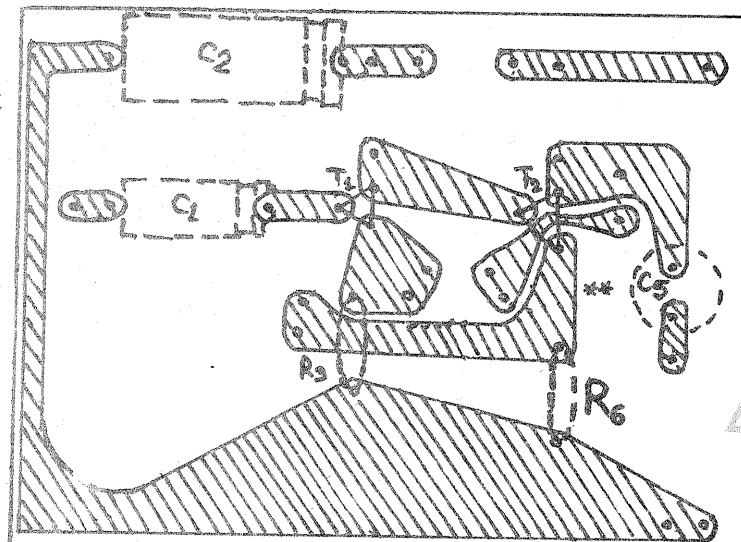
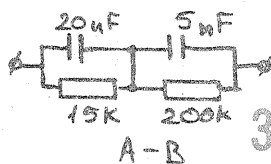
Un exemplu de utilizare a montajului: dacă la intrare se conectează un cap magnetic de casetofon, se

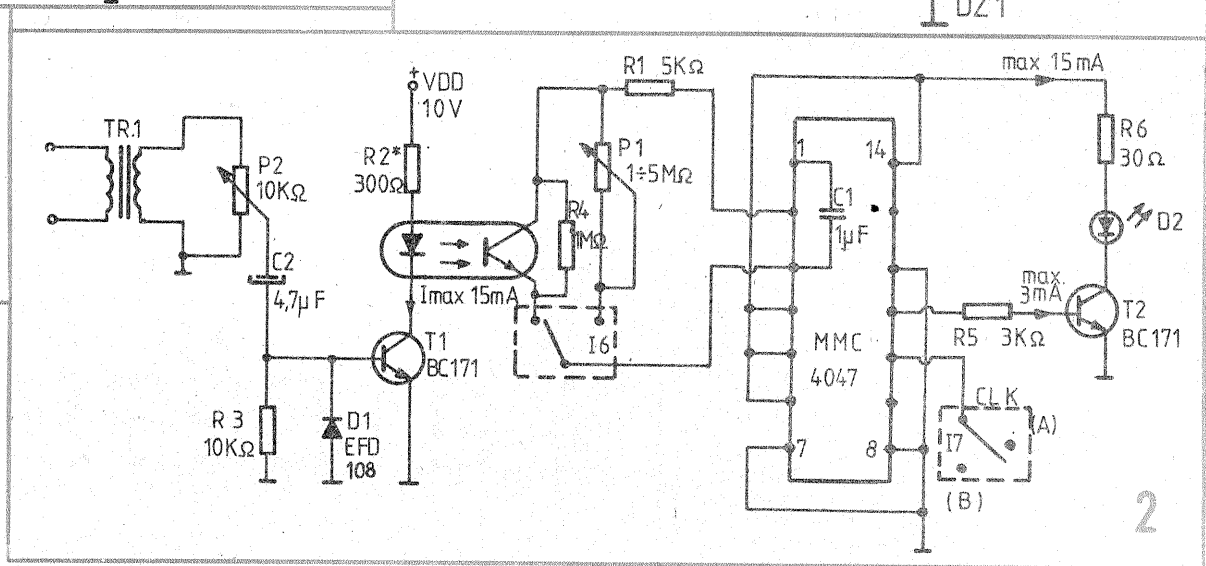
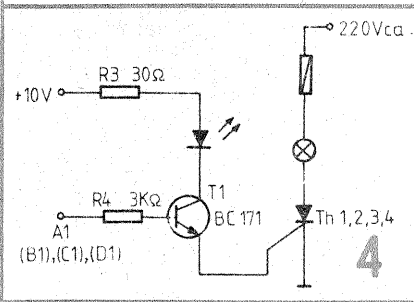
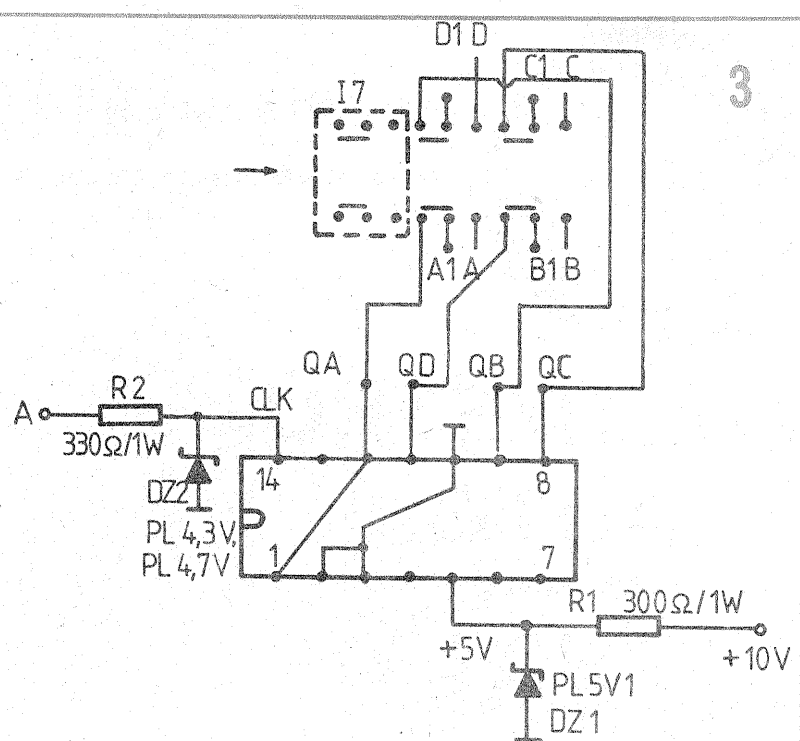
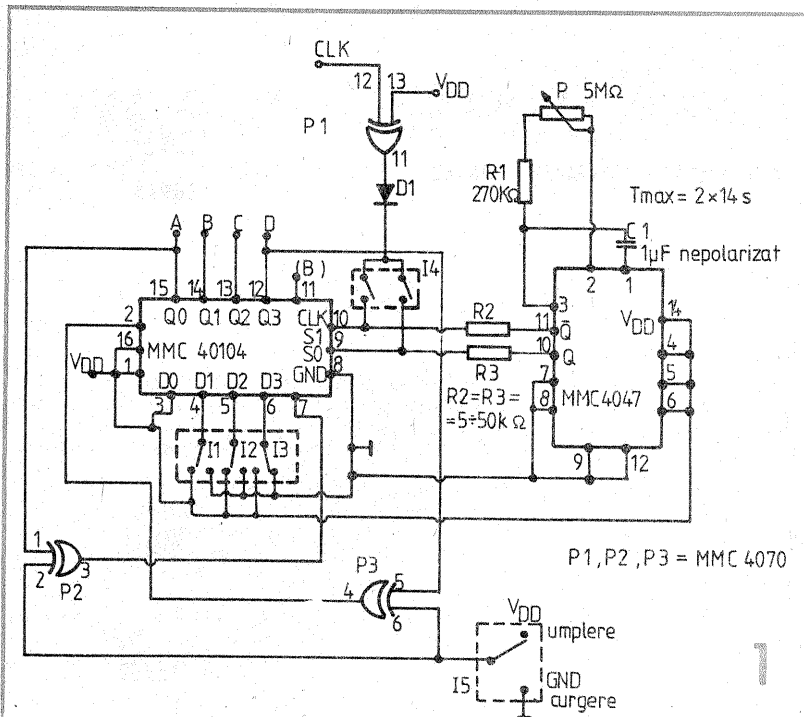
poate ataca direct un etaj final de 15 W (tot de producție I.P.R.S.-Băneasa).



A și B se intercalează circuitul din figura 3:

— rezistorul  $R_1$  (390 k $\Omega$ ) este dependent de alimentare (pentru 12 V avem  $R_1$  de 120 k $\Omega$ , pentru 20 V,  $R_1$  de 200 k $\Omega$ , iar pentru 40 V putem lăsa rezistorul  $R_1$  de 390 k $\Omega$ );





puteri de peste 0,150 W. Dioda LED-D<sub>2</sub>, montată pe panou, marchează semnalul de tact.

Acest semnal se aplică prin I<sub>7</sub> integratului MMC40104 și de asemenea porții P<sub>1</sub>, pentru încărcarea în registrul a integratului.

Pentru a efectua cit mai multe combinații, am preluat din „Tehnum” nr. 7/1989, efectuând modificările corespunzătoare, o aplicație a circuitului integrat CDB493 — numărător binar de 4 biți —, care generează 16 combinații succesive la ieșirile Q<sub>A</sub>, Q<sub>B</sub>, Q<sub>C</sub>, Q<sub>D</sub>.

Montajul din figura 4 se execută în patru exemplare, corespunzătoare celor patru ieșiri ale integratului MMC40104 și CDB493. LED-urile din colectorul lui T<sub>1</sub> se montează pe panoul frontal. Alimentatorul nu

pune probleme deosebite. Din acest motiv nu l-am descris.

Acesta trebuie să furnizeze 10 V la un curent de 0,2 ÷ 0,3 A.

Tiristoarele ce comandă becurile trebuie să suporte tensiunea rețelei și puterea becului. Siguranțele se vor calibra în funcție de puterea becurilor.

Pentru comanda becurilor se poate folosi și tensiunea continuă. În acest caz, puntea redresoare trebuie să suporte tensiunea rețelei și puterea tuturor becurilor. Comutatoarele folosite au fost de tip claviatură, exceptând pe I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>. Toate sînt cu reținere separată. I<sub>5</sub> este cu revenire.

**BIBLIOGRAFIE:**  
Colecția „Tehnum”, 1989  
Circuite integrate CMOS, Manual de utilizare  
Agenda radioelectronistului, ediția a II-a.

# TESTER REȚEA

PAUL HAȘAȘ, Oradea

Montajul de față permite testarea a doi parametri ai rețelei, și anume tensiunea efectivă U și frecvența f, selectabile cu un comutator K.

Vizualizarea lor se realizează cu un instrument de bază cu I<sub>0</sub> = 0,5 mA și U<sub>0</sub> = 275 mV, dar poate fi și de alt tip (cu I<sub>0</sub> ≤ 2 mA), adaptarea făcîndu-se din rezistențele din emitor. Scala instrumentului se va grada în felul arătat în figura 2; astfel citirile se fac mai precis decît dacă indicațiile ar porni de la zero.

În acest sens se introduce o diodă Zener (DZ1 în figura 1) în serie cu divizorul rezistiv; astfel acul indicator va începe deviația sa pe la 170 Vef din tensiunea rețelei. În privința frecvenței, acest lucru se obține reglînd filtrul de bandă la 52 Hz; astfel frecvențele cuprinse între 45 și 52 Hz vor fi situate pe panta crescătoare a caracteristicii filtrului și la ieșirea sa, tensiunea continuă (obținută după redresarea cu D<sub>8</sub>, D<sub>9</sub>) va fi proporțională cu frecvența rețelei. Pentru alimentarea montajului se

poate folosi un transformator de rețea, dar în locul transformatorului, greu de procurat sau bobinat, propun alimentatorul schițat în figura 1. Excesul de tensiune este preluat de un condensator C<sub>1</sub>, de 220 nF/400 V, care este mic ca dimensiuni (25x8 mm). Pentru descărcarea sa după scoaterea din priză se folosește R<sub>1</sub>=1,5 MΩ/0,5 W.

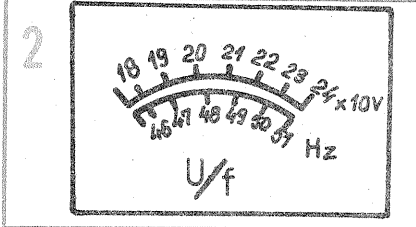
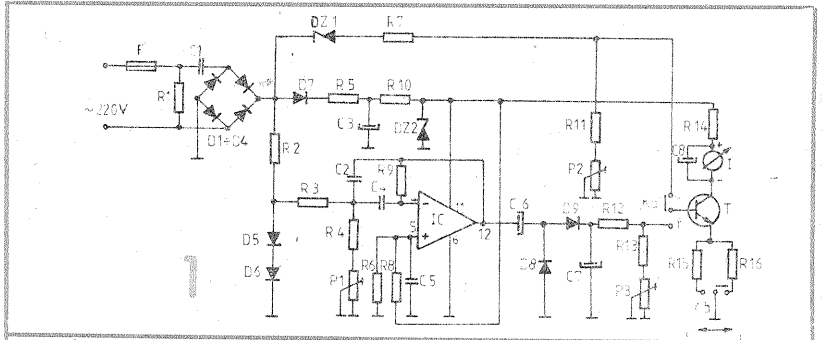
Circuitul integrat BA741, ca și tranzistorul BC171, se alimentează cu tensiunea stabilizată, care apare din redresarea în punte cu D<sub>1</sub> ÷ D<sub>4</sub>, filtrajul cu R<sub>5</sub>, C<sub>3</sub> și stabilizare cu dioda Zener DZ2 de 11 V.

O operație importantă rămîne reglarea. Pentru indicațiile de tensiune, se pune comutatorul K în poziția U, se introduce cordonul alimentării la rețea și se citesc indicațiile comparativ cu un instrument de măsură cit mai precis. Reglarea la valoarea existentă se face din P<sub>2</sub>. Dacă nu ajunge gama (P<sub>2</sub> la capăt), se schimbă R<sub>1</sub>, sau R<sub>7</sub>.

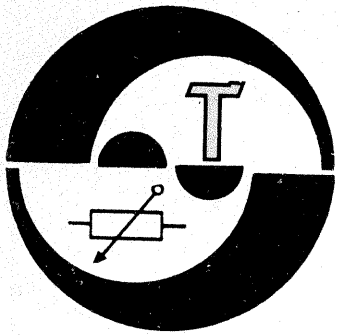
Reglajul frecvenței necesită un generator de joasă frecvență cit mai precis, de la care un semnal de aproximativ 0,7 Vef se injectează pe anodul lui D<sub>5</sub>. Dacă frecvența se ia de 52 Hz, din P<sub>1</sub>, se reglează o indicație ce depășește puțin indicația cap de scală (51 Hz). Se scade

apoi frecvența și se ajustează P<sub>3</sub>, astfel ca la mijlocul scalei să avem o indicație corectă.

**LISTA DE PIESE:**  
R<sub>1</sub> = 1,5 MΩ; R<sub>2</sub> = 12 kΩ; R<sub>3</sub> = 68 kΩ; R<sub>4</sub> = 3,3 kΩ; R<sub>5</sub> = 680Ω; R<sub>6</sub> = R<sub>8</sub> = 33 kΩ; R<sub>7</sub> = 47 kΩ; R<sub>9</sub> = 4,7 MΩ; R<sub>10</sub> =



220 Ω; R<sub>11</sub> = 1,8 kΩ; R<sub>12</sub> = 100 kΩ; R<sub>13</sub> = 22 kΩ; R<sub>14</sub> = 10 kΩ; R<sub>15</sub> = 1,2 kΩ; R<sub>16</sub> = 270 Ω; C<sub>1</sub> = 220 nF/400 V; C<sub>2</sub> = 10 nF; C<sub>3</sub> = 4,7 nF; C<sub>4</sub> = 0,22 μF; C<sub>5</sub> = 10 μF; C<sub>6</sub> = 7 μF; C<sub>7</sub> = 10 μF; C<sub>8</sub> = 100 μF; D<sub>1</sub> = D<sub>2</sub> = D<sub>3</sub> = D<sub>4</sub> = 1N4007; D<sub>5</sub> = D<sub>6</sub> = D<sub>7</sub> = 1N4005; D<sub>8</sub> = D<sub>9</sub> = EFD108; DZ1 = DZ2 = 1N3021 (DZ11V); IC = BA741; T = BC171; P<sub>1</sub> = 10 kΩ; P<sub>2</sub> = 250 Ω; P<sub>3</sub> = 5 kΩ; C<sub>a</sub> = 100 μF.



# VOLTMETRU AUTO

Ing. ROMEO ISTRATE, Buzău

Pentru constructorii amatori, mai tineri sau mai vîrstnici, propun spre realizare un voltmetru de c.c. cu afișor cu șapte segmente, destinat măsurării tensiunii continue disponibilă la bornele unei baterii auto de 12 V.

Ideea de la care am plecat pentru realizarea acestei scheme a fost generată de dorința de a găsi o altă posibilitate de afișare a unei tensiuni continue, variabilă în anumite limite ( $9 \pm 16$  V), care să permită aprecierea stării bateriei auto, a modului de funcționare a releului regulator de tensiune și alternatorului.

De fapt, realizarea acestui dispozitiv de afișare, numit impropriu voltmetru, a constituit un exercițiu de dezvoltare a posibilităților, nelimitate, de utilizare a comparatoarelor integrate, asociate cu mai rar utilizatele porți cu trei stări (TSL).

În mod uzual, afișarea numerică a valorii unei tensiuni continue variabile în ambele sensuri se face cu ajutorul voltmetrelor numerice ce pot fi realizate fie cu circuite logice obișnuite (numărătoare, bistabile, monostabile, porți, decodificatoare etc.), fie cu circuite specializate (convertoare tensiune-frecvență, tensiune-perioadă), urmate de circuite de numărare și afișare.

Avînd în vedere faptul că nu toți electroniștii amatori posedă astfel de circuite specializate, am încercat să realizez afișarea valorii tensiunii unei baterii auto de 12 V, în intervalul de variație 9—16 V, interval care corespunde întru totul domeniului necesar de urmărire a bateriei.

Analizînd figura 1, se constată că ea cuprinde 8 comparatoare (1C1-2C4), acestea făcînd parte din două comparatoare cvadruple  $\beta$ M3302, configurația corespunzînd comparatoarelor cu prag realizat cu diode Zener.

Astfel, 1C2, 1C3, 1C4, 2C1, 2C2, 2C3 au pragurile fixe realizate cu divizoarele rezistive R4-R17, R6-R19, R8-R21, R10-R23, R13-R25, conectate la intrările inversoare ale comparatoarelor, iar 1C1 și 2C4 au pragurile fixe, conectate la intrările neinversoare, praguri realizate cu divizoarele rezistive R2-R15 și R13-R25. De menționat că alimentarea divizoarelor se face dintr-o baretă (2) avînd un potențial fix de +5 V față de masă (3).

Celelalte intrări ale comparatoarelor, mai sus menționate, sînt conectate la grupurile DZ-R, care sesizează, de fapt, excursia de tensiune de la bornele bateriei de verificat (bornele 1-3).

Drept urmare, cînd tensiunea din punctul 1 este sub valoarea tensiunii de străpungere a diodelor Zener, tensiune măsurată față de masă a anozilor acestor diode, aceasta este de 0 V, situație în care ieșirile comparatoarelor sînt, practic, la potențialul „0” V. În caz contrar, cînd tensiunea crește peste valoarea de străpungere, potențialul anozilor diodelor Zener crește, la un moment dat egalîndu-se potențialul de referință (50—100 mV), situație în care are loc bascularea comparatoarelor în starea opusă stării anterioare.

Avînd în vedere că ieșirea comparatoarelor este în clasa A, tranzistor cu colector în gol, este necesar ca ieșirile să fie legate, prin intermediul unor rezistențe de 10 k $\Omega$ , la borna „+”.

Un element nou adus în această schemă este conectarea ieșirilor comparatoarelor prin intermediul unor porți cu trei stări sau TSL, avînd etajul de ieșire TOTEM-POLE (două tranzistoare lucrînd alternativ în regim blocat-saturat).

Tabelul de adevăr al acestei porți TSL evidențiază cele trei stări în care se poate găsi ieșirea:

A	I	Y
0	0	0
1	0	1

x 1 High Z (ieșire în stare de impedanță mare).

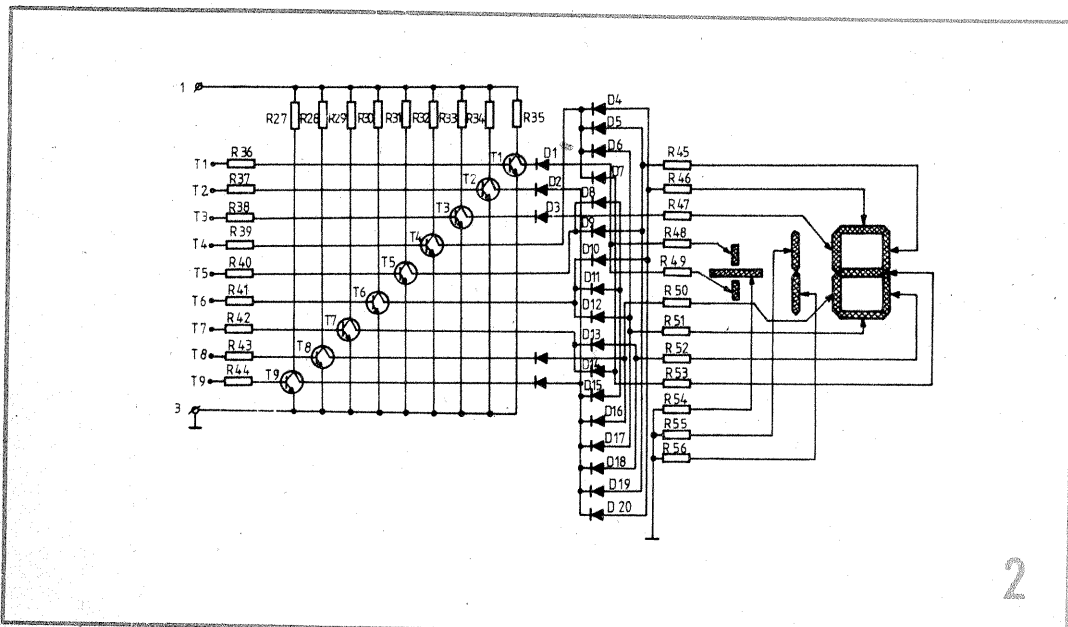
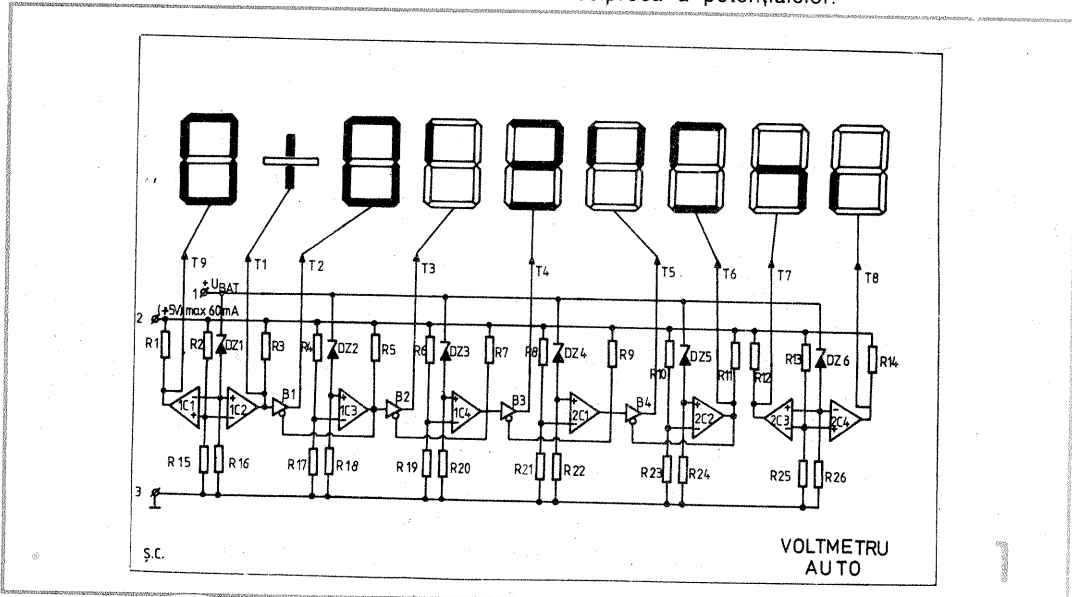
Continuînd prezentarea funcționării montajului, se observă, în figura 1, modul în care sînt conectate aceste porți, ale căror intrări de inhibiție (I) sînt conectate la ieșirile următoarelor comparatoare: 1C3, 1C4, 2C1 și 2C2.

Particularizînd pentru DZ1 = PL10, DZ2 = PL11, DZ3 = PL12, DZ4 = PL14, DZ5 = PL15 și DZ6 = PL13, rezultă următoarea succesiune de stări:

— în cazul:  $U_1 < 10$  V, 1C1 are ieșirea în „1”, 1C2 în „0”, 1C3 în „0”, cifra afișată fiind: -10 V;  
— în cazul:  $10 \text{ V} < U_1 < 11$  V, 1C1 are ieșirea în „0”, 1C2 în „1”, 1C3 în „0” și 1C4 în „0”, cifra afișată fiind +10 V, deoarece și ieșirea porții P1 este tot în „1”, pe intrarea de inhibiție a acesteia fiind prezent „0”;

— în cazul:  $11 \text{ V} < U_1 < 12$  V, 1C2 are ieșirea în „1”, 1C3 în „1” și 1C4 în „0”, situație în care starea ieșirii porții P1 este HiZ, ceea ce corespunde blocării tranzistorului T2 (fig. 1 și fig. 2) care comandă cele șase segmente ce alcătuiesc cifra „0”, cifra afișată fiind +11 V, și așa mai departe pînă la  $15 \text{ V} < U_1 < 16$  V, afișîndu-se +15 V.

În figura 1 s-au prezentat și LED-urile comandate de tranzistoarele T1-T9, comanda afișajului fiind prezentată, în detaliu, în figura 2, în care se constată și prezența unei rețele de diode cu scop de separare a comenzilor, evitîndu-se influențarea reciprocă a potențialelor.



Deoarece, datorită dispersiei de fabricație, tensiunile de străpungere ale diodelor Zener nu corespund întotdeauna cu valorile înscrise pe capsulă, existînd abateri în ambele sensuri, la realizarea practică a montajului se vor tona rezistoarele R15, R17, R19, R21, R23 și R25, sau se vor înlocui cu rezistoare semireglabile de 100  $\Omega$ , reglajul fiind optim atunci cînd, la tensiunea U1, corespunzătoare tensiunii de străpungere ideale (10, 11, 12, 13, 14, 15 V), are loc bascularea comparatoarelor.

Afișorul folosit este cu anodul comun, tip VQE22B, întreg montajul putînd fi amplasat într-o carcasă de plastic cu dimensiunile de 80 x 65 x 60 mm și fixată pe bordul mașinii.

Consumul total al voltmetrului (cu afișorul aprins pe poziția +10 V) este de 280 mA.

Cu o realizare îngrijită, montajul descris va funcționa de la prima încercare, permițînd afișarea tensiunii continue de la bornele bateriei auto, indicație utilă în aprecierea stării acesteia.

- COMPONENTE UTILIZATE:
- 1C1—2C4 —  $\beta$ M3302;
  - P1—P4 — K155LP8 (SN74125);
  - T1—T9 — BC171;
  - D1, D2, D22 — 1N4001, D3—D21 — EFD108;
  - R1, R3, R5, R9, R11, R12, R14 — 10 k $\Omega$ ;
  - R2, R4, R6, R8, R10, R13 — 1 k $\Omega$ ;
  - R36—R44, R16, R18, R20, R22, R24, R26 — 2,2 k $\Omega$ ;
  - R15, R17, R19, R21, R33, R25 —  $33 \pm 100 \Omega$ ;
  - R27—R35 — 75 k $\Omega$ ;
  - R45—R56 — 1,8 k $\Omega$ ;
  - afișor VQE22B.

# ALIMENTATOR

GHERASIM FRĂȚILĂ

rea de tensiune pe rezistorul de 1 Ω (bornele A-B) este de 3 V, cursorul potențiometrului de 1 kΩ este la capătul notat pe schemă cu „Imax”, tensiunea  $U_{EB}$  de 0,7 V se va lua de

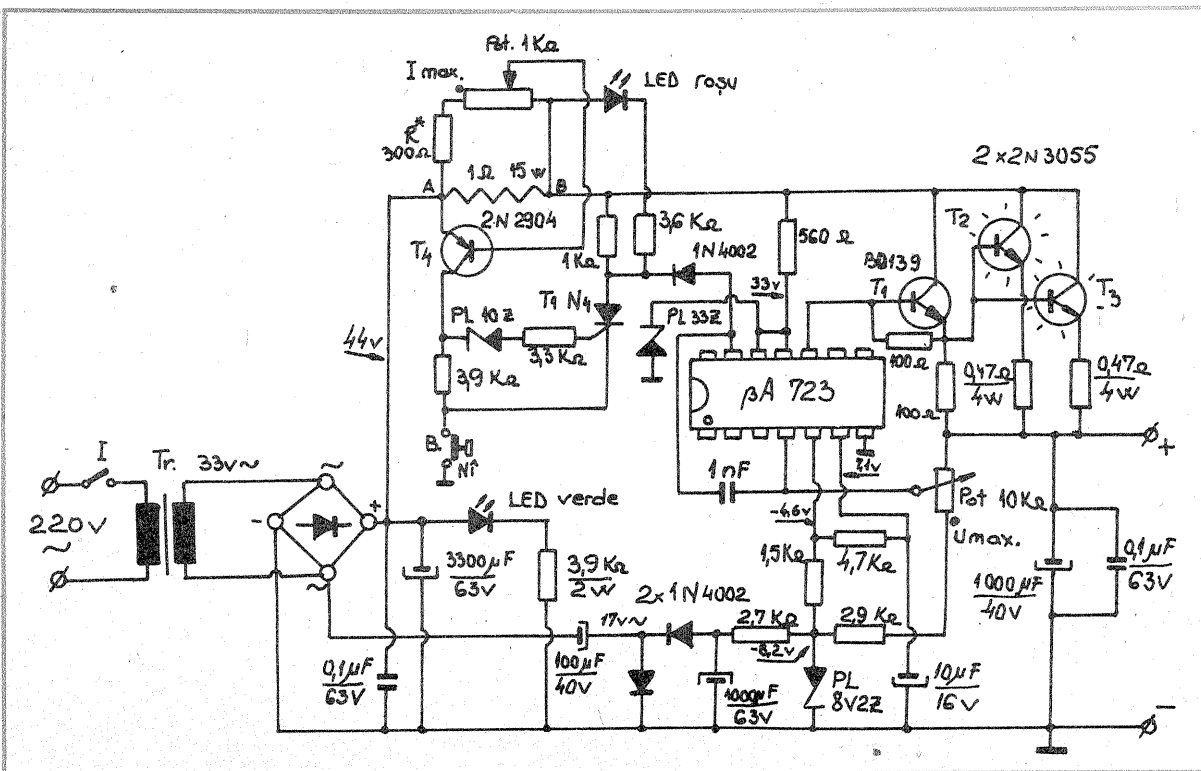
Alimentatorul are domeniul de reglaj al tensiunii stabilizate de ieșire cuprins între 0,7 V și 32 V, iar curentul maxim debitat este de 3 A. Montajul este protejat la scurtcircuit și supracurent.

Schema alimentatorului folosește ca element de bază circuitul integrat  $\beta A723$  (nu se recomandă folosirea lui  $\beta A723C$ ).

Din tensiunea alternativă de 220 V a rețelei se obține, cu ajutorul transformatorului Tr., o tensiune alternativă de cca 33 V, care se redresează cu o punte formată din patru diode de putere de tip 6S12. Tensiunea continuă pulsatorie se filtrează cu un condensator electrolitic de 3 300  $\mu F/63$  V, acesta având pe bornele lui un condensator de 0,1  $\mu F/63$  V, care are rolul de a atenua virfurile de tensiune ce se pot induce din rețea. După filtrare tensiunea continuă este de cca 44 V, din aceasta obținându-se 33 V cu divizorul format din rezistorul de 560 Ω și dioda Zener PL33Z, tensiune necesară alimentării circuitului integrat. De pe punctul de 44 V se alimentează prin rezistorul de 3,9 kΩ/2 W un LED verde, care indică prezența tensiunii de alimentare. Din tensiunea alternativă de 17 V, luată de pe un braț al punții redresoare, se obține o tensiune negativă de -8,2 V, necesară realizării unui potențial de -4,6 V față de masă, ce se aplică intrării neinversoare a circuitului integrat (pin 5). De asemenea, cu ajutorul tensiunii de -8,2 V se obține, pe cursorul potențiometrului de 10 kΩ (reglaj tensiune), o variație de tensiune cuprinsă între 0 și 0,7 V, care se aplică intrării inversoare a circuitului integrat (pin 4). Tranzistorul T2 este conectat în paralel cu T3 și împreună cu tranzistorul T1 (BD139) formează un montaj Darlington care este comandat de pe pinul 10 al circuitului integrat.

### Circuitul de protecție

Pe rezistorul de 1 Ω (A—B) apare, în funcție de curentul consumat, o cădere de tensiune ce este luată potențiometric de pe divizorul format



din  $R^*$  și rezistența de 1 kΩ a potențiometrului. Dacă între borna A a rezistorului de 1 Ω și cursorul potențiometrului de 1 kΩ tensiunea este de 0,7 V ( $U_{EB}$ ), tranzistorul 2N2904 se saturează și în colectorul său apare valoarea de 44 V cu care se comandă tiristorul T1N4; acesta închide circuitul de alimentare al LED-ului roșu care se aprinde și, totodată, comandă, prin dioda

1N4002, anularea tensiunii la ieșire.

Comanda de deblocare se face manual, cu întrerupătorul B, care are contactele normal închise în poziția de repaus. Dacă supraconsumul sau scurtcircuitul se menține, LED-ul roșu va lumina la fiecare acționare a întrerupătorului.

Valoarea rezistorului  $R^*$  se calculează pentru consumul maxim, care este de 3 A. La acest consum, căde-

pe rezistorul  $R^*$ , formula de calcul fiind:

$$\frac{U_{A-B}}{1000 + R^*} = \frac{U_{EB}}{R^*}$$

de unde, prin înlocuire cu valorile corespunzătoare, rezultă  $R^* = 300 \Omega$

## COMPLETARE

Colaboratorul nostru, ing. Nicolae Drăgulănescu, autorul cunoscutei lucrări „Agenda radioelectronistului”, ne sugerează să publicăm — ca o completare la ediția a II-a a Agendei, pag. 689 — unele date suplimentare referitoare la canalele de televiziune recepționabile în România, date ce nu au putut fi cuprinse în lucrare, fiind considerate ca interzise la vremea respectivă și pe care domnia-sa ni le pune la dispoziție în acest scop.

O facem cu deosebită plăcere de a putea contribui astfel la informarea cititorilor noștri, specificând, totodată, că semnificațiile codurilor canalelor din tabel pot fi găsite în capitolul 44 al Agendei, ediția a II-a.

### Canalele de televiziune recepționabile în România Alte emițătoare

Zona de recepție	Codul canalului	Proveniența
București	R5, R9, R11 R24, R27 R39	Sofia
	R32	Moscova
	R23	Novi-Sad
Cluj/ Oradea	R4, R10, R24	Budapesta

Constanța	R6, R9, R3 E5, E9	Sofia Odesa Istanbul
Craiova	R11, R24 R27 E10, E23	Sofia Sofia Novi-Sad

Zona de recepție	Codul canalului	Proveniența
Galați/ Tulcea	R3 R7, R8	Odesa Moscova/Chișinău
Iași/ Suceava	R7, R29 R31	Moscova/Chișinău
Timișoara/ Arad	R11, R24 R27 R10, R24 R6, E22 E10, E24 E39, E43	Sofia Sofia Budapesta Belgrad Novi-Sad Novi-Sad

## VERIFICAREA AMPLIFICATOARELOR A.F. DE PUTERE

(URMARE DIN PAG. 15)

O altă măsurătoare absolut necesară pentru determinarea performanțelor unui amplificator de audio-frecvență este măsurarea timpului de creștere al impulsului.

Se consideră timp de creștere  $t$  intervalul de timp în care amplitudinea unui impuls de tensiune crește de la 10% la 90% (vezi figura 5). Pentru ușurința măsurătorii se introduce sincronizat, la aceeași intrare a osciloscopului, un șir de semnale de

marcaj (markeri) cu frecvența de 1 MHz, deci cu distanța între ele de 0 microsecundă. Un amplificator foarte bun are un timp de creștere a frontului impulsului mai mic de 3  $\mu s$ , un amplificator bun de timp  $t = 3 \div 6 \mu s$ , iar un amplificator de slabă calitate  $t > 12 \mu s$ .

Timpul de creștere se măsoară pentru un semnal de intrare cu frecvența de 10 Hz. Această măsurătoare ne dă o informație foarte

exactă asupra modului în care sînt amplificate semnalele electrice rapide și cu amplitudine mare.

Verificarea în regim sinusoidal dinamic și măsurarea timpului de creștere al impulsului ne oferă o imagine completă asupra unui amplificator de audiofrecvență de putere, indiferent de configurația schemei electrice după care a fost realizat.

## PENTRU CINEAMATORI

### EFECTE SPECIALE

În ultima vreme moda filmelor de groază, a celor science fiction sau polițiste impune din partea autorilor profesioniști colaborarea cu tehnicieni specializați în efecte speciale. Aceasta este denumirea mai sofisticată a bine cunoscutelor trucaje utilizate în bună măsură și de cineștii amatori tentați din ce în ce mai mult de exploatarea tuturor resurselor tehnice ale camerei de luat vederi.

Povestea primului trucaj utilizat în istoria filmului merită a fi amintită aici. Georges Méliès, cel care a deschis calea ficțiunii în arta filmului la sfârșitul secolului trecut, se instalase cu aparatul sau la fereastra unui imobil din Piața Operei din Paris. La un moment dat, în timpul filmării, aparatul s-a blocat. G. Méliès a depănat rapid aparatul și a reinceput să filmeze. Hazardul a făcut ca înainte de a se bloca aparatul prin fața obiectivului să treacă un omnibuz; la reluarea filmării, din același unghi, în același spațiu, în locul omnibuzului trecea un dric. Astfel, la proiectie, Méliès a asistat la primul trucaj involuntar din istoria cinematografului, transformarea omnibuzu-

lui în dric, substituție ce va deschide larg calea efectelor speciale.

Printre trucajele obișnuite, cel mai des utilizate de cineamatori se numără fondu-ul și anșeneul, modalități de expresie astăzi mai puțin folosite în cinematograful profesionist.

#### Fondu-ul

Dacă în cursul unei filmări diafragma sau discul reglabil al obturatorului se închide progresiv, imaginea se șterge treptat. Acesta este efectul numit închidere în fondu și invers, dacă diafragma sau obturatorul reglabil este închis și el se va deschide progresiv pînă la valoarea corectă de înregistrare a imaginii, realizăm o deschidere în fondu. Apariția sau dispariția imaginii marchează ideea deschiderii sau închiderii unei fraze cinematografice, unei secvențe sau unui film. Fondu-ul poate fi realizat cu diafragma, cu obturatorul sau cu irisul.

Pentru realizarea fondu-ului cu diafragma se operează cu o valoare destul de deschisă și, eventual, cu un filtru neutru pentru a avea o cursă suficientă și ca fondu-ul să fie net realizat.

Inchiderea se face cu o viteză progresivă: operația începe lent și se continuă în ritm mai accelerat pînă la închiderea completă a diafragmei.

Pentru deschiderea diafragmei se operează invers: mai întâi deschiderea se face rapid și apoi din ce în ce mai lent.

Pentru a obține o mișcare lină,

diafragma poate fi comandată mai ușor prin intermediul unei tije.

#### Fondu cu obturator

Această operație este posibilă doar la aparatele dotate cu obturator reglabil. Comanda fondu-ului acționează asupra palei mobile care închide încet discul obturator. Anumite aparate automatizate realizează fondu-ul printr-o comandă ce acționează asupra unui număr prestabilit de imagini.

Acest tip de fondu este preferabil datorită unei curse mai lungi ce acționează pe o lungime mai mare a peliculei.

#### Fondu în iris

Acest efect a fost folosit, în special, în timpul filmului mut și astăzi este practic abandonat. Irisul este o diafragmă plasată în fața obiectivului care se mărește sau se micșorează progresiv, deschiderea circulară. Irisul poate fi excentric în raport cu obiectivul, fondu-ul putînd fi realizat pe un spațiu prestabilit al cadrului.

Fondu-ul realizat cu obturatorul sau diafragma are un efect optic agreabil pentru spectator. Legătura mai rapidă între planuri, fraze cinematografice sau secvențe se poate realiza și prin supraimpresiunea imaginilor, operație care da naștere anșeneului sau înlăturii.

Despre fondu mai trebuie amintit faptul că el poate fi obținut în negativul original, direct din aparatul de

film, sau în contratimp, printr-o operație de copiere.

Un caz aparte de fondu este și așa-numitul „fondu în alb”, cînd, plecîndu-se de la valoarea normală a densității imaginii, aceasta se destramă treptat, ajungînd, în final, în alb intens.

Fondu-urile realizate direct în negativul original obținut în aparatul de filmat sînt superioare sub aspectul calității fotografice.

Fondu-ul de sunet reprezintă și el un important semn de punctuație cinematografică, marcînd pe plan sonor trecerea de la o secvență la alta. Acest tip de fondu se realizează prin dispariția treptată, lină a sunetului de la volumul normal, firesc pînă la limita de audibilitate (fondu de închidere) și invers (fondu de deschidere). Operația se realizează în cadrul mixajului cu ajutorul aparatului de înregistrare audio de care dispune cineamatorul.

Pagini realizate de CĂLIN STĂNCULESCU

## BĂI DE SLĂBIRE

Slăbirea reprezintă o operație de prelucrare a peliculei prin care se realizează micșorarea densității optice a imaginii prin eliminarea parțială a argintului metallic. Operația se realizează chimic prin intermediul unor agenți de oxidare ai argintului (fericianura sau persulfat de potasiu, permanganat de potasiu, alaun feroamoniacal etc.). Slăbirea peliculei poate fi de mai multe feluri, funcție de natura agentului folosit și de condițiile de lucru.

Tipurile de slăbire pot fi proporționale, supraproporționale, subproporționale și substructive. Tratamente de acest fel pot fi aplicate cu succes și asupra imaginilor foto color. Slăbirea proporțională implică o reducere proporțională a densităților, fapt ce duce la scăderea contrastului. Această operație se utilizează în cazul imaginilor supra dezvoltate. Slăbirea supraproporțională duce la micșorarea accentuală a densităților mari în raport cu densitățile mici. Ea micșorează puternic contrastul și co-

rectează negative cu interval mare de densități. Slăbirea subproporțională micșorează mai mult densitățile mici în raport cu cele mari și corectează imaginile superexpuse. Slăbirea substructivă micșorează toate densitățile în afara celor mici, fără a modifica perceptibil contrastul imaginii.

#### CITEVA BĂI DE SLĂBIRE:

**Baia de slăbire Farmer** se obține din două soluții: (A) și (B). Soluția A = 1 l soluție 10% sulfat de sodiu și Soluția B = 1 l soluție 1% fericianura de potasiu. Cele două soluții se amestecă, iar timpul de acțiune a slăbitorului nu trebuie să depășească 1 minut.

**Baia de slăbire ORWO 700** se obține dizolvînd în 1 000 cm<sup>3</sup> apă 150 g tiosulfat de sodiu și 12 g bromură de potasiu. Soluția a doua se obține dizolvînd 20 g fericianura de potasiu într-un litru de apă. Cele două soluții se amestecă în momentul utilizării. Timpul de acțiune este de 5—10 minute, în funcție de gradul de slăbire preconizat pentru pelicula realizată.

## ÎNLĂNȚUIREA

Printre semnele cinematografice de punctuație se numără și înlăturirea (sau enchainé-ul), realizabilă prin ștergerea lentă a unei imagini și apariția în compensare a imaginii următoare. Se remarcă faptul că o perioadă de timp cele două imagini rămîn suprapuse, prima fiind din ce în ce mai slabă, a doua devenind din ce în ce mai netă.

Sensul principal al utilizării acestui mod de expresie indică sublinierea unei continuități între două acțiuni, repere, reflexii, personaje, gesturi, despartite de un anume interval de timp sau subliniază o acțiune de rememorare a unor scene pe care un personaj și le reamintește.

În principiu, înlăturirea reprezintă suprapunerea pe aceeași porțiune de peliculă a fondu-ului „în negru” a imaginii ce pleacă peste fondu-ul „din negru” a imaginii ce vine.

Pentru asigurarea unei calități superioare a procedurii cineamatorul trebuie să urmărească mereu constanța densității celor două imagini pe toată lungimea înlăturirii, iar micșorarea stralu-

cirii primei imagini să fie corespunzător compensată de creșterea strălucirii imaginii următoare. În principiu, lungimea înlăturirii este de 12—240 fotograme și durează, la o viteză de filmare și proiectie de 24 fotograme/secundă, circa 0,5—10 s. Firesc, fără existența dispozitivului de mers reversibil, înlăturirea nu se poate realiza. În filmul de amatori înlăturirea se practică, de regulă, prin acționarea diafragmei.

Pentru realizarea acestei operații este recomandabil ca planurile astfel tratate să nu fie filmate la distanțe mari (ca în cazul filmului profesionist), erorile posibile implicînd reluarea filmării. De asemenea, nu este recomandabilă realizarea înlăturirii între două imagini la intervale mai mari de timp, fapt care poate acționa nefavorabil asupra calitatilor peliculei diminuate de factori climaterici ce duc la deformări. Acestea din urmă au drept consecințe negative neclaritatea imaginii sau chiar ruperea ei la reluarea filmării.

# MĂȘTI ȘI CONTRAMĂȘTI

În panopia imensa a efectelor speciale se afla și masca. Aceasta reprezintă un ecran opac, decupat într-un mod anumit, confecționat din material suficient de tare, pentru a se menține plan (carton, plastic), așezat în fața aparatului și fixat într-un amplasament rigid (pentru a nu da naștere la sinuozități supărătoare).

Masca așezată în fața fasciculului luminos ce impresionează pelicula

vodevil) sau a unui binoclu puternic (stilul aventura).

Contramasca, jumătatea complementară a măștii utilizate într-o prima fază a filmării, poate, fără mari eforturi, să dedubleze actorii filmelor de amatori. În acest caz,

putea da sieși replica înregistrat în a doua fază cu contramasca. Uneori măștile și contramăștile sînt direct



reține în mod controlat razele de lumină, fotograma fiind expusă doar în partea liberă. Procedeele axate pe măști sînt diverse, pornind de la sugerarea unei gauri de cheie (stilul

dupa ce filmam cu o masca avînd partea dreaptă a ecranului acoperită, în aceeași poziție a aparatului de filmat, se acționează mersul înapoi al peliculei și se turnează pe aceeași porțiune riguros controlată cu contramasca acoperind partea stînga a ecranului.

Actorul filmat în prima fază își va

realizate prin procedee fotografice și ele sînt conținute în benzi anume confecționate, folosite, mai ales, la copieri speciale.

Simplitatea efectelor speciale realizate cu masca și contramasca poate oferi satisfacții deosebite cinematorilor cu condiția unui reperaj exact în spațiu și timp. Astfel nu este indicat ca personajul dedublat să fie filmat la mare distanță în timp, iar decorul trebuie să fie riguros același, fapt ce implică amplasarea aparatului într-un punct fix. În cazul

efectuării unor mișcări deosebite de aparat, acestea trebuie riguros poziționate pentru ca repetarea mișcării să fie perfect identică în faza a doua a filmării.

## TITLURI

Un element principal în filmul de orice fel, fie de amatori, fie profesionist, rămîne genericul. Echivalentul paginii de titlu sau al casetei tipografice, genericul este cartea de vizită a unui film, prezentînd autorul acestuia, colaboratorii săi, membrii echipei tehnice sau artistice. Mai mult decît o copertă de carte, genericul unui film poate face parte organică din opera cinematografică. Complexitatea caracterelor grafice utilizate în generic, ingeniozitatea procedeelor tehnice sau a modurilor de tratare a imaginii, locul plasării în economia filmului fac din acest capitol al muncii cinematorilor terenul unor experiențe interesante.

Nu trebuie uitat că în ultimele decenii mari plasticieni (printre care Saul Bass rămîne un nume de referință) au făcut din realizarea genericului o artă, conferindu-i valențe estetice greu de respins.

Realizarea unei instalații pe care se află amplasate în poziție fixă aparatul de filmat și proiectoarele în

fața unei rame cu tambur sau cu un plan mobil basculant reprezintă o soluție satisfăcătoare pentru începători. Este necesar ca sistemul de iluminare utilizat la filmarea titlurilor unui generic să asigure o repartiție uniformă și constantă a luminii pe toată suprafața tamburului sau a planului mobil basculant pe care se realizează elementele genericului.

În general, se utilizează două corpuri de iluminat ce trebuie bine fixate, iar sistemul de alimentare trebuie asigurat de prezența unui stabilizator. În cazul titlurilor simple se poate folosi filmarea cu frecvență normală, atenția autorilor fiind concentrată, în acest caz, asupra numărului de fotograme ce trebuie să fie corespunzător timpului normal de lectură (evident, funcție de densitatea textului, de caracterele utilizate, de componentele colaterale tehnice).

De obicei, titlurile statice ale genericului se scriu cu gușa albă pe fond negru.

## DEFORMAREA IMAGINII

O prismă cu mai multe fațete plasată în fața obiectivului multiplică imaginea pe suprafața ecranului. Dacă prisma este mobilă (ea pivotează în fața obiectivului), atunci și imaginea se va înscrie într-o mișcare de rotație multiplicînd obiecte, figuri, gesturi semnificative.

Jocul prisme se poate corela cu un obiectiv de tip Retrofocus (cu distanța focală foarte scurtă).

Deformarea imaginii trebuie, în mod necesar, argumentată dramatic, în caz contrar, efectul optic rămîne gratuit.

Șocul mental, impresia unui coșmar, efectul unui anestezic pot fi exprimate prin diverse procedee: efectul de flu (se realizează prin dereglarea distanței focale) sau prin utilizarea unei plăci de sticlă mușate în ulei așezată în fața obiectivului.

Obținerea unei imagini difuze se mai poate realiza prin rame cu materiale translucide (sticlă laptoasă) sau cu diferite țesături (tul, voal, tifon sau spunglas). Spunglas-ul este un material alb, translucid din fibra

de sticlă care se utilizează, în special, la difuzarea prin transmisie a luminii.

Țesăturile utilizate pentru efectele de estompare sau difuzie sînt realizate din fibre lucioase, fapt ce creează o radiație a reflexelor.

Filtrele de difuzie — confecționate din sticlă, avînd pe o față gravuri fine de linii concentrice, stelute, careuri etc. — facilitează obținerea unor efecte de micșorare disipată a contrastului.

Ele sînt utilizate în special la primplanuri datorită efectului de atenuare a asprimii liniilor feței și a suprafeței pielii.

Filtrele se fixează în fața obiectivului. Uneori aceste filtre se utilizează și la filmarea peisajelor pentru a accentua atmosfera dramatică. În general, mărirea gradului de difuzie al filtrelor este invers proporțională cu distanța de filmare. Astfel, la primplanuri sînt necesare filtre cu grad de difuzie mare, iar la planurile generale gradul de difuzie al filtrelor este cel mai mic.

Montajul prezentat este destinat în special laboratorului fotografului amator, putând realiza temporizarea aprinderii becului de expunere al aparatului de mărit pentru o durată de până la 100 de secunde.

Datorită preciziei ridicate, el se poate folosi și în procesul pozitiv color.

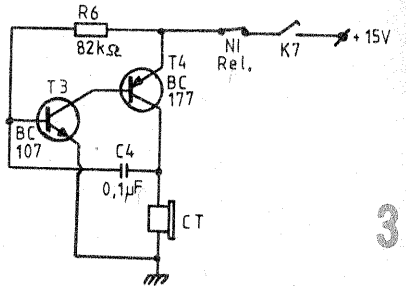
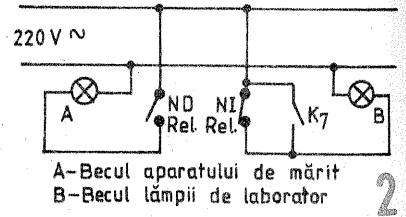
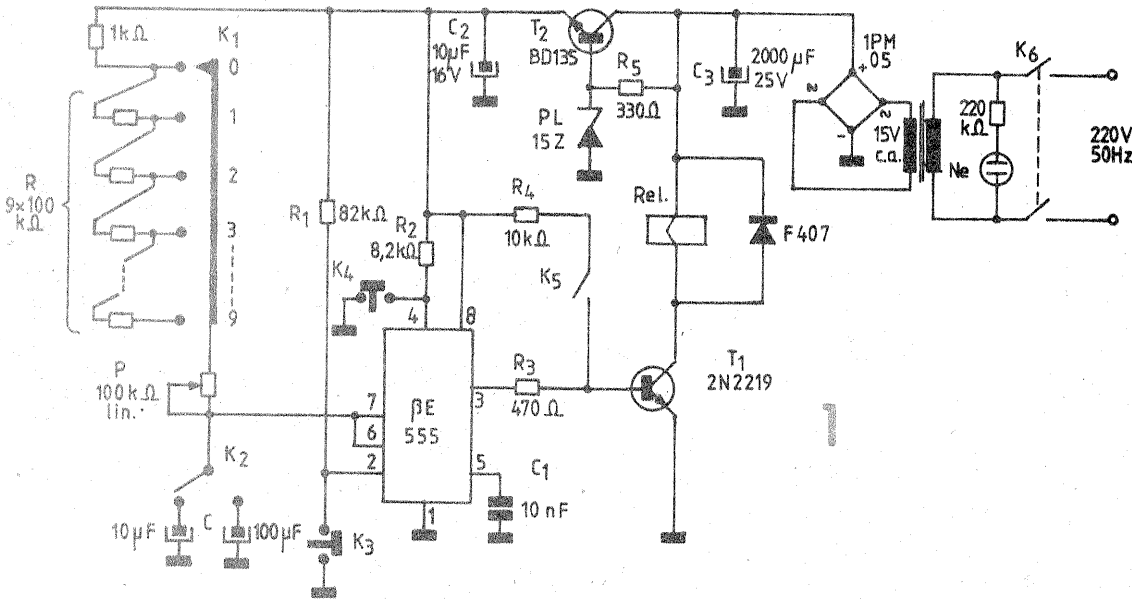
Circuitul integrat  $\beta E555$  funcționează într-o schemă de monostabil. În starea de repaus, tensiunea pe pi-

determinat de valoarea rezistenței R (de poziția comutatorului decadic) și a potențiometrului P. Din potențiometrul P se determină a doua cifră semnificativă. Bineînțeles, aceasta se poate înlocui cu un comutator decadic, iar rezistențele vor fi de 10 k $\Omega$ .

Temporizarea se termină când tensiunea pe condensatorul C atinge 2/3 din tensiunea de alimentare. În acest moment tensiunea la ieșirea

# TEMPORIZATOR FOTO

IOAN ALEXANDRU CHIRU, Giurgiu



nul 3 este de cca 0 V.

Ca urmare a acționării butonului K3 (tip buton de sonerie), pe pinul 3 va apărea o tensiune apropiată de tensiunea de alimentare, deschizându-se tranzistorul T1, anclanșând releul, iar prin contactele sale se alimentează becul aparatului de mărit. În acest moment începe încărcarea condensatorului C. Timpul de încărcare, deci durata temporizării, este

circuitului integrat devine aproape nulă, ceea ce face ca tranzistorul T1 să se blocheze și să se stingă becul aparatului de mărit.

Atunci când avem nevoie ca becul să rămână aprins (de exemplu la schimbarea cadrului de pe film, punerea la punct a clarității etc.), se închide K5, care deschide pe T1 prin R4.

Oprirea unei temporizări în curs

se realizează prin acționarea butonului K4 (normal deschis).

Consumul maxim (cu releul anclanșat) este de cca 100 mA.

Dacă dorim ca lampa de laborator să se stingă pe durata expunerii, întrerupem alimentarea cu tensiune a acesteia printr-un contact normal închis al releului.

În final se poate extinde domeniul de temporizare până la 1 000 s prin

adăugarea unui condensator C de cca 1 000  $\mu F$ , iar K2 va fi cu trei poziții, dar în acest caz precizia temporizatorului va scădea.

Personal am dotat temporizatorul și cu un generator de ton (fig. 3), care este pus în funcțiune la sfârșitul duratei de temporizare.

Folosind piese de bună calitate, iar condensatoarele C din poliester, acest temporizator poate fi utilizat și pentru aplicații industriale, cu condiția ca pastilele contactelor releului să suporte curentul care trece prin consumatorul temporizat.

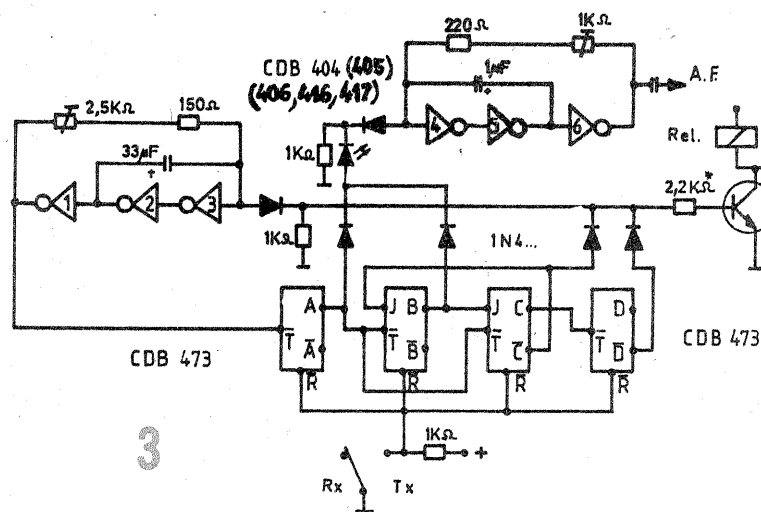
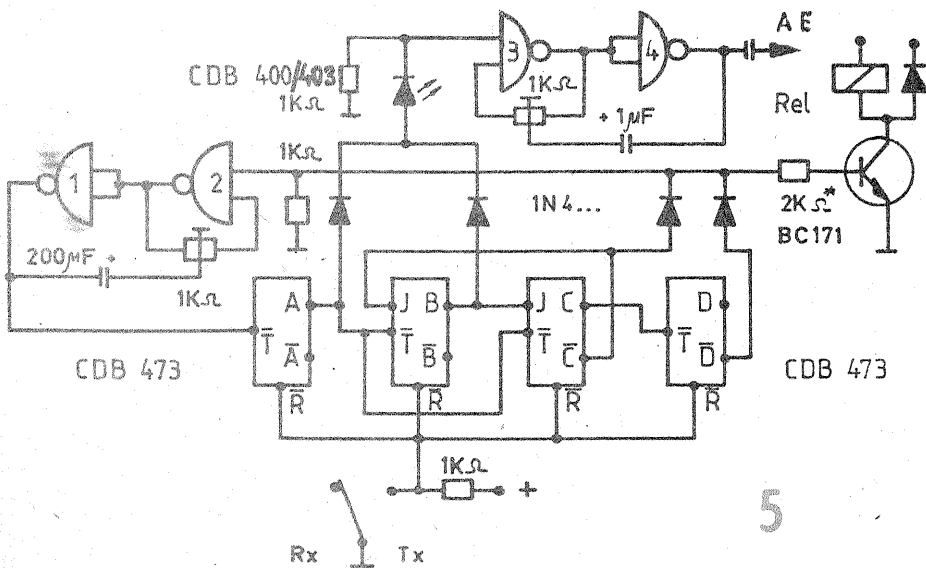
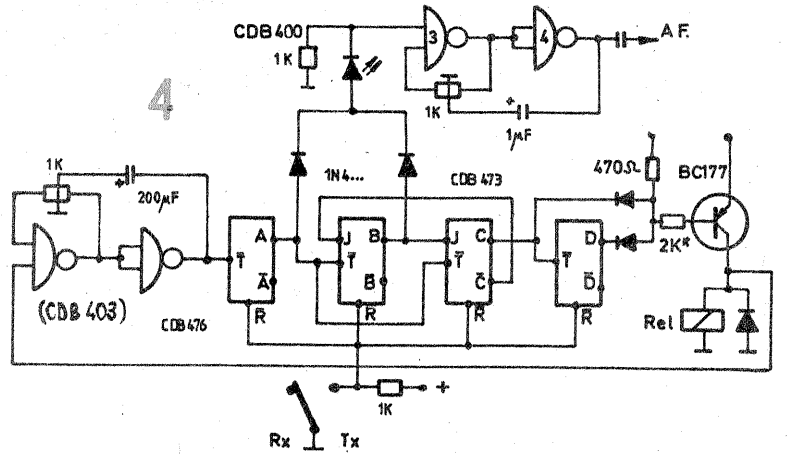
## GENERATOARE „K-TONE”

(URMARE DIN PAG. 11)

Punerea în funcțiune se realizează prin acționarea butonului PTT, a întrerupătorului Rx-Tx sau printr-un contact al unui releu comandat de dispozitivul VOX. După terminarea mesajului se trece pe recepție, releul rămânând cuplat până se transmite și semnalul telegrafic — litera K — ce marchează sfârșitul transmisiei și invitarea corespondentului la emisie.

Toate schemele prezentate permit vizualizarea semnalului telegrafic generat, care, introdus la borna de intrare microfon, asigură modularea emițătorului.

$t_n$	$t_{n+1}$
J	K
L	L
L	L
H	H
	Q
	LQ
	QILQ



## IDEI PRACTICE ÎN LOCUINȚĂ

MIRCEA MUNTEANU, Oțelu-Roșu

1. În interiorul clasicei broaște de la intrarea în locuință se poate fixa prin nituri o bucățică de oțel cu dimensiuni 10x10x2 mm (fig. 1). În partea de acționare a cheii se va tăia un șliț ce are rolul de a permite introducerea ei în orificiul destinat, astfel încât să se acționeze elementele metalice de închidere.

Realizând acest ansamblu, asigurăm ca deschiderea broaștei de la ușă să se poată face numai cu chei ce au tăiat șlițul amintit.

2. Una din cauzele pentru care apa curge continuu în vasul de W.C. este și uzura plutitorului. Plutitorul, prin îngreunare, permite ca orificiul de admisie a apei să nu se mai obtureze atunci când rezervorul este plin cu apă. Pentru rezolvarea promptă a unei astfel de defecțiuni înlocuim plutitorul vechi cu o bucată de polistiren expandat de formă paralelipipedică de aproximativ 6x3x10 cm (fig. 2).

3. Scîrțitul ușilor locuinței și ale dulapurilor la închidere și deschidere deranjează mai ales atunci când unii locatari doresc să se odihnească. Conform figurii 3, ungerea în punctul „a” cu vaselină sau ulei prin ridicarea plăcii ușii este dificilă, făcându-se de cele mai multe ori cu excedent de lubrifiant. Acesta, ieșind în afara zonei de îmbinare a balamalei, creează un aspect neplăcut. Pentru a realiza un-

gerea mai ușoară a unor balamale, propunem ca în partea superioară, în punctul „b”, să se execute o gaură cu diametrul de 2—3 mm. Prin acest mic orificiu, periodic, se pot introduce câteva picături de ulei.

4. Bazați pe necesitatea de confort și recuperare a căldurii în locuință, tot mai mulți locatari execută galerii pentru perdele de o lungime egală cu cea a peretelui cu fereastră. Draperia, fixată în cleme pe una din barele galeriei, acoperă la nevoie întreg peretele.

În figura 4 prezentăm detaliile constructive ale unei asemenea galerii. Acoperind fața văzută și canturile plăcii P3 cu hîrtie albă lipită cu aracet și zugrăvită apoi în culoarea tavanului sau a pereților, realizăm o galerie funcțională cu un aspect plăcut.

5. Rosturile ușilor și ferestrelor sînt în anotimpul rece una din importante surse de frig în locuință. Pentru limitarea pătrunderii aerului rece din afară, pe lângă clasicele sisteme de etanșare a rosturilor cu bandă PURFIX sau șnur textil, la ferestre se pot așeza cilindri din pînză umpluți cu vată sau deșeuri textile. Lățimea unui astfel de cilindru textil trebuie să fie egală cu cea a spațiului liber dintre cele două rînduri de cercevele, lungimea fiind egală cu lățimea interioară a ferestrei (fig. 5 a).

La ferestrele ce au cercevele cu plate, recomandabil este ca, în perioadele cu frig, draperia să se așeze ca în figura 5b, realizînd astfel o circulație de aer rece infiltrat spre partea superioară, mai caldă a încăperii.

Mărirea gradientului termic în interiorul locuinței se mai poate realiza și prin izolarea peretelui din spatele caloriferului.

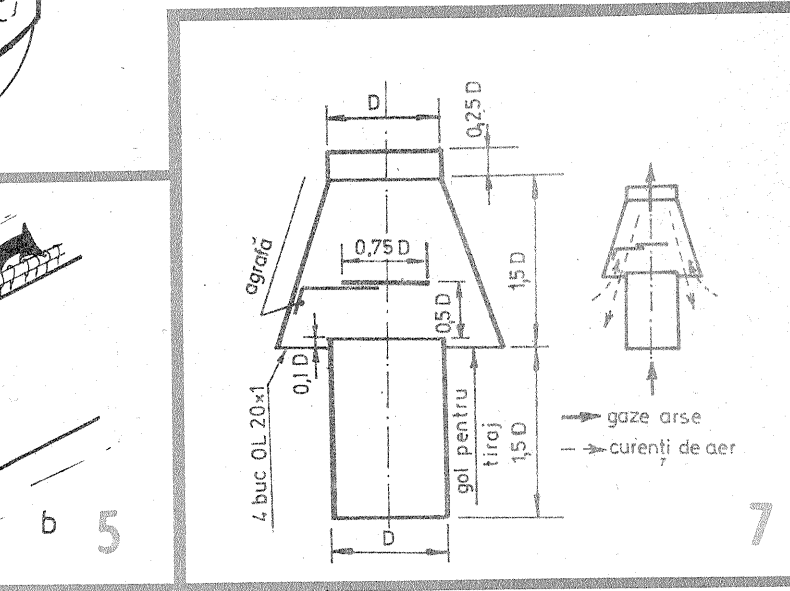
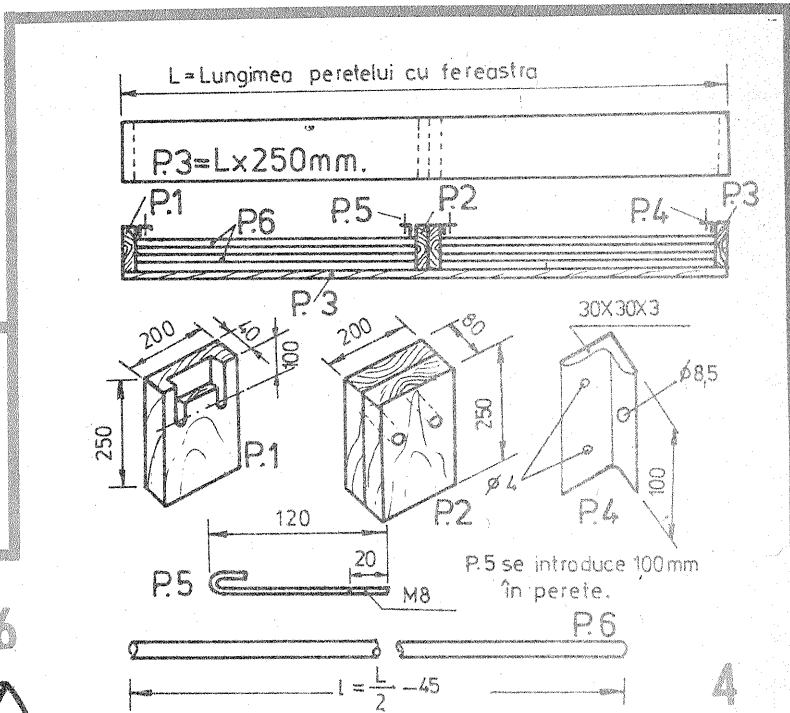
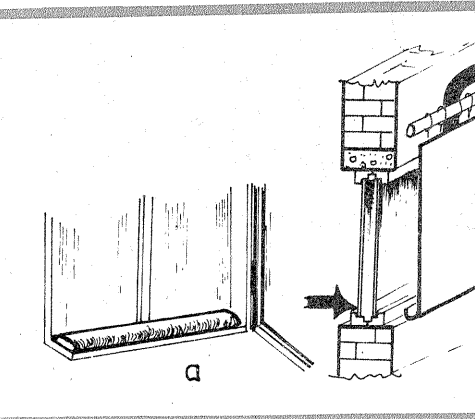
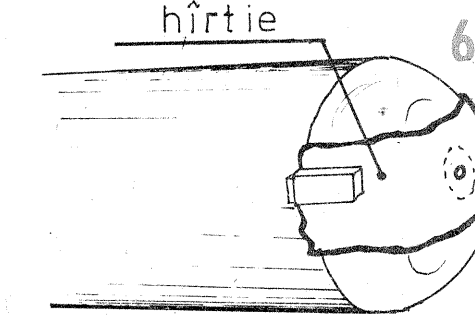
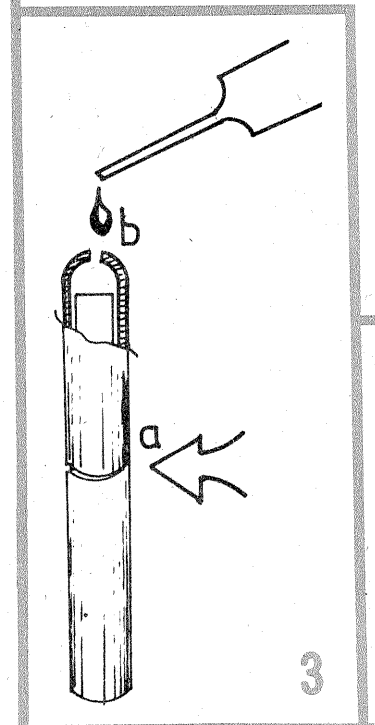
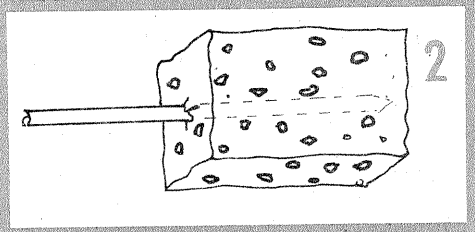
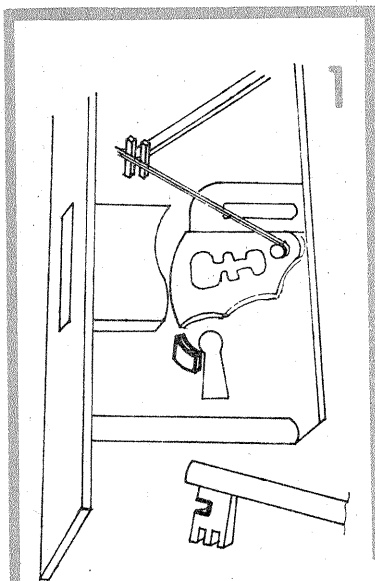
6. Unul din cele mai solicitate moduri de zugrăvire a interiorului locuinței este realizarea de stropi mici în culori diferite. Pentru evitarea chinului realizării stropilor prin baterea măturii de un băț, cu fel de fel de perii sau chiar cu șabloane, prezentăm în figura 6 o adaptare la aspirator în scopul realizării stropilor. Procedeeul este simplu: după scoaterea sacului pentru praf și reșezarea ca-

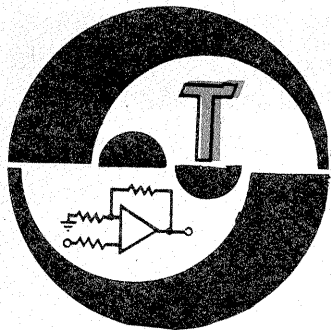
pacului, se introduce furtunul în capătul dinspre întrerupător, iar celălalt capăt îl obturăm cu o bucată de hîrtie, ca în figura 6.

După fixarea hîrtiei în clemele de susținere, în mijlocul ei, axat pe orificiul din capac, se va executa cu un creion o gaură de diametrul acestuia. Cantitatea mică de aer ce se absoarbe prin orificiul din hîrtie asigură ca din borcan să se absoarbă mai puțin lichid, suficient însă pentru a se împrăștia sub formă de stropi.

7. La vînturi puternice, evacuarea gazelor arse pe coș este mult îngreunată. Vîntul, prin curenții turbionari creați la impactul cu acoperișul, are un efect de piston asupra gurii de evacuare a coșului. Consecințele asupra tirajului produc stingerea flăcării (la arderea cu gaze naturale) și ieșirea fumului în locuință (la arderea cu lemne sau cărbuni). Pentru evitarea acestor neajunsuri și mărirea siguranței în utilizarea cuptoarelor pentru încălzit, la gura de evacuare a coșului se va amplasa dispozitivul de siguranță pentru tiraj prezentat în figura 7. Piesa prezentată se va executa din tablă cu grosimea de 0,5—0,75 mm.

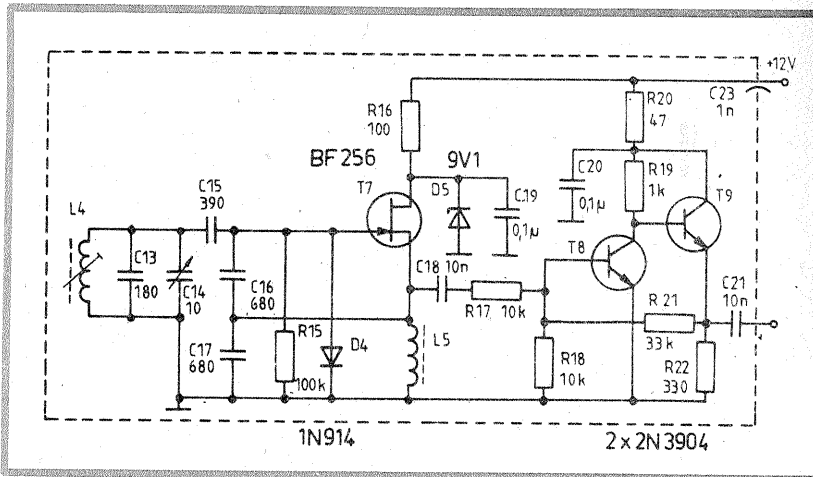
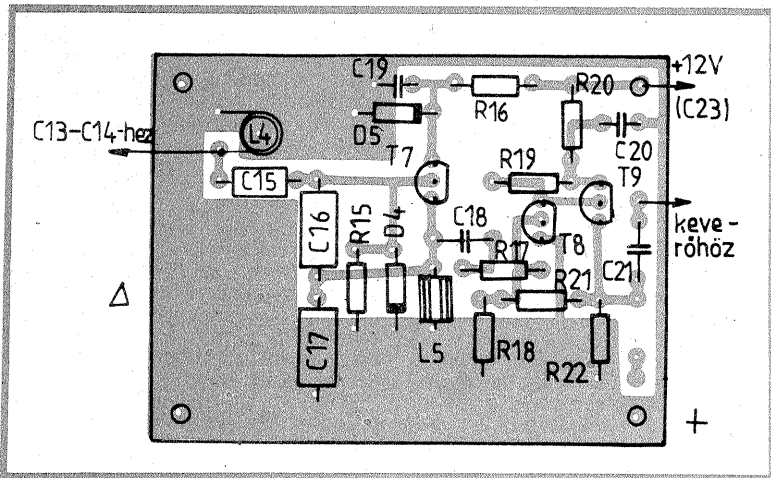
Precizăm că piesele și obiectivele propuse mai sus se pot executa din materiale recuperate sau deșeuri neutilizabile, care își găsesc astfel o întrebuințare utilă.





# VFO

Cu o stabilitate pronunțată, construit în montaj Colpitts, oscilatorul acoperă o gamă de frecvențe cuprinsă între 7 și 7,1 MHz. Acoperirea



acestei game este asigurată de un condensator variabil de 10 pF. Bobina din oscilator are 17 spire din CuEm 0,3 bobinate pe un suport cu diametrul de 4 mm, prevăzut cu miez magnetic.

pe un mic tor de ferită. Tranzistorul din oscilator se poate înlocui cu alt tip, cum ar fi BF245, iar tranzistoarele din etajele separatoare pot fi chiar BC170.

Bobina din sursa tranzistorului FET are 10 spire CuEm 0,2 bobinate

PRACTICAL WIRELESS, 5/1983

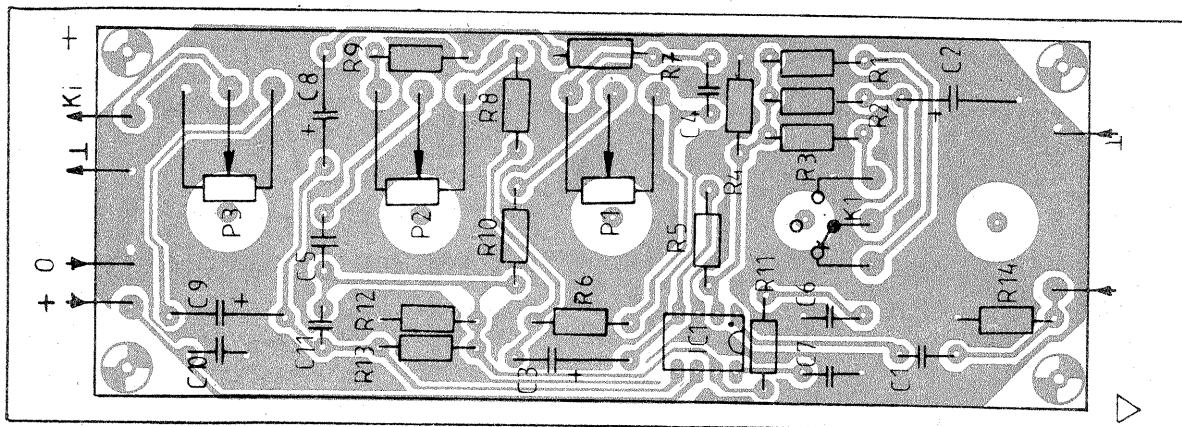
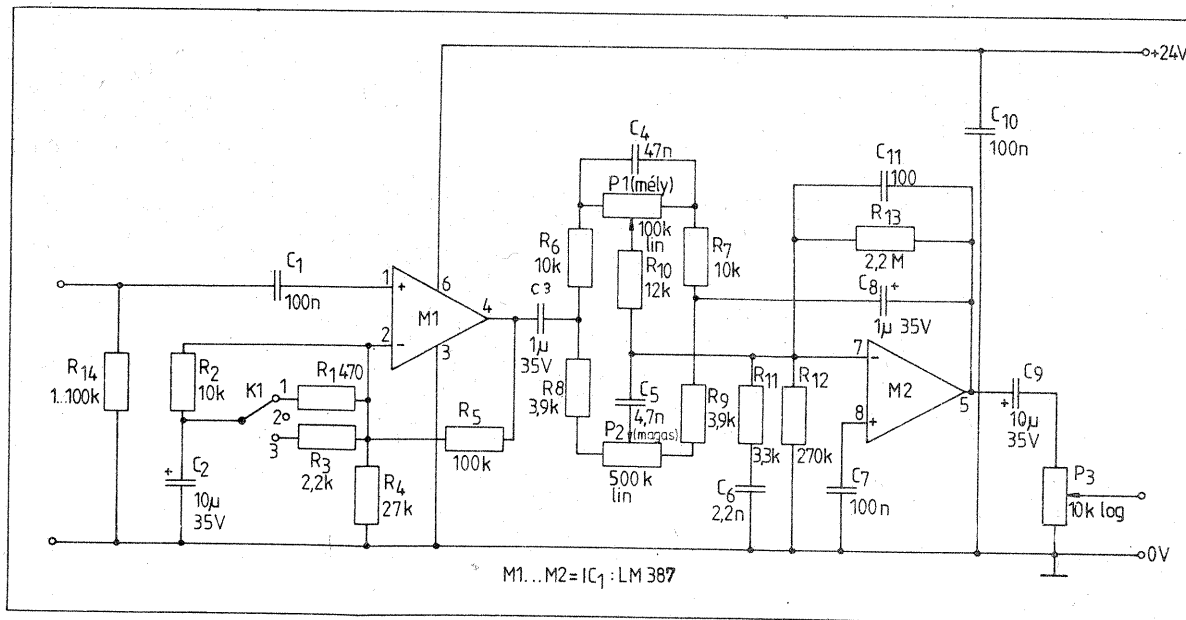
# AMPLIFICATOR

Utilizând un circuit integrat de tipul 387 (LM387 sau  $\beta$ M387) se poate construi un amplificator pentru chitară.

De remarcat introducerea unor circuite corectoare de ton, circuite care au eficiența de  $\pm 15$  dB, atât la frecvențele joase, cât și la frecvențele înalte.

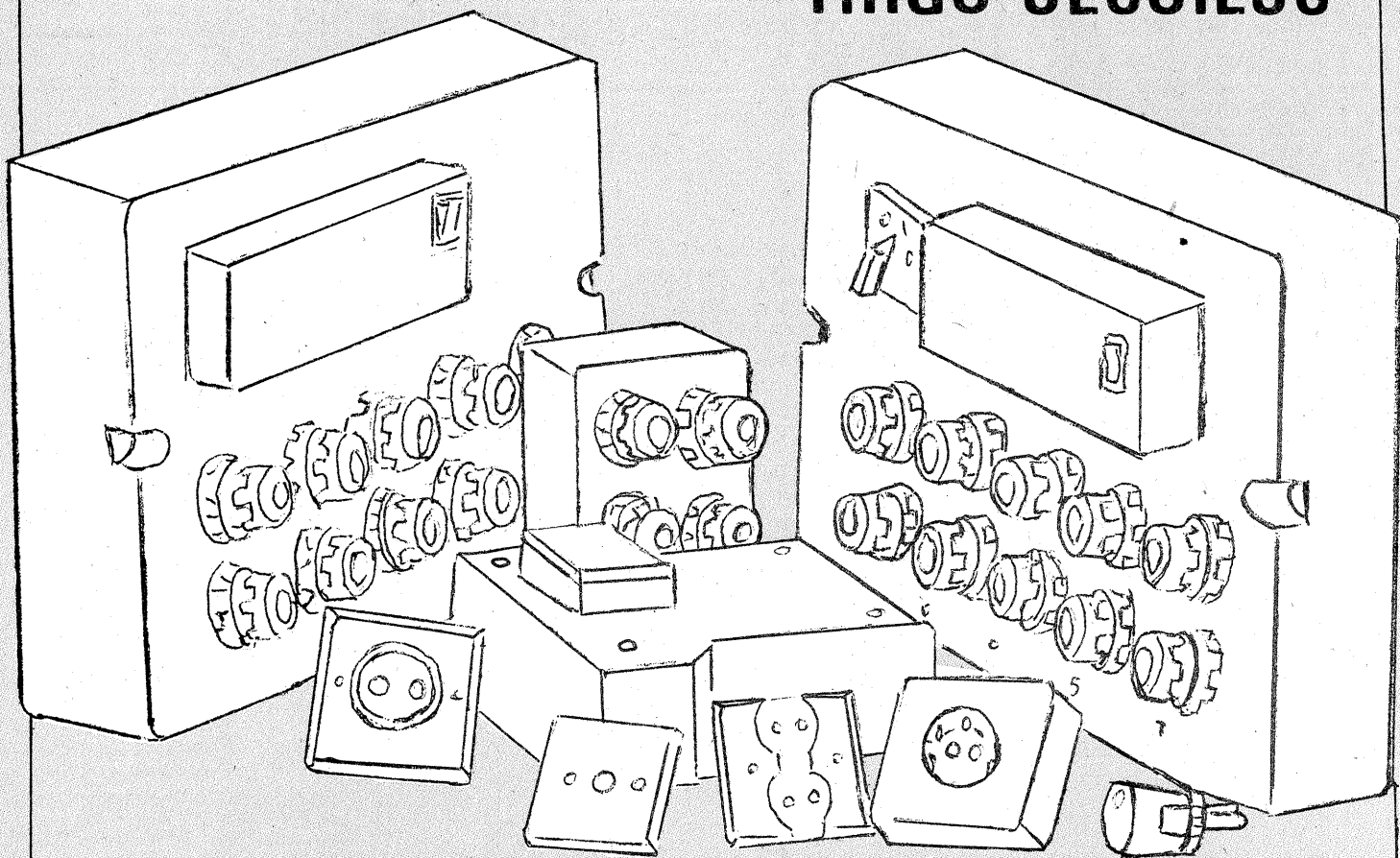
Consumul de curent este de 12 mA când montajul se alimentează la 24 V.

RADIOTEHNIKA, 6/1985



MIMUEE-CIETA

# ÎNTRERINDERA DE IZOLATORI ELECTRICI DE JOASĂ TENSIUNE TÎRGU-SECUIESC



Vă oferă din gama largă a produselor pe care le execută:

- tablouri electrice tip bloc apartament cu 2—5 circuite cu siguranțe tip D sau tubulare  $\varnothing$  10x38;
- tablouri C II cu siguranțe tip D sau tubulare  $\varnothing$  10x38;
- bloc electric trifazat pentru locuințe cu siguranțe tip D;
- firidă monofazată pentru bransament;
- prize și fișe monofazate cu bază ceramică;
- prize 10 A fără contacte de protecție — simple și duble;
- prize 16 A cu contacte de protecție;
- fișe 16 A cu contacte de protecție.

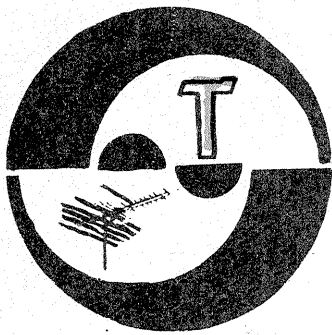
Produsele întreprinderii noastre se pot achiziționa și din magazinul de prezentare.

De asemenea, din magazinul de prezentare se pot procura piese de schimb pentru produsele pe care le executăm:

- inele ceramice LF25; LF63;
- capace din bachelită pentru tablouri de siguranță;
- capace de siguranță.

Utilizarea ceramicii la execuția prizelor și fișelor mărește cu mult durata de utilizare comparativ cu alte produse similare care se găsesc în mod curent în magazine.

Ne puteți scrie pe adresa: I.I.E.J.T. Tîrgu-Secuiesc, Str. Fabricii nr. 9, cod 4050, jud. Covasna, sau vă răspundem la telefon 923/62520 sau telex 68616 iiep r.



ȘELARU OVIDIU — Giurgiu

## SANYO-CANDICA 8S-P25A

Radiorceptorul Candica model 8S-P25A, produs al firmei Sanyo, lucrează în gama undelor medii 350 kHz—1 605 kHz și în gama undelor scurte 3,9—12 MHz. Valoarea frecvenței intermediare este de 455 kHz; sensibilitatea este de 50 $\mu$ V/m în UM și de 30  $\mu$ V/m în US; puterea maximă audio fiind 400 mW pe un difu-

zor cu impedanța de 70.

Aparatul este compus din următoarele etaje: convertor, oscilator, amplificator FI, preamplificator AF, etaj AF de putere.

Alimentarea cu energie electrică se poate face de la rețea sau din trei baterii de 1,5 V.

**BOBOC TRAIAN — Rm. Vilcea**  
Mulțumim pentru sugestia; multe corespund cu preocupările noastre de viitor.

**CÎRLIG BOGDAN — București**  
Tuburile EL34 nu se pot înlocui cu 6P15.

Dacă nu aveți tuburile recomandate în schema respectivă alegeți alt montaj. Mulțumim pentru urări.

**GEORGESCU SORIN — jud. Dolj**  
Dacă transformatorul poate debita 5 A și aparatul consumă 1 A este foarte bine și nu trebuie să vă îngrijoreze.

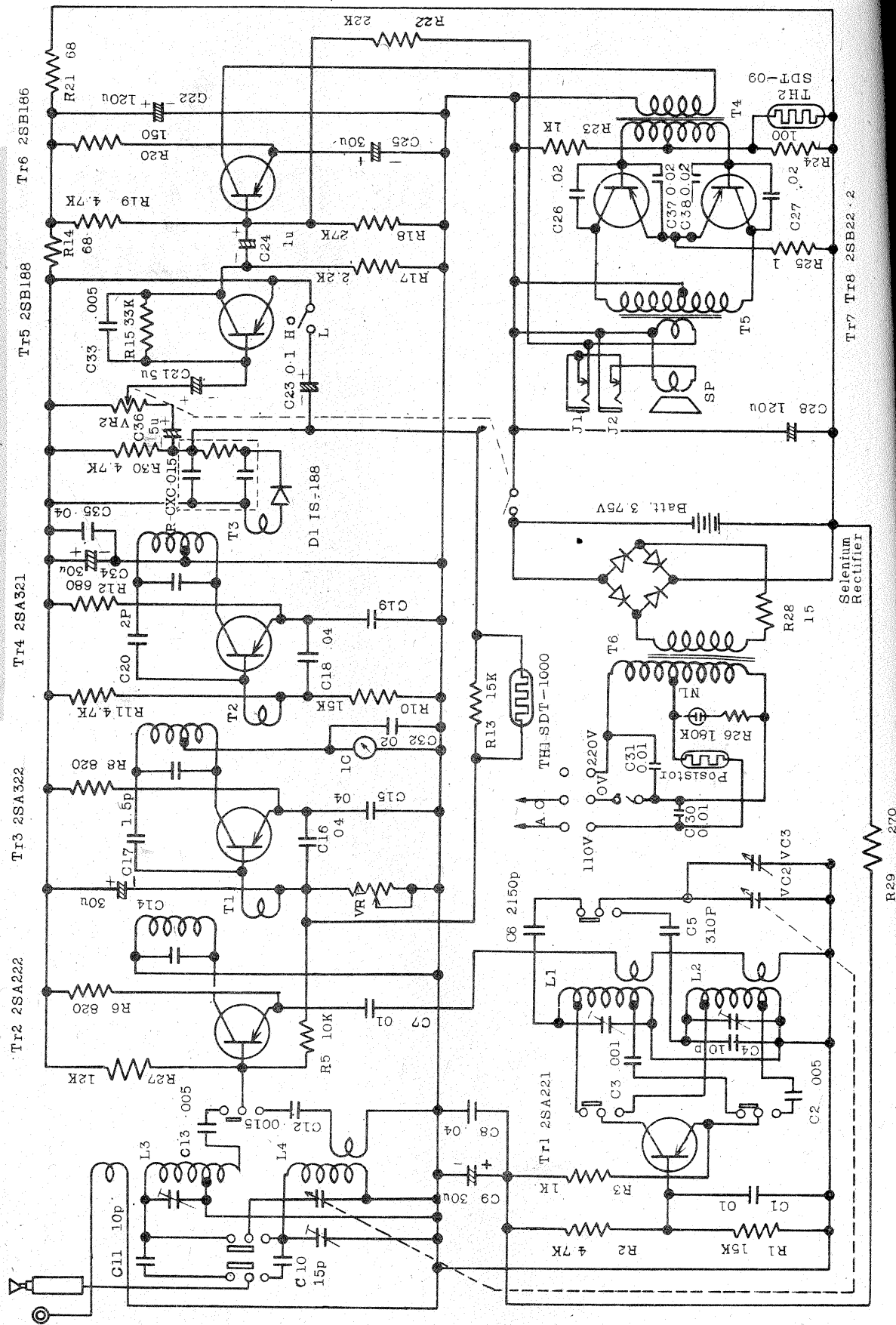
**NOVLEANU ALEX. — Iași**  
Citirea valorilor condensatoarelor cu 3 benzi colorate se face ca în almanah, iar cele cu 5 benzi colorate ca în agenda.

Tranzistorul KFY34 este npn; tensiunea maximă colector-bază este egală cu 75 V, iar curentul maxim de colector este de 500 mA; KFY34 are complementar tranzistorul KFY16.

**PRISECARU DAN — Bacău**  
Verificați alimentatorul și blocul diviziune verticală.

**IONESCU CRISTIAN — Brăila**  
Dacă ne scrieți exact ce transformator doriți să realizați, vă vom trimite datele și detaliile de construcție.

I. M.



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  
Prezentare grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Liberă”

Tiparul executat  
la Combinatul Poligrafic  
București

**INDEX 44212**

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA” — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O. BOX 12-201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64-66.