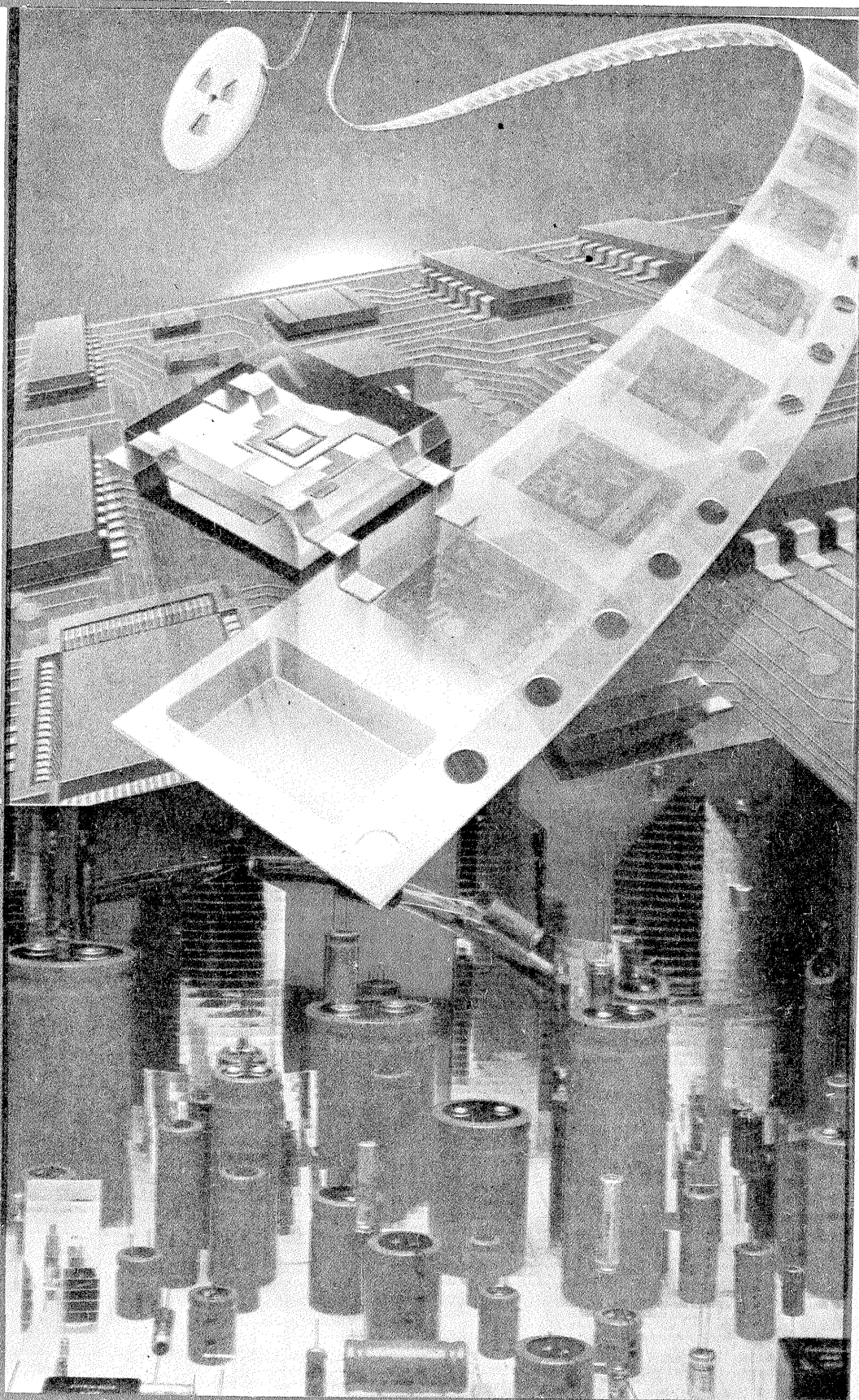


Tehniuum

ANUL XXI — NR. 250 **9/1991**

SUMAR

- TEHNICĂ MODERNĂ** pag. 2—3
Proiectare asistată de calculator
- INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ** pag. 4—5
Comandă magnetică
Sursă autonomă
Unitest
- CQ-YO** pag. 6—7
Amplificator de putere H.F.
Undametrul — construcție și utilizare
- LABORATOR** pag. 8—9
VOX — Compressor
Etaj final audio 20 W
- HI-FI** pag. 10—11
QUAD 44: Modulul PHONO
Amplificator
- TEHNIUM SERVICE** pag. 12—13
Televizoarele cu circuite integrate
- ATELIER** pag. 14—15
Oscilator cu $\beta A723$
Milivoltmetru electronic
Convertor
- LA CEREREA CITITORILOR** pag. 16—17
RUBIN 106
Depanare TV
MATADOR 400
VXO
- CITITORII RECOMANDĂ** pag. 18—21
„Ochi de pește”
Filtru pentru înregistrări stereo
Tester TTL
Indicator
Amplificator 4 W
Derulator casete video
Amplificator de antenă TV
- REVISTA REVISTELOR** pag. 22
Preamplificator
Filtru
Generator RF
Sonerie
- MAGAZIN TEHNIUM** pag. 23
- PUBLICITATE** pag. 24



**REVISTĂ LUNARĂ
PENTRU CONSTRUCTORII
AMATORI**

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

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Utilizarea calculatoarelor personale la analiza circuitelor în regim sinusoidal

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

1. INTRODUCERE

Proiectarea asistată de calculator este un domeniu de mare interes atât pentru profesioniști cît și, în ultimul timp datorită largii accesibilități a calculatoarelor personale (în special în varianta celor echipate cu microprocesoare de 8 biți), constructorilor amatori.

Programul care va fi prezentat în cele ce urmează este scris în limbajul BASIC al calculatoarelor personale compatibile cu ZX-SPECTRUM. El permite calculul răspunsului în frecvență la semnale sinusoidale (amplificare de tensiune și putere, admitanță sau impedanță de intrare și ieșire, coeficient de reflexie la intrare și ieșire, timp de întârziere și factor de stabilitate) pentru orice rețea electrică avînd în componența sa rezistoare, capacitatoare, inductoare, transformatoare cu două sau trei înfășurări (inductoare cuplate), tranzistoare bipolare sau cu efect de cîmp, amplificatoare operaționale, linii de transmisie, cuploare direcționale, surse de curent sau tensiune dependente, precum și subrețele caracterizate prin parametrii Y sau S .

Constructorii electroniști amatori, și nu numai, vor avea astfel posibilitatea ca prin intermediul calculatorului personal să își verifice corectitudinea montajelor imaginare și proiectate (ale lor sau ale altora). Se pot astfel descoperi erori de proiectare, se pot optimiza performanțele, se pot compara între ele diverse soluții, și toate acestea înaintea construcției practice propriu-zise. Rezultat de aici în primul rînd economie de timp și „cruțarea vieții” unor componente electronice, iar nu în ultimul rînd, chiar înțelegerea mai temeinică a funcționării montajelor.

În comparație cu programele asemănătoare (de fapt, pachete de programe) comercial disponibile pentru calculatoarele de 16 sau 32 de biți, acest program este în mod voit simplificat din dorința asigurării unui compromis între ușurința utilizării, capacitatea relativ redusă a memoriei disponibile

pentru el și pentru date și necesitatea de a asigura posibilitatea analizei unor rețele de complexitate medie.

Descrierea programului se va face în etape și se va împlini cu multe exemple de utilizare. Prezentarea este astfel gândită încît el să devină operabil chiar după parcurgerea primelor etape.

Recomand aceluia care își propun să urmărească acest articol pregătirea unei casețe cu o lungime de bandă de minimum 10 minute. După parcurgerea fiecărui capitol (chiar subcapitol), fișii de program nou prezentate se vor adăuga celor deja existente și salva împreună cu acestea. Astfel întreg programul, care este foarte lung, va fi înțeles mai ușor, cei cu mai multă experiență putînd încerca ulterior unele modificări sau chiar îmbunătățiri.

2. PUȚINĂ TEORIE. METODA DE ABORDARE A CIRCUITELOR

Este cunoscut un număr de metode sistematice care, avînd ca punct de plecare legile fundamentale din teoria circuitelor electrice, conduc la obținerea unor seturi de ecuații ca ecuațiile pe contur, la noduri, sau ecuațiile cu variabile mixte. Nici una dintre aceste metode nu este simplă de utilizat în toate problemele.

De cele mai multe ori, însă, nu interesează curenții sau tensiunile în toate laturile circuitului, ci numai curenții sau tensiunile corespunzătoare terminalelor la care sînt făcute conexiuni exterioare. De îndată ce este vorba de comportarea exterioară a circuitului, detaliile cu privire la structura internă nu mai sînt importante.

În majoritatea aplicațiilor, și articolul de față se ocupă numai de acestea, conexiunile exterioare circuitului sînt făcute la terminale în perechi. Fiecare pereche de terminale reprezintă o intrare sau o ieșire a circuitului, fiind generic o poartă. Tensiunea porții este tensiunea între perechile de terminale care constituie poarta, iar curentul care intră printr-un terminal al porții iese prin cel de-al doilea terminal, așa cum este arătat în figura 2.1-a (un cvadripol). Sînt dese situațiile în care cele două porți au un terminal comun, ca în figura 2.1-b, situație în care circuitul trebuie privit ca un tripol.

Pentru ambele cazuri reprezentate în figura 2.1 vom presupune că legătura între tensiunile și curenții celor două porți este redată prin intermediul parametrilor admitanță de scurtcircuit y_{ij} ($i, j = 1, 2$), conform relațiilor (2.1). Acești parametri vor fi folosiți în capitolul următor pentru calculul marilor ce caracterizează circuitul din punct de vedere al comportamentului sau exterior.

$$(2.1) \quad \begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{aligned}$$

Sa parcurgem în continuare sumar etapele procedurii utilizat în cadrul programului pentru obținerea valorilor admitanțelor de scurtcircuit y_{ij} ($i, j = 1, 2$), plecînd de la structura circuitului și valorile elementelor sale. Un exemplu simplu ne poate ajuta sa pornim la drum.

Priviți circuitul din figura 2.2-a, în care au fost numerotate, într-o ordine oarecare, nodurile (locul de interconectare a cel puțin două elemente de circuit). Cu linie punctată au fost reprezentate elementele externe circuitului, și anume sursa de semnal și sarcina. Ca o paranteză se poate constata cu ușurință ca circuitul ales corespunde cazului din figura 2.1-a, între poarta de intrare, cu terminalele 1 și 5 și cea de la ieșire, cu terminalele 2 și 4, neexistînd o legatură directă. Facînd pentru moment abstracție de aceste elemente externe, circuitul propriu-zis este cel din figura 2.2-b, în care fiecare nod este privit ca un terminal.

În principiu, nimic nu împiedică însă conectarea sursei de semnal și sarcinii (aceleași sau altele) între nodurile 3 și 5, respectiv 2 și 1, sau între 3 și 5, respectiv 2 și 5 (situație în care am regăsi un tripol ca în figura 2.1-b). Așa încît, generalizînd, putem privi un circuit cu n noduri ca avînd n terminale și sa-l reprezentăm simbolic ca în figura 2.3. Potențialele terminalelor, V_i ($i=1, \dots, n$), sînt raportate la același punct de referință arbitrar ales (punct ce nu trebuie confundat cu ceea ce uzual se denumeste masa circuitului). Curentul care intră în fiecare terminal este, la rîndul sau, legat printr-o combinație liniară de potențialele tuturor terminalelor, conform relațiilor (2.2).

$$(2.2) \quad I_i = \sum_{j=1}^n Y_{ij} V_j \quad i=1, \dots, n$$

Dimensional, coeficienții potențialelor din relațiile (2.2) sînt admitanțe (Y_{ij} , $i, j = 1, \dots, n$).

În ceea ce privește punctul de referință pentru potențiale, o alegere foarte convenabilă în vederea tratării unitare a celor două cazuri din figura 2.1 o constituie unul din terminalele portului de intrare pentru cazul din figura 2.1-a și terminalul comun pentru celalalt caz, așa cum arată figurile 2.4 și 2.5.

La ambele situații, terminalele 3, 4, ..., (n-1) sînt terminale interne, ele neavînd nici o legătură cu exteriorul. Ecuația curentului care intră într-un asemenea terminal, curent care este de fapt nul, se poate elimina dacă se extrage potențialul terminalului respectiv din ea și se reintroduce expresia acestuia în ecuațiile curenților celorlalte terminale. Numărul ecuațiilor (2.2) se reduce astfel cu o unitate.

Pentru tripolul din figura 2.5, după eliminarea ecuației terminalului intern p , de exemplu, rămîn ecuațiile (2.3).

$$(2.3) \quad I_i = \sum_{j=1}^{n-1} (Y_{ij} - Y_{ip} Y_{pj} / Y_{pp}) V_j \quad (j \neq p)$$

$i=1, \dots, (p-1), (p+1), \dots, (n-1)$
 $k=3, \dots, (p-1), (p+1), \dots, (n-1)$

Procedura se repetă pentru toate terminalele interne, pînă cînd din (2.2) rămîn numai cele două ecuații corespunzătoare terminalelor necomune ale porților (adică pentru 1, și 2). Aceste ecuații finale sînt de forma (2.1), din ele rezultînd prin identificare cele patru admitanțe de scurtcircuit cautate (y_{11} , y_{12} , y_{21} și y_{22}).

Cînd porțile circuitului nu mai au un terminal comun, ca în figura (2.4), lucrurile sînt puțin mai complicate. În această situație, în membrul drept al relațiilor (2.3) trebuie efectuată mai întîi schimbarea variabilei potențial V_2 cu variabila tensiune $U_2 = V_2 - V_r$. Apoi se aduna ecuația corespunzătoare terminalului 2 la cea corespunzătoare terminalului r și se ține seama ca, fiind vorba de o poartă, $I_r + I_2 = 0$. Se obțin astfel relațiile echivalente (2.4).

$$(2.4) \quad I_i = (Y_{i2} + Y_{ir}) \overline{V}_r + \sum_{j=1}^{n-1} Y_{ij} \overline{V}_j \quad (j \neq r)$$

$i=1, \dots, (r-1), (r+1), \dots, (n-1)$
 $0 = (Y_{22} + Y_{2r} + Y_{r2} + Y_{rr}) \overline{V}_r + \sum_{j=1}^{n-1} (Y_{2j} + Y_{rj}) \overline{V}_j \quad (j \neq r)$

$$I_k = 0 \quad k=3, \dots, (r-1), (r+1)$$

$$\overline{V}_m = \begin{cases} U_m & \text{pentru } m=1, 2 \\ V_m & \text{pentru } m \neq 1, 2 \end{cases}$$

În ansamblul ecuațiilor (2.4), terminalul r apare formal ca un terminal intern (membrul stîng al ecuației corespunzătoare lui fiind nul). Prin urmare, de aici în continuare sînt posibile eliminarea ecuațiilor tuturor terminalelor interne și obținerea admitanțelor de scurtcircuit y_{ij} ($i, j=1, 2$) prin procedura descrisă anterior în cazul porților cu terminal comun.

Instrucțiunile din program care efectuează toate operațiile descrise mai sus sînt grupate în lista 2.1. Nu trebuie să vă mire numerotarea liniilor.

aparent haotica, intrucit pe masura ce vom inainta cu prezentarea programului, intre liniile listei 2.1 se vor intercala multe altele.

Trebuie facuta observatia ca relatiile sint evaluate separat pe parte reala si imaginara, calculatoarele noastre neefectuind direct operatii cu numere complexe.

Liniile 6105 si 6115 afiseaza valorile admitanțelor de scurtcircuit calculate, sub forma de parte reala (conductanța) si parte imaginara (susceptanța).

3. MĂRIMILE CE CARACTERIZEAZĂ CIRCUITUL

În acest capitol vom trece în revista marimile ce caracterizeaza complet circuitul electric din punct de vedere al comportamentului sau exterior, împreuna cu segmentele de program asociate.

3.1. Admitanța și impedanța de intrare și ieșire
În figura 3.1 sint reluate cele doua cazuri de diporți posibile (cu sau fara terminal comun), precizind de data aceasta ca impedanța internă a generatorului de semnal cu amplitudinea E este rezistiva, avind valoarea R_g , iar pe poarta de ieșire este conectata de asemenea o sarcina rezistiva cu valoarea R_s .

Luarea în considerare numai a unui generator si a unei sarcini, ambele rezistive, nu restringe cu mult aria de utilitate a programului, datorita faptului ca aceasta situatie se intilnește cel mai des în practica proiectării circuitelor electronice. Pe de alta parte, cu puțină imaginație devine posibila utilizarea programului si în situatiile cind aceste impedanțe au parte reactiva. Prin exemplele care vor insoți capitolele urmatoare se va detalia și aceasta posibilitate.

Revenind la figura 3.1, parametrii admitanța și impedanța de intrare și ieșire sint definiți prin relatiile (3.1).

$$(3.1) \quad Y_i = \frac{I_1}{U_1} \quad Z_i = \frac{1}{Y_i}$$

$$Y_e = \frac{I_2}{U_2} \quad Z_e = \frac{1}{Y_e} \quad E=0$$

Calculul efectiv al admitanțelor de intrare și ieșire are la baza formulele (3.2).

$$(3.2) \quad Y_i = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + G_s} \quad \text{unde} \quad G_s = \frac{1}{R_s}$$

$$Y_e = y_{22} - \frac{y_{21}y_{12}}{y_{11} + G_g} \quad \text{unde} \quad G_g = \frac{1}{R_g}$$

Lista 3.1 conține instructiunile din program responsabile de efectuarea acestor calcule. Rezultatele sint afisate sub forma de parte reală (conductanța sau rezistența) și parte imaginara (susceptanța sau reactanța), conform relatiilor (3.3).

$$(3.3) \quad G_i = \text{Real} \{ Y_i \} \quad B_i = \text{Imaginar} \{ Y_i \}$$

$$R_i = \text{Real} \{ Z_i \} \quad X_i = \text{Imaginar} \{ Z_i \}$$

$$G_e = \text{Real} \{ Y_e \} \quad B_e = \text{Imaginar} \{ Y_e \}$$

$$R_e = \text{Real} \{ Z_e \} \quad X_e = \text{Imaginar} \{ Z_e \}$$

Ca unitati de măsură, pentru conductanța și susceptanța este folosit milisiemens-ul, iar pentru rezistența și reactanța kilohm-ul.

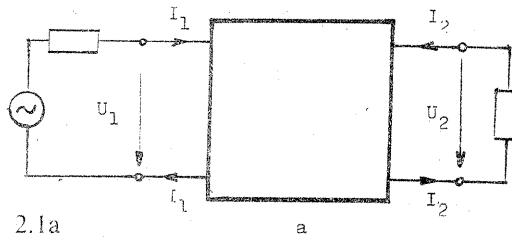
Grupul de linii 6700..6740 este echivalentul unei instructiuni PRINT USING (ce lipsește interpretorului BASIC al calculatoarelor ZX-SPECTRUM), el permitind afisarea rezultatelor sub forma exponențială ±x.xxxE±xx.

3.2 Coeficientul de reflexie la intrare și ieșire
Pentru cei mai mulți dintre radioamatori, noțiu-

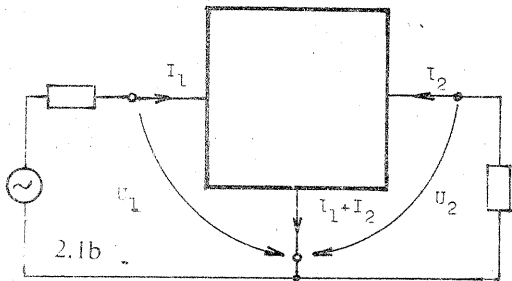
nea de **coeficient de reflexie** nu reprezintă nici o noutate atunci cind este legata de o linie de transmisiune. Ei cunosc faptul că în fiecare punct al unei linii de transmisiune există o **undă incidentă** și o **undă reflectată**, iar coeficientul de reflexie în acel punct al liniei reprezintă raportul tensiunilor celor două unde.

Mai puțin sint însă acei cărora le este familiară extinderea noțiunii de coeficient de reflexie la un circuit cu constante concentrate, sau în general la un multiporț. Pe ceilalți îi invit să privească figura 3.2-a, în care unui generator avind impedanța internă Z_g (complexa în general) i se conecteaza la borne o impedanța Z (la rindul ei complexa). Tensiunea la bornele generatorului va fi data de relația (3.4).

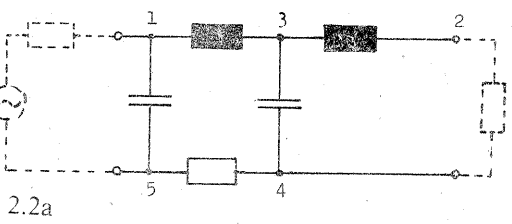
$$(3.4) \quad U = E \frac{Z}{Z_g + Z}$$



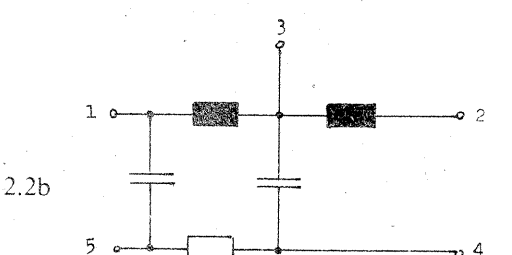
2.1a



2.1b



2.2a



2.2b

Prin definiție, se numeste **tensiune incidentă** (U_i) la bornele generatorului tensiunea existentă la bornele sale atunci cind impedanța Z este adaptata la generator, ca în figura 3.2-b. Ea are expresia (3.5).

$$(3.5) \quad U_i = E \frac{Z_g^*}{2R_g}$$

Tot prin definiție, se numeste **tensiune reflectată** (U_r) la bornele generatorului deviația tensiunii la bornele generatorului față de valoarea sa în condiții de adaptare la sarcina, conform relatiilor (3.6), iar coeficientul de reflexie la bornele generatorului este egal cu raportul dintre tensiunea reflectata și cea incidenta, relația (3.7).

$$(3.6) \quad U_r = U - U_i = U_i \frac{Z_g(Z - Z_g^*)}{Z_g^*(Z + Z_g)}$$

$$(3.7) \quad \rho = \frac{U_r}{U_i} = \frac{Z_g(Z - Z_g^*)}{Z_g^*(Z + Z_g)}$$

Particularizind formula generală (3.7)— pentru poarta de intrare a circuitelor din figura 3.1 se obtine expresia (3.8) a coeficientului de reflexie la intrare, ρ_i .

$$(3.8) \quad \rho_i = \frac{G_g - Y_i}{G_g + Y_i}$$

Prin simetrie, la poarta de ieșire este considerata dinspre sarcina spre circuit, coeficientul de reflexie la ieșire ρ_e fiind dat de relația (3.9).

$$(3.9) \quad \rho_e = \frac{G_s - Y_e}{G_s + Y_e}$$

În lista 3.2 sint cuprinse instructiunile legate de formulele (3.8) și (3.9). Rezultatele sint afisate sub forma fazoriala, RF fiind modulul coeficientului de reflexie în decibeli, iar PH faza sa în grade, redusa la intervalul (-180°, +180°).

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Lista 2.1

```

55 FOR K=N TO 3 STEP -1: LET Z
=3
75 FOR I=4 TO K: LET O=P(Z): L
ET P=P(I): IF G(O,O)*G(O,O)+B(O,
O)*B(O,O)<G(P,P)*G(P,P)+B(P,P)*B
(P,P) THEN LET Z=I
95 NEXT I
100 LET P=P(Z): LET P(Z)=P(K):
LET P(K)=P: LET V=G(P,P)*G(P,P)+
B(P,P)*B(P,P)
125 FOR J=1 TO K-1: LET Z=P(J)
145 FOR I=1 TO K-1: LET O=P(I):
LET X=G(Z,P)*G(P,O)-B(Z,P)*B(P,
O): LET Y=G(Z,P)*B(P,O)+B(Z,P)*G
(P,O): LET G(Z,O)=G(Z,O)-(X*G(P,
P)+Y*B(P,P))/V: LET B(Z,O)=B(Z,O)
-(Y*G(P,P)-X*B(P,P))/V
180 NEXT I: NEXT J: NEXT K: RET
URN
5805 LET P(1)=C: LET P(2)=D: LET
P(A)=C0: LET Z=0: FOR I=3 TO N
5830 LET Z=Z+1: IF Z=C OR Z=D OR
Z=C0 THEN GO TO 5830
5840 LET P(I)=Z: NEXT I
5855 IF C0=D0 THEN GO TO 5905
5860 FOR J=1 TO A: LET G(D0,J)=G
(D0,J)+G(D,J): LET B(D0,J)=B(D0,
J)+B(D,J): NEXT J
5880 FOR I=1 TO A: LET G(I,D0)=G
(I,D0)+G(I,D): LET B(I,D0)=B(I,D
0)+B(I,D): NEXT I
5905 GO SUB 55
5915 LET G1=G(C,C): LET G2=G(C,D
): LET G3=G(D,C): LET G4=G(D,D):
LET B1=B(C,C): LET B2=B(C,D): L
ET B3=B(D,C): LET B4=B(D,D): IF
X$="TG" THEN RETURN
6030 IF X$="Y" THEN GO TO 6105
6105 LET Z=G1: GO SUB 6700: PRIN
T "G11=";Z$: LET Z=G2: GO SUB 6
700: PRINT "G12=";Z$: LET Z=G3:
GO SUB 6700: PRINT "G21=";Z$: L
ET Z=G4: GO SUB 6700: PRINT "G22
=";Z$
6115 LET Z=B1: GO SUB 6700: PRIN
T "B11=";Z$: LET Z=B2: GO SUB 6
700: PRINT "B12=";Z$: LET Z=B3:
GO SUB 6700: PRINT "B21=";Z$: L
ET Z=B4: GO SUB 6700: PRINT "B22
=";Z$
6125 GO TO 6005
7350 LET N=A-1

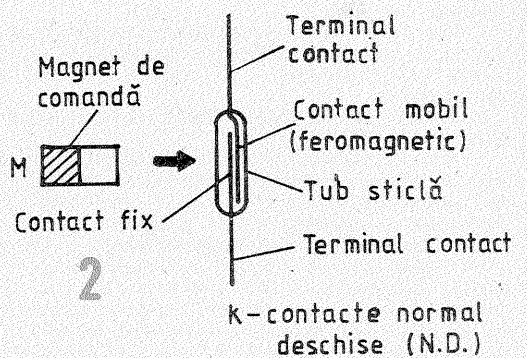
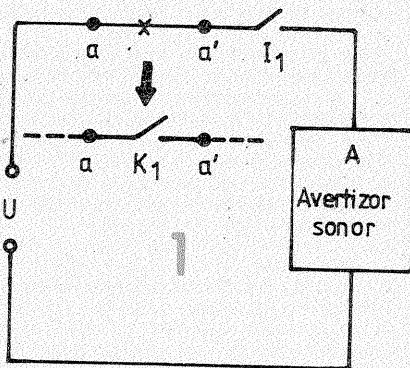
```

COMANDĂ MAGNETICĂ

Vă apropiați de usa de intrare a apartamentului (casei, magazinului, garajului dv. auto etc.) sau chiar de propriul automobil, atingeți discret un anumit loc sau punct — știut numai de dumneavoastră — cu un obiect banal, nebatător la ochi, dar „măsluit” puțin în prealabil, după cum vom vedea, și astfel oricât de sofisticatul dispozitiv de avertizare sonoră existent în interior este scos din starea de veghe pentru un interval dat de timp. Desigur, nu mai mult decât vă este suficient pentru a deschide în tihnă ușa/porta/portiera, a pătrunde înăuntru și a acționa întrerupătorului interior de blocare, plasat și el într-un loc știut numai de cei în drept. Puteți evita astfel controversata opțiune pentru un comutator de „dezamorsare” plasat în exteriorul incintei păzite, soluție cu unele neajunsuri (cum ar fi depistarea relativ ușoară, acțiunea nedorită a unor factori din mediul ambiant etc.), ca și varianta ceva mai complicată — dar nu întotdeauna cu rezultate sigure — de introducere a unei temporizări suplimentare, sub forma întârzierii de anclansare de la deschiderea efectivă a ușii (o cunoaște deja toată lumea).

Sugestia propusă în continuare permite intrarea instantanee în funcțiune a avertizorului, la orice deschidere neavizată a ușii, comanda de pornire fiind dată prin schimbarea stării contactelor respective de supraveghere (cu care este prevăzut dispozitivul existent). Ea se pretează, ca modificare extrem de simplă, practic la orice tip de avertizor,

Pagini realizate de fiz. ALEX MĂRCULESCU



A, care este alimentat cu energie electrică de la o sursă de tensiune U (fig. 1). De regulă, instalația existentă este prevăzută cu un întrerupător general I1 pe circuitul de alimentare. În rest nu ne interesează modul concret de funcționare a avertizorului decât — dacă este cazul — să suprimăm eventuala temporizare de întârziere prevăzută de constructor.

Ideea pe care o propun celor interesați este de a intercala în serie cu circuitul de alimentare (de pilda, între punctele a și a' din figura 1, după secționarea convenită în x) un întrerupător suplimentar, K1, plasat tot în interior, dar a cărui acționare sigură să fie posibilă din exterior, prin aplicarea unui cimp magnetic de intensitate adecvată. Noul întrerupător K1 va fi cu contactele normale închise. Comanda magnetică are ca scop deschiderea acestor contacte, deci blocarea avertizorului prin întreruperea alimentării sale, pe o durată prestabilă de timp.

Această soluție, verificată cu bune rezultate, mi-a fost sugerată de apariția pe piață a unor comutatoare cu acționare magnetică. Pentru exemplificare voi menționa tastele ce echipază claviatura unor calculatoare personale și care la prima ve-

dere par a fi niste push-butoane obisnuite, fără reținere (realizate în versiunea pentru implantare pe cablaj imprimat, cu pini, nu cu „git” filetat și piuliță). La o analiză mai atentă veți constata însă că ele conțin un mic întrerupător cu contactele încapsulate într-un tub de sticlă (probabil vidat sau cu atmosferă protectoare de gaz inert), de genul contactelor „suple” ale releelor reed. În acest caz, însă, s-a renunțat la bobina clasică a releului (care necesită alimentare în curent) pentru acționarea contactului mobil; acesta, prezentând o porțiune din material feromagnetic, poate fi deplasat în sensul dorit — de închidere a contactelor — prin simpla aplicare în imediata sa vecinătate a unui cimp magnetic de intensitate adecvată (fig. 2). Restul vine de la sine: butonul pe care îl apăsăm, lăsându-ne impresia că închidem mecanic un circuit, nu face altceva decât să apropie un minuscul magnet de contactul mobil, cu limitarea convenită de cursă (impusă de protecția tubulețului de sticlă, dat fiind zelul cu care se efectuează în mod obișnuit această operație).

Cu acest mic secret deconspirat, nu ne mai rămâne decât să recupezăm un astfel de „tubuleț”, să-l veri-

ficăm atent cu un ohmmetru și un magnet disponibil (atenție la orientarea cimpului de comandă în raport cu poziția contactului mobil) și apoi să-l punem la treaba.

Pentru scopul propus avem nevoie însă de deschiderea unor contacte prin comandă magnetică, nu de închidere. Oricum, acest minireleu reed, prin „supletea” sa, nu ne-ar satisface mai mult ca sigur nici din punctul de vedere al curentului de prupere maxim admis (care bănuiesc că nu poate depăși, în general, ordinul sutelor de miliamperi).

Să considerăm în continuare exemplul unui dispozitiv de alarmă auto, care se alimentează direct de la acumulatorul mașinii (U = 12 V), având în starea de veghe un consum nesemnificativ, pentru a nu risca descărcarea bateriei la o staționare mai îndelungată. Vom presupune că portiera de acces (capota etc.) este „supravegheată” de către un întrerupător ce își schimbă ferm starea la închiderea-deschiderea acesteia, iar manevrei de deschidere îi corespunde intrarea instantanee în funcțiune a avertizorului sonor, fără ca la reînchiderea imediată avertizarea să înceteze (temporizare, funcționare repetată sau intermitentă, funcționare continuă etc., în funcție de

SURSA AUTONOMĂ

Dacă ați pățit cindva necazul de a nu putea folosi un aparat de măsură, tester, verificator etc., tocmai cind aveți mai mare nevoie de el, din motiv că v-a lăsat bateria, atunci veți aprecia, probabil, ca justificată sugestia de mai jos. Dacă nu, priviți-o ca pe un amuzament sau un pretext pentru a reaminti constructorilor începători unele principii de fizică, „vechi”, e drept, dar care își mai găsesc încă aplicabilitatea în numeroase domenii ale tehnicii, chiar moderne.

Desigur, construirea unui mic stabilizator adecvat, cu alimentare de la rețea, nu mai constituie azi o problemă, dar în cele ce urmează am în vedere tocmai utilizarea „autonomă”,

în regim portabil (oriunde și oricind) a respectivelor aparate. Și cum, de regulă, acestea au un consum redus de curent, iar tensiunea lor de alimentare nu depășește în general 9—12 V, rezultă că energia electrică absorbită în vederea unei măsurători ce durează doar câteva secunde este și ea foarte scăzută.

Pentru concretizare, să luăm un exemplu numeric oarecum mediu din punct de vedere al consumului, anume cazul unei măsurători (testări) ce se efectuează bine în intervalul de timp $t = 5$ s, cu un aparat alimentat de la o tensiune continuă $U = 9$ V și care absoarbe din sursă un curent mediu de cca $5 \text{ mA} = I$. Formula cunoscută,

$$E = U \cdot I \cdot t \quad (1)$$

ne conduce la un consum total de energie electrică:

$$E = 9 \text{ V} \cdot 5 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot 5 \text{ s} = 0,225 \text{ W} \cdot \text{s} = 0,225 \text{ J}$$

Dacă am fi considerat un curent necesar mai mare, $I = 10$ mA, diminuând însă cu o secundă timpul afectat măsurătorii, $t = 4$ s, ar fi rezultat $E = 0,36$ J.

Ideea pe care o propun este de a genera autonom această energie electrică și de a o înmagazina într-un condensator de capacitate adecvată, de unde să poată fi preluată în vederea măsurătorii, cu precauțiile impuse privind limitarea în tensiune.

O primă întrebare firească ar fi să vedem cam ce valoare minimă de capacitate C satisface condițiile impuse în exemplul de mai sus.

Pe baza formulei care exprimă energia electrică E (J) înmagazinată de un condensator cu capacitatea C

(F), cind este încărcat la tensiunea U (V),

$$E = \frac{C \cdot U^2}{2} \quad (2)$$

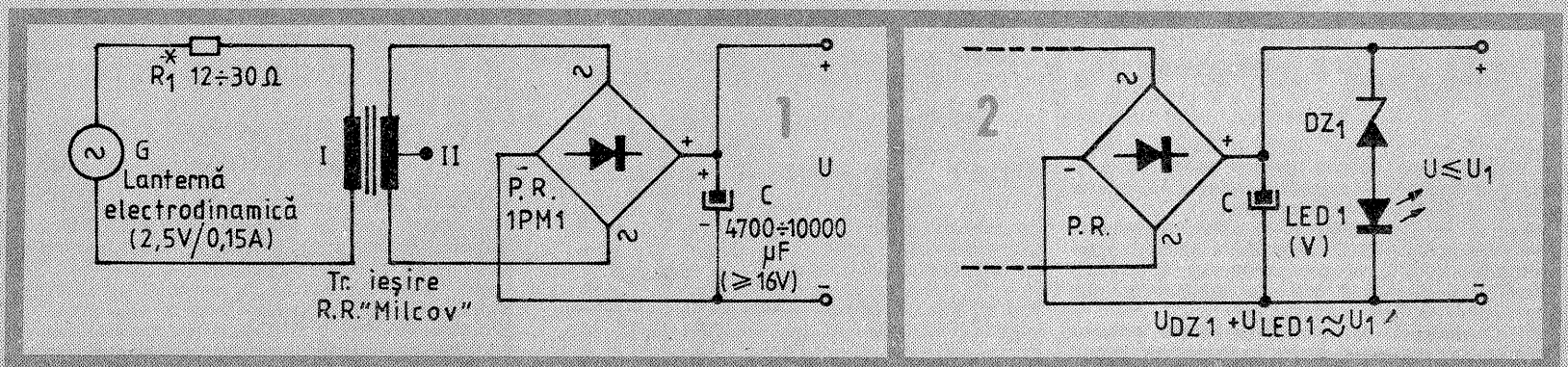
am fi tentați să răspundem prompt, prin înlocuirile convenite:

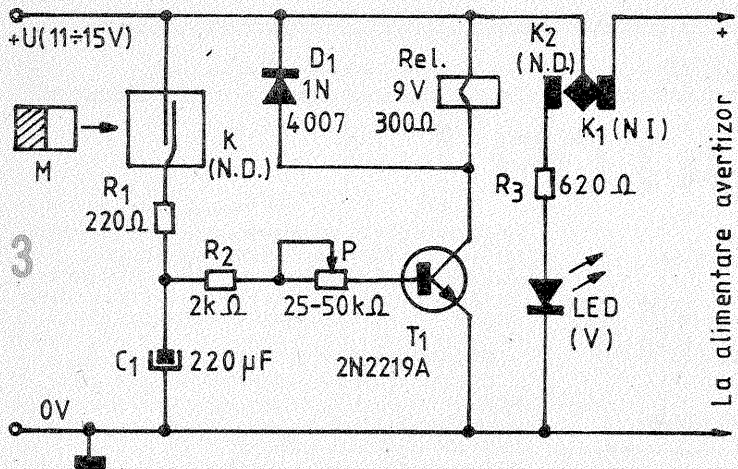
$$C \leq \frac{2 \cdot E}{U^2} = \frac{2 \cdot 0,225 \text{ J}}{81 \text{ V}^2} \approx$$

$$\approx 0,0055 \text{ F} = 5.500 \mu\text{F}$$

Din nefericire, însă, nu putem exploata în scopul măsurătorii propuse întreaga energie înmagazinată astfel, căci aparatul în cauză va funcționa nesatisfăcător și chiar va înceta să funcționeze atunci cind tensiunea la bornele condensatorului, în scădere, va atinge o anumită limită inferioară specifică.

Pentru a nu renunța la idee, avem





concepția dispozitivului).

Curentul consumat de un astfel de avertizor poate atinge ușor ordinul amperilor (mai ales dacă se folosește ca traductor un claxon), deci o soluție rezonabilă este să folosim pe post de întrerupător auxiliar K1 contactele normale închise ale unui releu adecvat (cu anclansare fermă la 9–10 V, pentru orice eventualitate și, de preferință, cu o rezistență a bobinei de cel puțin 250–300 Ω). În afara contactelor obligatorii K1, cu un curent de rupere acoperitor pentru modelul de avertizor existent, este de dorit ca releul ales să mai posede și o pereche de contacte normale deschise, K2. După cum vom vedea imediat, acestea pot servi la semnalizarea stării „anclansat”.

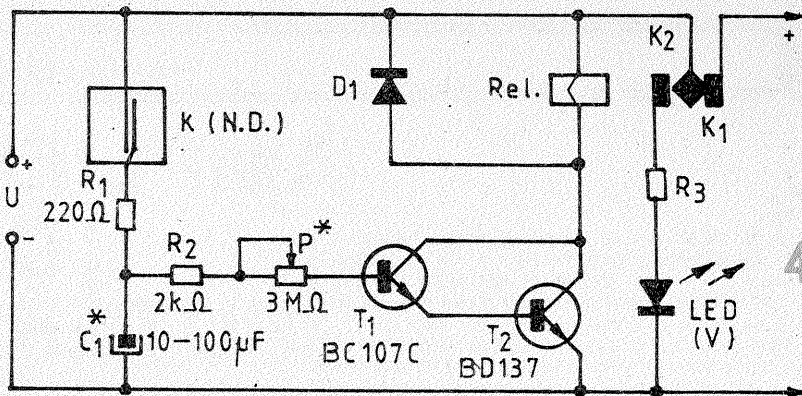
Revenind la idee, problema constă deci în a intercala contactele K1 în serie cu circuitul de alimentare a avertizorului și a concepe apoi un mic temporizator care să asigure — la o comandă magnetică de scurtă durată — anclansarea fermă a releului și menținerea sa în această stare un interval de timp prestabil, T (uzual de ordinul secundelor sau cel mult al zecilor de secunde).

În cazul exemplului considerat putem folosi pentru alimentarea

temporizatorului aceeași sursă de tensiune, bateria mașinii (tensiune nominală 12 V, dar practic între 11 V sau chiar mai puțin și cca 14,5 V). Se impune, desigur, condiția ca montajul nostru adaptor să fie alimentat „înaintea” întrerupătorului I1, deci indiferent de poziția acestuia. În plus, temporizatorul va trebui să aibă și el un consum nesemnificativ în starea de repaus, cu releul neanclansat, din același considerent de protecție a bateriei.

Cu toate aceste precizări făcute, vă propun ca o primă variantă a schema banal de simplă din figura 3, care permite ușor obținerea unor durate maxime T pînă la ordinul zecilor de secunde. Intervalul maxim depinde de sensibilitatea releului (curentul consumat), de factorul beta al tranzistorului T1 (preferabil peste 150), ca și de valorile lui C1 și P. Reglajul fin în plajă se face din cursorul potențiometrului P.

Pentru o comandă magnetică „validă” (închiderea fermă a contactelor „suple” k), condensatorul C1 se încarcă aproape instantaneu la tensiunea U, cu limitare în curent, dar nesemnificativ în timp, prin R1 și simultan tranzistorul T1 intră în conducție, anclansând releul Rel. Este foarte util să știm dacă, într-adevăr,



comanda a fost eficientă, pentru că mai pot apărea și surprize legate de durată, distanță, orientare, „îmbătrânirea” magnetului etc., motiv pentru care s-a prevăzut acționarea unui LED verde pe durata cât releul este efectiv anclansat, folosind în acest scop contactele suplimentare normale deschise despre care am pomenit mai sus, K2. Este de la sine înțeles că acest LED va trebui astfel amplasat, în interior sau pe „frontieră”, încât aprinderea lui să fie clar observabilă din exterior, dar numai pentru cine știe unde anume să-l caute din privire.

Cît despre contactul „suplu” k, el va fi amplasat în interiorul incintei supravegheate, la o distanță cât mai mică posibil de suprafața exterioară învecinată zonei de acces. De pildă, el poate fi aplicat, cu mascare corespunzătoare, în spatele unui geam, al unei plăci din lemn sau carton, în dreptul unui orificiu, în rama unui vizor etc. La probele efectuate am constatat că se pot transmite ușor comenzi ferme prin geamuri de sticlă cu grosimea de 5–6 mm, prin lemn sau alte materiale lemnoase groase de 12–16 mm, prin carton gros (hai Trabant!), cauciuc etc., folosind magnetul din ferită, tip inelar și cu armăturile corespunzătoare, care echipează unele modele de căști telefonice. Pentru că în „exploatarea” curentă se va

utiliza, probabil, un magnet mai „slab” și de dimensiuni mai reduse (pentru a putea fi mascat, de pilda, într-un pix, într-o brichetă, breloc etc.), este indicat să se găsească o amplasare a contactelor traductoare k cât mai aproape de suprafața exterioară a „peretelui” despărțitor. Nu uitați probele prealabile de orientare și — dacă este vorba despre un geam (vitrină, fereastră, orificiu, parbriz etc.) — măsurile convenite de deghețare. În ipoteza că nu dispuneți de un releu suficient de sensibil ori că doriți, totuși, asigurarea unor intervale mai mari de temporizare (de ordinul minutelor), menționez că tranzistorul unic din schema propusă poate fi înlocuit printr-un dublet T1–T2 în cuplaj Darlington (eventual chiar un circuit Darlington monolitic, de putere adecvată), așa cum se arată în figura 4. În acest caz se pot asigura, chiar pentru relele cu un consum apreciabil de curent, temporizări cu durate mult mai mari. Valorile lui C1 și P se tatonază experimental în funcție de relele și tranzistoarele utilizate.

Constructorilor amatori interesați de această soluție le stau la dispoziție cu eventuale alte informații dorite, iar întreprinzătorilor particulari care intenționează să „valorifice” ideea le recomand să ia legătura în prealabil cu redacția.

la dispoziție două variante practice de soluționare, și anume:

1) fie mărim substanțial capacitatea condensatorului, astfel încât cantitatea de energie necesară măsurătorii să poată fi „extrasă” fără scăderea critică a tensiunii la bornele acestuia;

2) fie, dimpotrivă, vom folosi un condensator subdimensionat, în regim tampon, continuând însă încărcarea lui pe parcursul măsurătorii.

Ar mai exista o soluție, extrem de atractivă, dar care ridică probleme serioase de materializare, în condiții de protecție deplină a aparatului și a operatorului: anume să încărcăm condensatorul la o tensiune mult mai mare decât cea necesară, crescîndu-i astfel pătatic energia înmagazinată. De pildă, un condensator uzual de filtraj, de 5 000 μF/63 V, încărcat la 60 V, ar acumula o energie de 9 J, iar unul mai special, de 10 000 μF/100 V, ar înmagazina, la U = 100 V, o energie de 50 J. Merită, deci, să ne gândim și la aceasta. Producătorii industriali s-au gândit demult.

Revenind însă la cele două soluții, ambele perfect posibile, vom menționa ca opțiunea poate fi determinată și de natura măsurătorii în cauză (de pildă, dacă aceasta permite disponibilizarea unei mâini pentru acționarea mecanică a generatorului), ca și de posibilitatea procurării condensatoarelor de capacitate adecvată.

Să presupunem că am alege prima variantă, modificînd puțin datele problemei din exemplul nostru. Astfel, în locul tensiunii fixe de alimen-

UNITEST

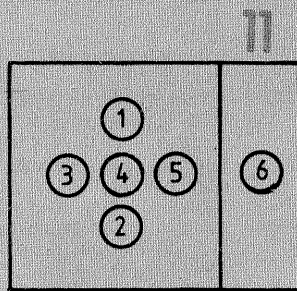
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Este ușor de verificat — urmărind schema din figura 10 — faptul că ea îndeplinește toate condițiile impuse mai sus. Astfel, pentru dioda Dx neconectată sau întreruptă intern, apăsarea butonului B va lăsa în continuare stinse toate cele șase LED-uri. Pentru dioda Dx bună, conectată direct (anod la A, catod la C), semialternanță pozitivă este condusă via D1, LED1—LED5, D3 și Dx, iar semialternanță negativă este blocată chiar de către Dx. Situația va fi deci marcată optic prin aprinderea celor cinci LED-uri roșii, care vor fi dispuse astfel încît să „deseneze” semnul „+”.

Pentru o diodă Dx bună, dar conectată invers la borne (catod la A, anod la C), semialternanță pozitivă este interzisă de însăși Dx, pe cînd semialternanță negativă este condusă via D2, LED5—LED3, LED6, R2 și Dx. Prin urmare, situația va fi semnalizată prin aprinderea a trei dintre cele cinci LED-uri roșii, dar și a unui alt LED auxiliar (6), preferabil de altă culoare. Evident, cele trei LED-uri roșii (3, 4, 5 — indiferent de ordinea lor în lanțul serie) vor servi la „desenarea” simbolului „—”, fiind plasate pe linia orizontală a aranjamentului ales, de pildă acela din figura 11.

Deși a intervenit deja în mod necesar, dar fără să ne deranjeze

prea mult), LED-ul auxiliar 6, de culoare diferită, a fost prevăzut în montaj pentru a marca distinct ultima situație posibilă, anume aceea de „scurtcircuit” între bornele A—C (dioda Dx străpunsă sau componentă de altă natură, cu conducție bună și sensibil egală în cele două



sensuri). Dispărînd astfel posibilitatea de selectare (blocare) a unei semialternanțe de către însăși dioda de verificat, montajul le va conduce pe ambele, și anume semialternanță pozitivă via D1, LED1—LED5, D3, Dx, respectiv semialternanță negativă via D2, LED5—LED3, LED6, R2, Dx. Prin urmare, vor ilumina în această situație toate cele cinci LED-uri roșii, dar și LED-ul auxiliar 6, care precizează că nu avem de-a face cu o diodă Dx bună, conectată direct, ci cu cazul menționat de „scurtcircuit”.

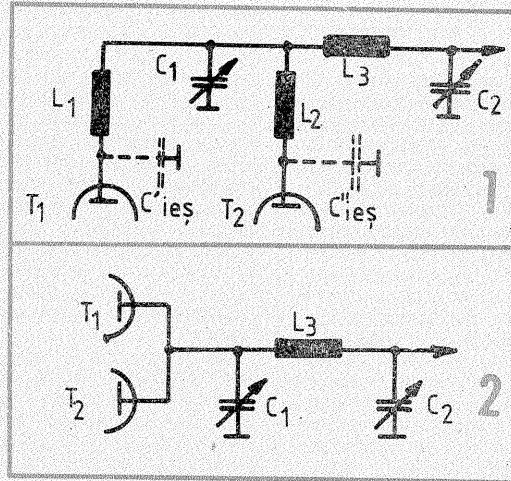
Cei ce doresc să aprofundeze acest montaj simplu vor deduce ușor rostul diodei auxiliare D3, ca și al rezistenței suplimentare de limitare, R2. Ei vor mai observa, de asemenea, că în ultima situație descrisă („scurtcircuit” A—C), LED-urile 3, 4 și 5 iluminează mai intens decît celelalte, datorită faptului că ele conduc pe parcursul ambelor semialternanțe. Dacă aceasta îi deranjează, nu au decît să-și imagineze o soluție simplă de compensare.

Noi nu o vom face aici, în schimb vom menționa faptul că toate variantele de tester descrise mai sus prezintă inconvenientul major de a necesita alimentarea cu tensiune alternativă, deci de a fi, aparent, dependente de rețea. Într-adevăr, doar aparent, căci nimic nu ne împiedică să atașăm unitesterului ales un mic generator (convertor, oscilator) care să furnizeze o tensiune alternativă adecvată, cu alimentare de la baterii. Problema este destul de simplă, deoarece avem de-a face cu un consum redus de curent (sub 20 mA, în cazul variantei cu LED-uri), nu se impun nici forme riguroase de semnal și nici frecvențe foarte stabile, iar tensiunea obținută (peste un anumit prag minim necesar) poate fi adaptată prin alegerea adecvată a rezistențelor de limitare. Este, totuși, important să ne asigurăm de eliminarea posibilităților „vîrfuri” din tensiunea alternativă rezultată, care altfel ar pune în pericol integritatea diodei de verificat, ca și a LED-urilor din tester. Din păcate, mi-a „amintit” acest aspect tocmai un astfel de incident.

(CONTINUARE ÎN PAG. 14)

AMPLIFICATOR DE PUTERE H.F.

Ing. CLAUDIU IATAN, YO8AKA



Stațiile de emisie de radioamator, față de stațiile de radiodifuziune, trebuie să fie capabile să lucreze pe orice frecvență din cadrul fiecărei benzi alocate. Acest lucru se poate realiza dacă sînt cunoscute cîteva noțiuni de bază.

Este știut că în prezent radioamatorii folosesc în stațiile lor sub forma unui bloc unic atît emițătorul cît și receptorul, așa-numitul „transceiver”. Comoditatea și rapiditatea de a opera cu o astfel de stație sînt bine cunoscute. Ele au și dezavantajul că cele mai multe au puteri mici în regim de emisie 5—40 W, stațiilor de clasa II le este permis 100 W, iar cele de clasa I pot lucra cu 400 W.

De aceea este justificat ca pe lîngă transceiver să se folosească suplimentar un amplificator de putere. La construirea amplificatorului trebuie să alegem între tranzistor sau tub electronic. Sigur, tranzistorul a dovedit prioritate față de tub în multe construcții radiotehnice. Totuși construirea unui amplificator cu tranzistor ridică probleme greu rezolvabile în practica radioamatoricească. În primul rînd, nu se găsesc pe piață tranzistoare de I.F. de mare putere. Apoi tranzistoarele construite în acest scop sînt extrem de critice la stabilirea regimului de lucru. O abatere chiar de scurtă durată a regimului de la cel nominal duce la distrugerea tranzistorului. Luînd în considerare cele menționate mai sus, urmează să ne construim amplificatorul cu tuburi. Nu este deloc de neglijat și ce tub vom alege pentru amplificatorul respectiv. Cele mai răspîndite tuburi la noi sînt cele de producție sovietică din blocurile de deflexie ale televizoarelor, cum ar fi: G—807, GU—50, apoi 6P13S, 6P36S, 6P45S ș.a. Mai sînt și tuburile metalo-ceramice, dar nu sînt justificate economic pentru puterile autorizate la noi.

Utilizînd două-trei tuburi conectate în paralel sau în contraîmp, putem obține puterea necesară. Randamentul va fi mai scăzut în benzile superioare celei de 21 MHz, și în special de 28 MHz. Aceasta se explică prin micșorarea considerabilă a impedanței echivalente la rezonanță a circuitului ce o notăm cu Re_r pe frecvențe mai înalte, din cauza micșorării inevitabile a raportului valorilor inducției și capacității elementelor circuitului acordat — cum se știe, acest raport L/C determină valoarea Re_r a circuitului.

Explicația este următoarea: pe frecvențele înalte, pentru obținerea rezonanței, trebuie să se micșoreze și inductanța (L) și capacitățile (C) ale circuitului. Pînă la o anumită frecvență, aceasta se poate realiza proporțional, păstrînd neschimbat raportul L/C . Capacitatea se poate micșora pînă se ajunge la capacitățile „parazită” a montajului, dintre spirele bobinelor, precum și capacitățile de ieșire a tubului (lucrul esențial). Capacita-

tea generală a circuitului nu poate fi mai mică decît suma acestor capacități. În acest caz, nu se mai poate „umbra” la raportul L/C pentru a mări pe Re_r , calitatea circuitului scade, o dată cu acesta scade brusc și amplificarea în banda de 28 MHz în special. Din acest motiv, un amplificator liniar echipat cu patru GU—50 nu poate lucra multumitor în banda de 28 MHz, iar acordul realizat este un acord fals, care duce la perturbații TV. La folosirea tubului în regim de „curent”, nivelul componentelor armonice este mai mic, ceea ce micșorează substanțial perturbațiile TV. La o tensiune anodică scăzută tubul debitează o putere mică, iar creșterea curentului anodic pentru a mări puterea se poate face numai în limita precisă de fabricant, astfel că tubul nu mai lucrează liniar și produce perturbații TV. Deci, pentru obținerea puterii dorite, se impune folosirea mai multor tuburi, de obicei conectate în paralel. În acest caz, capacitățile de ieșire a tuburilor se însumează, ceea ce duce la o scădere și mai mare a Re_r . Dacă tuburile alese au capacități

mare de ieșire nu se mai poate realiza practic circuitul de rezonanță în benzile superioare — inductanța oricărei bobine va fi prea mare pentru a se ajunge la rezonanță. Problema are rezolvare, realizînd în alt mod circuitul de acord (filtrul π), așa cum reiese din figura 1. Schițat sînt arătate cele două tuburi T_1 și T_2 (pot fi și mai multe) și în al căror anod sînt conectate bobinele L_1 și L_2 . Inductanțele bobinelor sînt astfel calculate ca, pe benzile superioare, acestea împreună cu capacitățile de ieșire ale tuburilor C'_{ies} și C''_{ies} , precum și cu capacitățile condensatorului C_1 să formeze circuitul π . De aici reiese că în paralel sînt uniți nu anozii tuburilor, ci ieșirile filtrelor și însumarea capacităților de ieșire a tuburilor nu are loc. În această situație, circuitele $L_1 C'_{ies}$, C_1 și $L_2 C''_{ies}$, C_1 cu ajutorul condensatorului variabil C_1 , se pot acorda în limite mici, suficient totuși pentru acoperirea benzilor de 21 și 28 MHz. La circuitele π conectate paralel mai este conectat încă un circuit π comun, în care intră același condensator C_1 , bobina de inductanță L_3 și condensatorul variabil C_2 . Dacă se lucrează cu liniar numai în benzile inferioare, atunci filtrul π este cel clasic (figura 2) deoarece capacitățile de ieșire ale tuburilor au valori neglijabile pentru aceste frecvențe.

După considerentele și principiile expuse mai sus a fost realizat amplificatorul de putere a cărui schemă de principiu este dată în figura 3. Amplificatorul este echipat cu trei tuburi GU—50 după schema cu grilele la masă și care pentru puterea maximă de 400 W este suficientă o excitație din transceiver de cca 30 W. Schema cu grilele la masă este recomandată prin faptul că nu cere circuite suplimentare la intrarea amplificatorului — impedanța de intrare este mică și se adaptează bine cu impedanța cablului coaxial ce leagă transceiverul de acesta. În afară de aceasta, amplificatorul cu tuburi, după schema cu grilele la masă, este foarte stabil în funcționare. Semnalul de excitație din transceiver se injectează în intrarea amplificatorului prin intermediul cablului coaxial la mufa coaxială X_1 . La pornire, prin contactele releului R_1 , R_1' , semnalul este aplicat pe catodii tuburilor T_1 — T_3 . În regim de emisie, perechea de contacte de la unul din releele transceiverului prin borna X_2 este la masă, grilele de comandă ale tuburilor T_1 — T_3 și grilele 3 sînt puse la masă prin diodele D_{14} — D_{15} . Semnalul se amplifică de către cele trei tuburi și se pune în evidență pe filtrul π , format din inductanța bobinelor L_1 — L_4 , capacitățile condensatoarelor variabile C_3 și C_7 .

Lucrul pe diferite benzi se realizează cu ajutorul comutatorului K_1 , care trebuie să fie de bună

UNDAMETRUL: CONSTRUCȚIE ȘI UTILIZARE

Ing. LIVIU MACOVEANU, YO3RD,
maestru al sportului

(URMARE DIN NR. TRECUT)

UNDAMETRUL MODULOMETRU

Din categoria undametrilor cu absorbție (undametrele statice) face parte și acela descris aici. Spre deosebire de altele, acesta este ceva mai complicat, deoarece el oferă mai multe posibilități de măsurare. Astfel, cu acest undametrul se pot efectua următoarele operații: 1 — măsurări de frecvențe; 2 — măsurări de cîmp de radiație de radiofrecvență; 3 — măsurări ale gradului (procentajului) de modulație în amplitudine al unui radioemitor; 4 — monitor de modulație de amplitudine, la radioemitoare.

Schema aparatului este dată în figura 1. Sensibilitatea undametrului este mare, întrucît în montaj se folosește un microampermetru magnetoelectric de 50 microamperi, ca instrument indicator. Circuitul rezonant al undametrului este alcătuit din bobina L , intersanjabilă, comutatorul cu două poziții K_1 , condensatorul variabil cu dielectric aer C_2 , de 50 pF, condensatorul trimer cu dielectric mică sau ceramic C_3 , de 22—25 pF, și

condensatorul fix cu dielectric mică sau ceramic C_4 , de 15 pF.

Măsurările se efectuează de obicei cu comutatorul K_1 , pe poziția 1, ca în schema. Dacă se dorește o extindere mai mare a domeniului de măsurare, spre frecvențe mai ridicate, se va trece comutatorul K_1 pe poziția 2. Curentul de radiofrecvență care apare în circuitul rezonant, o dată cu cuplarea bobinei L la ieșirea unui radioemitor, va circula spre dioda semiconductoră D_1 (1N34, EFD108 sau oricare alte analoge) și, după redresare și filtrare cu condensatorul C_5 de 10 000 pF, cu mică, și limitare cu rezistorul R_1 , chimic, de 20 k Ω -0,5 W, se va dirija spre circuitul format din rezistorul R_2 , chimic, de 70 k Ω -0,5 W, prevăzut cu comutatorul K_3 și apoi, prin comutatorul K_2 , cu două poziții, spre microampermetrul μA de 50 μA sîntat cu condensatorul fix C_7 , cu mică, sau ceramic, de 1 000 pF. Dar curentul redresat de dioda D_1 se poate dirija și spre circuitul format din condensatorul fix C_6 , de 0,25 μF , cu dielectric polistiren sau hirtie, rezistorul R_3 , chimic, de 10 k Ω -0,5 W, și dioda D_2 (1N34, EFD108 etc.), ajungînd la contactul 2 al comutatorului K_2 .

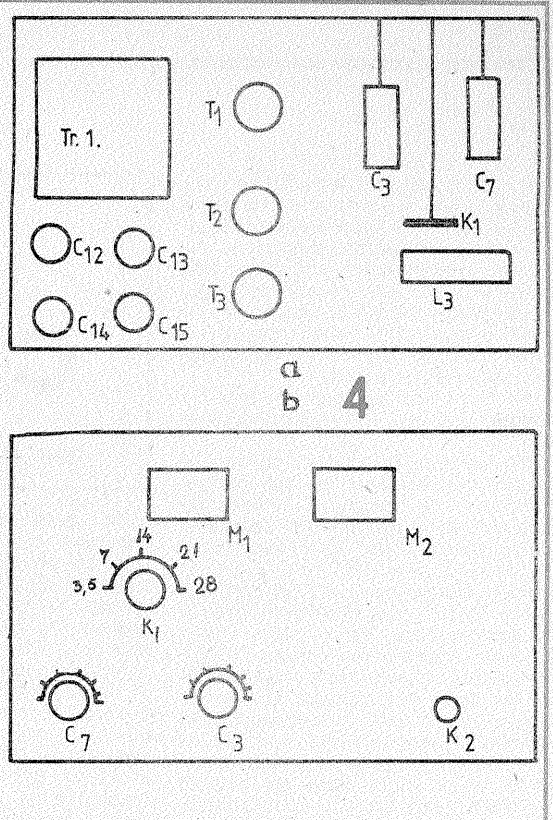
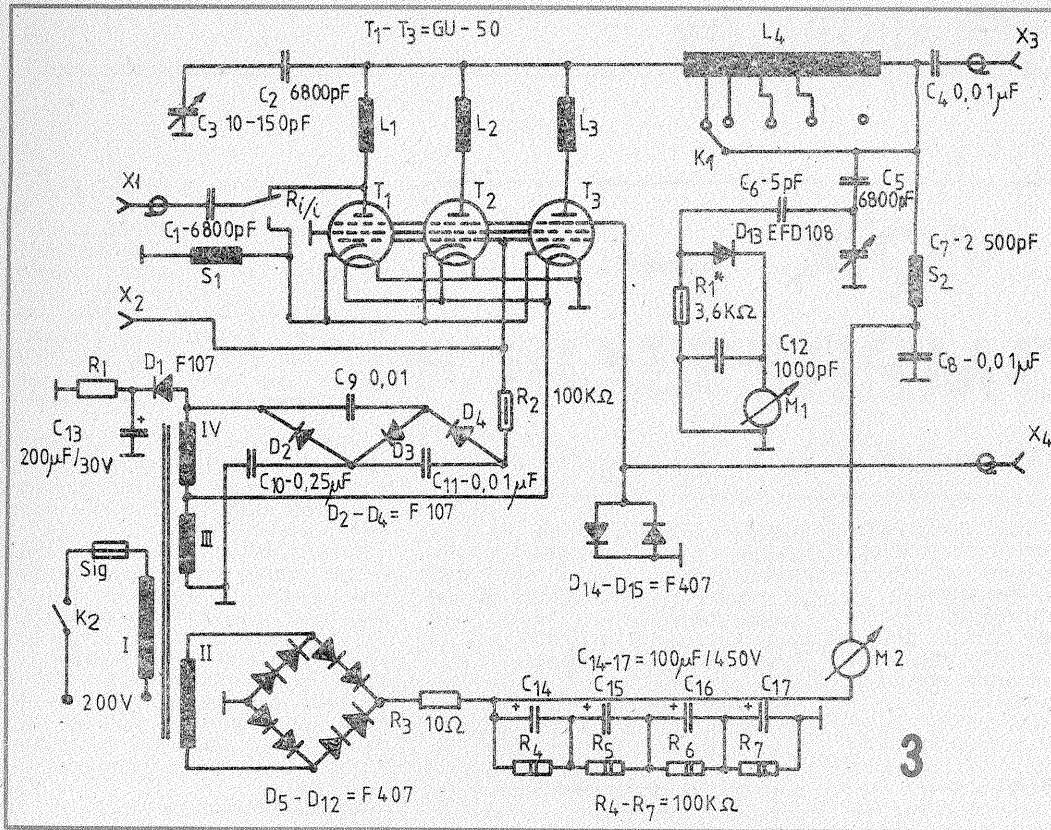
Aparatul este prevăzut cu o bornă I , conectată la condensatorul ceramic C_1 , de 10 pF. În această bornă, pentru anumite măsurări, se poate conecta fie o mică antenă verticală cu lungimea de 50 cm, fie o antenă exterioară de orice lungime.

Undametrul se va etalona pentru fiecare din

cele 7 bobine de care dispune, necesare diverselor benzi de radioamatori, cuprinse între 1,75 MHz și 30 MHz, precum și una specială pentru gama de 56 MHz, deoarece această gamă, care nu este admisă la noi în țară în prezent, se folosește totuși în multe alte țări.

Etalonarea scalei sau butonului undametrului se va realiza cu ajutorul unui radioemitor etalonat sau al unui generator de radiofrecvență tip heterodină, de asemenea etalonat sau întrebunînd simultan un alt undametrul etalonat, după cum a fost descris în articolul precedent. Dacă radioemitorul este destul de puternic, nu este nevoie ca bobina undametrului să fie cuplată cu aceea a emițătorului, ci este suficient să se introducă mica antenă lungă de 50 cm în borna I a undametrului și apoi aceasta să se apropie la o oarecare distanță de fiderul antenei emițătorului.

Pentru etalonare, ca de altfel și pentru măsurări de frecvențe, undametrul se va manipula astfel: se acordă condensatorul C_2 , pînă ce se obține deviația maximă a acului microampermetrului, comutatorul K_1 fiind pe poziția 1, iar K_3 deschis, ca în schema, folosindu-se una din bobinele necesare pentru o anumită bandă. Eventual, dacă frecvența care se măsoară nu se înscrie în scala undametrului, se va trece comutatorul K_1 pe poziția 2 și se va încerca din nou măsurarea. Dacă nici atunci acul microampermetrului nu indică nimic, rezultă că bobina folosită nu este corespunzătoare, schimbîndu-se cu alta. Trebuie de altfel



calitate. De la ieșirea circuitului, semnalul amplificat prin mufa coaxială X3 ajunge la filtrul ce alimentează antenna. După condensatorul C6, o mică parte a semnalului de I.F., după ce este redresat de dioda D13, este măsurat de microampermetrul M1. Mărimea semnalului se determină cu ajutorul rezistorului R1, astfel că în banda de 80 m acul instrumentului să bată aproape la capăt de scală. Cel de-al doilea instrument M2 este un miliampermetru care măsoară curentul anodic al tuburilor.

În regim de recepție, grilele de comandă ale tuburilor se deconectează de la masă și la acestea, prin rezistorul R2, se aplică tensiunea negativă care blochează tuburile (de la redresorul cu diodele D2—D4 după o schemă cu triplare de tensiune). Semnalul captat de la mufa X3 prin circuitul C4, L4, L3 și capacitatea anod-grila 3 a tubului T3 ajunge la mufa coaxială X4, de aici, prin cablul coaxial, se aplică la intrarea părții de recepție a transceiverului, așa cum este spre exemplu la UW3D1... Diodele cu siliciu D14—D15 la niveluri mici ale semnalului au o rezistență mare și practic nu influențează funcționarea în acest mod de recepție. Când amplificatorul este întrerupt, releele declanșează și prin contactele lui R1', și condensatorul de separație C1, semnalul din transceiver în regim de emisie ajunge pe anodul tubului T1, lucrându-se în acest caz fără linie. Filtrul care în acest caz este compus din L1, L4 și condensatorul C7, îndeplinește funcția de adaptor și de filtru suplimentar „trece-jos”. Sasiul se realizează din tablă de aluminiu de 2 mm grosime. Mărimea sasiului cit și a panoului frontal este determinată de gabaritul pieselor ce le are fiecare la îndemână. Bobinele L1—L3 sînt fără carcasă, au un diametru de 15 mm și conțin câte 6 spire fiecare, din conductor CuEm Ø 1,5 mm, iar lungimea de bobinaj este de 25 mm. Bobina L4 se realizează pe o carcasă de calit sau porțelan cu diametrul de 40 mm și conține 24 de spire cu prize la spirele 3, 5, 8 și 14 conductor CuEm Ø 1,5 mm și pas de 2 mm. Șocurile S1 și S2 sînt bobinate pe carcase din același material ca L4, cu diametrul de 15 și, respectiv, 20 mm. Șocul S1 conține 24 de spire, pasul de bobinare 1,5 mm, iar S2 conține 66 de spire, bobinaj progresiv pe o lungime de 80 mm, ambele cu conductor CuEm Ø 0,64 mm. Condensatoarele C1, C2, C5, C8 sînt cu mică și tensiunea de lucru de minimum 1 000 V, C4 cu mică sau ceramic, tensiunea de lucru 2,5 kV. Transformatorul Tr. 1 conține patru înfășu-

rări: I — înfășurarea de rețea; II — înfășurarea pentru înaltă tensiune; III — înfășurarea de filamente; IV — înfășurarea de alimentare a releului. Acest amplificator poate debita o putere între 100 și 400 W, iar transformatorul se va dimensiona funcție de clasa de autorizare.

Înainte de a începe reglajul, din tuburile avute la dispoziție se va alege un set cu parametri identici — în acest caz puterea disipată pe anozii lor se va distribui uniform. Reglajul începe prin tatonarea inductanțelor bobinelor L1—L3 în gama de 28 MHz, pe o sarcină artificială, sau un bec cu incandescență de putere convenabilă. Tatonarea bobinelor se face prin schimbări succesive ale numărului de spire, precum și apropiind sau depărtînd spirele pentru obținerea puterii maxime. Este bine să se folosească un undametrul cu absorbție pentru a nu cădea în greșeala de a face acordul pe o frecvență armonică, pentru că de reusita acestor bobine depinde buna funcționare a amplificatorului în benzile superioare. După aceea se tatonază prima spirală de pe priză bobinei L4 pentru maximum de putere. Pentru celelalte benzi reglajul constă în tatonarea prizelor de pe bobina L4, tot după criteriul de mai sus; Curentul total al tuburilor cu circuitul acordat la rezonanță pe toate benzile nu trebuie să fie mai mare de 360, maximum 400 mA, la o tensiune anodică în sarcină (cu amplificatorul în regim de lucru) de 1 000 V. Respectînd toate aceste amănunte și cu o execuție îngrijită, cu acest amplificator se poate lucra în banda de 28 MHz fără a produce perturbații TV. În figura 4 a,b sînt date o variantă de amplasare a pieselor principale pe sasiu și comenzile de pe panoul frontal.

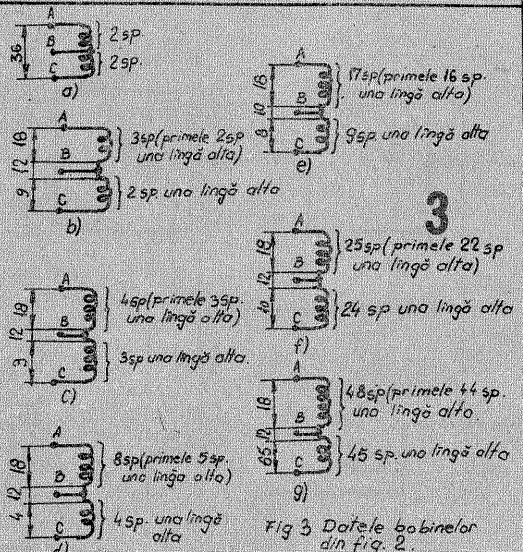
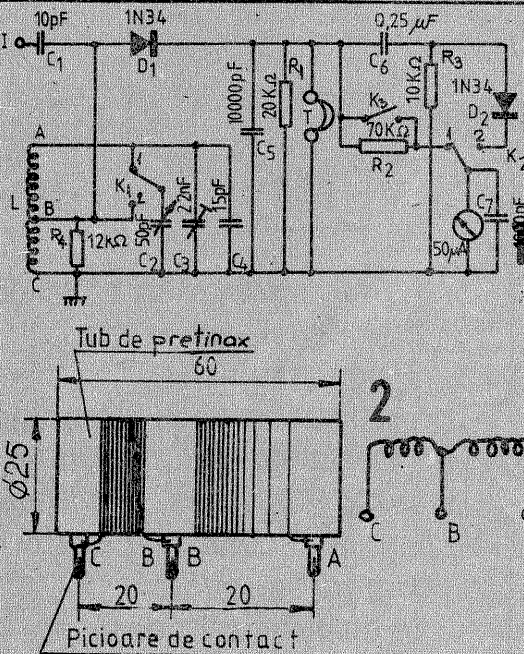
Puterea acestui amplificator poate varia între 100—400 W. Orice etaj final se caracterizează prin puterea absorbită de la sursa de alimentare anodică (input) și de puterea utilă de radiofrecvență ce este injectată în fiderul antenei (output). Cei doi parametri sînt dați de relațiile:

1) $P_a = E_a I_{a0}$ și 2) $P_u = \frac{1}{2} U_a I_a$

E_a — tensiunea continuă de alimentare;
 I_{a0} — valoarea componentei continue a curentului anodic;
 U_a — amplitudinea tensiunii anodice alternative;
 I_a — amplitudinea componentei alternative a curentului anodic.

Mai există un parametru (puterea disipată) dat de relația 3) $P_d = P_a - P_u$. Fabricantul spune că P_d cit și I_{a0} nu pot fi mărite față de datele de catalog. În schimb, tensiunea E_a poate fi luată mai mare cu 50% mai ales atunci cînd se lucrează în modul A1 sau A3D. Presupunem că avem un amplificator liniar, echipat cu tubul SRS455. În catalog găsim pentru acest tub datele: $E_a = 2 000V$; $I_{a0} = 200 mA$; $P_u = 275 W$; $P_d = 125 W$.

Introducînd datele în formula (1), obținem $P_a = 400 W$; introduse în formula (3) se verifică egalitatea, adică $125 W = 400 W - 275 W$.



menționat că toate aceste bobine, datorită faptului că C2 are o capacitate relativ mică, nu acoperă domenii de frecvențe prea largi, acestea situîndu-se doar cu cîțiva megahertzi de o parte și de alta a benzilor de radioamatori.

(CONTINUARE ÎN PAG. 23)

VOX — COMPRESSOR

Prof. N. CODĂRNAI, YO3ZM, ing. M. CODĂRNAI, YO3CZM

În traficul de radioamatori se utilizează foarte des sistemele de compresie vocală în vederea îmbunătățirii raportului semnal/zgomot la recepție. În continuare este prezentată o schemă de compresor de dinamică completat cu un sistem de comutare automată emisie-recepție a antenei (VOX) și intrări și ieșiri pentru comenzi auxiliare.

Pentru o mai ușoară înțelegere a funcționării este dată o schema-bloc (fig. 1).

Primul bloc după intrarea de microfon este, evident, un etaj preamplificator de microfon (PAM) de zgomot redus. Acest etaj folosește două tranzistoare complementare BC413—BC415 (BC109—BC178) într-un montaj mai puțin utilizat, colector în colector și intrare comună în ambele baze. Amplificarea etajului este foarte mare, peste 3 000.

Această valoare mare a amplificării se datorează faptului că fiecare dintre tranzistoare, în semialternanță în care se deschide mai mult, are ca sarcină, în colector, rezistența dinamică mare, prezentată de celălalt tranzistor, care tinde să se blocheze. Din această cauză este necesar ca etajul sau etajele pe care le atacă să aibă o impedanță proprie de intrare foarte mare (sute de k Ω). Una din condiții ca zgomotul la ieșirea preamplificatorului să fie minim este ca valoarea rezistenței echivalente a generatorului de semnal (pentru tranzistoarele din seria BC109—BC178, BC413—BC415) să fie cuprinsă între 2 k Ω și 10 k Ω . S-a ales R1=6,8 k Ω și R2=2,2 k Ω , valori care respectă condiția impusă, indiferent de valoarea de impedanță proprie a microfonului, și în același timp micșorează influența brumului cules de la intrare. Altă condiție pentru zgomot propriu minim este ca valoarea curentului de colector al tranzistoarelor T1 și T2 în punctul static de funcționare să se situeze în gama 10 μ A și 600 μ A. Acest deziderat se va realiza din tatonarea rezistențelor R3 și R4 astfel încât căderea de tensiune pe rezistențele R6 sau R7 să fie în jurul a 60 mV. Se vor alege pentru preamplificator tranzistoare cu factori de amplificare în cu-

Pe calea de VOX propriu-zisă, semnalul este amplificat și limitat prin LS și aplicat, prin intermediul tranzistorului T3, monostabilului M realizat cu A2. Acesta din urmă se găsește cu ieșirea la masă pînă la aplicarea unui semnal la intrarea de microfon. După apariția semnalului în acest lanț, tranzistorul T3 scurt-circuitează condensatorul C11 și intrarea inversoare a amplificatorului operațional A2 la masă. Din acest moment, ieșirea A3 comută spre tensiunea de alimentare și se menține în această stare încă 0,2—0,3 s după dispariția comenzii vocale. Constanta de timp de menținere este dată de grupul R14, C11. Valoarea acestei constante de timp, convenabilă fiecăruia dintre constructori, se va ajusta prin mărirea sau micșorarea rezistenței R14, după preferință.

Semnalul de la ieșirea monostabilului este aplicat comenzii releului de antenă CRA și comenzii porții de audio CPA, ambele cu constante de revenire diferite, respectiv τ_1 și τ_2 . Comanda releului de antenă se face rapid, acesta făcînd trecerea antenei de pe recepție pe emisie (RX—TX).

După anularea comenzii, releul de antenă nu cade imediat, ci după o durată de timp τ_1 ($\tau_1 > \tau_2$). Constanta de timp τ_1 este dictată de grupul R18—R19, C17.

Comanda porții de audio se face întârziat cu constanta τ_2 prin D6, R37, C18 cu acționare peste un prag de 5,7 V (valoare dată de sumarea căderii de tensiune pe joncțiunea

bază-emitor a tranzistorului T6 și diferența de potențial între catodul și anodul diodei Zener D9). Revenirea în starea inițială, după anularea comenzii, se realizează într-un timp mult mai scurt, τ_2 (C18 — prin D7 și A3 la masă). Este necesar a fi realizată condiția $\tau_1 > \tau_2$ și τ_2 mai mare decît durata de la comanda electrică a releului de antenă și pînă la comutarea contactelor sale în poziția TX, pentru a evita ca etajul final al emițătorului să lucreze fără sarcină (în cazul de față antena). În cazul în care se lucrează cu TX—CW, comanda releului de antenă se va da pe perechea de contacte exterioare c-d. Pentru lucru în MP sau MF, din borna P, se va prelua un semnal logic 0 V—12 V pentru a valida sau invalida în lanțul de RF al TX-ului semnalul purtător.

Blocul de compresie dinamică are în componența sa diodele D2—D3—D4, rezistențele R21—R22—R23—R24, precum și condensatoarele C6—C9—C12. Rezistența R21 și rezistențele dinamice ale diodelor D2 și D3 realizează un divizor rezistiv din care se culege semnalul audio prelucrat. Dioda D4 are rolul de redresare a semnalului provenit de la amplificatorul separator AS (A3 — care închide bucla de compresie) prin intermediul condensatorului C12. Odată redresat, acesta este filtrat cu condensatorul C9 și aplicat ca tensiune conținută pe anodul diodei D3. Această tensiune continuă, cu variații în funcție de nivelul de vîrf al presiunii acustice din microfon, mărește sau mic-

sorează rezistența dinamică a diodelor D2 și D3.

De la ieșirea amplificatorului operațional A3, semnalul procesat este trecut prin C19 spre poarta de audio ce are în alcătuire D10—D11, R33—R34, R35—R38, C21. Validarea de trecere a semnalului spre amplificator de ieșire AE se face prin apariția unui potențial apropiat de cel al masei în colectorul tranzistorului T6.

Amplificatorul de ieșire AE realizat cu amplificatorul operațional A4 mărește semnalul de audiofrecvență compresat pînă la o valoare suficientă unei modulare.

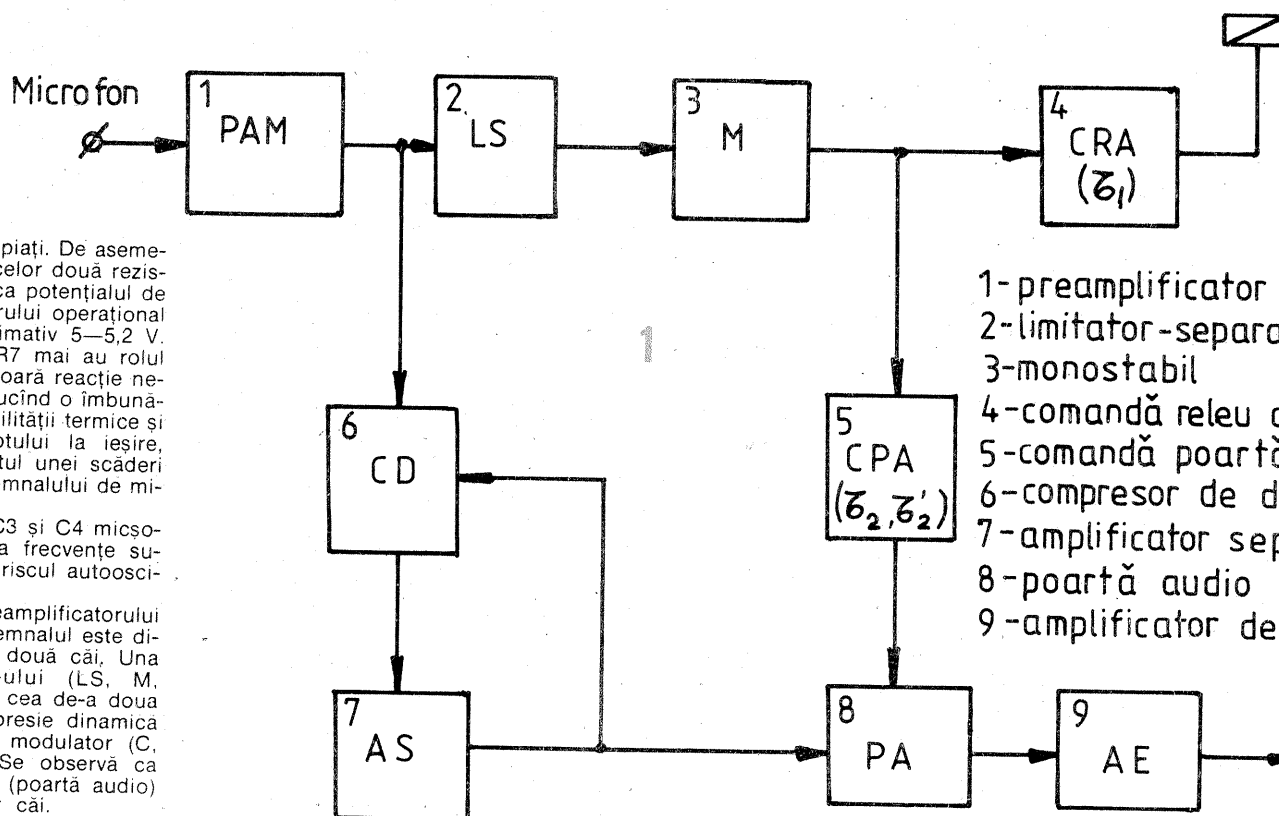
Punerea în funcțiune a unui asemenea montaj nu necesită reglaje mai deosebite în afara tatonării rezistențelor specificate anterior. O ajustare, după preferință, a nivelului de compresie se poate executa din potențiometrul semireglabil R31. Circuitul rezonant L1, C23 este un filtru „dop” pentru semnale cu frecvențe de 500 kHz (frecvența semnalului pentru mixarea BLD—PS).

Amplificatoarele operaționale A1, A2, A3, A4 fac parte din circuitul integrat β M324, ceea ce conferă o mare flexibilitate în proiectarea circuitului imprimat și posibilitatea de a realiza un montaj de dimensiuni destul de reduse.

Compresia obținută este de aproximativ 15 dB, mai mult decît suficient pentru a obține o îmbunătățire a calității la recepție.

Montajul se mai poate completa facultativ cu dispozitive optice de semnalizare (LED-uri) a anclansării și dezanclansării releului de antenă (dacă acesta posedă contacte suplimentare) sau a deschiderii sau blocării porții de audiofrecvență. Contactul K (exterior) permite, prin închiderea sa, posibilitatea de verificare a gradului de compresie, semnalul audio procesat regăsindu-se în permanență la ieșirea spre modulator.

Din punctele P și Q se pot culege semnale logice pentru diferite comenzi, semnalizări etc. în blocurile ce succed acest VOX — COMPRESSOR

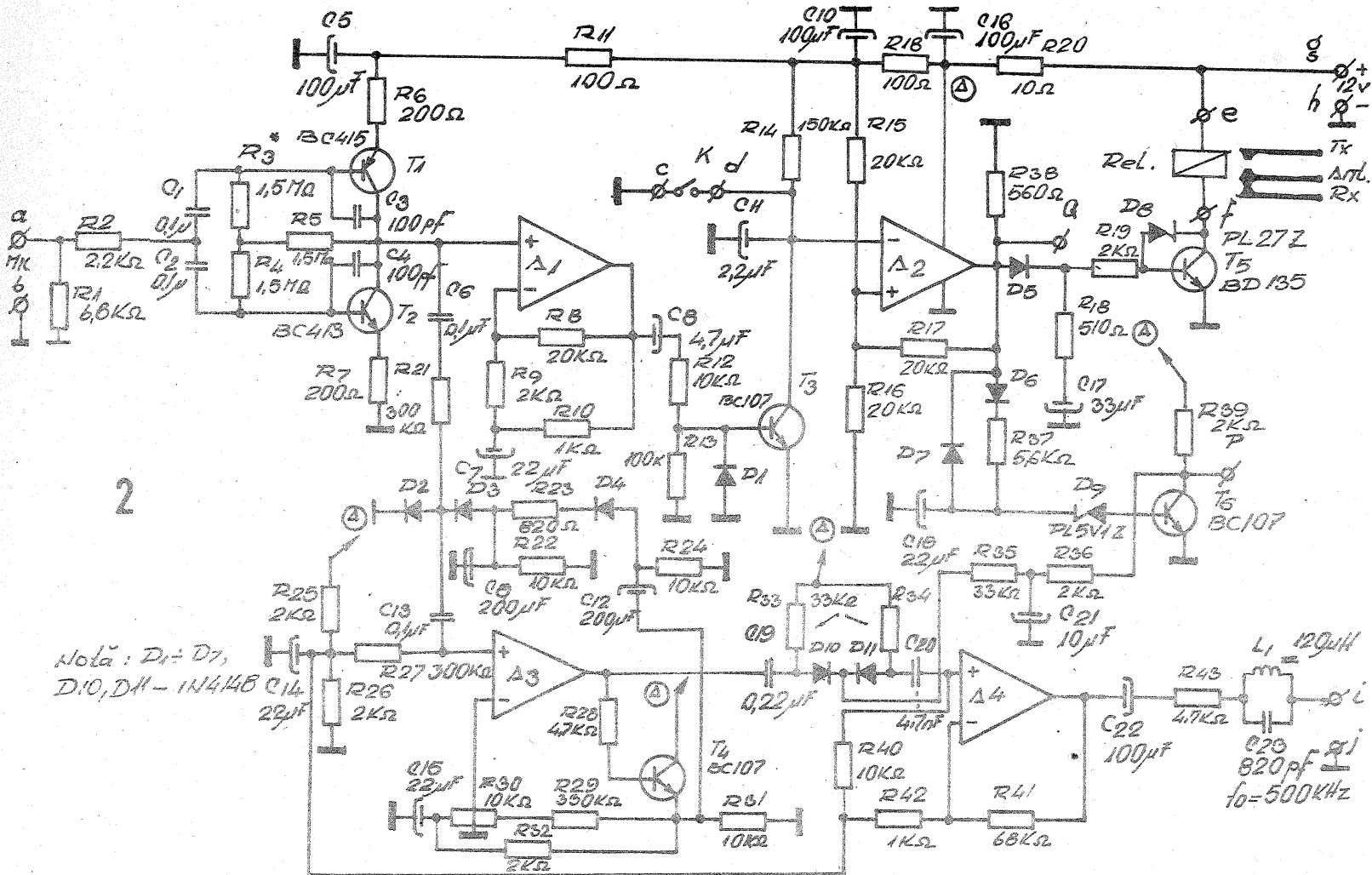


- 1-preamplificator de microfon
- 2-limitator-separator
- 3-monostabil
- 4-comandă releu de antenă
- 5-comandă poartă audio
- 6-compresor de dinamică
- 7-amplificator separator
- 8-poartă audio
- 9-amplificator de ieșire

rent (β) cit mai apropiați. De asemenea, din tatonarea celor două rezistențe se va urmări ca potențialul de ieșire al amplificatorului operațional A1 să fie de aproximativ 5—5,2 V. Rezistențele R6 și R7 mai au rolul de a introduce o ușoară reacție negativă de curent, aducînd o îmbunătățire în privința stabilității termice și a micșorării zgomotului la ieșire, aceasta în detrimentul unei scăderi mici a amplificării semnalului de microfon.

Condensatoarele C3 și C4 micșorează amplificarea la frecvențe suprauzabile, scăzînd riscul autooscilației.

De la ieșirea preamplificatorului de microfon PAM, semnalul este dirijat și procesat pe două căi. Una este cea a VOX-ului (LS, M, CRA—CPA, PA), iar cea de-a doua este aceea de compresie dinamică pînă la ieșirea spre modulator (C, AS, RC, PA, AE). Se observă că unul din blocuri PA (poartă audio) este comun ambelor căi.

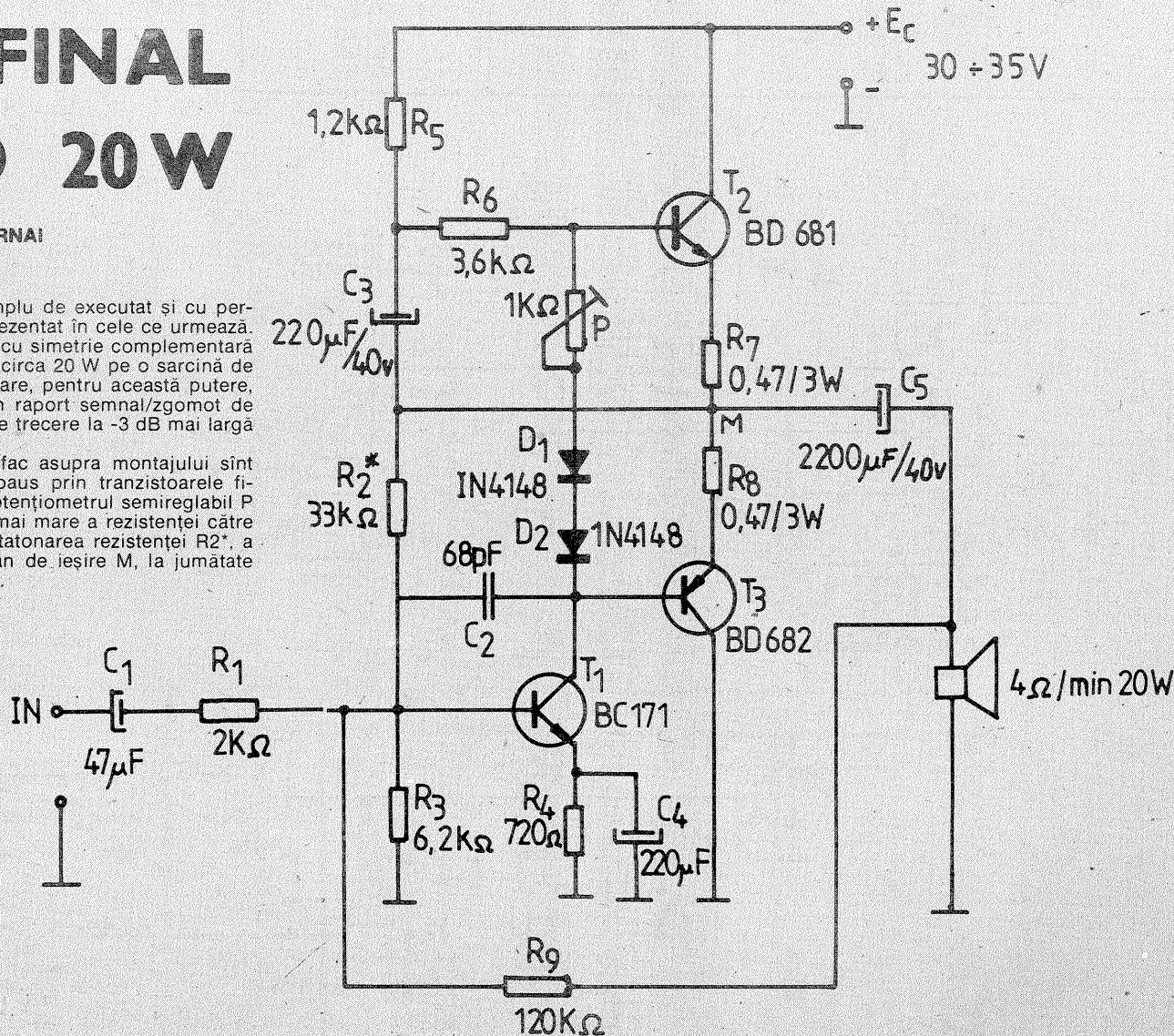


ETAJ FINAL AUDIO 20 W

Ing. MIHAI CODĂRNAI

Un montaj deosebit de simplu de executat și cu performanțe remarcabile este prezentat în cele ce urmează. Este vorba de un etaj final cu simetrie complementară ce poate furniza o putere de circa 20 W pe o sarcină de 4 Ω, cu o sensibilitate la intrare, pentru această putere, de aproximativ 1.5 Vef, la un raport semnal/zgomot de minimum 70 dB și o bandă de trecere la -3 dB mai largă de 30 Hz-60 kHz.

Singurele reglaje care se fac asupra montajului sînt stabilirea unui curent de repaus prin tranzistoarele finale de cca 5-10 mA din potențiometrul semireglabil P (pornind de la valoarea cea mai mare a rezistenței către cea minimă) și fixarea, prin tatonarea rezistenței R2*, a potențialului punctului median de ieșire M, la jumătate din tensiunea de alimentare.



QUAD 44: MODULUL PHONO

Ing. AURELIAN MATEESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Pentru ieșire standardizată DIN, etajul RECORD are comutatorul LOW = Z = deschis, iar pentru ieșire nestandardizată, comutatorul LOW = Z = este pe poziția închis.

Raportul semnal/zgomot al modulului este mai bun de 86 dB.

Pentru cei ce doresc să construiască acest modul atragem atenția că utilizarea unor comutatoare de alt tip decât cele subminiatură (tip circuit integrat) conduce la mărirea lungimii unor trasee, cu consecințe asupra raportului semnal/zgomot (înăutățirea raportului).

Modulul TAPE este prezentat în figura 1. Recomandările făcute pentru modulul RADIO-AUX se mențin și în acest caz în ceea ce privește componentele utilizate. Tranzistorul T1 va fi selecționat pentru zgomot propriu mic.

Preamplificatorul QUAD 44 este livrat în varianta standard cu un modul PHONO proiectat pentru utilizarea unei doze magnetice de tip MM (moving magnet), de altfel cele mai răspândite doze. La cerere, acest modul este schimbat cu un modul MC (moving coil = cu bobină mobilă), special proiectat pentru acest tip de doză care prezintă câteva particularități comparativ cu dozele cu magnet mobil.

MODULUL PHONO MM este prezentat în figura 4.

Primul etaj este construit cu perechea de tranzistoare complementare T1, T2. Tranzistoarele sînt conectate în paralel în curent alternativ și în serie în curent continuu. Această conexiune prezintă avantajul scăde-

rii zgomotului propriu al etajului și îmbunătățește raportul semnal/zgomot cu circa 6 dB.

Corecția de tip RIAA se obține prin reacția negativă selectivă aplicată A.O. Reacția este separată în c.c. și c.a. În alternativ este introdus și etajul de intrare. Se observă că în circuitul de reacție al A.O. este prevăzut un număr de trei comutatoare miniatură cu care se restabilește sensibilitatea corectorului. În plus se modifică și capacitatea de sarcină (conform tabelului 3).

Pentru poziția OFF (deschis) a comutatorului K de la intrarea primului etaj, capacitatea de sarcină a modului este de 47 pF (și impedanța de 47 kΩ).

Pentru poziția ON (închis) a comutatorului K se obțin Zi = 47 kΩ și capacitatea de 230 pF.

Primul etaj dispune de o celulă de filtraj suplimentară a tensiunii de alimentare, celulă care este comună ambelor canale.

MODULUL PHONO MC

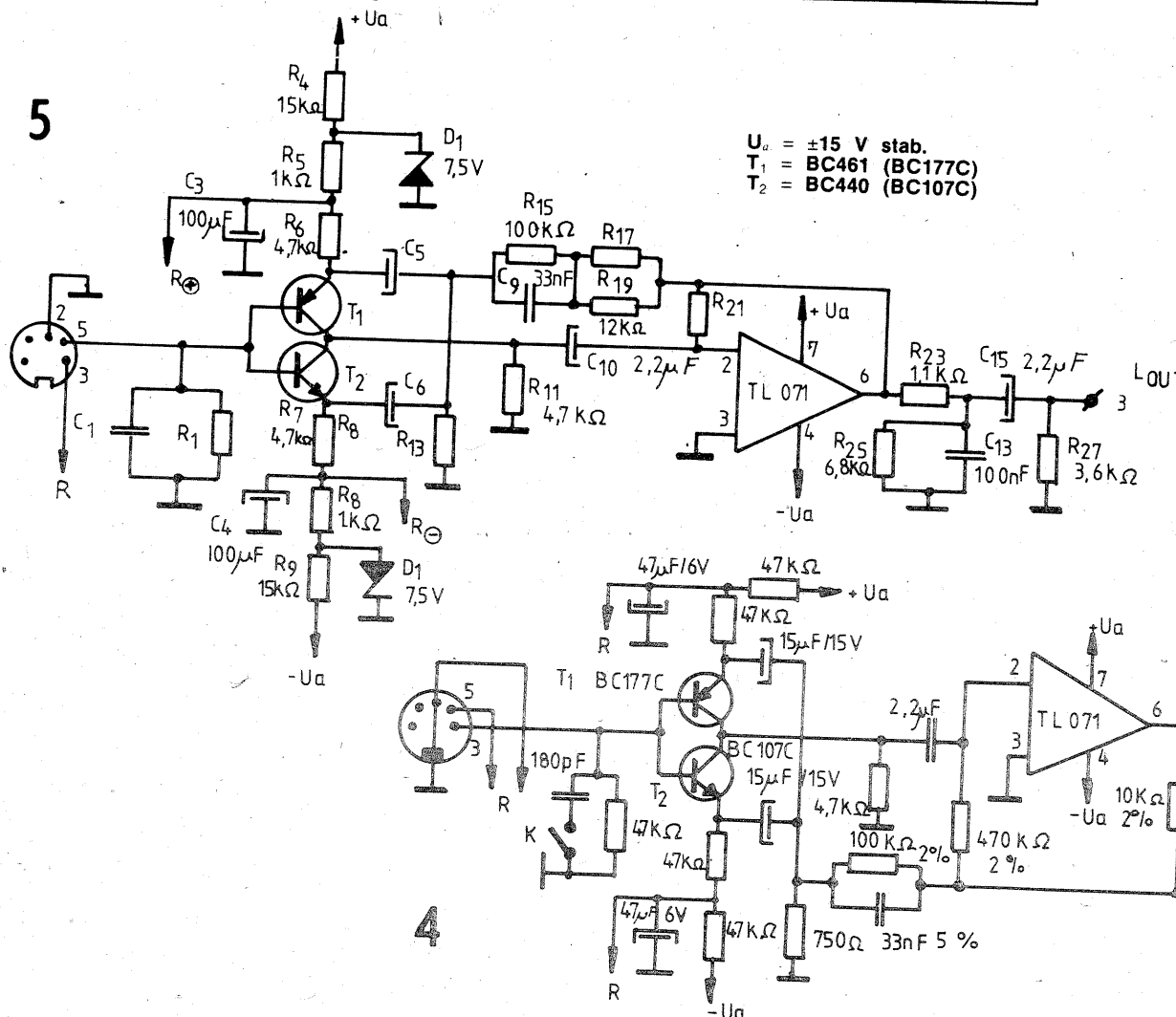
După cum se știe, dozele cu bobină mobilă au caracteristici mult diferite față de cele cu magnet mobil: un semnal de ieșire de valori

TABELUL 1: Caracteristici intrare-ieșire

FUNCȚIA	NIVEL NOMINAL	NIVEL MAXIM (la f = 1 kHz)	IMPEDANȚA
RECORD	3 mV	—	32 Ω
	10 mV	—	100 Ω
	24 mV	—	32 Ω
	100 mV	—	1 kΩ
REPLAY	775 mV (0 dB)	—	1 kΩ
	100 mV	5 V	39 kΩ
	300 mV	15 V	121 kΩ
	757 mV (0 dB)	40 V	94 kΩ
	3 V	100 V	85 kΩ
	10 V	100 V	82 kΩ

TABELUL 2: Modul de acționare a comutatoarelor

COMUTATOR (COMUTATOARE) CONECTAT(E)	NIVEL OBTINUT LA IEȘIRE
3 mV	3 mV
10 mV	10 mV
3 mV + 0 dB	24 mV
10 mV + 0 dB	80 mV
com. neconectate	100 mV
775 mV (0 dB)	775 mV (0 dB)



foarte scăzute (de ordinul sutelor de μV), impedanța de sarcină scăzută (sute de ohmi), o sensibilitate ridicată etc.

Modulul PHONO MC, figura 5, are o conformație generală asemănătoare cu a modulului PHONO MM: un etaj de intrare cu tranzistoare complementare și un circuit de corecție RIAA cu un A.O. de tip TL071. Se remarcă următoarele:

- componentele din circuitul de alimentare al primului etaj, R4, R5, R8, R9, D1, D2, C3, C4 sînt comune ambelor canale;
- în funcție de valorile unor componente se obțin valori diferite pentru sensibilitatea nominală, impedanța de intrare și capacitatea de intrare. Evident că, în funcție de doza utilizată, se vor alege valorile componentelor conform tabelului 4.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Amplificatorul audio pe care-l propunem constructorilor amatori prezintă următoarele avantaje:

- plajă mare a tensiunii de alimentare;
- număr redus de componente;
- performanțe tehnice ridicate, care-l înscriu în clasa amplificatoarelor de înaltă fidelitate;
- componente de producție indigenă.

Principalele caracteristici tehnice sînt prezentate în tabelul alăturat.

Descrierea amplificatorului. Amplificatorul este compus din următoarele etaje (figura 1):

- un etaj de intrare diferențial echipat cu tranzistoare npn;
- un etaj pilot echipat cu tranzistorul pnp T3;
- un circuit „superdiodă” cu T4, care asigură stabilitatea termică a amplificatorului;

— etajul de putere echipat cu o pereche de tranzistoare Darlington complementare, de tip BD645-BD646. Se pot utiliza și alte tipuri din gama de produse I.P.R.S., cu condiția respectării puterii maxime disipate de tranzistoare și a tensiunii maxime suportate;

— un circuit de protecție (siguranță electronică), echipat cu T5, T6 și componentele aferente.

Construcția amplificatorului. Montajul se poate executa pe cablaj imprimat conform figurii 2 (fața planșată, scara 1:1). În funcție de varianta adoptată pentru puterea de ieșire se dimensionează alimentatorul, care trebuie să dispună de capacitatea de filtraj mari pe fiecare ramură ($\geq 6800 \mu\text{F}$). Totodată se alege din tabel valoarea rezistenței R4 și tipul tranzistorului pilot T3. Se va prefera montarea unui mic radiator pentru tranzistorul T3.

Tranzistorul T4 din circuitul „superdiodei” se va monta, prin intermediul unei foite izolatoare din mică, pe radiatorul tranzistoarelor finale. Se va prefera utilizarea unui tranzistor din seria BD, care permite o fixare ușoară pe radiator cu un surub M3.

AMPLIFICATOR

Ing. AURELIAN MATEESCU

Rezistențele din montaj vor avea puterea disipată de 0,25 W, cu excepția următoarelor:

- R7, R8, care vor avea 0,5 W și
- R16, R17, care vor avea puterea disipată egală cu 1/10 POUT și vor fi de tipul bobinat.

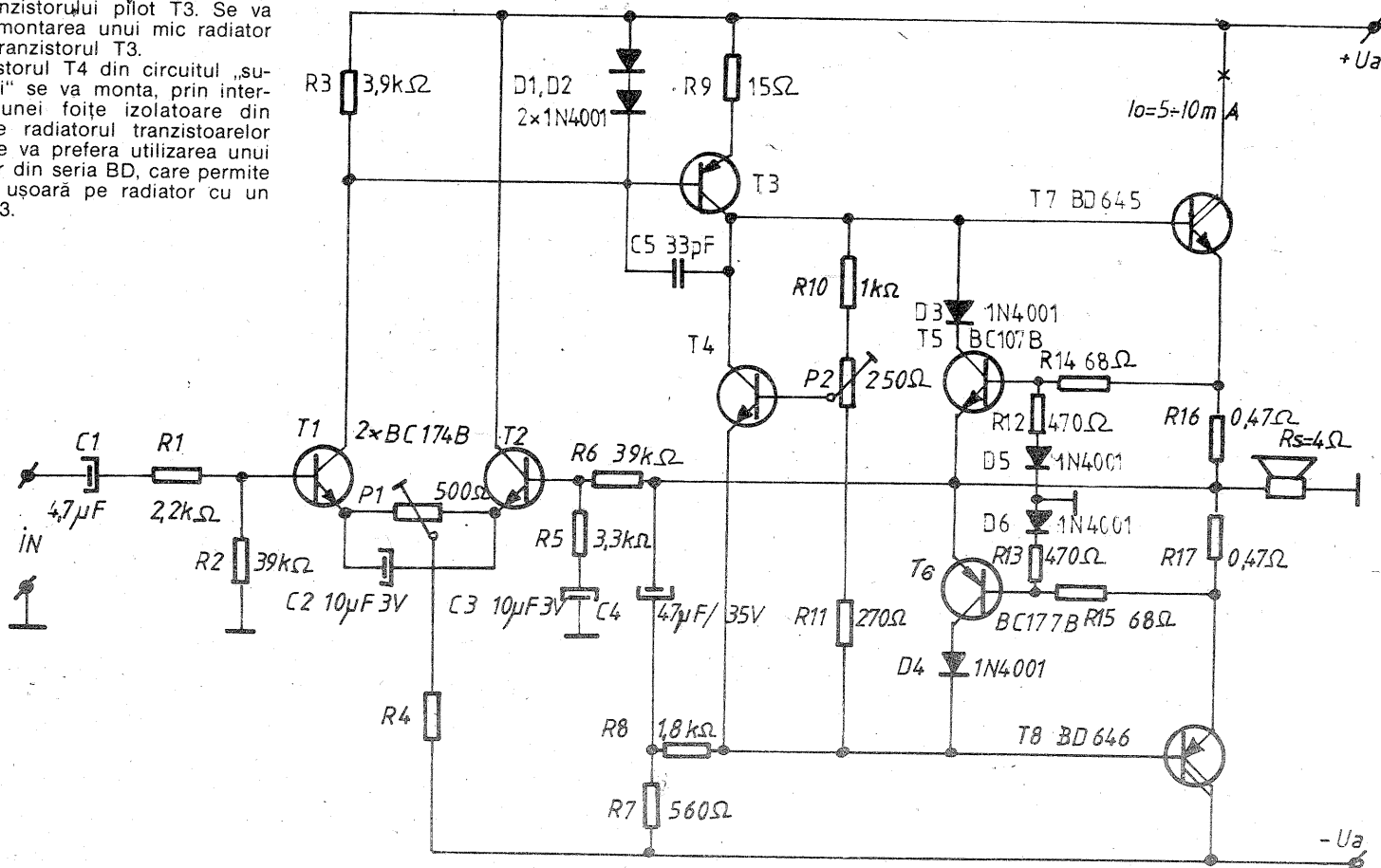
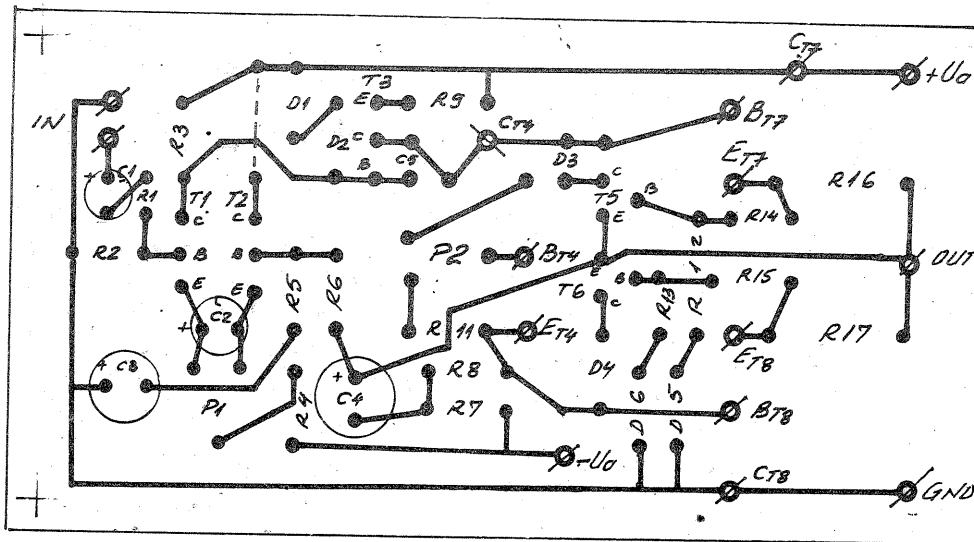
Pentru condensatoarele electrolitice se recomandă tipurile cu folie de aluminiu.

Reglaje
Cu ajutorul trimmerului P1 se va regla la minimum tensiunea reziduală la ieșirea amplificatorului, fără sem-

nal la intrare. Aceasta este de ordinul milivoltilor.

Cu ajutorul trimmerului P2 se stabilește curentul de repaus conform valorilor din tabel. Se admite mărirea curentului de repaus la variantele de putere mare cu pînă la 100% în cazul utilizării de tranzistoare cu putere disipată de peste 100 W, pentru a se evita apariția distorsiunilor crossover.

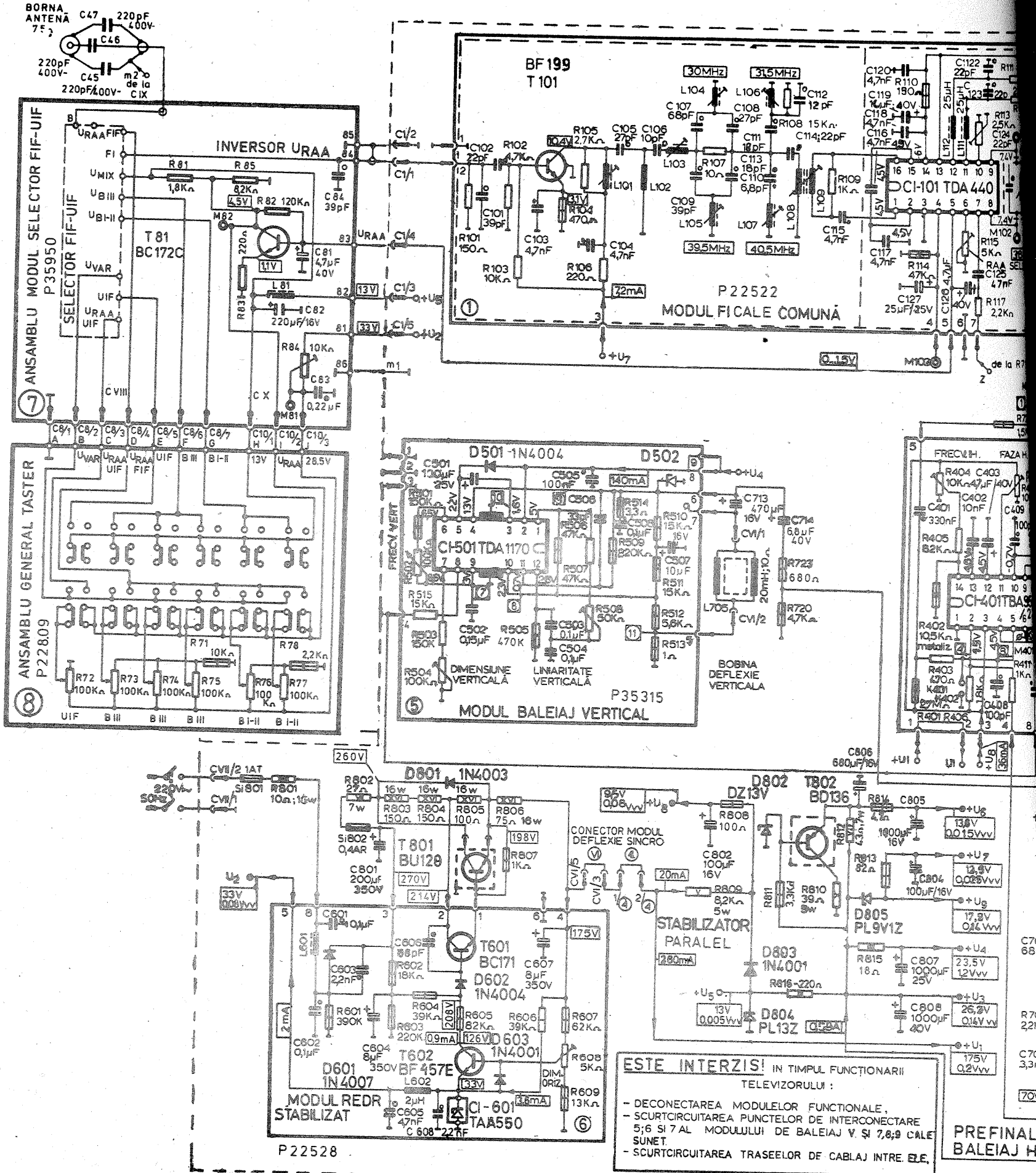
Nu sînt necesare alte reglaje, iar montajul, construit cu componente de bună calitate și verificate înaintea montării, va da deplină satisfacție constructorului.



Parametrul	Simbolul	UM	Puterea de ieșire P _{OUT} (k = 1 %)				
			10	20	30	40	50
Tensiunea de alimentare	U _a	V	±12	±16	±20	±22	±25
Curentul de repaus	I _o	mA	13	14	15	16	17
Curentul absorbit la putere nominală	I _n	A	0,75	1,05	1,25	1,45	1,60
Tensiunea la intrare pentru putere nominală	U _i	V	0,5	0,7	0,9	1	1,1
Impedanța sarcinii	R _s	Ω	4	4	4	4	4
Impedanța de intrare	R _i	kΩ	39	39	39	39	39
Factori de distorsiuni la P _{OUT} = 0,8 P _n	k	%	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5
Banda de frecvență (neliniaritate < 1 dB)	B	Hz	20÷	20÷	20÷	20÷	20÷
R ₄		kΩ	40	40	40	40	40
T ₃		tipul	22	27	39	39	39
			BC327	BC327	BD140	BD140	BD140

TELEVIZOARELE CU CIRCUITE INTEGRATE

Ing. I. MIHĂESCU



CONEX ELECTRONIC S.R.L.,

Str. Maica Domnului 48, sector 2,
telefon 87 42 05, București,

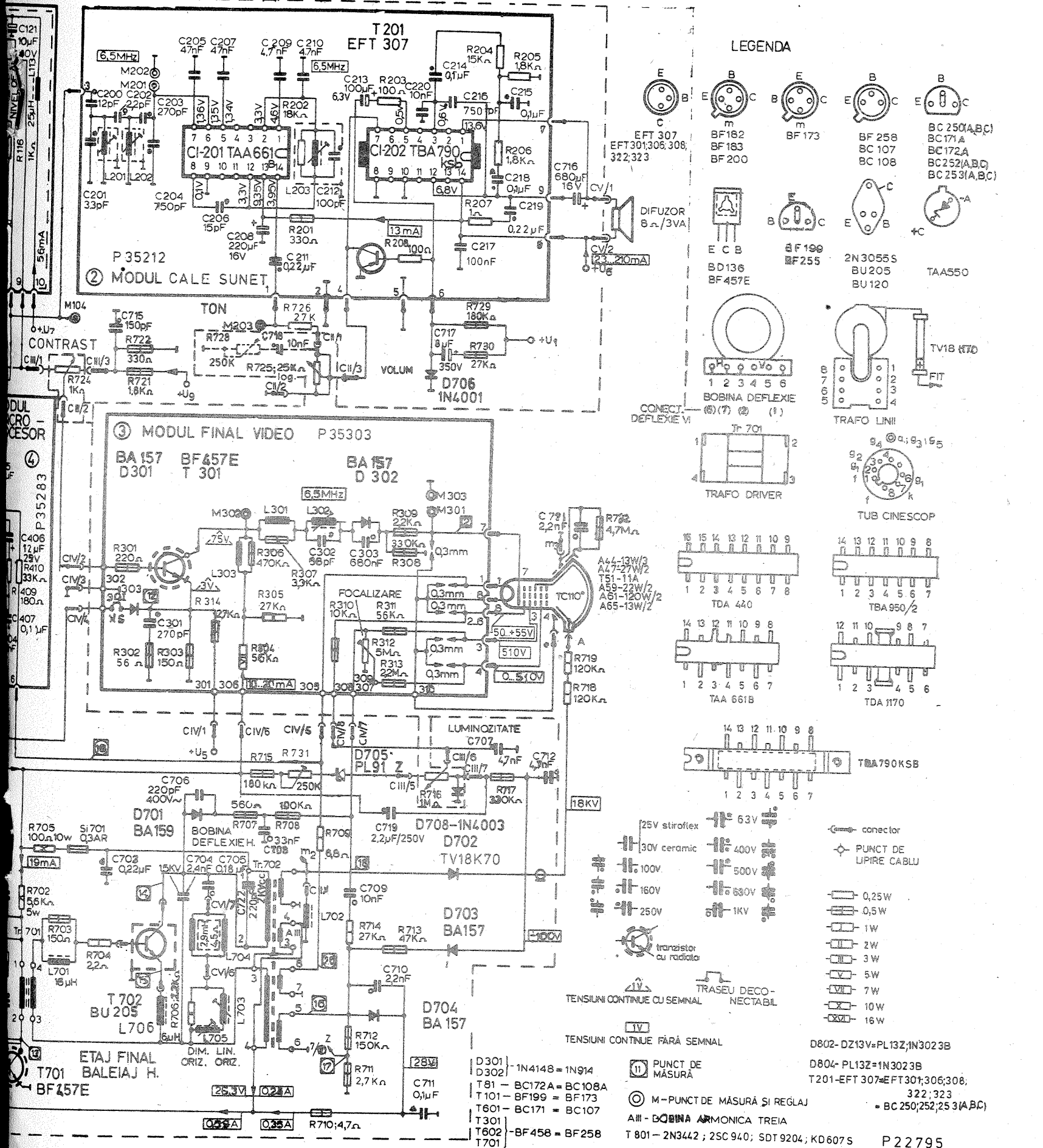
oferă marelui public asistență tehnică, construcții și reparații aparate electronice, radio-receptoare, televizoare alb-negru și color, pick-up-uri, casetofone, magnetofone, adaptări standarde radio și TV.

La aceeași adresă funcționează și magazinul de piese și subansambluri electronice indigene și din import.

Televizoarele cu circuite integrate au însemnat o realizare tehnică deosebită a întreprinderii „Electronica”, astăzi găsiindu-se în exploatare un număr important dintre acestea.

Desigur, după un apreciabil număr de ani de exploatare, au apărut unele abateri de la parametrii tehnici inițiali, iar la unele au apărut chiar mici defecțiuni.

Spre a veni în sprijinul constructorilor amatori care doresc să-și îmbunătățească funcționarea televizorului publicăm această schemă. La conținutul acestei scheme vom face referiri în diverse articole viitoare.



(URMARE DIN PAG. 5)

SURSA AUTONOMĂ

tare, $U = 9 \text{ V}$, vom considera că aparatul în cauză admite, de fapt, o plajă de tensiune U_1-U_2 (cu $U_1 > U_2$), fără înrăutățirea neacceptabilă a preciziei de măsurare și, bineînțeles, fără a periclită integritatea acestuia. Fie, de exemplu, $U_1 = 10 \text{ V}$ și $U_2 = 7 \text{ V}$ cele două limite extreme ale plajei admise. Este ușor de dedus din (2) că, pentru a putea elibera o cantitate de energie $\Delta E = 0,225 \text{ J}$, atunci când se descarcă de la tensiunea $U_1 = 10 \text{ V}$ la tensiunea $U_2 = 7 \text{ V}$, condensatorul va trebui să aibă o capacitate de cel puțin:

$$C = \frac{2 \cdot \Delta E}{U_1^2 - U_2^2} = \frac{2 \cdot 0,225 \text{ J}}{(100 - 49) \text{ V}^2} \approx 0,009 \text{ F} = 9 \text{ 000 } \mu\text{F}$$

Dacă am fi impus mai restrictiv limita inferioară, luând de pildă $U_2 = 8 \text{ V}$, ar fi rezultat un C minim de $12 \text{ 500 } \mu\text{F}$. În fine, dacă luăm în calcul varianta modificată a exemplului, cu $\Delta E = 0,36 \text{ J}$, rezultă o capacitate minimă necesară de cca $14 \text{ 000 } \mu\text{F}$ pentru $U_2 = 7 \text{ V}$, respectiv de $20 \text{ 000 } \mu\text{F}$ pentru $U_2 = 8 \text{ V}$.

Rezultă, deci, că problema nu este foarte greu de rezolvat, cu condiția de a procura un condensator cu capacitatea acoperitoare, de pildă, un model de $22 \text{ 000 } \mu\text{F}/16 \text{ V}$ (sau trei-patru condensatoare mai mici, de $5 \text{ 000 } \mu\text{F}/16 \text{ V}$, montate în paralel).

Pentru cea de-a doua variantă, lucrurile stau mult mai simplu, cu condiția ca generatorul autonom de încărcare să poată furniza energia cel puțin în ritmul în care ea este solicitată de măsurătoare. Se ridică însă și aici problema limitării sigure a tensiunii la bornele condensatorului în plaja garantată de funcționare, U_1-U_2 . Pentru măsurători de tipul celei din exemplu putem folosi cu succes un condensator de $4 \text{ 700 } \mu\text{F}/16 \text{ V}$.

Am ajuns astfel și la problema „cheie”, a generatorului autonom. Dintre multiplele soluții posibile (începând cu un dinam sau un magnetou de tip telefonic, modificate corespunzător, și încheind cu unele dispozitive ceva mai moderne, destinate încărcării acumulatorilor mici pe teren), am ales și experimentat cu — o să zimbiți, poate — o lanternă electrodinamică (de tip „Fonari” — 6380, producție sovietică, echipată cu un bec cu incandescență de $2,5 \text{ V}/0,15 \text{ A}$). Puterea generatorului este adecvată scopului propus, așa că nu ne rămâne decât să îndepărtăm becul și de la contactele soclului său să scoatem în exterior două fire (o mufă, o minipriză etc.).

În sarcină nominală, tensiunea alternativă debitată, la o acționare rezonabilă a pirghiei, ajunge ușor la $2-2,5 \text{ V}$. Cu un transformator miniatură adecvat (de exemplu, cel de „ieșire” de la radioreceptoarele „Milcov”) se ridică această tensiune la cca $10-12 \text{ V}$ sau chiar mai mult, în funcție de necesități și de valoarea

rezistenței obligatorii de limitare în curent, R_1 (fig. 1). Tensiunea din secundarul transformatorului (înfășurarea cu spire mai multe, II) este apoi redresată bialternanță cu o punte PR (1PM1, 1PM2 etc.). În continuare, tensiunea pulsatorie obținută, dar de polaritate constantă, este folosită la încărcarea progresivă a condensatorului C, care într-un timp relativ scurt va atinge valoarea de vîrf maximă posibilă în condițiile date („turația” generatorului G, valoarea rezistenței de limitare R_1 , raportul ridicător al transformatorului etc.). Cu piesele menționate deja sau indicate pe schema se poate încărca în câteva secunde un condensator de $10 \text{ 000 } \mu\text{F}$ pînă la tensiunea de $10-12 \text{ V}$ sau chiar mai mult (reducerea lui R_1).

După ce v-ați convins de aceasta, nu vă rămîne decît să dimensionați condensatorul după propriile dvs. calcule, necesități și posibilități, dar, înainte de a pune generatorul la treabă, să nu uitați de limitările în tensiune menționate. Ideal ar fi să se găsească o modalitate simplă și sigură de a interzice încărcarea condensatorului peste limita de tensiune maxim admisă, U_1 , de preferat chiar cu semnalarea optică a atingerii acestui prag. Cele două cerințe pot fi îndeplinite simultan prin adăugarea grupului DZ1-LED1 în paralel pe condensator, ca în detaliul din figura 2. După alegerea LED-ului, de pildă verde (tensiune directă de deschidere de cca $1,8-2 \text{ V}$), se tatonează dioda Zener DZ1 astfel încît căderea de tensiune însumată pe cele două componente să fie, la începerea „vizibilă” a conducției, aproximativ egală cu pragul maxim U_1 . Atunci cînd LED-ul începe să lumineze, este semn că încărcarea condensatorului trebuie oprită. Surplusul de curent (energie) eventual comis va fi scurtcircuitat rapid prin acest grup, a cărui limitare în curent o constituie doar rezistența înfășurării secundare a transformatorului, cea proprie fiind neglijabilă în regim de conducție. Atenție, deci, opriți încărcarea la aprinderea LED-ului verde și, eventual, introduceți chiar o rezistență suplimentară de limitare în serie cu el și dioda DZ1.

Nu atît de imperios necesară, dar la fel de utilă ar fi semnalarea optică a momentului în care tensiunea U atinge, în scădere, pragul minim admis, U_2 . Vă lăsăm dumneavoastră plăcerea de a demonstra că elementele suplimentare ce apar în detaliul din figura 3 (DZ2, R2, T1, T2, R3, R4 și LED2) pot realiza acest deziderat, printr-o alegere judicioasă. Nu vă „șoptim” decît micul secret că tensiunea nominală a diodei Zener DZ2, însumată cu căderea specifică pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T1, trebuie să fie pe undeva prin preajma limitei minime U_2 pe care dorim să o semnalizăm. Utilizarea unor tranzistoare cu factor beta cît mai mare permite alegerea unor valori foarte mari, respectiv mari, ale rezistențelor R2 și R3, astfel încît indicatorul de prag minim să nu constituie o sarcină suplimentară semnificativă pentru generatorul „autonom”.

Introducere

Milivoltmetrul este un instrument de măsură deosebit de util în laboratorul electronistului. Aria sa de aplicabilitate este cu atît mai largă cu cît gama tensiunilor ce pot fi măsurate și domeniul de frecvență sînt mai mari.

Milivoltmetrul prezentat îmbină simplitatea cu calitatea (sensibilitate ridicată, impedanță de intrare mare, domeniu de frecvență relativ larg). El permite evaluarea obiectivă a caracteristicii de transfer și a raportului semnal/zgomot al amplificatoarelor și preamplificatoarelor, al egalizoarelor, al filtrelor etc. Datorită gamei largi a tensiunilor măsurate, de la sute de milivolți la sute de volți, milivoltmetrul permite atît măsurarea tensiunilor mici generate de diferite transductoare (doze de pick-up, microfoane, capete magnetice), cît și a tensiunilor mari, ca de exemplu cele generate de oscilatoarele de ștergere și premagnetizare din magnetofone și casetofone.

Parametri

Trepte de măsurare:
1, 3, 10, 30, 100, 300 mV
1, 3, 10, 30, 100, 300 V
Domenii tensiunilor măsurate:
 $100 \mu\text{V} \dots 300 \text{ V}$
Domeniul de frecvență: $10 \text{ Hz} \dots 400 \text{ kHz}$
Impedanța de intrare: $>750 \text{ k}\Omega$
Tensiune de alimentare: 15 V
Curent consumat: 15 mA .

Mod de funcționare

Schema completă a milivoltmetrului, indicată în figură cuprinde un divizor de intrare, un adaptor de impedanță, un divizor intermediar, amplificatorul de c.a. și instrumentul indicator. Tensiunea ce urmează a fi măsurată se aplică adaptorului de impedanță fie direct, fie printr-un divizor compensat în frecvență cu raport de divizare $1:1 \text{ 000}$, care face trecerea de la milivolții la volți. Adaptorul de impedanță este realizat cu un tranzistor JFET, conectat ca repetor pe sursă; în această configurație, el prezintă o impedanță de intrare foarte mare (constituind o

sarcină infinită pentru sursa măsurată) și o impedanță de ieșire mică (necesară pentru atacul corect al celui de-al doilea divizor). Cele două secțiuni ale comutatorului S1 selectează domeniul de măsură. Tensiunea divizată corespunzător este aplicată amplificatorului de c.a. realizat cu două tranzistoare cuplate direct. Instrumentul de măsură este inclus în bucla de reacție negativă a amplificatorului, în scopul stabilizării amplificării și al liniarizării caracteristicii de frecvență.

Tensiunea amplificată, prezentă în colectorul ultimului tranzistor, se aplică instrumentului prin intermediul punții redresoare.

Detalii constructive

Tranzistorul T1 este JFET cu canal n, de tip BF245. Tranzistoarele T2 și T3 sînt npn, de tip BC107, BC171 sau BC172. Diodele D1, D2 și celelalte diode cu siliciu sînt de comutație, de tip 1N4148. Diodele din puntea redresoare sînt cu germaniu, din seria EFD.

Comutatorul S1 are 2×12 poziții. În lipsa unui comutator cu două secțiuni, se poate renunța la secțiunea S1a, înlocuind-o cu un comutator simplu 1×2 poziții, care va face trecerea de la milivolții la volți. Această simplificare prezintă dezavantajul că, de cele mai multe ori, vor fi necesare două manevre de comutare înaintea unei măsurători. Comutatorul și elementele aferente (rezistoare și condensatoare) din cele două divizoare vor fi ecranate. Rezistoarele din divizorul intermediar vor avea toleranța de $0,5$ sau 1% , din serii corespunzătoare ale rezistoarelor cu peliculă metalică. De asemenea, toate rezistoarele, semireglabilele și condensatoarele folosite în milivoltmetru vor fi de calitate.

Instrumentul indicator are sensibilitate de $40 \mu\text{A}$. Cadranul acestuia are trei sectoare: cel de sus pentru valori cuprinse între 0 și 10 , cel de la mijloc pentru valori cuprinse între 0 și 3 , iar ultimul este gradat în dB. Sectorul $0 \dots 10$ are repere și notații

OSCILATOR

Circuitul integrat $\beta A723$ este un stabilizator de tensiune monolitic, larg utilizat în alimentatoare de curent continuu, liniare sau în comutație. Reamintim cîteva din performanțele notabile ale acestui circuit: tensiunea continuă între V_s și V_s : max. 40 V ; diferența de tensiune intrare-ieșire: max. 40 V ; tensiunea de referință internă VREF: tipic $7,15 \text{ V}$; curent maxim de ieșire: 150 mA ; putere disipată: 600 mW (capsulă de plastic).

O aplicație atipică a acestui circuit integrat este prezentată în cele ce urmează. Este vorba de un oscilator cu rețea Wien.

Nivelul de curent continuu la ieșire este fixat prin aplicarea tensiunii de referință internă VREF prin intermediul RW1 intrării neinvertoare. Din punct de vedere al curentului alternativ, VREF este punct de masă. RW1 face parte de asemenea din rețeaua Wien de reacție pozitivă (selectivă în frecvență) împreună cu RW2, CW1 și CW2.

În curent continuu, reacția negativă este totală; de aceea, $U_{o,c} = V_{REF}$. În curent alternativ amplificarea este

$$A_u = 1 + \frac{R_8}{r_{ds} + R_7} \quad (1)$$

În cazul $RW1 = RW2 = R$ și $CW1 = CW2 = C$, pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca $A_u > 3$, iar în regim oscilant permanent, pentru a avea distorsiuni minime ale semnalului la ieșire, $A_u = 3$. Din condițiile impuse anterior și din formula (1) se concluzionează că $R_8 \geq 2(r_{ds} + R_7)$; r_{ds} este rezistența drenă-sursă a tranzistorului cu efect de cîmp T2 (BFW10). Aceasta este liniar variabilă cu tensiunea aplicată între grila și sursă numai dacă diferența de potențial drenă-sursă (sau sursă-drenă) nu depășește 50 mV .

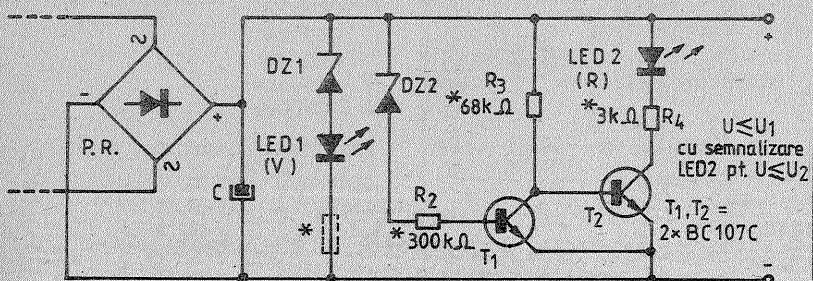
Pînă la amorsarea oscilațiilor, $r_{ds} \ll R_7$, deci $R_8 > 2R_7$. S-au ales $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$ și $R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Tensiunea de comandă a tranzistorului T2 este obținută prin amplificarea cu T1 și redresarea cu D1 a componentei alternative a tensiunii de ieșire.

Nivelul oscilațiilor poate ajunge pînă la $0,5 V_{ef}$ pe o sarcină mai mare de 100Ω . Frecvența de oscilație pentru $RW1 = RW2 = R$ și $CW1 = CW2 = C$ este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

Montajul funcționează bine în domeniul oscilațiilor audio de pînă la 20 kHz .



la fiecare unitate și repere la jumătăți. Sectorul 0...3 are repere și notații atât la unități, cât și la jumătăți, iar repere la sferturi. Ultimul sector are repere și notații la 0, -5, -10 și -20 dB, cu repere intermediare. Această ultimă scală este foarte utilă în multe măsurători; precizăm însă că reperul 0 dB, aflat la capătul scalei, nu corespunde nivelului standard. Pentru a folosi milivoltmetrul și ca decibelmetru, este necesară modificarea valorii rezistențelor din divizorul intermediar, după cum urmează (de sus în jos): 5,6 kΩ; 1,76 kΩ; 560 Ω; 176 Ω; 56 Ω; 25,9 Ω. În acest caz, deviația maximă, la treptele multiplu de 3 corespunde, de fapt, valorii de 3,16. De această dată, ultimul sector al cadranului va avea repere și notații la +2, +1, 0, -5, -10 și -20 dB, cu repere intermediare. Valoarea de 0 dB va corespunde tensiunii standard de 0,775 V (ref. 1 mW-600 Ω). Dacă se adoptă această variantă de milivoltmetru/decibelmetru, cele 12 poziții ale comutatorului vor avea, pe panoul frontal al aparatului, un marcaj dublu, după cum urmează: 1 mV/-60 dB; 3 mV/-50 dB; 10 mV/-40 dB; 30 mV/-30 dB; 100 mV/-20 dB;

MILIVOLTMETRU ELECTRONIC

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

300 mV/-10 dB; 1 V/0 dB; 3 V/+10 dB; 10 V/+20 dB; 30 V/+30 dB; 100 V/+40 dB; 300 V/+50 dB. Etalonarea corectă a celor trei scale de măsură se va face după definitivarea operațiilor de reglaj, prin comparație cu un milivoltmetru industrial.

Se recomandă montarea milivoltmetrului într-o cutie metalică.

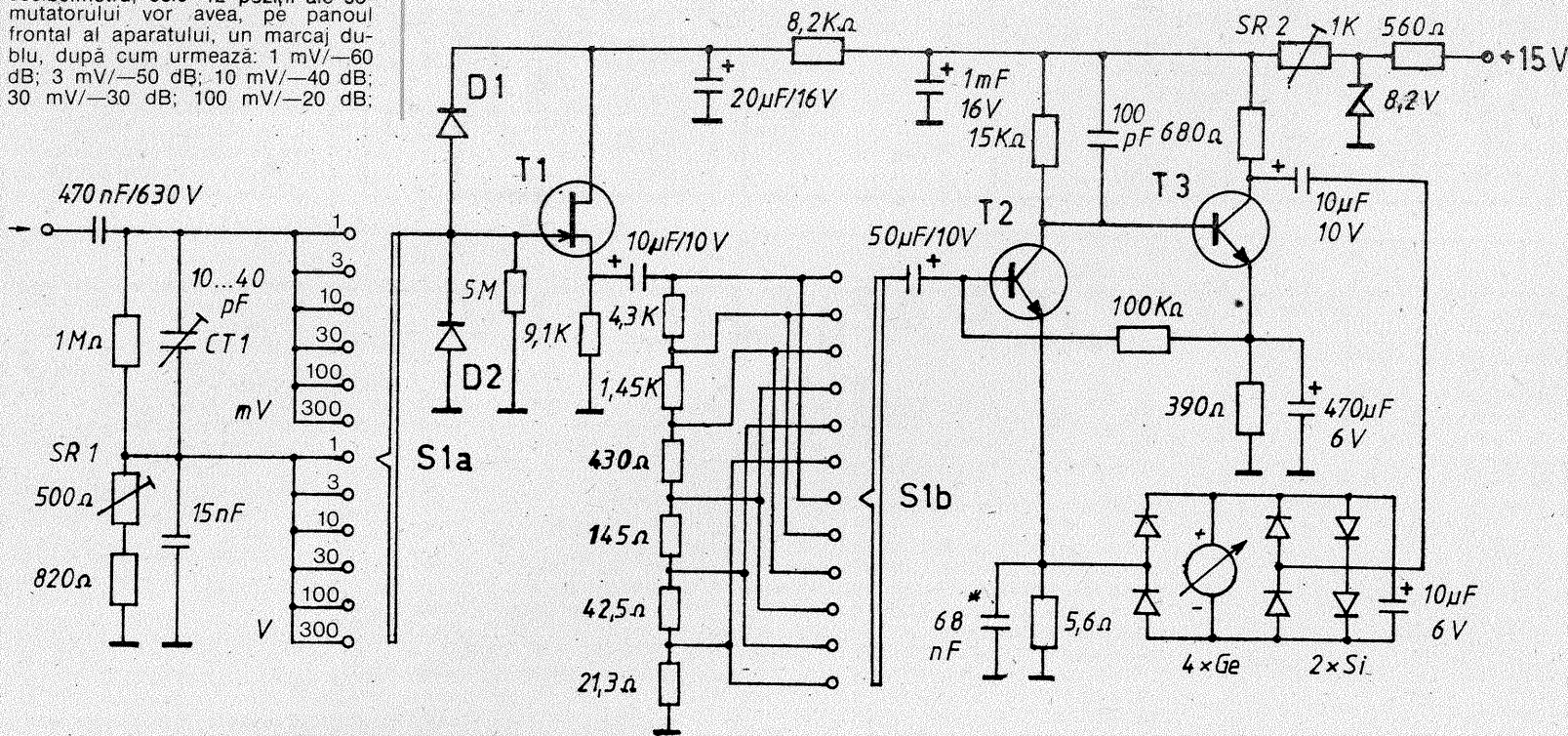
Reglaje

Corectitudinea reglajelor determină precizia milivoltmetrului; de

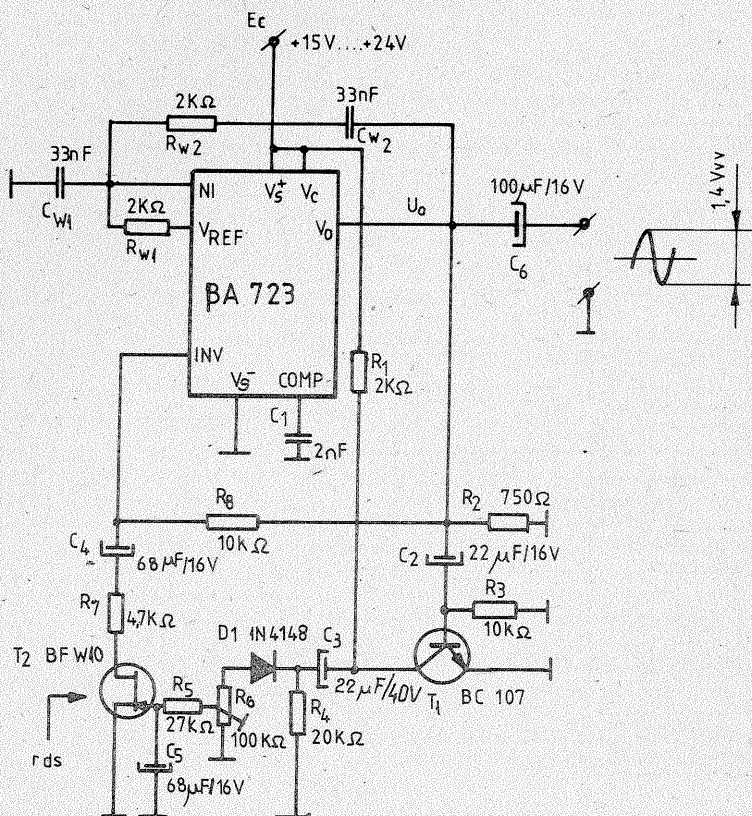
aceea se va acorda atenția cuvenită acestor operații. Se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 1 mV. Se poziționează comutatorul S1 pe poziția 1 mV; după alimentarea aparatului, se reglează semireglabilul SR2 pînă la obținerea deviației maxime a acului indicator. Se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 1 V, se poziționează comutatorul pe poziția 1 V

și se reglează SR1 pînă la obținerea deviației maxime a acului indicator. Se mărește frecvența semnalului de intrare pînă la 300...400 kHz și se reglează CT1 în așa fel încît deviația indicatorului să fie aceeași ca în cazul semnalului de 1 kHz. Condensatorul notat cu asterisc influențează de asemenea răspunsul la frecvențe înalte.

Cel mai dificil și anevoios reglaj este cel al divizorului intermediar, care trebuie făcut treaptă cu treaptă și reluat de mai multe ori, pînă la obținerea preciziei dorite. Deoarece divizorul este de tip serie, modificarea oricărei valori din divizor afectează toate treptele. De aceea nu recomandăm lipirea definitivă a rezistoarelor pe contactele comutatorului decît după ce ne vom convinge de corectitudinea măsurătorilor pe toate treptele.



CU β A723



Montajul permite recepționarea în bune condiții a sunetului din programele TV transmise în cele două standarde, adică cu 5.5 MHz sau 6.5 MHz.

De remarcat prezența la intrare a două filtre care asigură selectarea semnalelor provenite

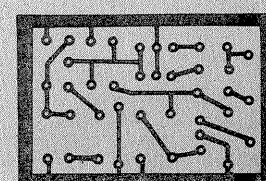
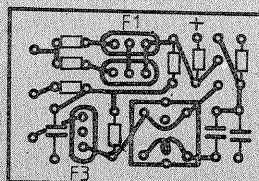
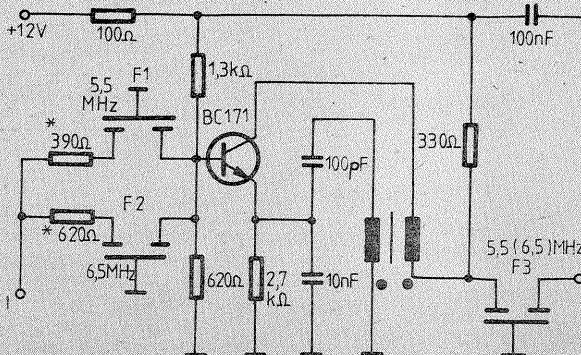
CONVERTOR

RADU VASILE

de la detectorul video. La ieșire se montează însă un singur filtru, a cărui frecvență de trecere trebuie să coincidă cu frecvența discriminatorului.

Cînd frecvența de intrare este egală cu frecvența filtrului de ieșire, montajul lucrează ca amplificator, iar în celălalt caz tranzistorul lucrează ca mixer autooscilator, favorizînd conversia frecvenței semnalului de intrare în frecvența filtrului de ieșire.

Bobinele se execută pe o carcasă tip P22644 (de la transformatoare FI sunet), unde înfășurarea din colector are 25 de spire (16 μ H), iar cealaltă înfășurare are 95 de spire (250 μ H), ambele cu sîrmă CuEm 0.1.



DI. DAN PĂTRUC — Sighet

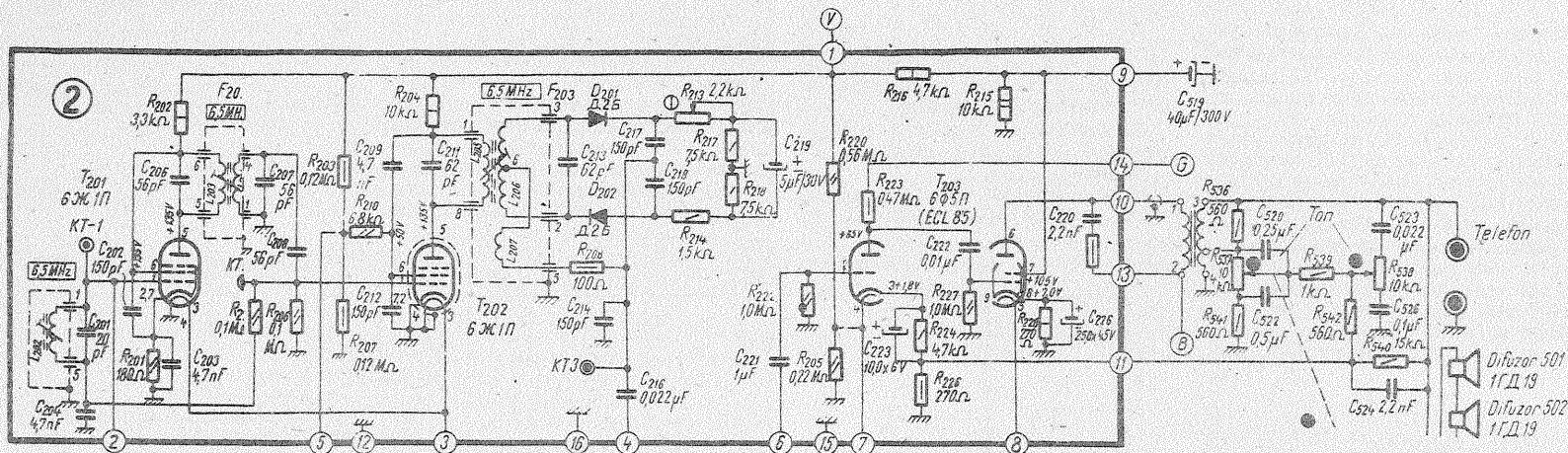
RUBIN 106

Nu există compatibilitate între 6Ø5π și 6Ø3π. Tubul electronic 6Ø3π este echivalent cu ECL82, iar tubul 6Ø5π este echivalent cu ECL85. În televizor tuburile electronice au următoarele echivalențe: 6H24π =

= ECC89; 6Ø1π = ECF80; 6M5π = 6AH6; 6K13π = EF183; 6Ø4π = ECL84; 6D20π = EY88; 6π35C = EL500; 1J21π = DY86.

Luăți tubul 6Ø5π din etajul audio și montați-l în etajul final cadre și vedeți dacă imaginea se stabilizează.

Cum un tub ECL85 nu se găsește de cumpărat, refăceți etajul audio cu un tub din seria ECL — de care găsiți —, modificând la soclu legăturile corespunzătoare. Cel mai comod este cu ECL82.



DEPANARE TV

În atenția depanatorilor amatori sînt și televizoarele alb-negru cu circuite integrate fabricate sub numele de „Diamant” și care, trebuie să recunoaștem, a fost o reușită tehnică a întreprinderii „Electronica”.

Remarcabilă a fost și este calitatea, atât a imaginii cît și a sunetului, cînd reglajul tuturor etajelor se face la parametrii recomandați de constructor. Acesta este și motivul pentru care revenim într-o formă utilă cititorilor noștri ce doresc să-și mențină în funcționare aparatele amintite sau pe cele care au căzut sub indiferența specialiștilor, să poată singuri să le readucă la viață. În acest din urmă caz, satisfacția răsplătește cu prisosință efortul depus.

Mulți cititori, telefonic sau prin scrisori, ne solicită ajutorul tehnic, dar în același timp și schema electrică a televizoarelor „Diamant” 161, 162 și 163, pe care o prezentăm, și toate referirile ce urmează vor fi făcute la notațiile din această schemă elaborată de întreprinderea „Electronica”.

Și ca orice verificare sau depanare să aibă eficiență, operația fizică trebuie începută cu partea de alimentare cu energie electrică.

Trebuie avut în vedere că alimentarea televizorului „Diamant” prezintă unele particularități, dar ale căror principii pentru mulți cititori sînt cunoscute, ceea ce va facilita înțelegerea operațiilor de depanare.

Cum televizorul are părțile principale constituite pe module funcționale, primul modul la care ne vom referi este modulul redresor stabilizat (fig. 1).

Tensiunea de la rețea se aplică redresorului, între rezistorul R801 și masă. Curentul străbate siguranța, rezistorul R801, bobina L601 și este redresat de dioda D601, de tip 1N4007 sau F407, BY126, BY133, încărcînd condensatorul de filtraj C801 la valoarea de vîrf a tensiunii de rețea (peste 300 V).

Cum la pornirea televizorului, C801 este descărcat, acesta ar prezenta pentru D601 practic un scurt-circuit, ceea ce s-ar traduce în practică prin distrugerea diodei, dar rezistorul R801 limitează acest curent la o valoare suportabilă pentru scurt timp prin diodă.

Celelalte elemente din redresor, respectiv condensatoarele de mică valoare, inclusiv L601, au rol de filtrare a rețelei față de impulsurile provenite din televizor sau a televizoarelor față de perturbațiile din re-

țea. Rezistorul R601 descarcă condensatoarele din filtru la decuplarea rețelei. Tensiunea astfel redresată este aplicată unui stabilizator electric de tensiune alcătuit din trei tranzistoare și o diodă Zener de referință.

Prin modul cum este alcătuit, la prima vedere acest stabilizator pare complicat, dar în esență este de mare simplitate, fiind alcătuit cu stabilizatoarele pentru joasă tensiune publicate în revista noastră.

După cum se observă în figura 2, tranzistoarele T1 și T2 formează un amplificator Darlington, potențialul bazei T2 fiind determinat de curentul prin T3. În emitor, T3 are o tensiune stabilizată.

Potențialul bazei tranzistorului T3 este stabilit din potențiometrul P.

Funcționarea se desfășoară astfel: presupunem că am determinat o tensiune de intrare U1 și o tensiune de ieșire U2. Dacă U1 crește, pentru un scurt interval de timp crește și tensiunea U2, deci și curentul prin divizorul R3PR4, ceea ce se traduce prin creșterea potențialului bazei tranzistorului T3 și implicit creșterea curentului prin acest tranzistor, respectiv o creștere a căderii de tensiune pe R1.

În consecință, potențialul la baza

T2 scade, T1 își micșorează curentul, iar tensiunea la ieșire își recapătă valoarea prestabilă.

Jocul tensiunii de la intrare, cît și de la ieșire determină în permanență o variație a tensiunii colector-emitor pe T1 ca în permanență U2 să fie la valoarea dorită.

În schema reală, montajul Darlington este format din T801 și T601, T602 fiind amplificatorul de eroare. Elementul ce generează tensiunea de referință este TAA550 la bornele căreia tensiunea are valoarea de 33 V.

Pentru diminuarea curentului prin tranzistorul T801 este montat și un scurt-circuit format din rezistoarele R803, R804 și R805. La ieșirea stabilizatorului se află și rezistorul de protecție R806. Alimentarea diodei TAA550 se face prin rezistorul R606.

La ieșirea stabilizatorului, respectiv la bornele condensatorului C807, tensiunea se fixează la valoarea de 175 V. Aceasta se stabilește prin potențiometrul R608 (2,5 kΩ).

Cînd se începe depanarea televizorului se măsoară în primul rînd prezența tensiunii la intrarea redresorului, apoi tensiunea la ieșire și în special dacă aceasta are valoarea de 175 V. Această tensiune, notată în schemă cu U1, este deosebit de im-

portantă pentru întregul televizor.

Cînd U1 este sub 175 V, dar prin rotirea lui R608 nu se poate reduce la normal, se va verifica tensiunea la bornele diodei C1601. Dacă dioda 601 este scurtcircuitată, tensiunea U1 este mică și pe ecran apare numai rastrul fără a fi prezentă și imaginea, lipsind 33 V din blocul de canal.

Defectarea diodei stabilizatoare (pierderi prin diodă) provoacă zgomot pe imagine.

Lipsa sau diminuarea tensiunii U1 mai poate fi provocată de arderea siguranțelor, defectarea condensatorului C801, a rezistoarelor din sunt sau a rezistorului R806.

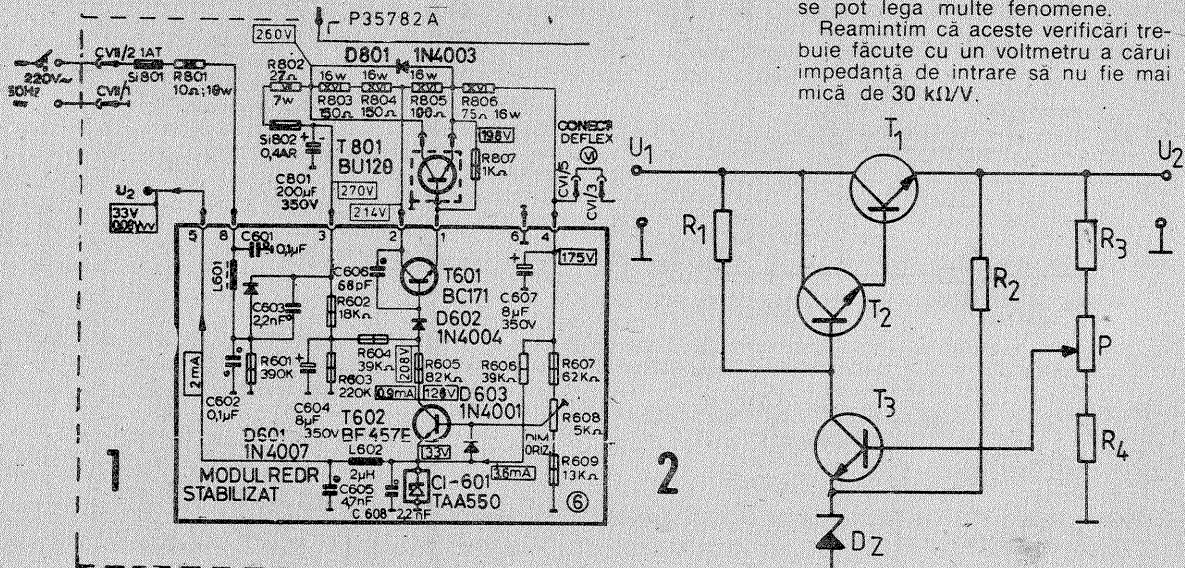
Fixarea tensiunii U1 la 175 V atrage după sine revenirea la normal a dimensiunilor imaginii, precum și normalizarea altor tensiuni din televizor.

Nu de puține ori, tensiunea U1 are valori peste 175 V, ajungînd la 200 V și chiar mai mare. Se vor verifica în acest caz starea tranzistorului T801 și C1-601 care poate fi întrerupt.

În orice caz, dacă U1 este mare, se vor deconecta de la stabilizator celelalte etaje spre a nu se producă avarii importante în televizor. În acest sens este suficient să extragem modulul sincropcesor.

Cînd apar astfel de situații este bine să verificăm și rezistorul R606 care polarizează dioda 601. Oricum, verificarea existenței tensiunii de 33 V este absolut necesară fiindcă de prezența sau lipsa acestei tensiuni se pot lega multe fenomene.

Reamintim că aceste verificări trebuie făcute cu un voltmetru a cărui impedanță de intrare să nu fie mai mică de 30 kΩ/V.



DI. NEGREANU ILARION
Suceava

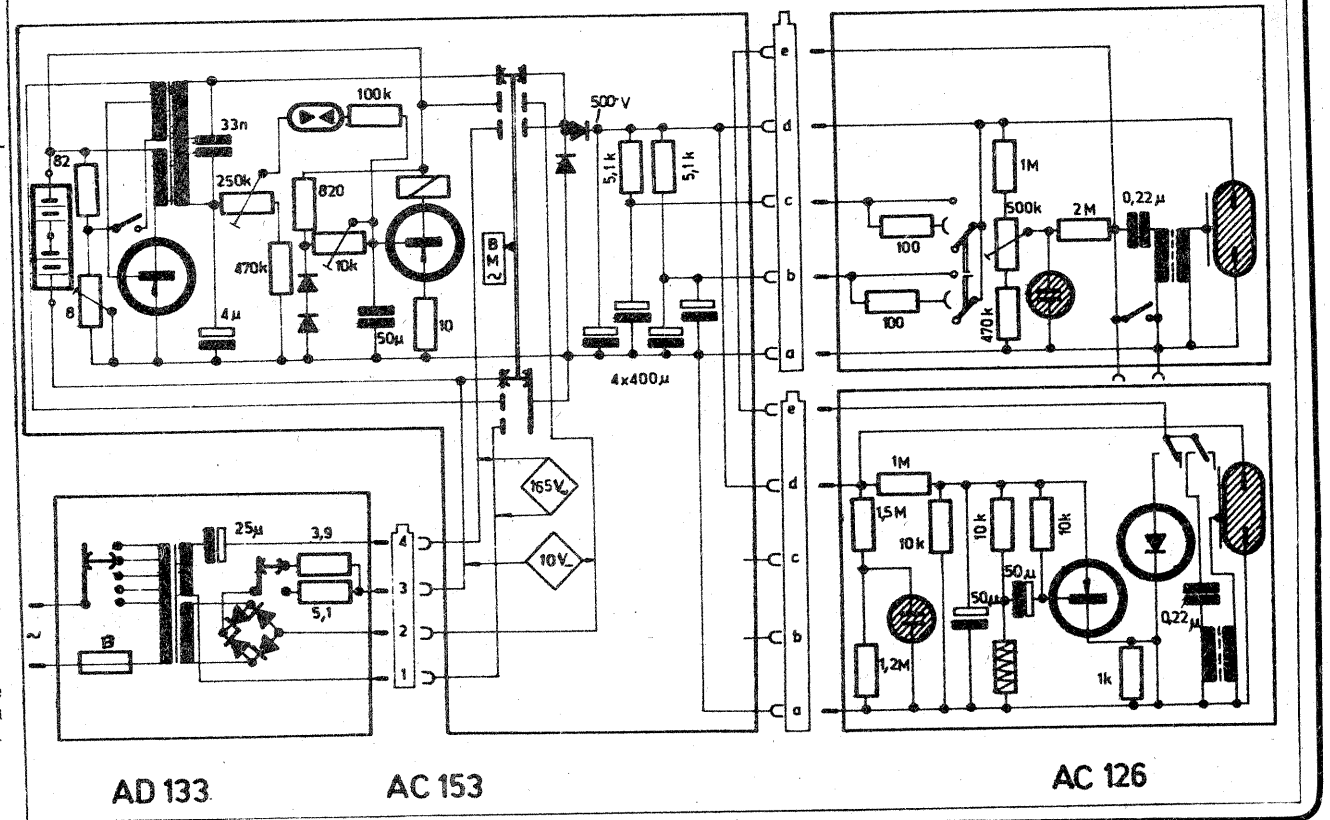
MATADOR-400

Da, așa cum ne scrieți, este ultima șansă la TEHNIUM și noi vă publicăm schema solicitată, a fuigerului electronic MATADOR 400. Acesta este construit de firma Bosch, în vederea alimentării atât de la rețea cât și de la acumulator.

Tranzistorul din convertor este de tipul AD133 (deci pnp cu germaniu), iar tranzistoarele de comandă sînt AC153 și AC126.

Diodele redresoare sînt echivalente cu BA159.

Cele patru condensatoare de 400 μF trebuie să reziste la o tensiune de cel puțin 500 V.



Cele două retranslatoare destinate radioamatorilor sînt instalate unul în Munții Bucegi și al doilea în București.

Cel din Munții Bucegi funcționează pe canalul R0 și are frecvența de recepție de 145 MHz, iar cea de emisie de 145,600 MHz. Cel de-al doilea retranslator ocupă canalul R1 cu frecvența de recepție de 145,025 MHz și cea de emisie de 145,625 MHz.

Radioamatorii care doresc să folosească în trafic aceste retranslatoare vor trebui să aibă, la emisie, frecvențele de 145,000 și, respectiv, 145,025 MHz.

Trebuie remarcat faptul că preci-

VXO

Ing. G. PINTILIE, YO3AVE, maestru al sportului

zia valorilor acestor frecvențe trebuie să fie în limitele de ±2 kHz față de valorile indicate, pentru a se încadra corect în limitele lărgimii de bandă a retranslatoarelor.

Pentru că destul de mulți radioamatori folosesc în prezent emițătoare-receptoare cu modulație de frecvență realizate după scheme publicate în revista „Tehnum” de-a lungul anilor sau după scheme originale, iar aceste aparate folosesc la emisie multiplicări de frecvență cu valorile de 18-36-72-144 MHz, vă propunem un VXO (cu modulație de

frecvență) care să poată comanda emițătoarele existente pentru ambele retranslatoare.

Pentru VXO am folosit un cristal cu frecvența proprie de rezonanță (înscrisă) de 6.042 kHz.

Pentru a ajunge la frecvența de 145 MHz, este necesară o multiplicare de 24 de ori. În această ordine de idei, vom obține: $6,042 \times 24 = 145,008$ MHz. Observăm că valoarea acestei frecvențe se află aproximativ la jumătatea ecartului de frecvență a canalelor R0 și R1 (145.000 și 145,025 MHz). Pentru a obține exact

aceste valori de frecvență, va trebui ca cristalul să oscileze pe frecvențele de: $145,24 = 6,04166$ MHz și $145,025,24 = 6,0427$ MHz.

Cum se realizează acest lucru? Se potrivește comutatorul K în poziția R1 (condensatorul C1 de 220 pF este montat în serie cu cristalul Q). Se reglează potențiometrul semireglabil P1 astfel ca pe cursor să fie 4 V. Se acționează miezul bobinei L2 pentru o oscilație stabilă a montajului și o valoare maximă a semnalului pe înfășurarea secundară. Se conectează un frecvențmetru (corect etalonat) pe înfășurarea secundară a lui L1, în serie cu un condensator de 10 pF. Se alege valoarea exactă a condensatorului C1 astfel ca frecvențmetrul să indice valoarea de 6,0427 MHz sau o valoare foarte apropiată de aceasta. Reglajul fin, exact, se va face cu ajutorul semireglabilului P1. Dacă valoarea tensiunii pe cursorul lui P1 va ieși din plajă de 3,5—4,5 V, va trebui să alegem o altă valoare a condensatorului C1.

După aceste reglaje se trece comutatorul K în poziția R0. Acționând miezul bobinei L1, trebuie să obținem frecvența de 6,04166 MHz. Dacă nu se obține această valoare, va trebui mărit sau micșorat numărul de spire al bobinei L1.

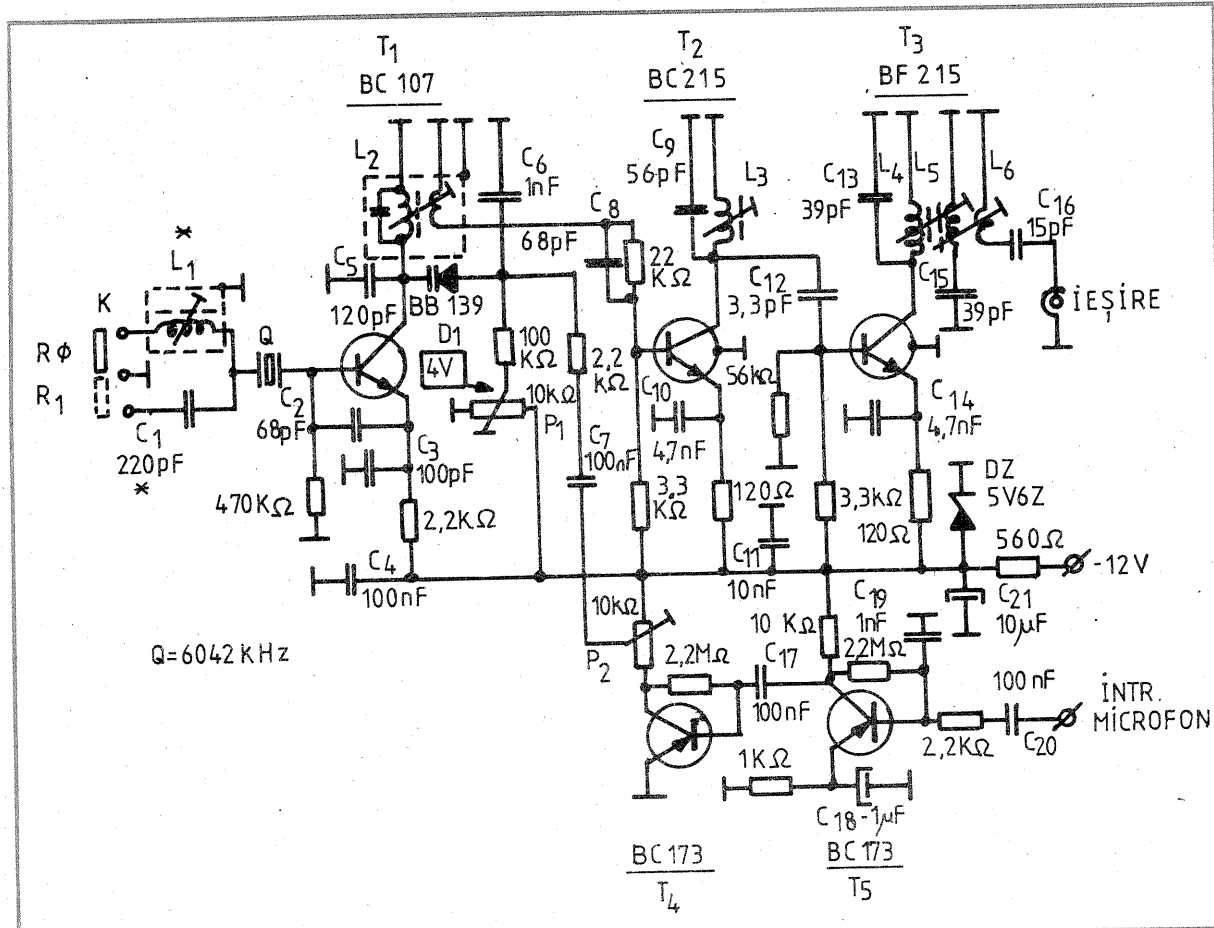
În continuare se acordează bobina L3 pe frecvența de 18 MHz, iar bobinele L4 și L5 pe frecvența de 36 MHz. Pentru un acord corect, la ieșirea montajului, cu o bucată de cablu coaxial de cca 30 cm și pe o sarcină de 1 kΩ, va trebui să avem un semnal cu valoarea de 0,5 V. Montajul conține și un preamplificator de microfon realizat cu tranzistoarele T4 și T5. Acest preamplificator are o corecție de frecvență corespunzătoare modulației de frecvență. Gradul de modulație se reglează cu potențiometrul P2, în funcție de sensibilitatea microfonului folosit.

L1: 10 spire — bobina de transformator FI — 455 kHz
L2: transformator FI — 10,76 MHz, cod 22227

L3: 12 spire Ø 0,3 CuEm, carcasa transformator FI cale comună din televizoarele seria „Diamant”

L4, L5: 5,5 spire Ø 0,3 CuEm, carcasa ca la L3

L6: 1,5 spire Ø 0,3 CuEm, peste L5.



„OCHI DE PEȘTE”

Ing. ADRIAN GIURGEA

Propun realizarea unui dispozitiv care să imite efectul produs prin fotografierea cu un obiectiv superrectangular, efect numit și „ochi de pește”.

Dispozitivul propus are următoarele avantaje:

- imită identic efectul „ochi de pește”;
- este ieftin, putînd fi realizat fără dificultăți și cu materiale la îndemîna oricărui constructor amator;

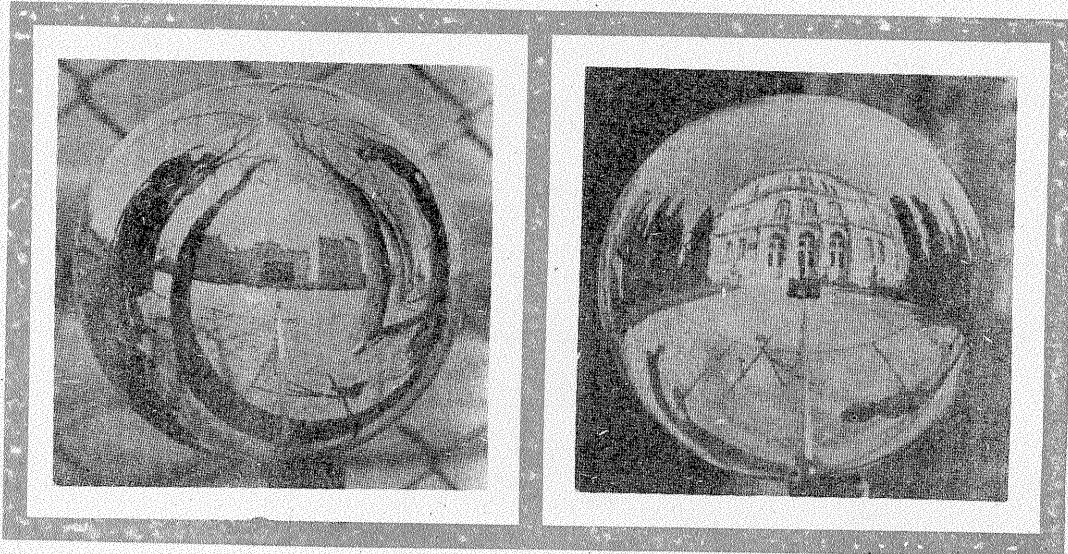
— nu necesită prelucrări de precizie mare specifice aparatului optic.

Dispozitivul are următoarele dezavantaje:

- aparatul de fotografiat și o parte din suportul său apar în fotografie, dar de dimensiuni reduse;
- gabaritul său este mai mare ca al unui obiectiv superrectangular original;
- calitatea imaginii este mai slabă.

Efectul produs, ca și costul său scăzut justifică pe deplin efortul construirii dispozitivului, mai ales că obiectivele superrectangulare sînt scumpe și nu se găsesc.

Principiul care stă la baza construcției dispozitivului este faptul că imaginea fotografiată cu un obiectiv „ochi de pește” original seamănă foarte mult cu imaginea virtuală reflectată de o oglindă convexă cu focarul foarte scurt. Nu ne mai rămîne decît să fotografîm imaginea de pe o astfel de oglindă și să concepem un sistem de legătură mecanică dintre oglinda convexă și aparatul de fotografiat.



Ca oglindă convexă am folosit cu bune rezultate un glob argintat, fără modele, de la pomul de iarnă.

Dispozitivul se poate construi asemănător unui banc optic, cu posibilitatea reglării distanței D dintre aparatul de fotografiat și oglinda convexă (glob), vezi figura 1. Pentru ca fondul fotografiei să apară întunecat se poate monta un paravan

negru în spatele oglinzii convexe.

Nu am dat dimensiuni constructive, ele putînd varia în funcție de materialele și îndemînarea pe care le posedă constructorul amator.

Fotografierea oglinzii se va face de la mică distanță, dar nu mai aproape de aproximativ 30 cm, pentru ca ea să „încapă” în zona cîmpului de profunzime al obiectivului folosit.

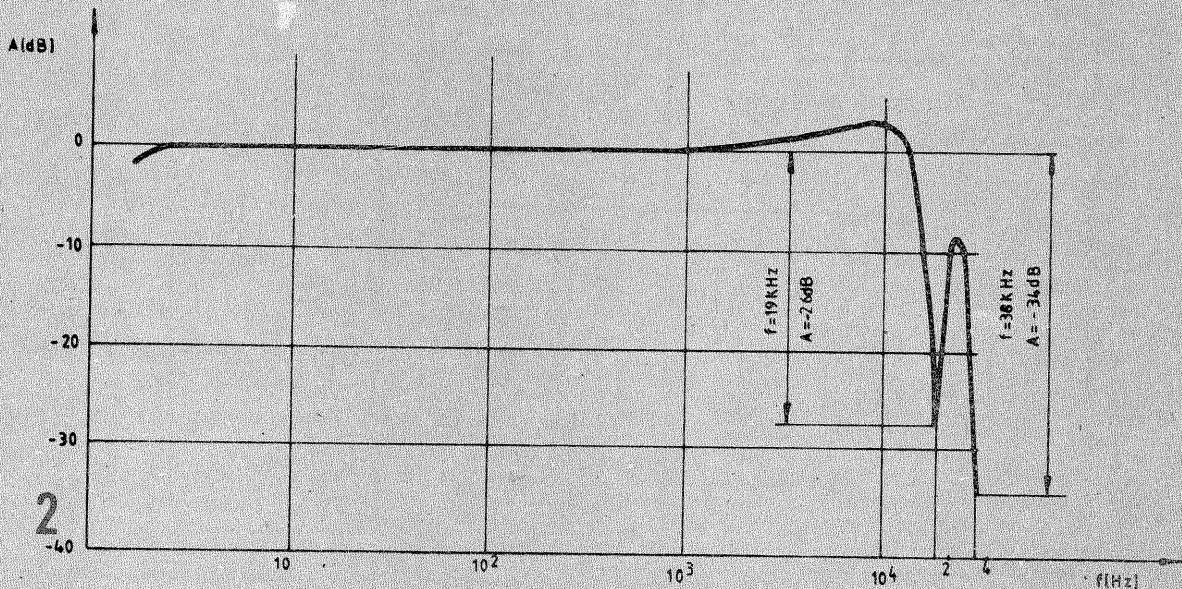
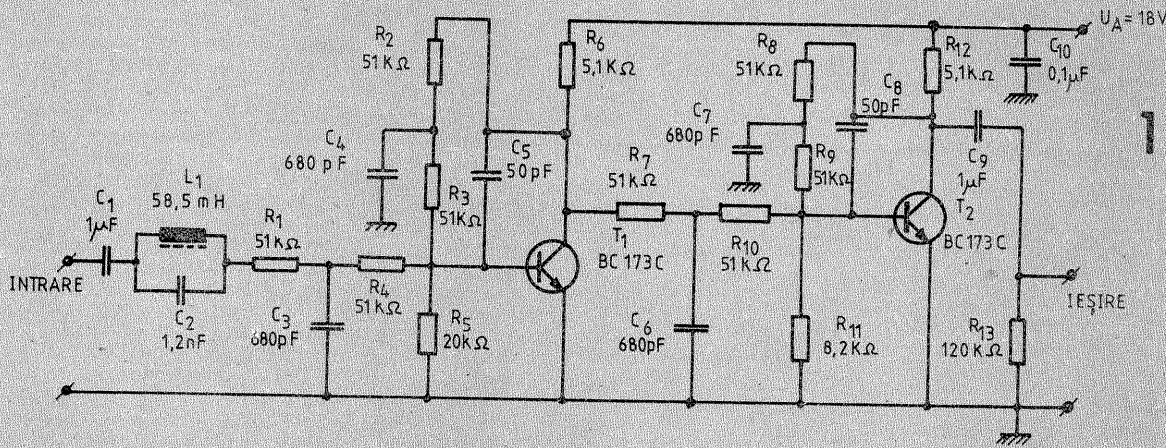
FILTRU PENTRU ÎNREGISTRĂRI STEREO

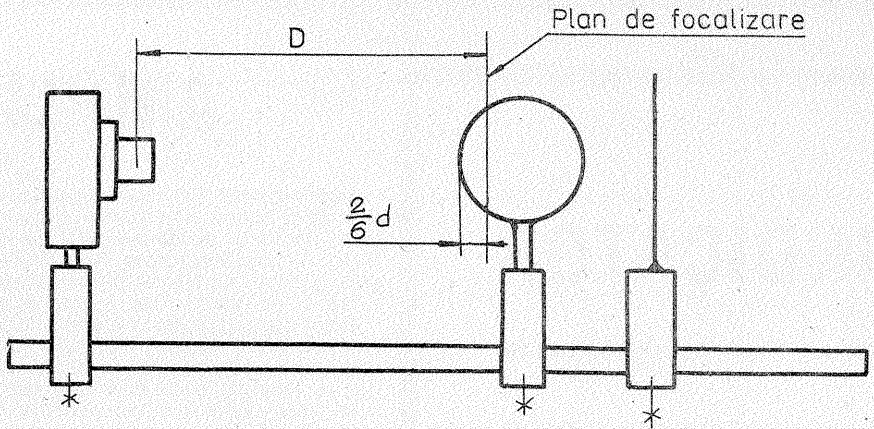
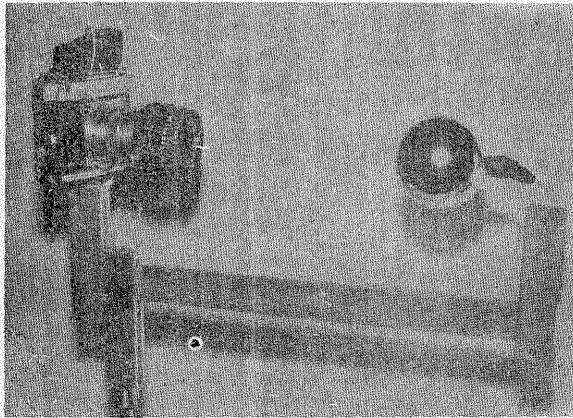
Ing. EMIL MARIAN

Este cunoscut faptul că în ultimii ani au apărut o serie de posturi de radiodifuziune care emit programe muzicale stereo ce se pot recepționa în benzile de frecvență din gama undelor ultracurte (65—73 MHz și 88—102 MHz). Datorită faptului că în acest domeniu de frecvență orice program muzical emis este de calitate superioară, atît în ceea ce privește lărgimea benzii de audiofrecvență, cît și raportul semnal/zgomot (comparativ cu celelalte benzi de radiodifuziune), de multe ori s-a pus problema înregistrării pe bandă magnetică a informației audio utile captate de radioreceptor. Pentru a efectua o înregistrare calitativă, este necesar ca spectrul de frecvență al acestuia să nu depășească banda de audiofrecvență, în special în privința frecvențelor înalte. În caz contrar apar efecte deosebit de neplăcute datorită distorsiunilor armonice neliniare și distorsiunilor de intermodulație generate în această situație în timpul procesului de înregistrare magnetică. Practic, este necesar să fie evitată prezența, în cadrul spectrului de frecvență al semnalului util, a semnalului pilot de 19 kHz și componentelor ultrasonore proprii unui semnal stereo preluat de către un decodor stereo mai puțin perfecționat. Problema rămîne valabilă pentru înregistrarea magnetică a oricărui program preluat de la o sursă de semnal audio.

În acest scop s-au realizat filtrele de frecvență care elimină efectele nedorite menționate anterior, blocînd trecerea semnalului pilot de 19 kHz sau a componentelor de frecvență ultrasonoră spre aparatul destinat înregistrării magnetice a informației audio utile (magnetofon, casetofon etc.). Schema electrică a unui astfel de filtru, ușor de realizat practic și totodată foarte eficient, este prezentată în figura 1. Montajul deține următoarele performanțe:

— impedanța de intrare, $Z_i = 50 \text{ k}\Omega$.





Fotografierea cu aparate cu vizare prin obiectiv nu pune probleme deosebite, punerea la punct făcându-se vizual.

Fotografierea cu aparate cu vizare directă se poate face cu lentile adiționale, reglând distanța pe montura aparatului de fotografiat la 1 m și apoi reglând distanța D dintre aparat și oglindă, conform tabelului din figura 2.

Se recomandă folosirea diaframelor închise, pentru mărirea adâncimii câmpului de profunzime și a obiectivelor cu distanță focală mare, care au unghiul de cuprindere (unghiul de câmp) mic.

2

PUTEREA LENTILEI ADIȚIONALE (în dioptrii)						
D (cm)	1	1,25	1,5	1,75	2	2,5
	50	44	40	36	33	28

- impedanța de ieșire, $Z_e = 1 \text{ k}\Omega$;
- tensiunea de intrare, $U_i = 250 \text{ mV}$;
- atenuarea în banda audio, $A = 0 \text{ dB}$;
- atenuarea la $f = 19 \text{ kHz}$, $A = -26 \text{ dB}$;
- atenuarea la $f = 38 \text{ kHz}$, $A = -34 \text{ dB}$;
- raport semnal/zgomot $\geq 65 \text{ dB}$;
- distorsiuni armonice totale, $\text{THD}\% \leq 0,1\%$;
- distorsiuni de intermodulație $\text{TID}\% \leq 0,03\%$.

Semnalul util se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului C1. Urmează un filtru-dop deosebit de eficient, format din grupul L1—C2. El este acordat pe frecvența de 19 kHz și, ca urmare, blochează trecerea acestei componente de frecvență a semnalului spre ieșirea montajului (prezintă pentru aceste frecvențe o impedanță foarte mare). Ulterior, prin intermediul rezistenței R1, semnalul util este aplicat unui grup de două filtre active înseriate, cu aceeași structură, care conțin tranzistoarele T1 și T2. Polarizarea primului filtru este asigurată de divizorul de tensiune format din rezistențele R2, R3, R5, iar polarizarea celui de-al doilea filtru este realizată de divizorul R8, R9, R11. Bucia de reacție negativă a primului filtru este formată din grupul R2, C4, R3, în paralel cu condensatorul C5, iar bucia de reacție negativă a celui de-al doilea filtru este formată din grupul R8, C7, R9, amplasată în paralel cu condensatorul C8. Rezultatul acestui amplasament electric este obținerea la limita părții superioare a benzii de audiofrecvență a unei atenuări de -12 dB/octava . Valoarea acestei atenuări este suficientă pentru eliminarea, practic completă, a componentelor ultrasunore ce ar putea face parte din semnalul audio util. Semnalul preluat este preluat din colectorul tranzistorului T2 și adus la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului C9. Caracteristica de transfer amplitudine-frecvență a montajului este prezentată în figura 2.

Montajul se realizează practic în varianta stereo (două configurații fi-

zice identice) pe o plăcuță de sticlă-textolit placată cu folie de cupru. Se are în vedere păstrarea tuturor regulilor ce privesc un cablaj destinat funcționării în audiofrecvență (structură fizică de cvadripol, conexiuni cit mai scurte între componente, traseu de masă gros de minimum 3 mm, evitarea buclei de masă etc.). Grupurile R1—C2 și R1'—C2' sînt obligatoriu ecranate (o cutiută din tablă de fier cu pereții groși de minimum 0,5 mm, conectată galvanic la masa montajului). Condensatoarele C2 și C2' vor fi de cea mai bună calitate (mica sau stiroflex). Bobinele L1 și L1' se realizează practic folosind carcase tip oală de ferită cu miez reglabil.

După realizarea plăcuței de cablaj imprimat se plantează componentele electrice cu toată atenția, conform schemei. Este utilă o verificare inițială a fiecărei componente înainte de plantare. După realizarea montajului, acesta se alimentează cu energie electrică de la o sursă de tensiune continuă de 18 V, stabilizată și foarte bine filtrată. Se aplică la intrarea montajului un semnal de audiofrecvență de 100 mV/19 kHz și se reglează miezurile bobinelor L1 și L1' astfel ca la ieșirea montajului să se obțină o atenuare maximă de cca 26 dB. Tensiunea de ieșire se oscilografiază sau se măsoară cu un milivoltmetru electronic. După aceste reglaje montajul se ecranază și se intercalează fizic între ieșirea decodorului stereo și intrarea corectorului de ton, rigidizându-se mecanic în mod corespunzător. În vederea unei polarizări optime (dependente de factorul de amplificare în curent al fiecărui tranzistor T1 și T2), valorile rezistențelor R5 și R11 se pot modifica în limite de $\pm 5\%$.

Realizat și montat, filtrul va fi de un real folos amatorilor de audiții muzicale, îmbunătățind în mod cert calitatea programului muzical sonor înregistrat pe banda magnetică.

TESTER TTL

Ing. KAZIMIR RADVANSKI

Pentru determinarea rapidă a nivelurilor logice „0” și „1”, precum și a impulsurilor de scurtă durată se folosesc testere TTL. În montajul propus cele două niveluri de tensiune sînt puse în evidență prin afișarea directă pe un display de 1 digit, iar prezența impulsului este semnalată prin aprinderea unui segment luminos.

În stare de așteptare, cînd testerul nu este folosit, tranzistoarele T1, T2, T3 sînt în stare blocată, display-ul fiind stins.

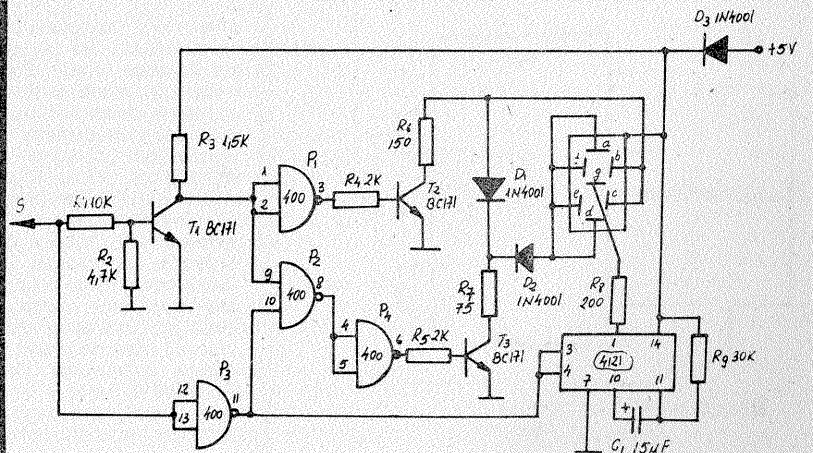
La conectarea sondei într-un punct în care nivelul de tensiune se încadrează în intervalul 0÷1,4 V, tranzistorul T1 este blocat, poarta P3 asigură un nivel „1” logic la ieșire, ceea ce determină ca poarta P2 să asigure nivel „0” la ieșire, poarta P4 joacă rol de inversor, tranzistorul T3 conduce și pune sub tensiune segmentele a÷f, afișându-se cifra „0”.

La aplicarea pe sonda S a unui nivel de tensiune cuprins în intervalul 2,4÷5 V, tranzistorul T1 va conduce, la intrarea porții P1 se aplică un semnal „0” logic, ieșirea sa devine „1” logic, tranzistorul T2 va conduce și va pune sub tensiune segmentele b, c, afișându-se cifra „1”. Pragul de deschidere a tranzistorului T1 este determinat de divizorul rezistiv R1, R2.

În intervalul de tensiune 1,4÷2,4 V montajul nu funcționează, iar display-ul este stins.

Impulsurile de scurtă durată sînt detectate cu ajutorul circuitului basculant monostabil CDB4121 și puse în evidență prin aprinderea segmentului g de pe display.

Montajul se realizează pe o plăcuță de circuit imprimat și se încorporează într-o carcasă din material plastic în care se practică un decupaj pentru display, iar racordul se face cu două fire flexibile. Sonda se execută din bară $\varnothing 4 \text{ mm}$ de alamă sau cupru și se ascute la vîrf.



INDICATOR

Dr. ing. IOSIF LINGVAY, YO5AVN

După cum se știe, consumul unei diode luminescente LED este de aproximativ 20 mA, valoare ce în anumite aplicații poate să fie deranjantă.

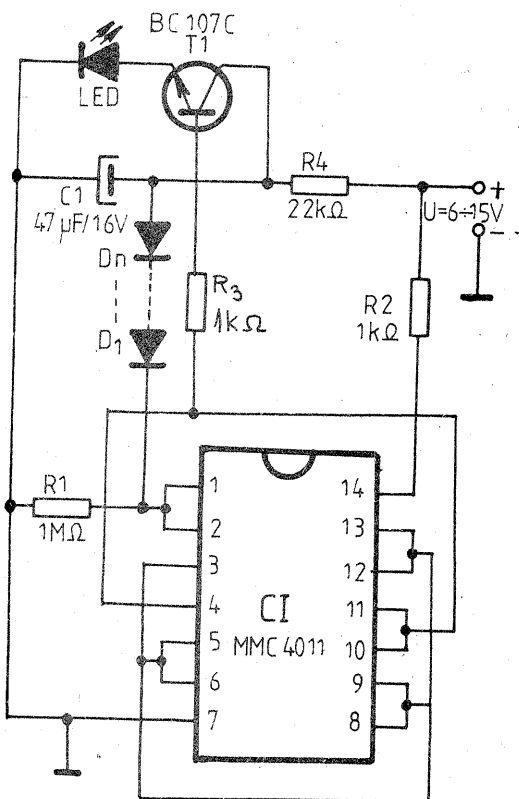
În cele ce urmează doresc să prezint un montaj simplu, cu ajutorul căruia, pe lângă faptul că se reduce consumul de curent al indicatorului cu aproximativ două ordine de mărime, indicația, prin natura ei intermitentă, devine mult mai ușor sesizabilă.

Montajul este realizat cu un singur circuit integrat CMOS cu patru porți NAND (MMC4011), din care sînt utilizate practic două (trei porți sînt legate în paralel).

Montajul funcționează astfel. O dată cu apariția semnalului (tensiunii) de indicat, prin R4 începe încărcarea condensatorului C1. În momentul în care tensiunea pe C1 atinge tensiunea de basculare a porții (cca 1/2 din tensiunea de alimentare) plus căderea de tensiune pe grupul de diode D1-Dn, cele două intrări ale porții 1 trec în stare „sus”, iar ieșirea în stare „jos”. Cu acest semnal se comandă intrările legate în paralel ale celorlalte trei porți din MMC4011, ieșirea lor (tot în paralel) trecînd în stare „sus” și prin R3 comandă în conducție tranzistorul T1, permițînd astfel descărcarea lui C1 pe dioda luminescentă, luminînd pe timpul descărcării.

După descărcarea lui C1, nivelul porții 1 devine „jos”, permițînd reincărcarea lui C1. Procesul continuă atît timp cît există semnal (tensiune) la intrare, timp în care LED-ul va lumina intens cu intermitență, frecvența descărcărilor fiind determinată de valorile lui C1 și R4 (cca 1 Hz).

Montajul permite alimentarea cu tensiuni cuprinse între 6 V și 12 V, consumul mediu fiind de cca 0,2 mA. La tensiuni de alimentare de 6-10 V, grupul D1...Dn va fi format din trei diode cu siliciu din seria 1N4000 (sau un singur DRD3). La tensiuni de alimentare de peste 10 V (dar nu mai mari de 15 V), se va monta o singură diodă 1N4001 sau echivalentă.



D1...Dn = 3x1N4001, U>10V
1x1N4001, 6V<U<10V

AMPLIFICATOR 4 W

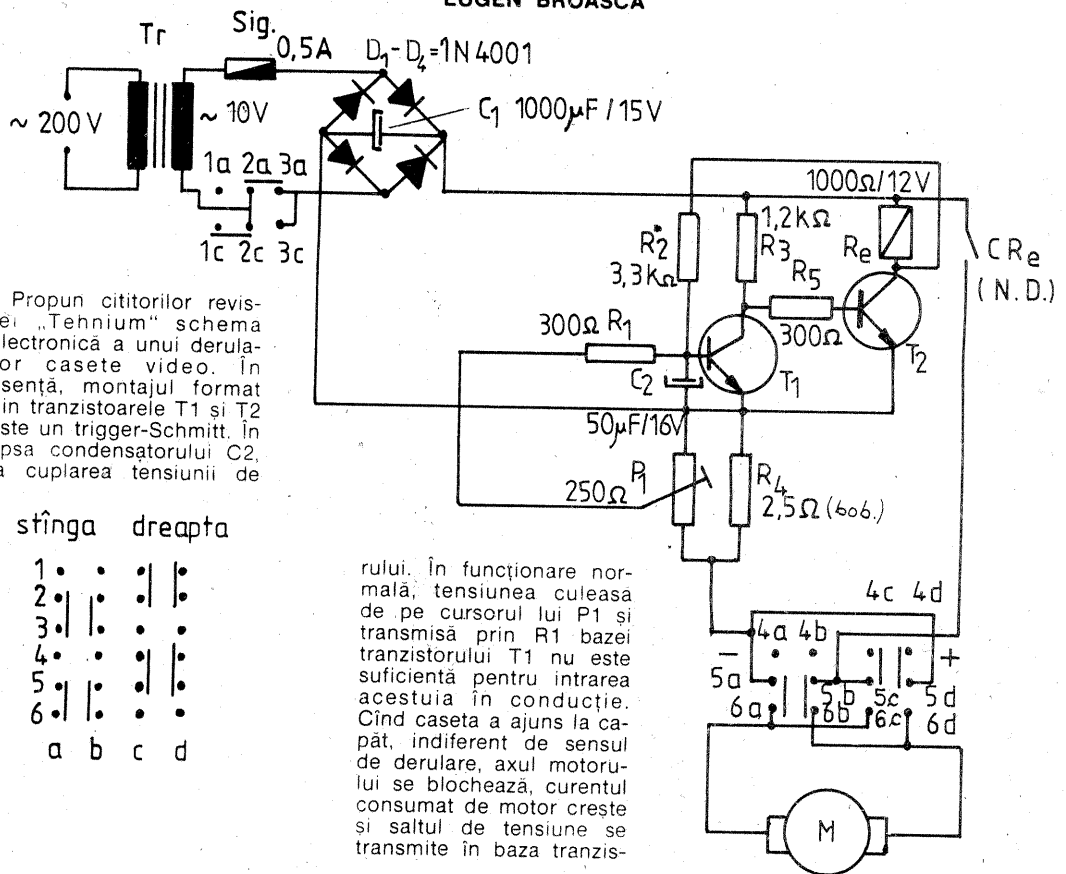
Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Amplificatorul din figură se poate folosi cu rezultate foarte bune la aparatura portabilă (cu alimentare de la baterii) sau în interiorul unui automobil. Numărul pieselor este redus și ele sînt ușor de procurat. Montajul poate înlocui cu succes amplificatoare audio integrate de tip TBA790, TCA150 sau TBA810 în lipsa acestora. Analizînd schema, observăm că aceasta este formată din trei etaje distincte: preamplificatorul format din tranzistorul T1 și amplificatorul de putere realizat cu β M301A pe post de driver și cu etajul final format din T2 și T3.

Etajul preamplificator realizat cu un tranzistor 2N2222 (sau alt echivalent) este un etaj amplificator în tensiune și nu necesită explicații suplimentare. Amplificatorul operațional este atacat pe intrarea neînversoare, potențiometrul de 22 k Ω , dozînd volumul. Numerotarea pinilor se referă la varianta de capsulă DIL cu 14 pini. Etajul final este realizat cu o pereche de tranzistoare complementare BD233-BD234, fiind preferabil de a fi împerecheate în prealabil. Pe o sarcină $R_s = 4 \Omega$ se obține o putere de 4 W pentru un coeficient de distorsiuni mai mic de 3%. Bineînțeles cele două tranzistoare T2 și T3 se vor monta pe cite un mic radiator.

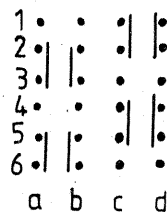
DERULATOR CASETE VIDEO

EUGEN BROASCĂ



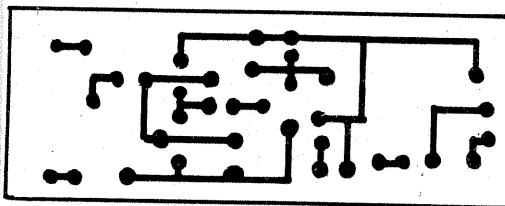
Propun cititorilor revistei „Tehnum” schema electronică a unui derulator casete video. În esență, montajul format din tranzistoarele T1 și T2 este un trigger-Schmitt. În lipsa condensatorului C2, la cuplarea tensiunii de

sînga dreapta

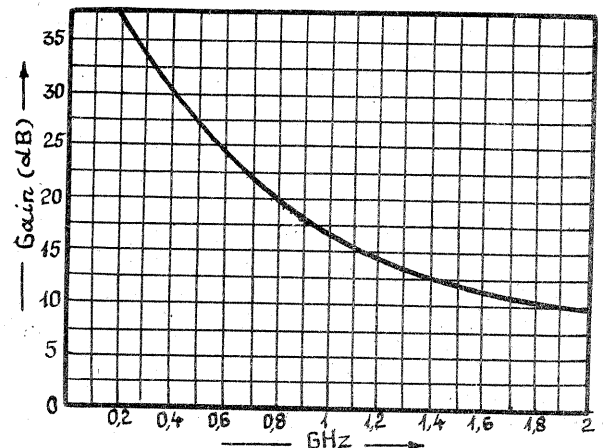


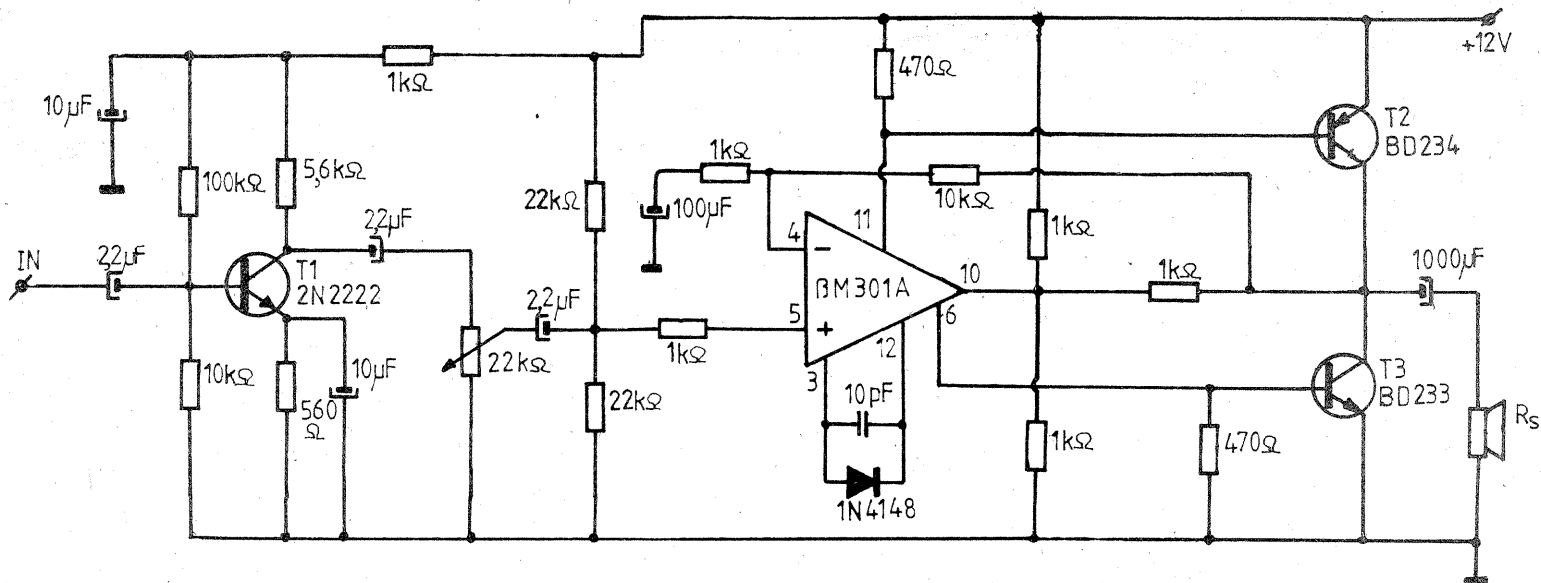
alim. În funcționare normală, tensiunea culeasă de pe cursorul lui P1 și transmisă prin R1 bazei tranzistorului T1 nu este suficientă pentru intrarea acestuia în conducție. Cînd caseta a ajuns la capăt, indiferent de sensul de derulare, axul motorului se blochează, curentul consumat de motor crește și saltul de tensiune se transmite în baza tranzis-

torului T1, care se deschide. T2 se blochează, iar prin intermediul rezistenței R2 se asigură saturația lui T1 chiar dacă motorul este deconectat de CRe, deoarece releul este scos de sub tensiune, T2 fiind blocat. Din semireglabilul P1 se stabilește pragul de la care intră în conducție protecția.



alimentare tranzistorul T1 se saturează, iar tranzistorul T2 este blocat. Bascuarea din această stare la cuplarea tensiunii de alimentare o realizează condensatorul C2, care-l blochează pe T1 și îl saturează pe T2, care, închizîndu-și contactul CRe, alimentează motorul derulatorului de casete video dacă una din clapetele claviaturii este apăsată (în cazul de față este apăsată clapeta de derulare spre stînga a casetei video). Rezistența R4 este un tractor care citește curentul prin motorul derulato-





AMPLIFICATOR DE ANTENĂ TV

MIRCEA PERIANU, Birlad

Factorul de zgomot al unui amplificator de antenă este un parametru foarte important deoarece el limitează posibilitatea recepționării semnalelor slabe provenite de la telecentre îndepărtate sau având puteri reduse.

Zgomotul amplificatorului este funcție de banda de trecere, conform formulei lui Nyquist: $U_z = \sqrt{4kT \cdot R \cdot \Delta f}$.

Această este rațiunea pentru care amplificatoarele se realizează fie pentru banda FIF (canalele 1-12), fie pentru banda UIF (canalele 21-81). Chiar și în cadrul acestei împărțiri, amplificatoarele pot fi de bandă largă sau de bandă îngustă (de canal).

Evident, sînt preferabile amplificatoarele de canal. Dacă însă în FIF un astfel de amplificator poate fi ușor realizat, în UIF problema se complică. Se știe că circuitele oscilante cu constante separate se folosesc pînă la cca 300 MHz. Peste această frecvență se folosesc circuite oscilante cu constante distribuite, realizate de obicei în tehnica $\lambda/4$. Reglarea unui astfel de amplificator implică folosirea unei aparaturi care în mod obișnuit nu face parte din dotarea unui radioamator. Iar un amplificator prost reglat poate lucra cu performanțe reduse, devenind uneori atenuator!

Contrar tuturor considerentelor tehnice expuse mai sus, în cele ce urmează propun realizarea unui amplificator de bandă foarte largă, dar care prezintă următoarele avantaje:

- poate fi folosit în orice canal fără nici o modificare;
- nu necesită nici un fel de reglaje;
- nu necesită aparatură de măsură;
- este simplu și poate fi realizat ușor de oricine;
- are factor de zgomot redus și câștig mare.

În diagramele alăturate sînt redată factorul de zgomot și câștigul amplificatorului, măsurate într-un laborator de specialitate. Pentru compara-

ție, voi reaminti că amplificatorul industrial AX 1230 are, la frecvența de 200 MHz, $G \geq 20$ dB și $F \leq 8$ dB.

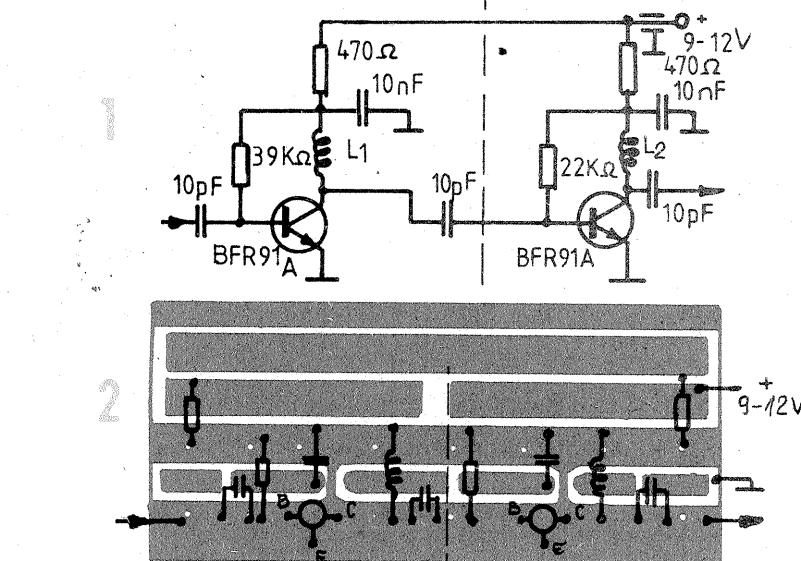
Din schema de principiu se poate observa că ambele etaje au ieșirea pe reactanțe inductive și sînt fără reacții negative. Valoarea celor două inductanțe se determină cu relația $R + 2 f_{min} \geq 10Z$, în care f_{min} este frecvența canalului unu sau a canalului cel mai mic de la care dorim să începem a lucra amplificatorul. În cazul canalului unu rezultă că inductanțele trebuie să aibă valoarea $L = 2.5 \mu H$. Dacă sînt realizate fără ferita numărul de spire se va determina cu ajutorul formulei lui Nagaoka. Rezistențele de 470Ω pot fi de orice tip și au ca scop să evite intrarea în avalanșă termica a tranzistoarelor.

Condensatoarele de 10 pF pentru cuplaj vor fi de tipul „chip” sau, în lipsă, ceramice cu terminalele tăiate cit mai scurt cu puțință și cu lipituri „bogate”. L1 are 80 de spire CuEm 0,11 mm, bobinate pe un tub de plastic de la o mină de pix goală. L2 se realizează identic, dar are 60 de spire 0,15 CuEm.

Particularitatea acestui amplificator este realizarea sa sub formă de microstrip. Deoarece această tehnică are un caracter de noutate pentru unii cititori, se impun câteva explicații.

O linie de microstrip este o pistă conductoare rectilinie de lățime w , paralelă cu un plan de masă și separată de acesta de un material izolant cu grosime h și permeabilitate ϵ_r . Un suport clasic are $\epsilon_r = 4,8$; $h = 1,6$ mm; $w = 2,7$ mm pentru o impedanță de 50Ω .

În lipsa unui microstrip original vom folosi o placă de sticlotextolit dublu placată, cu grosimea de 1,6 mm și cu dimensiunile de aproxima-



tiv 74x35 mm. De fapt, singura dimensiune care contează este lățimea de 2,7 mm de a pistei.

Partea inferioară — care constituie planul de masă — va rămâne necorodată. Partea superioară va fi corodată conform desenului din figură, care este dat la scara de 1/1. Foarte important este ca traseul pistei conductoare să aibă lățimea de 2,7 mm, să fie perfect rectiliniu și să nu aibă margini zdrențuite. Pentru aceasta recomand ca latura de jos a plăcuței să fie șlefuită pe o placă de sticlă peste care s-a pus o coală de șmirghel fin. Luînd ca referință această latură, se va trasa pista prin zgîriere cu un subler reglat la 9 mm și la 11,7 mm. De o parte și de alta a pistei, în punctele indicate în desen se vor da găuri de un milimetru prin care se vor introduce capete de sîrmă de 1 mm și care vor fi sudate pe ambele fețe ale plăcuței.

Placa va avea de jur-impjur o bandă de tablă de alamă groasă de 0,5 mm și lată de 25-30 mm, sudată pe ambele fețe. Montajul va fi împărțit în două jumătăți egale, cu un ecran despărțitor care va avea o mică degajare pentru trecerea pistei și a traseului de alimentare. El va fi sudat atît de carcasă, cit și de placaj, pe ambele fețe.

Tranzistoarele vor fi sudate ultimele, cu terminale cit mai scurte. Lipiturile se vor executa rapid și vor fi „bogate”.

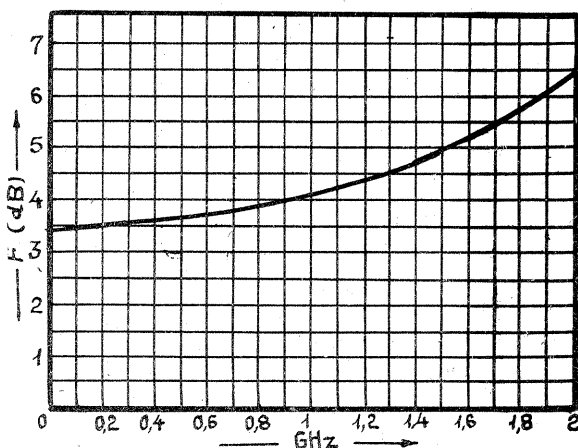
Consumul este de cca 30 mA. Este de dorit ca alimentarea să se facă printr-un conductor separat și printr-un condensator de trecere.

Tensiunea poate fi de 9-12 V și nu necesită a fi stabilizată, însă este obligatoriu să fie foarte bine filtrată. Cu un voltmetru se va măsura tensiunea de colector, care trebuie să fie de aproximativ 1/2 din tensiunea de alimentare. În funcție de factorul de amplificarea al tranzistoarelor, acest lucru va fi stabilit modificînd valoarea rezistențelor de polarizare a bazelor.

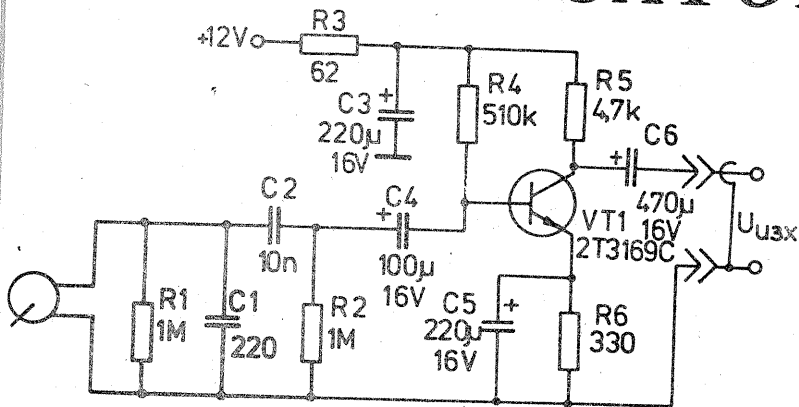
După reglare, amplificatorul va fi probat jos. Este probabil că va funcționa de prima dată. Apariția unor linii orizontale pe ecranul televizorului indică prezența unor oscilații. În acest caz se vor verifica întii condensatoarele de decuplare, se va inversa sensul de bobinare al uneia din bobine, se vor poziționa bobinele astfel ca axele lor să fie perpendiculare una pe alta. Dacă oscilația persistă, se va mări numărul de spire al primei bobine cu 25%.

Evident, amplificatorul are eficacitatea maximă numai dacă este montat sus, cit mai aproape de antenă. Lungimea cablului dintre antenă și amplificator trebuie să fie un multiplu al lui $\lambda/2$.

Amplificatorul poate fi folosit, cu unele modificări, și în cazul receptorilor TV-satelit, atunci cînd distanța dintre convertor și receptor depășește 25 m. În acest caz, tranzistoarele BFR91A vor fi înlocuite cu BFG65, iar la intrare va fi introdus un filtru trece-sus, format din doua condensatoare de 2,7 pF și o bobina conectată între ele și masă, constituită din 1/2 spire CuAg 0,5 mm, pe $\varnothing = 5$ mm.



PREAMPLIFICATOR



Acest preamplificator este destinat a fi aplicat la o doză piezoceramică, asigurând în banda 100 Hz—16 kHz o neliniaritate mai mică de 1,5 dB.
Construcția este destul de simplă, tranzistorul recomandat a fi utilizat fiind totuși BC413.

RADIO TELEVIZIA ELEKTRONIKA,
2/1991

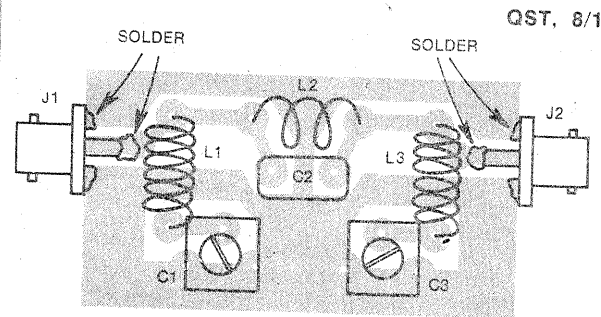
FILTRU

Filtrul prezentat are menirea de a împiedica pătrunderea semnalelor de la emițătoarele ce lucrează în banda de 2 m, în televizoare, deci este un filtru de tip opreste-bandă.

Acest filtru este format din trei circuite oscilante. Frecvențele de rezonanță sînt repartizate astfel:

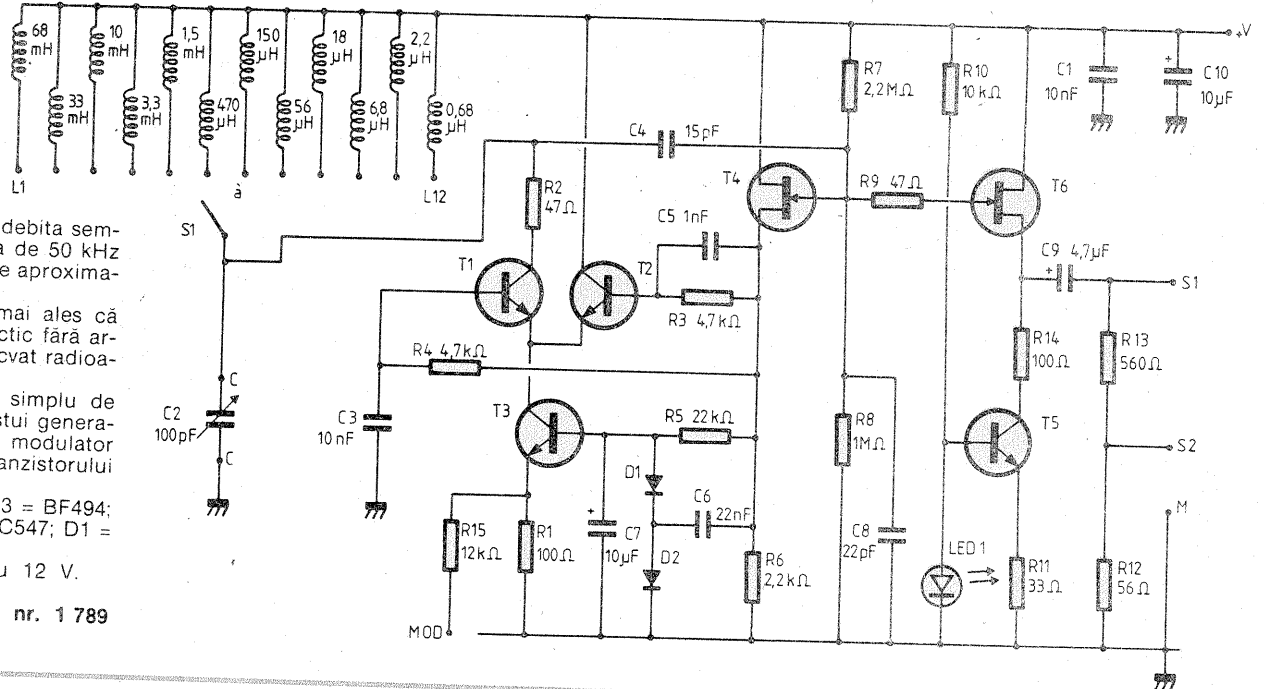
L1C1 = 144 MHz; L2C2 = 145 MHz; L3C3 = 146 MHz.

L1 și L3 sînt construite din sîrmă CuEm 0,6 și au cîte 10 spire cu diametrul de 8 mm. Bobina L2 are două spire din aceeași sîrmă și cu același diametru.



QST, 8/1980

GENERATOR RF



Acest generator poate debita semnale sinusoidale în gama de 50 kHz — 30 MHz, cu un nivel de aproximativ 300 mV.

Generatorul este util mai ales că debitează un semnal practic fără armonici și deci foarte adecvat radioamatorilor.

Este interesant modul simplu de realizare a modului acestui generator, aplicarea semnalului modulator făcîndu-se pe emitorul tranzistorului T3.

În schemă T1 = T2 = T3 = BF494; T4 = T6 = BF256; T5 = BC547; D1 = D2 = 1N914.

Alimentarea se face cu 12 V.

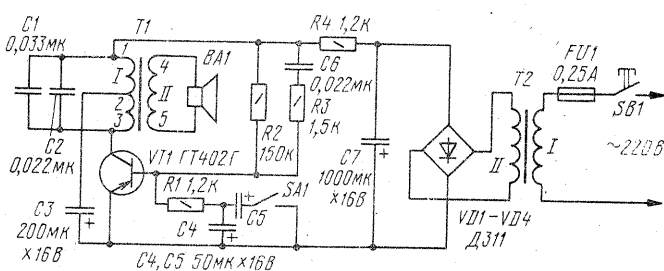
LE HAUT PARLEUR, nr. 1 789

Montajul se compune dintr-un oscilator de joasă frecvență, construit cu un transformator de ieșire de la etajele în contratimp.

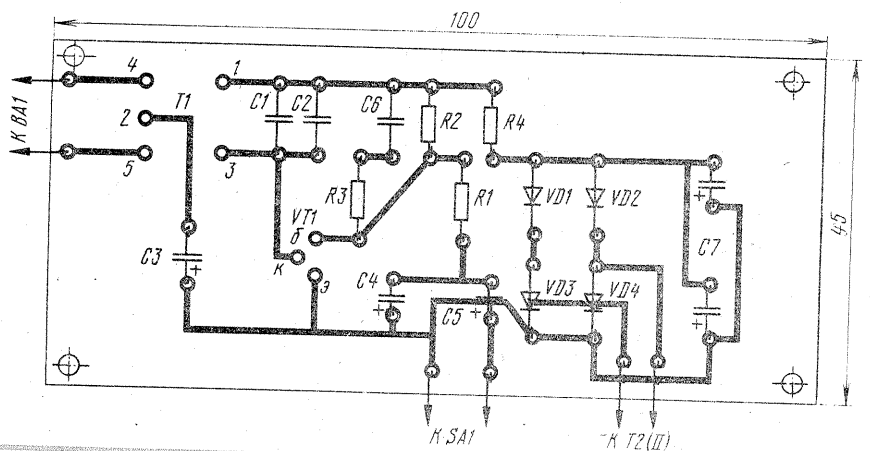
Tranzistorul este pnp cu germaniu, echivalent cu EFT323. Transformatorul de alimentare este de tip sonerie.

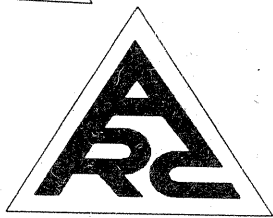
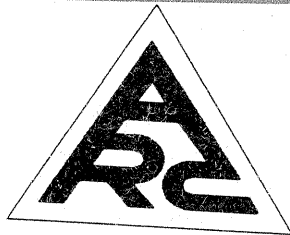
La redresare se poate folosi o punte 1PM sau patru diode.

RADIO, 2/1991



SONERIE





ARC-BRASOV S.R.L.

2200 BRASOV B-dul 15 NOIEMBRIE nr.6

TELEFON :921/50022

TELEFAX :921/50022

TEHNOLOGIE PROFESIONALĂ DE MĂSURĂ

- OSCILOSCOAPE ANALOGICE ȘI DIGITALE
- MULTIMETRE
- GENERATOARE DE FUNCTII
- FRECVENTMETRE
- SURSE DE TENSIUNE
- ACCESORII

NOU!!! Pentru osciloscopurile digitale vă oferim imprimante inteligente, interfețe pentru transfer de date pe calculatoare compatibile IBM PC, XT/AT, soft specializat.

Printre ofertele noastre :

Osciloscop HAMEG

HM1005 3x100MHz

HM604 2x60 MHz

HM408/2x40MHz/
digital cu memorie

HM205-3/2x20MHz/
digital cu memorie

HM203-7/2x20MHz/
standard

MULTIMETRE digitale

4 1/2DIGIȚI

6 1/2DIGIȚI

L -C METRU digital

GENERATOR

de funcții(sin, dr., tr.)

Pentru informații suplimentare contactați-ne la T I B 91 pavilionul A, precum și la sediul firmei.

HAMEG OPTION SOFTWARE

OSCILSCOPE PROGRAM

Made in Germany

HAMEG

MODULAR SYSTEM 8000/8100

HAMEG GRAPHIC PRINTER