

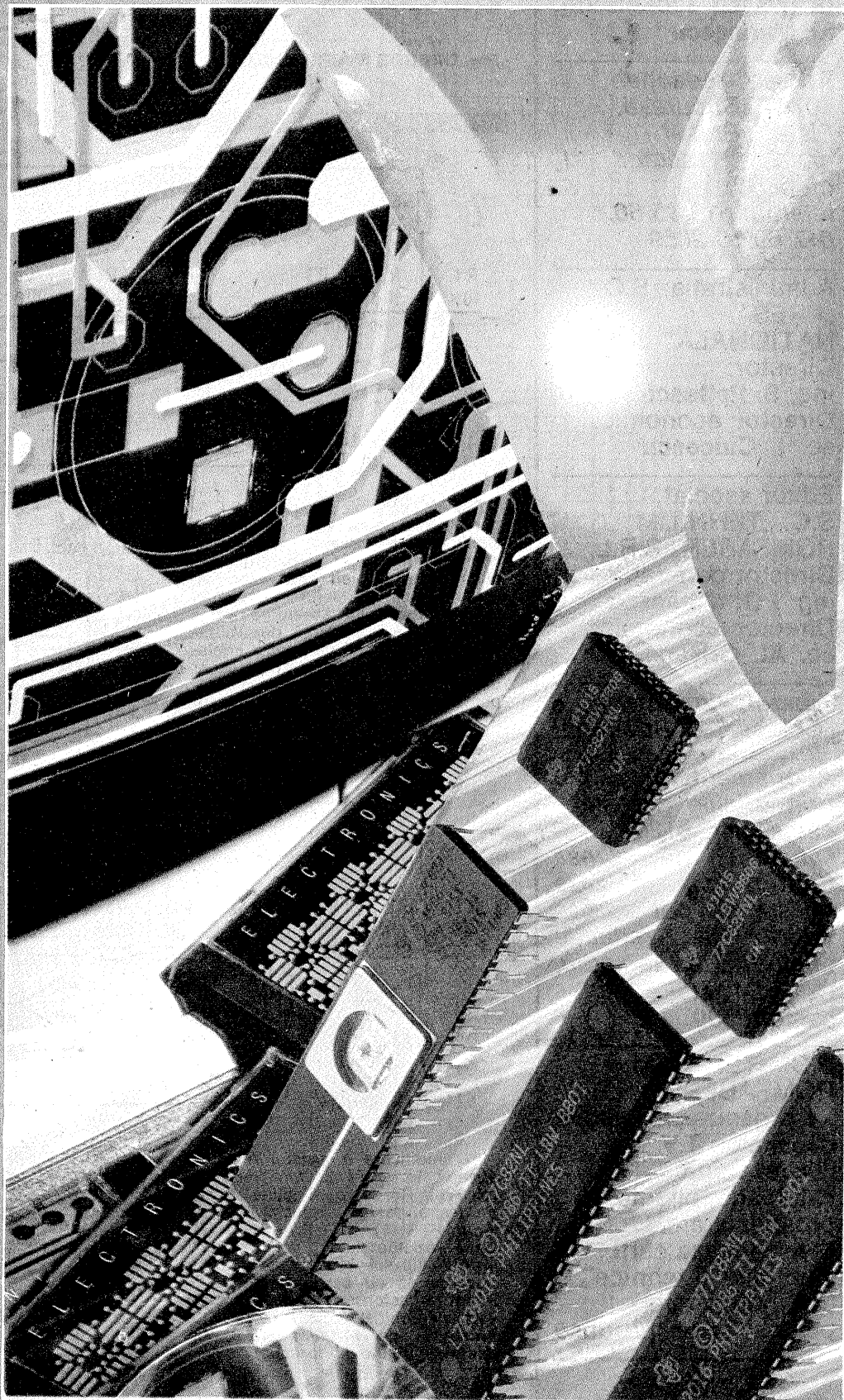
# Tehniium

ANUL XXIII — NR. 275

10 / 1993

## SUMAR

- TEHNICĂ MODERNĂ** ..... pag. 2—3  
Filtru cu patru ieșiri
- INIȚIERE ÎN  
RADIOELECTRONICĂ** ..... pag. 4—5  
Polarizarea tranzistoarelor cu  
efect de câmp
- CQ-YO** ..... pag. 6—7  
Divizoare de frecvență rapide
- AUDIO** ..... pag. 8—9  
Loudness  
Amplificator audio
- LABORATOR** ..... pag. 10—11  
Cronometre de laborator
- SERVICE** ..... pag. 12—15  
Depanarea receptoarelor T.V.  
color  
Starea de Stand-by în  
receptoarele moderne de T.V.  
în culori (continuare)
- ATELIER** ..... pag. 16—17  
Convertor pentru banda radio  
MF-CCIR
- VIDEORECORDERE** ..... pag. 18—19  
Conducerea automată a  
capetelor video rotative la  
formatul Video-8
- CITITORII RECOMANDĂ** ..... pag. 20—21  
Sursă stabilizată autoprotejată
- REVISTA REVISTELOR** ..... pag. 22  
Tuner UUS



Revistă lunară pentru constructorii amatori  
 Redactor șef:  
 ing. **ILIE MIHĂESCU**  
 Secretar general  
 de redacție:  
 ing. **ȘERBAN NAICU**

Colectivul redacției:  
**V. Stach, V. Cimpeanu,**  
**I. Ivașcu (grafică),**  
**G. Ivașcu (corectură),**  
**M. Marinescu**

Adresa redacției:  
 79784 București,  
 Piața Presei  
 nr. 1, sector 1,  
 of. p. 33,  
 telefon: 618 35 66,  
 617 60 10/2059

Administrația: S.C.  
 „PRESA  
 NAȚIONALĂ” S.A.  
 Director:  
 ing. **S. Pelteacu**  
 Director economic:  
 ec. **I. Ciucescu**

Editor asociat:  
 S.C. „TEHNIUM  
 ROMFABER” S.R.L.  
 Director general:  
 ing. **I.G. Mihăescu**  
 Director economic:  
 ec. **Al. Crișan**

Tiparul: Imprimeria  
 „Coresi” - București

Abonamentele se fac  
 prin oficiile poștale -  
 catalog nr. 4120.

Difuzorii de presă  
 doritori să difuzeze  
 revista se pot adresa  
 direct la redacție  
 telefonic sau la sediu,  
 Corp C1, etaj 5  
 camera 509.

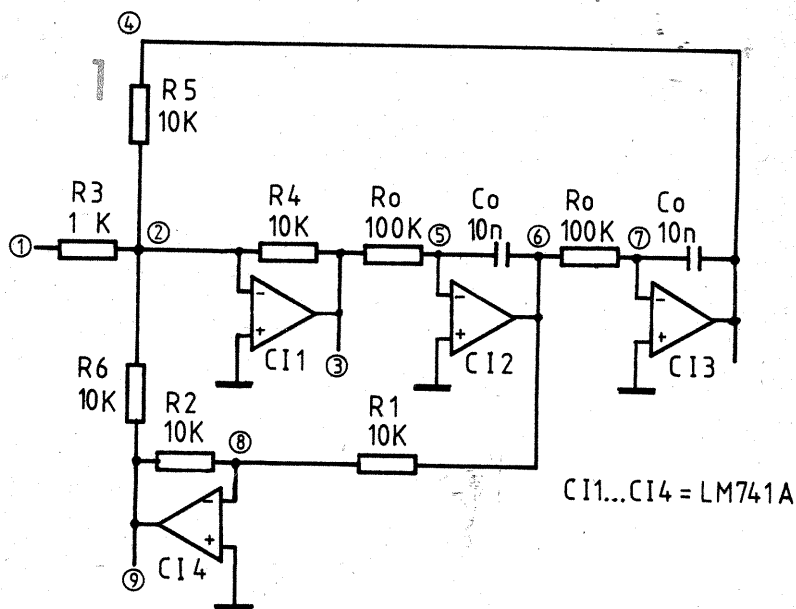
S.C. „TEHNIUM  
 ROMFABER” S.R.L.:  
 ● organizează cursuri  
 de depanatori T.V.

● execută  
 cataloage, pliante,  
 prospecte etc.  
 ● editează cărți  
 științifice și tehnice  
 ● publicitate  
 pentru orice produse

220 lei

# FILTRU cu PATRU IEȘIRI

ing. **DRAGOȘ MARINESCU**



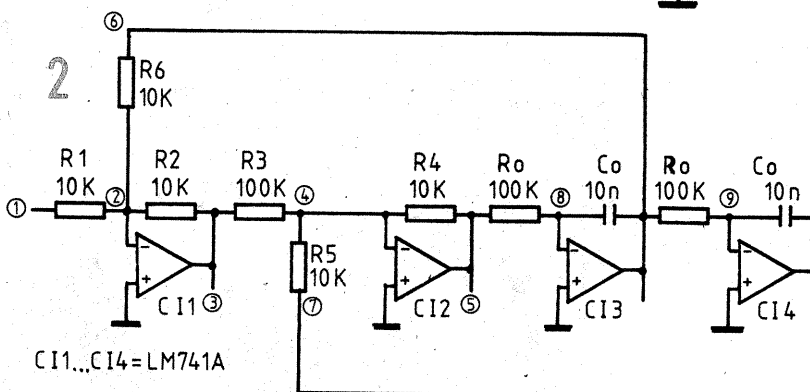
CI1...CI4 = LM741A

Modificarea valorii Co (fig. 3) se observă comparând graficele: REJ-REJ 1; FTS-FTS 1; FTB-FTB 1; FTJ-FTJ 1.

Scăderea valorii rezistorului R3 duce la scăderea factorului de calitate Q, pe când creșterea valorii rezistorului R3 duce la creșterea factorului de calitate Q. Acest lucru se poate observa la circuitele din figura 4 și figura 5, comparând graficele: REJ-REJ 2 și REJ-REJ 3; FTS-FTS 2 și FTS-FTS 3; FTB-FTB 2 și FTB-FTB 3; FTJ-FTJ 2 și FTJ-FTJ 3.

**Note:**

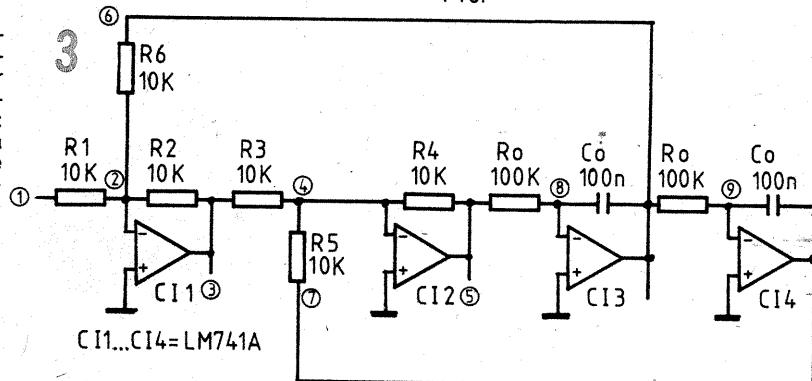
1. Circuitului din figura 2 îi corespund graficele: REJ, FTS, FTB și FTJ.



CI1...CI4 = LM741A

Clasica schemă de filtru din figura 1 este faimoasă pentru insensibilitatea la variația parametrilor componentelor, cât și pentru posibilitatea de a oferi ieșiri separate: (3) trece-sus, (6) și (9) trece-bandă și (4) trece-jos. Aceste avantaje depășesc ca importanță dezavantajul creat de faptul că pentru implementarea circuitului este necesar un amplificator operațional cvadru-plu. Frecvența centrală a acestui filtru este:

$$f_{\text{centrală}} = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}$$



CI1...CI4 = LM741A

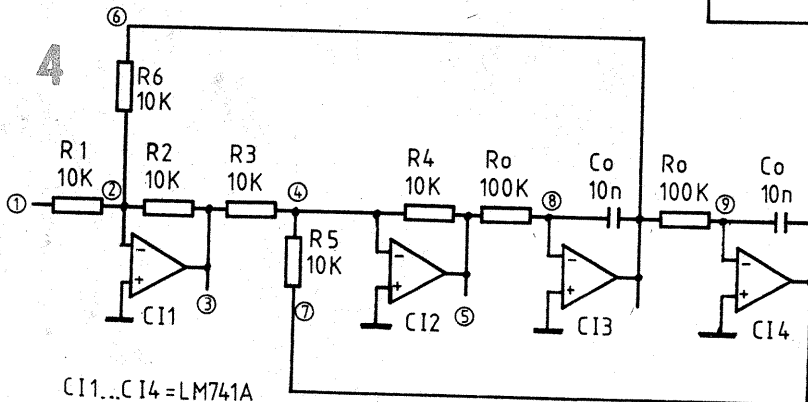
2. Circuitului din figura 3 îi corespund graficele: REJ1, FTS1, FTB1 și FTJ1.

3. Circuitului din figura 4 îi corespund graficele: REJ2, FTS2, FTB2, FTJ2.

4. Circuitului din figura 5 îi corespund graficele: REJ3, FTS3, FTB3, FTJ3.

Desenele circuitelor și graficele au fost obținute cu ajutorul unui calculator MBL 386SX rulând programul MICRO-CAP II.

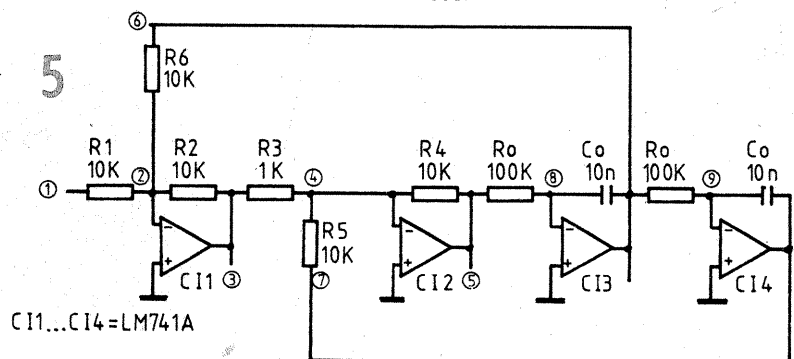
Bibliografie:  
 Electronic Design — Februarie 1993.



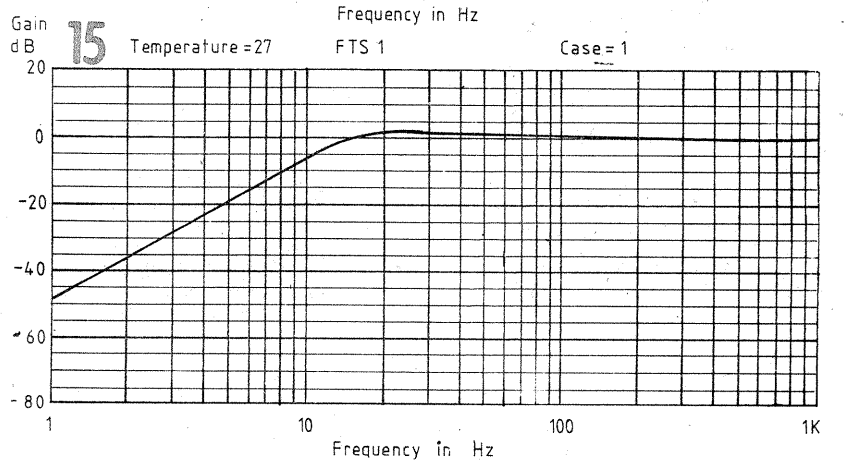
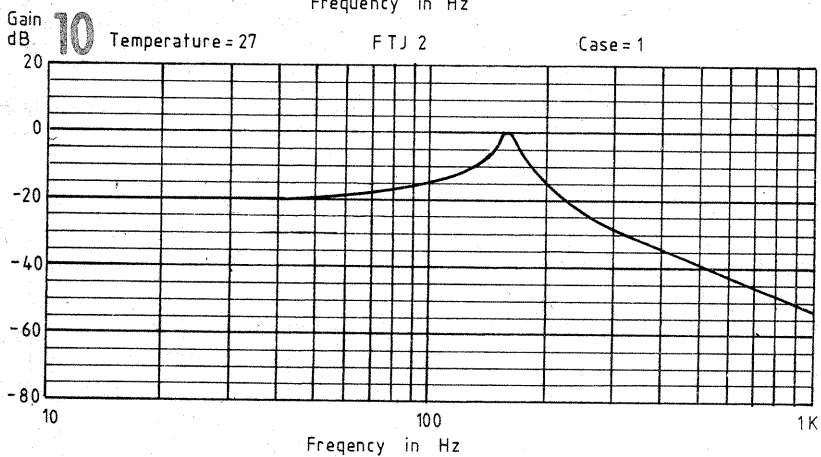
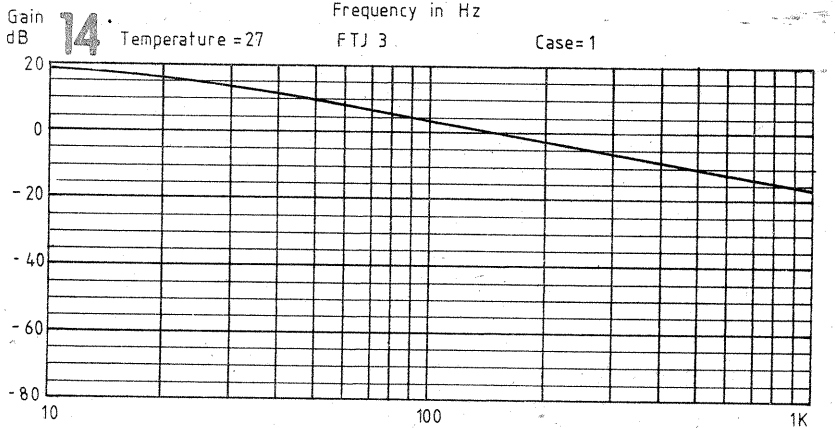
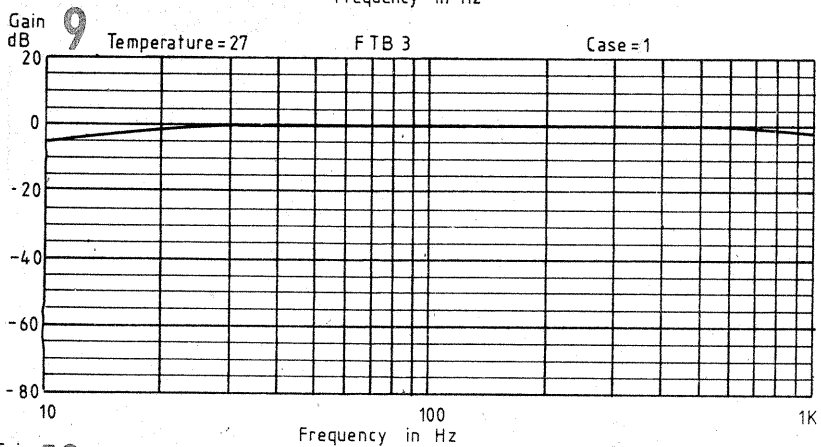
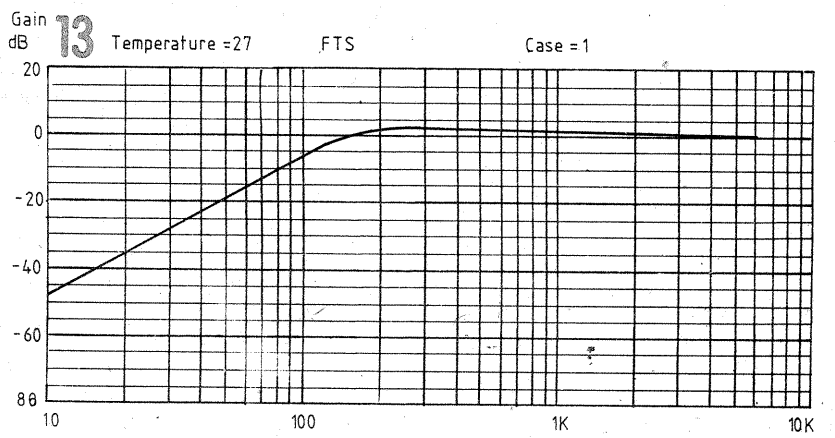
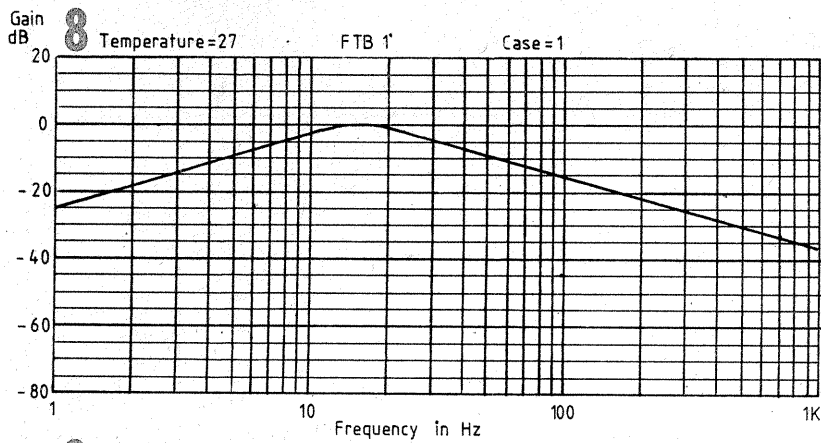
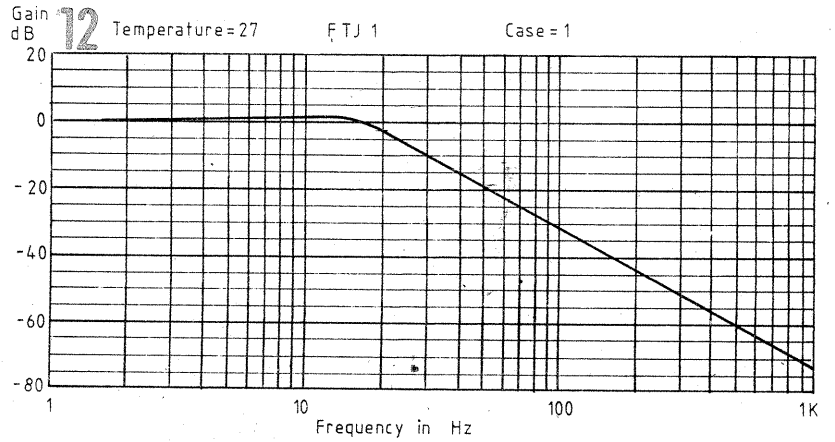
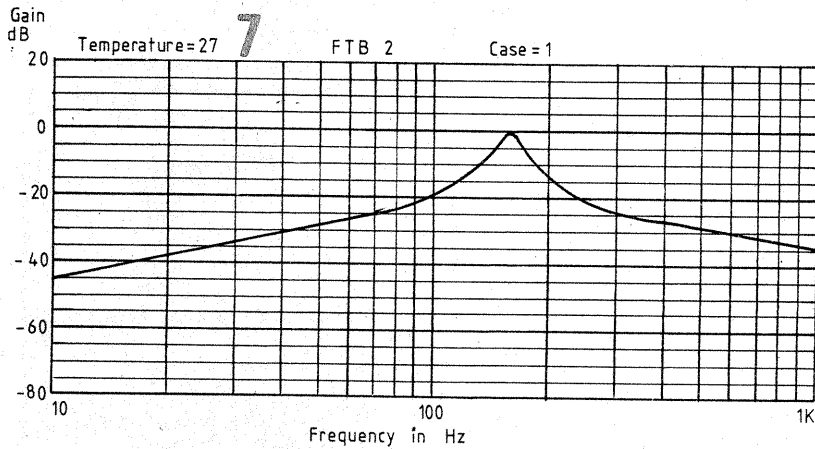
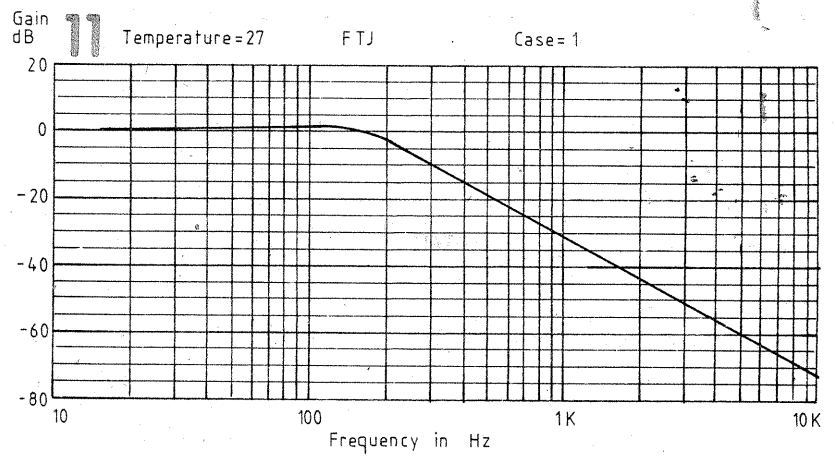
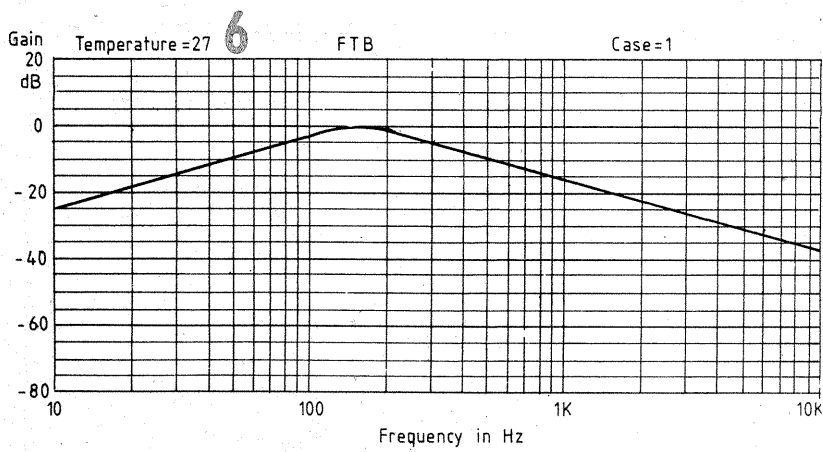
CI1...CI4 = LM741A

O modificare a acestui filtru se observă în figura 2. Dacă rezistoarele R1 = R6, se poate obține o a patra ieșire de filtru rector (3), pe lângă FTS (5), FTB (6) și FTJ (7). Dacă rezistoarele R1 = R6 = R2, ieșirile filtrului rector și filtrului trece-bandă au câștig unitar, indiferent de factorul de calitate Q, care este determinat de rezistorul R3. Frecvența de rezonanță (sau de tăiere) se obține din formula:

$$f_{\text{centrală}} = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}$$



CI1...CI4 = LM741A

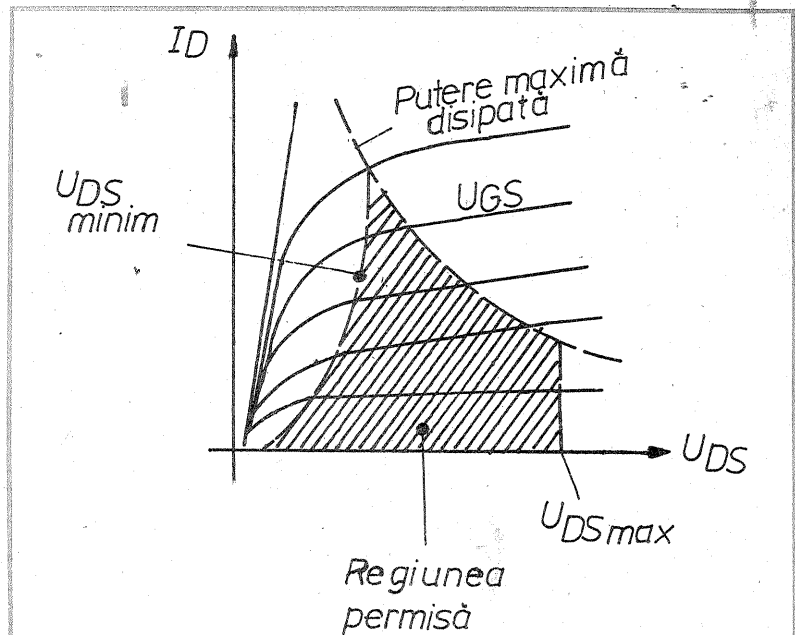


# POLARIZAREA TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP

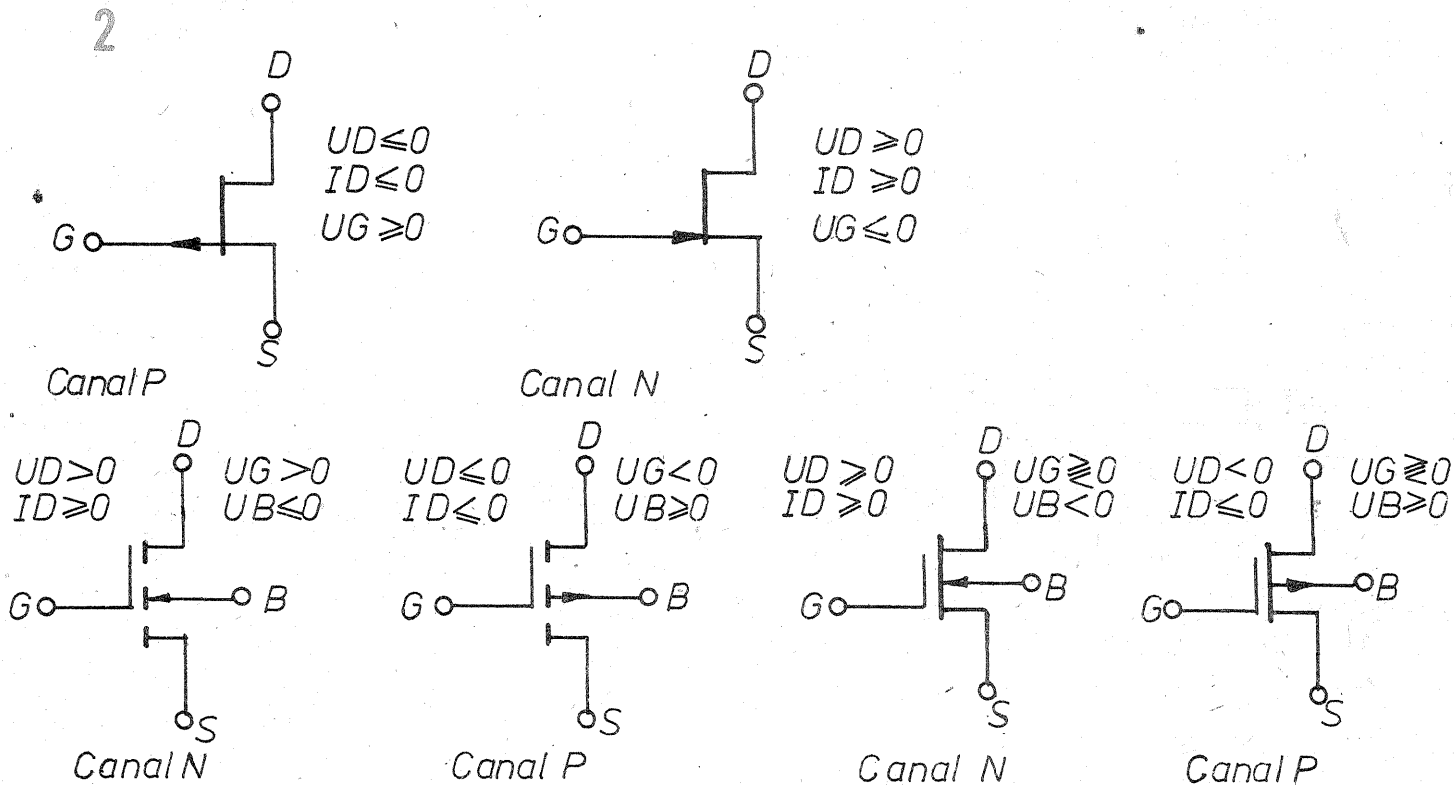
ing. ȘERBAN NAICU

După cum s-a arătat anterior, atât la tranzistoarele bipolare, cât și la tranzistoarele cu efect de câmp TEC (sau FET, de la engl. Field Effect Transistor), pentru a obține amplificarea semnalului, în cazul unui tranzistor utilizat ca amplifica-

zintă puterea disipată maximă). Se va evita porțiunea neliniară a caracteristicilor. În figura 1 este prezentată caracteristica de ieșire  $I_D = f(U_{DS})$  a unui TEC, în conexiune cu sursa comună, unde se poate observa această regiune de



TEC - J (TEC cu grila joncțiune)



TEC - GI (TEC cu grila izolată)

tor acesta trebuie polarizat în regiunea activă normală.

Practic, această regiune este cuprinsă între regiunea de saturare a tranzistorului, cea de blocare și hiperbola de disipație (care repre-

funcționare permisă (hașurată).

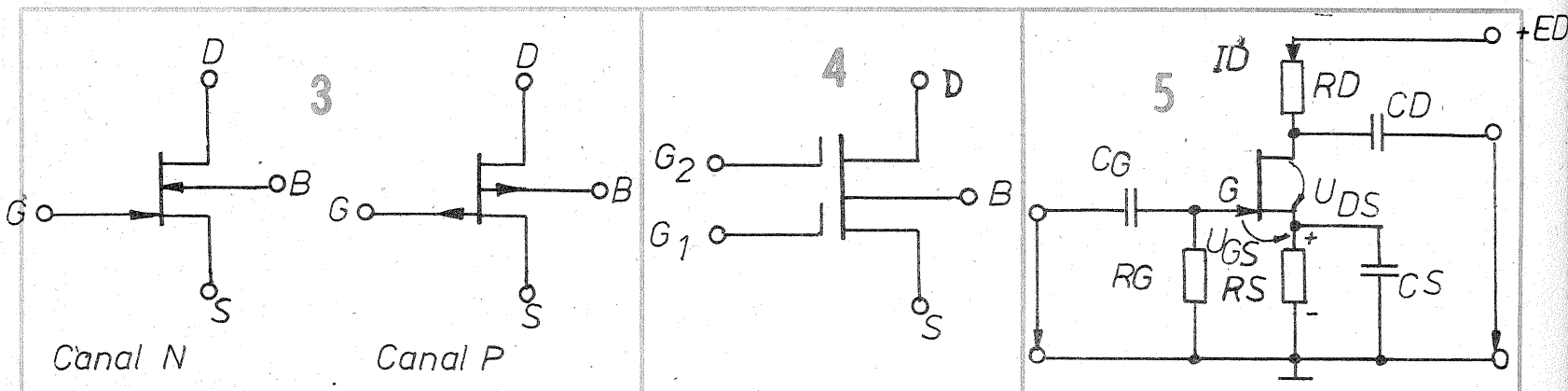
Curba de disipație maximă, care separă funcționarea sigură de cea nesigură (în funcție de puterea medie pe care o disipă dispozitivul), este o hiperbolă, descrisă de re-

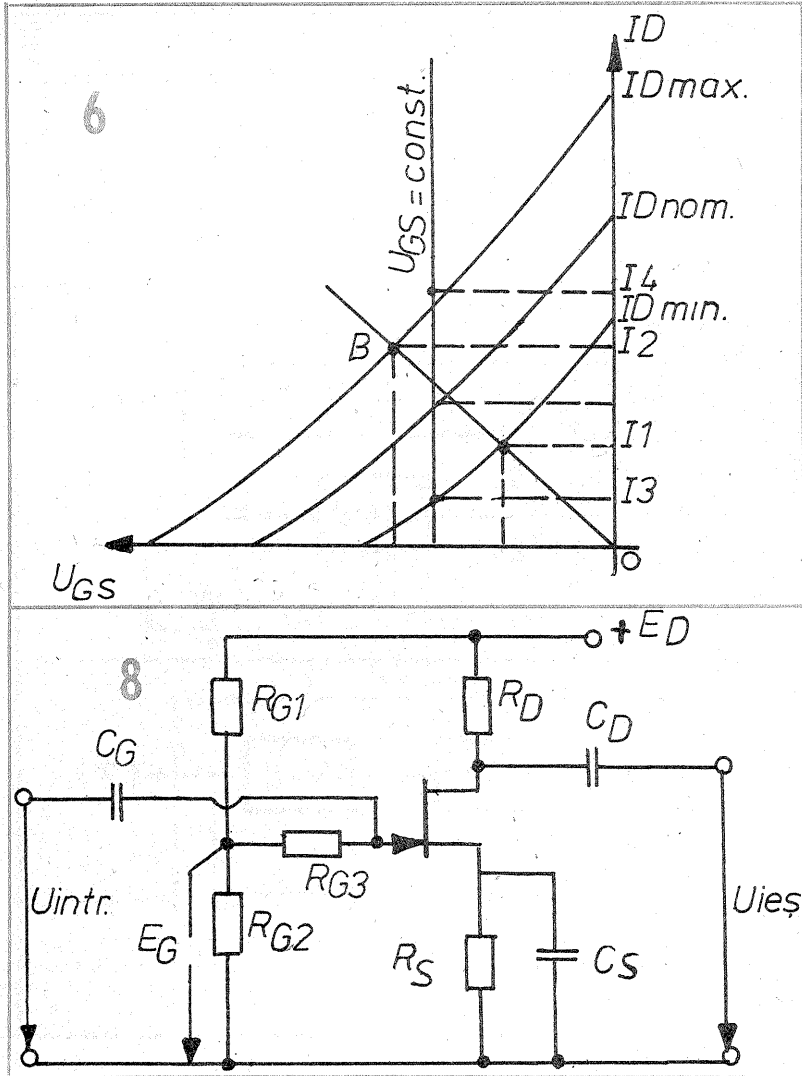
lația:  $P = I_D \cdot U_{DS}$ .

Mentținerea punctului de funcționare al tranzistorului cu efect de câmp sub hiperbola de disipație este legată de necesitatea de a menține TEC-ul sub temperatura la care

fiabilitatea și performanțele tranzistorului sunt afectate. Această temperatură este de 85°C pentru germaniu și 200°C pentru siliciu.

Menționăm că **disipația nominală** este o putere nominală medie, deci





este posibil ca, pentru scurte perioade de timp, puterea de vârf să depășească puterea nominală medie, cu condiția ca temperatura internă să nu fie prea mare.

Regiunea de funcționare permisă este limitată (linia verticală din dreapta figurii 1) de tensiunea maximă  $U_{DS}$ .

După ce în numărul anterior al revistei am prezentat polarizarea tranzistoarelor bipolare, prezentăm astăzi polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp.

În ce constau diferențele între aceste tipuri de tranzistoare?

Principala diferență constă în modul cum se realizează trecerea curentului electric. Astfel, la tranzistoarele bipolare, la conducția curentului electric participă două tipuri de purtători de sarcină, majoritari și minoritari (electronii și golurile), pe când la tranzistoarele unipolare (sau monopolare), dintre care fac parte și tranzistoarele cu efect de câmp (TEC), participă numai un singur tip de purtători (fie electroni, fie goluri).

Înainte de a prezenta montajele de polarizare ale tranzistoarelor cu efect de câmp, să ne reamintim clasificarea acestor tranzistoare și simbolurile lor:

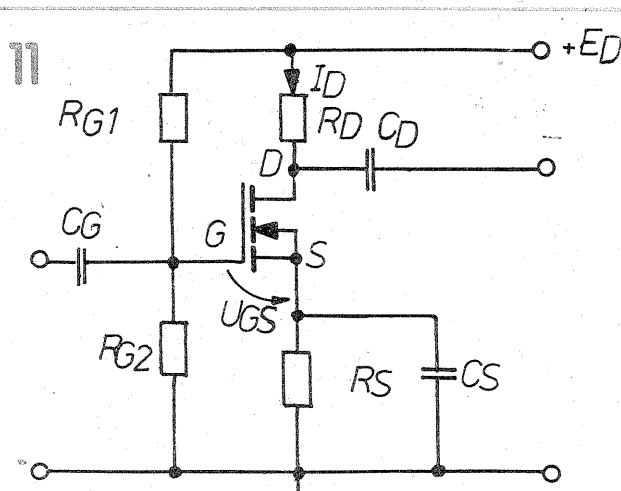
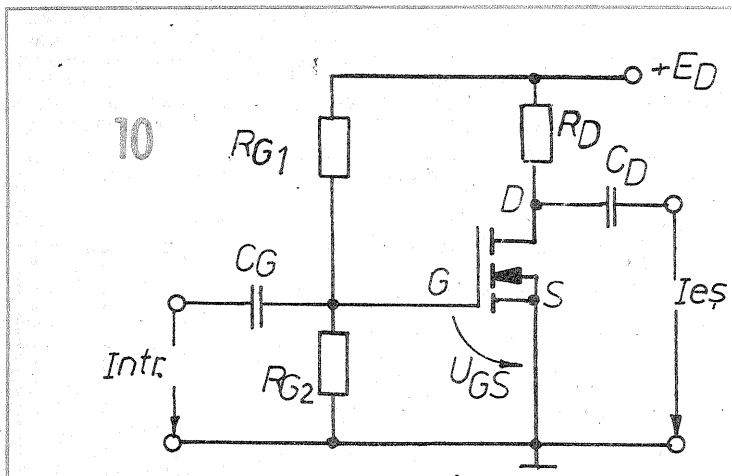
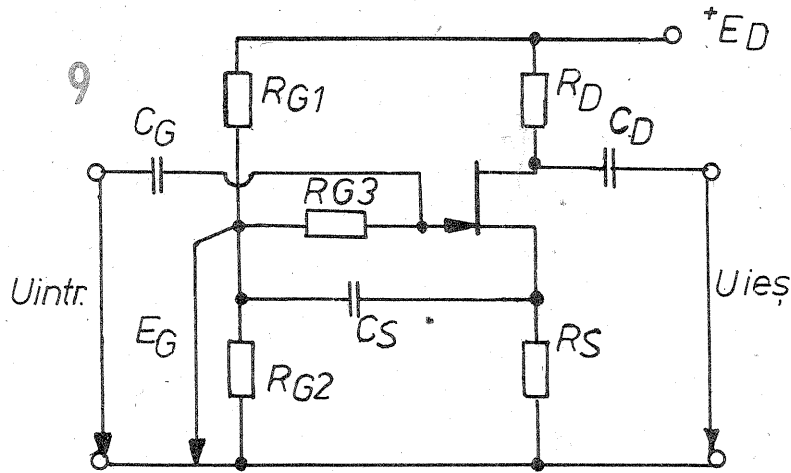
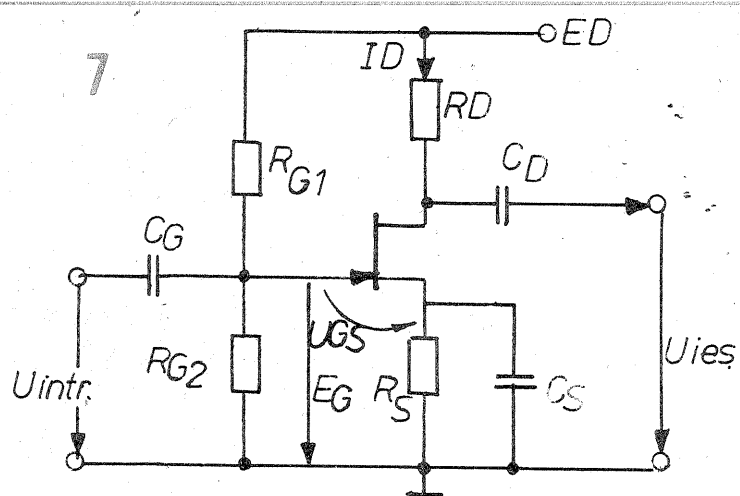
- |        |   |  |             |             |
|--------|---|--|-------------|-------------|
| T.E.C. | — cu grilă (poartă) joncțiune TEC-J                   | — cu canal de tip N                        | — fig. 2a — |             |
|        |   | — cu canal de tip P                        | — fig. 2b — |             |
|        | — cu grilă (poartă) izolată TEC-GI (TEC-MIS, TEC-MOS) | — de tipul prin îmbogățire (canal indus)   | — canal N   | — fig. 2c — |
|        |   | — de tipul prin îmbogățire (canal inițial) | — canal P   | — fig. 2d — |
|        |   | — canal N                                  | — fig. 2e — |             |
|        |   | — canal P                                  | — fig. 2f — |             |

Facem precizarea că tranzistoarele cu efect de câmp cu grilă (poartă) izolată, TEC-GI, care utilizează un substrat semiconductor, sunt TEC-MIS (Metal Izolator Semiconductor), iar dacă izolantul utilizat este bioxidul de siliciu ( $SiO_2$ ) denumirea tranzistorului este TEC-MOS (Metal Oxid Semiconductor).

TEC-J este un TEC de volum (conducția curentului are loc în volumul semiconductorului), iar TEC-GI este un TEC de suprafață (deoarece conducția curentului are loc la suprafața semiconductorului).

Se observă că simbolurile tranzistoarelor cu efect de câmp cu grilă izolată TEC-GI din figura 2 sunt asemănătoare (c cu e și d cu f) doar că linia sursă-drenă care reprezintă canalul conductor este întreruptă la TEC cu canal indus, pentru a indica că la tensiune de grilă nulă  $U_{GS} = 0$  curentul prin tranzistor va deveni nul.

În figura 3 prezentăm simbolurile pentru TEC-J la care baza nu este legată în interiorul capsulei la sursă sau la grilă. În condiții normale de lucru, polaritatea tensiunii de bază este aceeași cu cea a tensiunii de grilă.

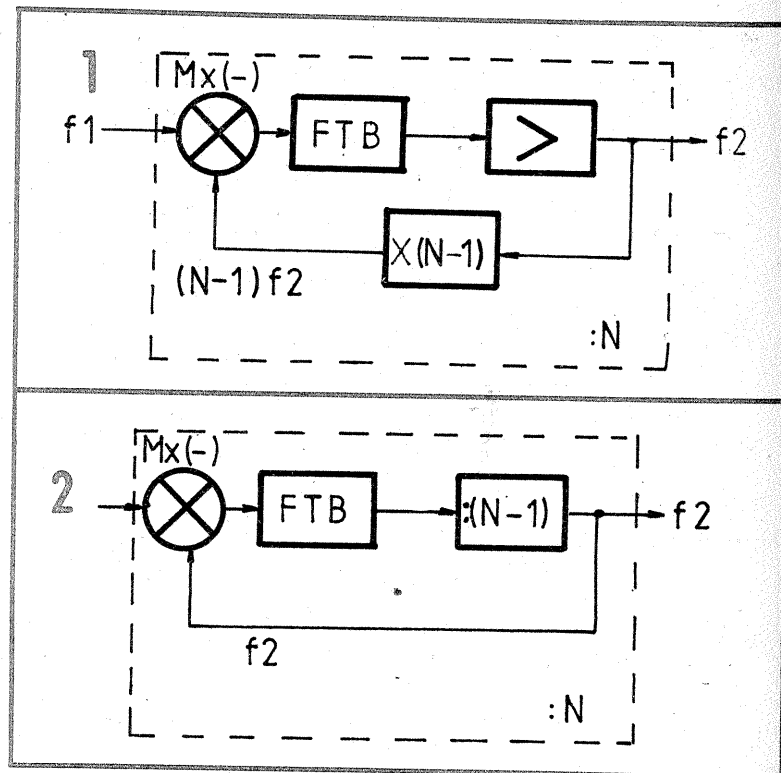


# DIVIZOARE DE FRECVENȚĂ RAPIDE

Circuitele integrate TTL divizoare de frecvență (numărătoare) ca de exemplu CDB 490E, CDB 429E, CDB 493E, CDB4192E, CDB 4193E (toate fabricate în țară) se pot folosi pentru a diviza frecvența până la maximum 20 MHz. Dacă este nevoie de a diviza frecvențe mai mari, trebuie folosite circuite divizoare de mare viteză (rapide). În țară s-au realizat și unele divizoare rapide de frecvență, integrate, ca de exemplu: ROB 8136 (ICCE) — divizor cu 4 în tehnologie bipolară. Frecvența maximă de intrare garantată 100 MHz (a dat satisfacție chiar și la 240

dr. ing. ANDREI CIONTU, YO3FGL

tive, vom prezenta în continuare unele idei (experimentate cu succes) referitoare la posibilitatea obținerii de diverse rapoarte de divizare. Un divizor de frecvență regenerativ clasic este prezentat în figura 1. El este format dintr-un mixer substractiv (de diferență) cu filtrul de ieșire acordat pe diferența frecvențelor de intrare, un amplificator și un multiplicator de frecvență cu N-1, dacă dorim ca

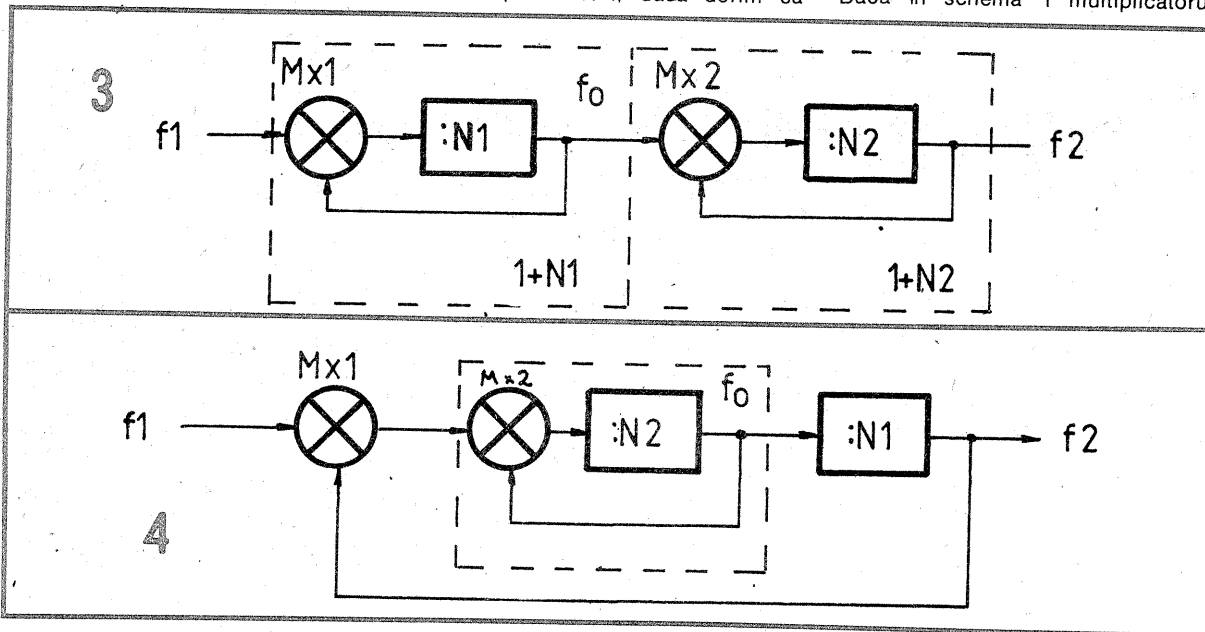


element activ deformant al semnalului sinusoidal de intrare de frecvență  $f_2$  și un circuit selectiv de ieșire acordat pe armonica dorită). Dacă în schema 1 multiplicatorul

1 sunt foarte răspândite în publicațiile de specialitate. Mult mai puțin răspândite sunt divizoarele de frecvență regenerative care au la bază schema din figura 2. Diferența principală dintre schemele 1 și 2 este aceea că schema 2 folosește în locul multiplicatorului cu N-1 pe bucla de reacție, un divizor de frecvență cu N-1 pe calea directă.

Din egalitatea, tot evidentă,  $(f_1 - f_2)/(N-1) = f_2$  rezultă  $f_2 = f_1/N$  adică schema 2 face exact ceea ce face și schema 1. Există, în acest caz, un avantaj al schemei 2 față de 1, totuși? Noi credem că da. Nu trebuie să mai fie realizat multiplicatorul de frecvență (acestea nu se fabrică, neputând fi standardizate, precum divizoarele de frecvență), ci să fie folosit un divizor de frecvență standard, integrat, de care dispunem. Având, de exemplu, un divizor cu 6, cu ajutorul schemei 2 putem obține o divizare cu 7 etc. Dacă două astfel de divizoare cu 1+N1 și 1+N2 sunt legate în cascadă (figura 3) se obține un raport global de divizare  $(1+N1)(1+N2)$ .

O conexiune ceva mai sofisticată este prezentată în figura 4, în care o schemă de tipul 2 este folosită ca divizor suplimentar pe calea directă. Nu este greu să se calculeze raportul global de divizare, care este:  $(1+N2)N1+1$ . Alegând convenabil N1 și N2 se pot obține, cu ajutorul ultimei expresii, o serie discretă de rapoarte de divizare. Se



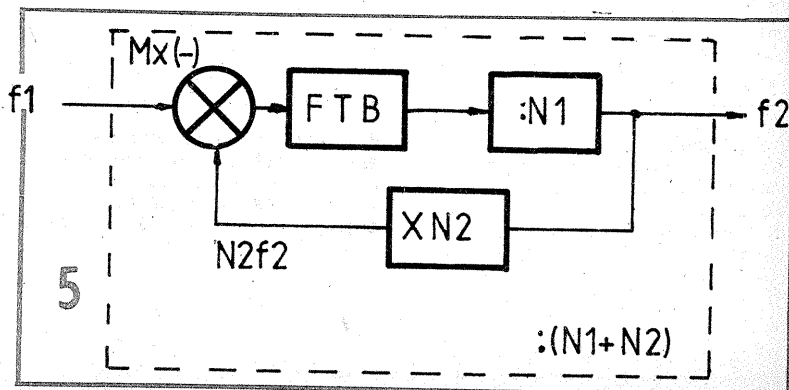
MHz). Frecvența minimă de intrare, 15 MHz. Capsulă rotundă cu 8 pini. DP 6 C (IPRS) — divizor cu 5 (sau 6) în tehnologie bipolară. Frecvența maximă 130 MHz, garantată; frecvența minimă 15 MHz. Capsulă DIL (dual in line). DP 11AB (similar SP 8695A, IPRS) — divizor cu 10 (sau 11), tehnologie bipolară. Frecvența maximă 200 MHz, 150 MHz, minimă 100 kHz. Capsulă DIL. DP 111 AB (IPRS) — divizor cu 100 (sau 101, sau 110, sau 111). Frecvența maximă 130 MHz garantată. Frecvența minimă 15 MHz. Capsulă DIL.

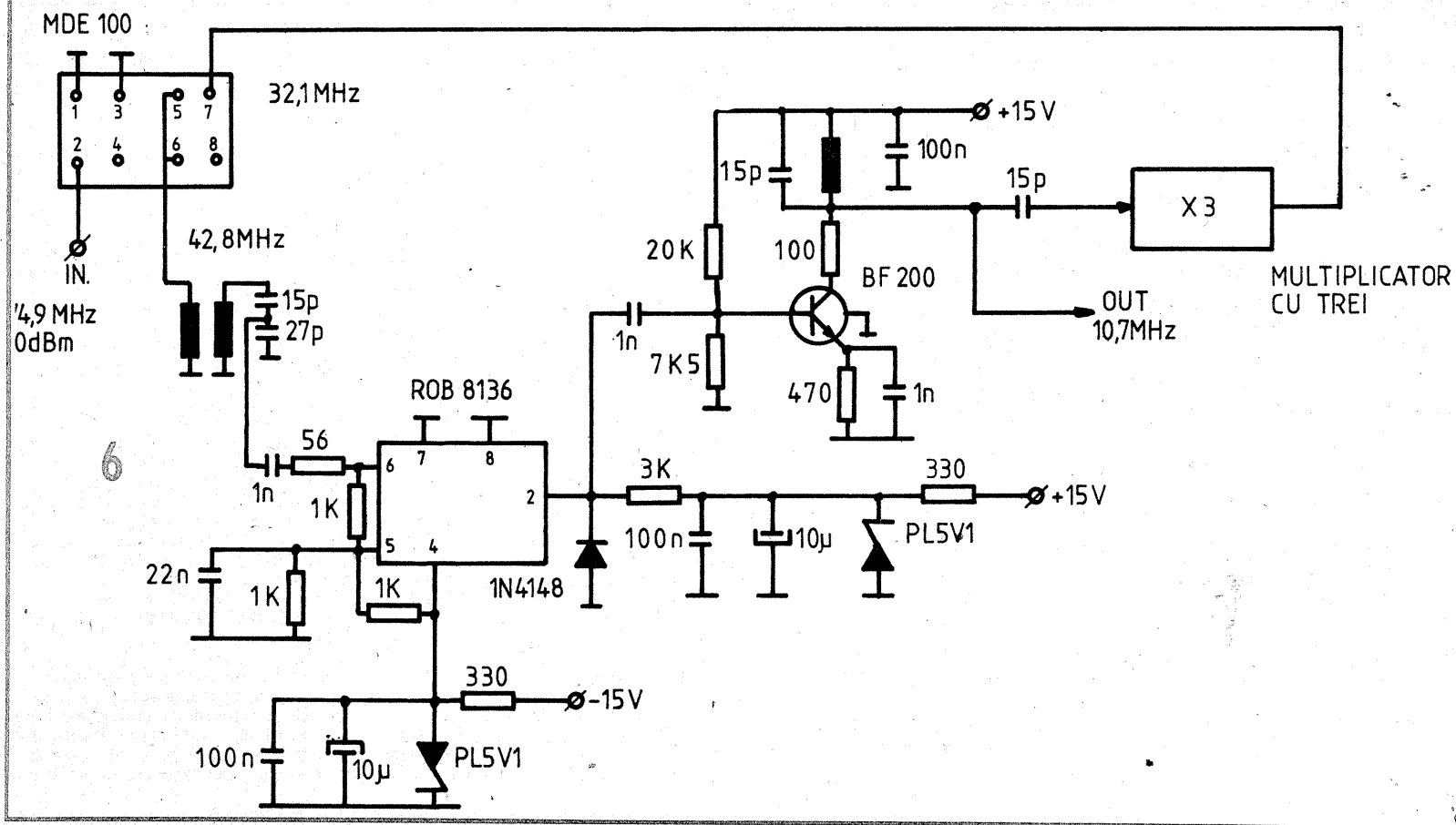
Ce facem în situația în care, pentru obținerea raportului de divizare dorit, aceste 4 circuite integrate divizoare nu ne satisfac? Reluând unele considerații despre divizoarele de frecvență regenera-

divizarea de frecvență să se facă cu N.

Din egalitatea evidentă  $f_1 - (N-1)f_2 = f_2$  rezultă  $f_2 = f_1/N$ . Condiția de amorsare a acestor scheme este, ca și la oscilatoarele electronice, aceea că la aplicarea tensiunii de alimentare dispozitivelor active (tranzistori) să existe o excitație prin șoc a circuitelor, în urma căreia la ieșirea multiplicatorului de frecvență să existe (fie și numai pentru scurt timp) semnal cu frecvența  $(N-1)f_2$ . În continuare procesele sunt cumulative în timp și prin bucla de reacție montajul intră în funcțiune (de aici denumirea de regenerativ). Așadar, dacă se dorește o divizare cu N cu ajutorul schemei 1, este nevoie de un multiplicator de frecvență cu N-1. Se presupune că a realiza un multiplicator de frecvență este un lucru cunoscut și facil (un

lipsește (dar bucla este închisă), se obține  $N-1=1$  adică  $N=2$ . Deci un divizor de frecvență rapid cu 2 are o schemă simplă. Variante ale schemei





pot imagina și alte scheme de conectare a divizoarelor de frecvență pentru a obține alte rapoarte de divizare. În cazul când, totuși, nu putem obține raportul dorit, se poate face o combinație între schemele de bază 1 și 2 obținând schema de bază din figura 5. La această schemă există relația:  $(f_1 - N_2 f_2) / N_1 = f_2$  de unde  $f_2 = f_1 / (N_1 + N_2)$ . Această ultimă

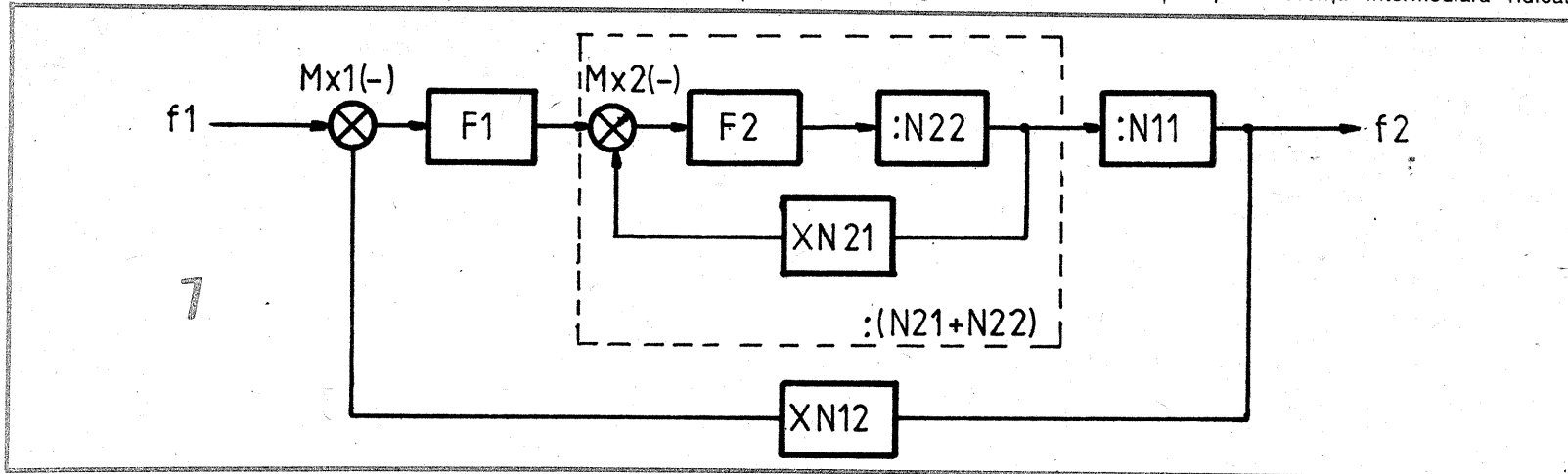
În toate schemele prezentate mai sus, mixerul Mx a avut la ieșire un FTB acordat pe diferența frecvențelor de intrare. Dar mixerul poate fi și aditiv, adică FTB să fie acordat pe suma frecvențelor.

La schema bloc din figura 8 avem:  $(f_1 + N_2 f_2) / N_1 = f_2$ , de unde se obține  $f_2 = f_1 / (N_1 - N_2)$ , formula care relevă iarăși o cale interesantă de a obține

dolari. Prin acest articol s-a urmărit punerea la dispoziția radioamatorilor a unor posibilități de realizare a lor cu componente discrete, existente.

Cât de necesar este, însă, un divizor rapid de frecvență în practica radioamatorilor constructori, ar fi o ultimă chestiune pe care s-o lămurim. Un divizor de frecvență

rapide și de rapoarte de divizare cât mai mari. Divizorul de frecvență rapid (prescalar) este urmat (în zona de frecvențe < 20 MHz) de un divizor de frecvențe programabil manual, realizat cu circuite integrate TTL. În cadrul receptoarelor indoor (de interior) TV SAT, s-ar putea evita discriminatorul de frecvență tip PLL pe frecvență intermediară ridicată



relație permite, de asemenea, obținerea de diverse rapoarte de divizare, arătate în tabelul 1.

| N <sub>2</sub> \ N <sub>1</sub> | 4                               | 10                              | 11                              |
|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
|                                 | N <sub>1</sub> - N <sub>2</sub> | N <sub>1</sub> - N <sub>2</sub> | N <sub>1</sub> - N <sub>2</sub> |
| 1                               | 3                               | 9                               | 10                              |
| 2                               | 2                               | 8                               | 9                               |
| 3                               | ①                               | 7                               | 8                               |
| 4                               | —                               | 6                               | 7                               |
| 5                               | —                               | 5                               | 6                               |
| 6                               | —                               | ④                               | 5                               |
| 7                               | —                               | 3                               | ④                               |

divizare globale.

În figura 6 se prezintă ca exemplu schema unui divizor de frecvență cu 7, care a fost realizat practic. S-a folosit mixerul echilibrat MDE 100 (ICCE) precum și divizorul cu 4 ROB 8136 (ICCE). Din frecvența 74,9 MHz s-a obținut 10,7 MHz.

În figura 7 este prezentată o schemă bloc complexă. Lăsăm cititorilor plăcerea de a calcula raportul global de divizare.

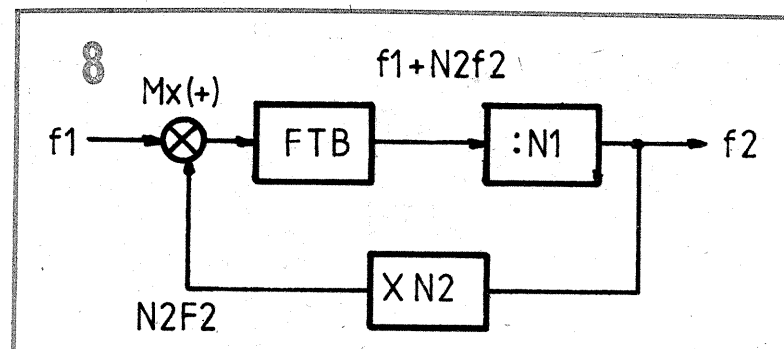
Valorile încercuite n-are sens să fie realizate cu schema 8, deoarece există circuite integrate. În ce privește divizarea cu 9, se observă că varianta N<sub>1</sub>=10, N<sub>2</sub>=1 este de preferat variantei N<sub>1</sub>=11, N<sub>2</sub>=2.

În concluzie, problema divizoarelor de frecvență rapide nu este simplă. Perspectivele industriale, la noi în țară, sunt reduse. Cele fabricate în străinătate, unele de foarte mari performanțe, costă...

rapid ar putea permite extinderea scării de măsură la un frecvențmetru cu afișaj digital existent. Dacă, de exemplu, acesta măsoară direct 20 MHz, prin montarea unui divizor cu o intrare specială ar putea măsura până la 100 MHz (orice indicație citită se va înmulți cu 5). În realizarea sintetizoarelor de frecvență pe frecvențe din ce în ce mai mari, este nevoie, de asemenea, de divizoare de frecvență cât mai

(400—600 MHz) care este dificil de realizat, dacă după AFI s-ar dispune de un divizor de frecvență rapid care să aducă valoarea frecvenței intermediare (reducându-se corespunzător și deviația de frecvență) în zona ≤ 10,7 MHz, unde s-ar putea folosi circuite integrate discriminatoare specializate (TBA 120).

Radioamatorii constructori vor găsi, desigur, și alfe aplicații.



Orice aparat electroacustic are în dotarea proprie cel puțin un etaj funcțional care efectuează o serie de corecții amplitudine-frecvență în banda audio, în scopul redării optime, conform preferințelor ascultătorului, a unui program muzical sonor. Aceste etaje funcționale sunt cunoscute sub denumirea de etaje corectoare de ton. Unul dintre cele mai des folosite etaje corectoare de ton este cel cunoscut sub denumirea de **LOUDNESS**. El are funcția de a atenua semnalele de audiofrecvență din zona frecvențelor medii, efectul fiind scoaterea în evidență a semnalelor de frecvență joasă și înaltă. Un efect similar se poate obține și pe altă cale, și anume: lăsând nemodificată amplitudinea semnalelor de frecvență medie și mărind suplimentar amplitudinea semnalului de audiofrecvență în zona frecvențelor joase și înalte. Montajul de tip **LOUDNESS** prezentat în figura 1 funcționează după acest principiu. Performanțele electrice ale montajului sunt următoarele:

- impedanța de intrare  $Z_i = k\Omega$ ;
- impedanța de ieșire  $Z_o = 5k\Omega$ ;
- tensiunea de intrare  $U_i = 250$  mV RMS;

# LOUDNESS

ing. EMIL MARIAN

- banda de frecvență de lucru  $\Delta f = 16$  Hz  $\div$  20 kHz;
- caracteristica de transfer: de tip **LOUDNESS**;
- amplificarea în zona frecvențelor joase și înalte:  $A = 9$  dB;
- raportul semnal/zgomot  $S/N \geq 65$  dB;
- distorsiuni armonice totale  $THD \leq 0,1\%$ ;
- distorsiuni de intermodulație  $TID \leq 0,03\%$ ;
- tensiunea de alimentare  $U_a = 18$  V.

Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului C1. Etajul de intrare prezintă un etaj amplificator de tensiune de tip dublet super-G. El are următoarele caracteristici:

- prezintă o impedanță de intrare ridicată;

- prezintă o impedanță de ieșire coborâtă;
- realizează funcția de etaj tampon între intrarea montajului și corectorul **LOUDNESS** propriu-zis;
- amplifică semnalul de intrare ( $A = 20$  dB) cu distorsiuni foarte reduse, practic inexistente.

Analizând configurația electrică a etajului de intrare în componența căruia intră tranzistoarele T1 și T2, se observă că dubletul complementar prezintă concomitent două bucle de reacție negativă (realizate de către rezistențele R1 și R4) care oferă avantajul unei amplificări constante în toată banda de audiofrecvență cu distorsiuni extrem de reduse. Tipul de polarizare cu care este dotat etajul de intrare (rezistențele R1 și R2) oferă acestuia o comportare foarte bună în ceea ce privește stabilitatea punctului static de funcționare

într-o gamă foarte largă de temperaturi. Semnalul de intrare amplificat este preluat din emitorul tranzistorului T2, prin intermediul condensatorului C2, și ulterior aplicat corectorului de ton propriu-zis. Acesta prezintă o rețea pasivă complexă de tip RC, care atenuază semnalele de audiofrecvență, situate în zona frecvențelor medii, cu circa 9 dB față de semnalele de frecvență joasă și înaltă. Semnalul audio, prelucrat de rețeaua RC, se aplică ulterior etajului de ieșire care conține tranzistorul T3. Acesta este amplasat în cadrul montajului într-o configurație de tip repetor/emitor, îndeplinind rolul de etaj tampon între rețeaua de corecție pasivă RC și ieșirea montajului. Din emitorul tranzistorului T3 semnalul audio prelucrat ajunge la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului C10.

## REALIZARE PRACTICĂ ȘI REGLAJE

Montajul se realizează practic (în variantă mono sau stereo) pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. La realizarea cablajului imprimat se va ține cont de toate cerințele pe care trebuie să le înde-

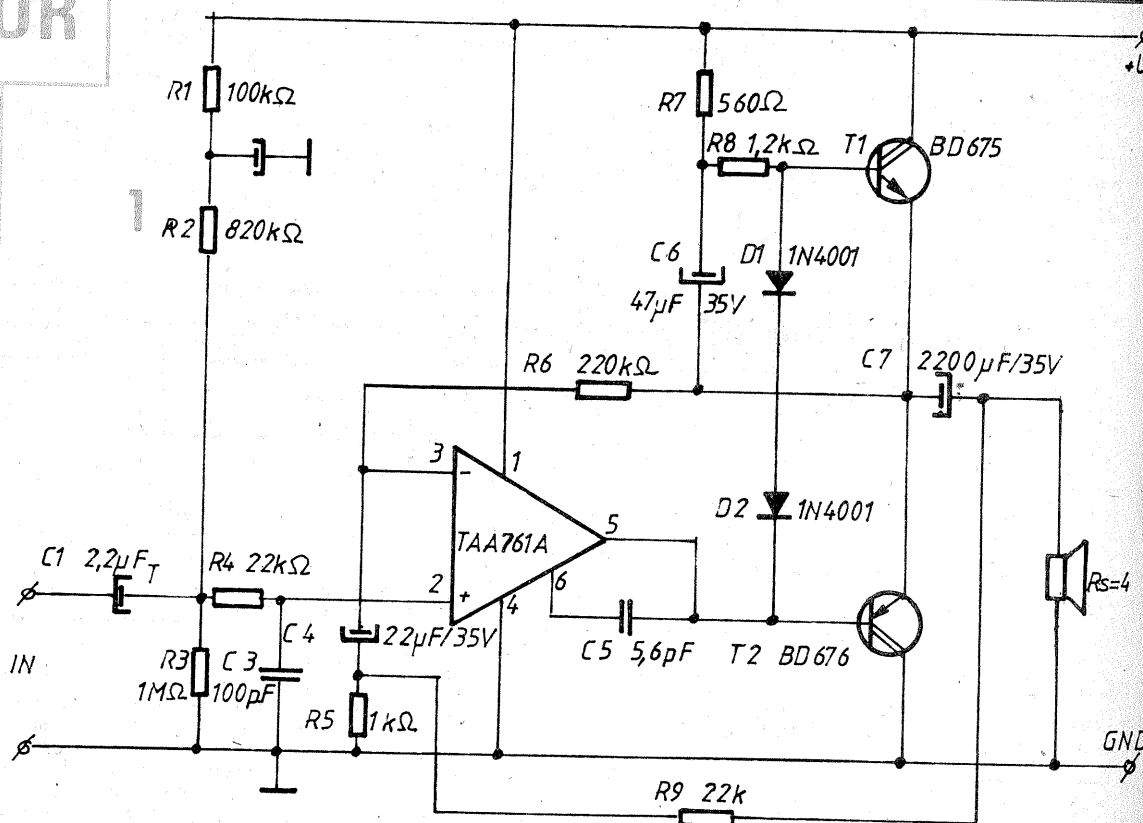
# AMPLIFICATOR AUDIO

ing. AURELIAN MATEESCU

Apariția tranzistoarelor Darlington de putere a simplificat structura schemei electrice a amplificatoarelor audio de putere. S-a redus numărul componentelor electronice din schemă și nu mai este necesară sortarea perechilor de tranzistoare. Prin utilizarea amplificatoarelor operaționale integrate în combinație cu tranzistoare Darlington de putere, se obțin performanțe tehnice ridicate și o bună compactitate a montajului.

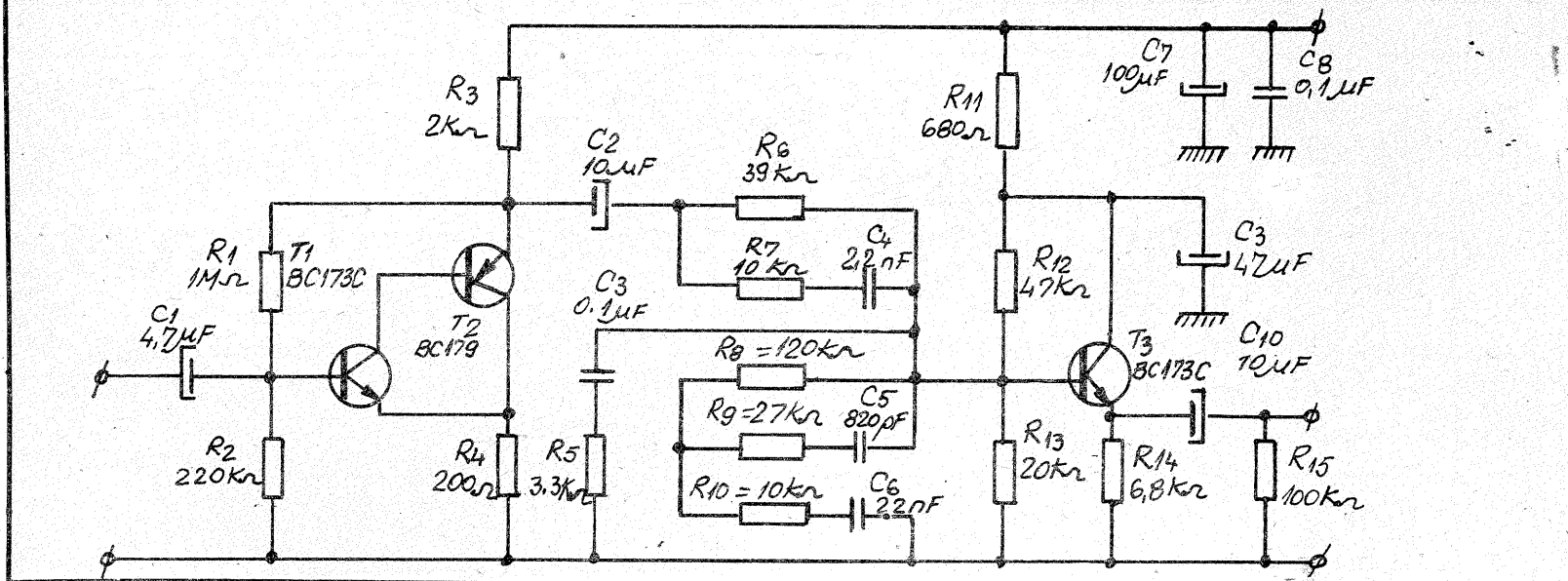
Amplificatorul prezentat (figura 1) are un număr mic de componente și o putere medie suficientă pentru diverse aplicații ale constructorului amator: înlocuirea unui CI de putere medie, dublarea unui amplificator pentru audii stereofonice, etc.

Circuitul integrat TAA 761A este amplificator de tensiune, asigurând atacul direct al etajului final construit cu o pereche de tranzistoare Darlington complementare. Pentru a asigura o compensare tehnică eficientă, cele două diode se vor monta cu o bridă pe radiatorul tranzistoarelor finale. Montajul este ali-



## TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP — CANAL N — (CAPSULĂ DE PLASTIC)

| Type    | $BV_{GSS}$ (min) volts | $I_{GSS}$ (max) na | $V_{GS(off)}$ (min/max) volts | $ Y_{fs} $ (min/max) mmhos | $I_{DSS}$ (min/max) ma | $r_{ds(on)}$ (max) ohms | $C_{iss}$ (max) pf | $C_{rss}$ (max) pf |
|---------|------------------------|--------------------|-------------------------------|----------------------------|------------------------|-------------------------|--------------------|--------------------|
| TIS58   | 25                     | 4                  | 0.5-5                         | 1.3-4                      | 2.5-8                  | —                       | 6                  | 3                  |
| TIS59   | 25                     | 4                  | 1.0-9                         | 2.3-5                      | 6-25                   | —                       | 6                  | 3                  |
| ♦TIS73  | 30                     | 2                  | 4-10                          | —                          | 50-                    | 25                      | 18                 | 8                  |
| TIS74   | 30                     | 2                  | 2-6                           | —                          | 20-100                 | 40                      | 18                 | 8                  |
| TIS75   | 30                     | 2                  | 0.8-4                         | —                          | 8-80                   | 60                      | 18                 | 8                  |
| TIS78   | †300                   | 2                  | 2-10                          | .75-3                      | 2-10                   | 1500                    | 15                 | 3                  |
| TIS79   | †200                   | 2                  | 2-12                          | .75-3                      | 2-10                   | 2000                    | 18                 | 3                  |
| ♦2N3819 | 25                     | 2                  | 8                             | 2-6.5                      | 2-20                   | —                       | 8                  | 4                  |
| ♦2N5245 | 30                     | 1                  | 1-6                           | 4.5-7.5                    | 5-15                   | —                       | 4.5                | 1                  |
| 2N5246  | 30                     | 1                  | .5-4                          | 3-6                        | 1.5-7                  | —                       | 4.5                | 1                  |
| 2N5247  | 30                     | 1                  | 1.5-8                         | 4.5-8                      | 8-24                   | —                       | 4.5                | 1                  |
| 2N5248  | 30                     | 5                  | 1-8                           | 3.5-6.5                    | 4-20                   | —                       | 6                  | 2                  |



pliească un cablaj propriu unui montaj de audiofrecvență (structură fizică de cvadripol a fiecărui etaj funcțional, traseu de masă gros de minim 3 mm, lipsa buclei de masă, etc). Se vor folosi componente electrice de bună calitate, verificate individual înainte de plantarea pe plăcuța de cablaj imprimat. După rea-

lizarea practică a montajului, se efectuează o ultimă verificare a acestuia, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea la parametrii estimați inițial. Din punct de vedere electric, montajul se intercalează între etajul preamplificator și etajul amplificator de putere. Legăturile galvanice care privesc intra-

rea și ieșirea montajului se realizează obligatoriu folosind conductor ecranat. Montajul funcționează de la prima încercare, nefiind necesare reglaje suplimentare. Se recomandă ecranarea montajului cu ajutorul unei cutii din tablă de fier (cu pereții groși de circa 0,5 mm). Datorită principiului conform că-

ruia a fost realizat, montajul va scoate în evidență, cu deosebită eficiență și acuratețe, zona frecvențelor joase și înalte proprii unui semnal de audiofrecvență. În acest mod este realizată corecția de tip LOUDNESS, îmbunătățindu-se astfel condițiile de audiere a unui program muzical sonor.

mentat de la o sursă simplă de tensiune, iar sarcina este cuplată la amplificator printr-un condensator de separare.

Performanțele tehnice ale amplificatorului sunt următoarele:

— impedanța de intrare R<sub>1</sub> = 400 kΩ;

— banda de frecvențe reprodusă: 35 Hz la 30 000 Hz pentru o neliniaritate cuprinsă între 0 și 1 dB și P<sub>OUT</sub> = P<sub>nominală</sub> =

30 Hz la 23 000 Hz pentru o neliniaritate cuprinsă între 0 și 1 dB și factorul de distorsiuni K = 1%.

**RECOMANDĂRI CONSTRUC-TIVE:**

— se vor utiliza rezistențe cu peliculă metalică;

— C1 se va prefera să fie de bună calitate de tip tantal; celelalte condensatoare electrolitice vor fi sortate pentru pierderi minime;

— tranzistoarele finale se vor monta împreună cu diodele D1 și D2 pe un radiator de min. 1000 cm<sup>2</sup>;

— se pot utiliza și alte amplificatoare operaționale, cu condensatoare corespunzătoare; se va da

atenție tensiunii maxime de lucru a acestora;

— sursa de alimentare poate fi nestabilizată, dar filtrarea va fi asigurată de un condensator de min. 4700 μF/40 V.

În figura 2 este prezentat cablajul circuitului imprimat, fața plantată, conceput pentru utilizarea AO 7AA 761A de proveniență Siemens (A1L6). Deoarece acest AO este mai puțin accesibil, circuitul se va modifica pentru capsula DIL 8 sau DIL 14 în funcție de circuitul de care dispune constructorul amator. Se

pot proba BA 709, BA201A, BA301A, sau chiar clasicul 741 cu performanțe ceva mai scăzute.

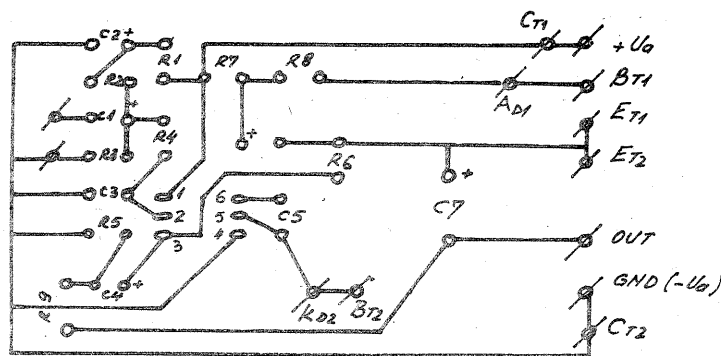
Se va acorda atenția cuvenită tensiunii maxime admise de AO utilizat pentru, a se evita deteriorarea montajului prin distrugerea A.O.

Tranzistoarele Darlington complete sunt produse de I.P.R.S. Băneasa.

**BIBLIOGRAFIE:**

Practica electronistului amator  
Catalog Siemens 1988—1989  
Colecția revistei TEHNIUM.

| PARAMETRUL   | U <sub>M</sub> | VARIANTA       |                |                |                |
|--|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|  |                | A              | B              | C              | D              |
| Puterea nominală de ieșire pt. (K = 1%) P <sub>n OUT</sub>   | W              | 10             | 15             | 20             | 25             |
| Impedanța de ieșire, R <sub>s</sub>  | Ω              | 4              | 4              | 4              | 4              |
| Tensiunea de alimentare, U <sub>a</sub>  | V              | 22,5           | 28             | 30             | 33             |
| Curentul de repaos, I <sub>o</sub>   | mA             | 10             | 10             | 10             | 10             |
| Curentul absorbit de la sursă pentru P <sub>OUT</sub> = P <sub>n</sub> I <sub>max</sub>            | A              | 0,75           | 0,9            | 1,1            | 1,2            |
| Tensiunea reziduală la ieșire Urez   | mV             | ± 70           | ± 70           | ± 70           | ± 70           |
| Coefficientul de distorsiuni pentru P <sub>OUT</sub> = P <sub>nom</sub> în domeniul 50 Hz - 15 kHz | %              | L <sub>1</sub> | L <sub>1</sub> | L <sub>1</sub> | L <sub>1</sub> |



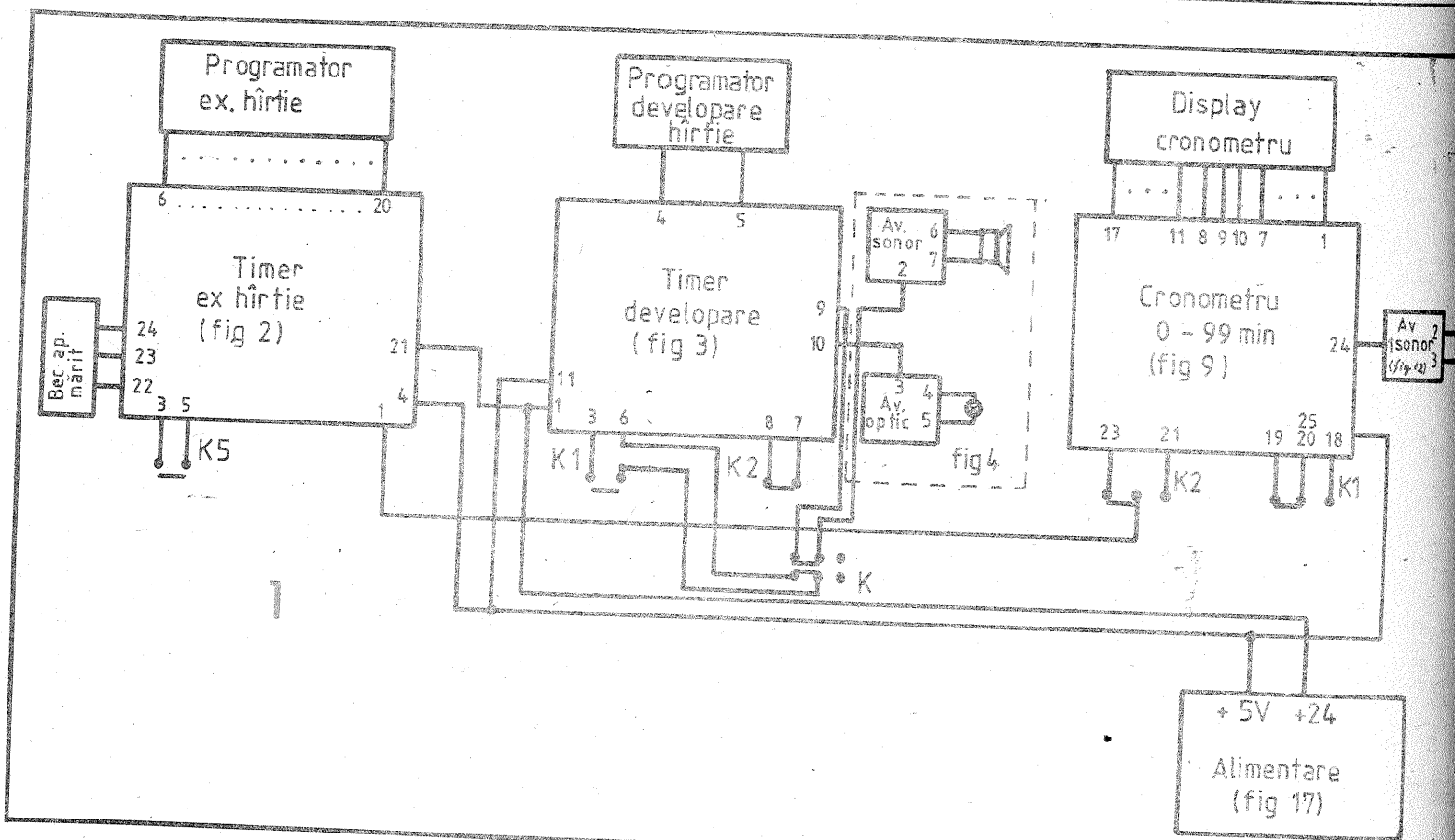
Informăm pe această cale că în urma unor sugestii sunt în curs de elaborare două lucrări de maxim interes pentru electroniștii amatori și profesioniști. Echivalente ale tranzistoarelor produse de firmele japoneze cu tranzistoarele produse de firme din Europa și America.

Totodată va apărea și un catalog al tranzistoarelor: 2SA, 2SB, 2SC și 2SD

Rugăm cititorii noștri să ne scrie sau să ne telefoneze exprimându-se oportunitatea publicării acestor lucrări.

Vă mulțumim

**ÎN CURÂND VA APĂREA  
TEHNIUM SERVICE  
conținând montaje de alarme  
și avertizoare  
pentru locuințe  
și autoturisme**



# CRONOMETRE de LABORATOR

ALEXANDRU ZANCA

Cronometrul este una dintre piesele ce nu trebuie să lipsească din dotarea laboratorului fotografului amator. Acesta trebuie să fie capabil să măsoare, precis și cu bună repetabilitate, timpi cuprinși între 0,5 secunde și câteva zeci de minute, timpi ce sunt necesari la expunerea hîrtiei fotografice, la dezvoltarea hîrtiei sau a filmelor negative și/sau reversibile, sau la fixarea materialelor dezvoltate. Având în vedere varietatea acestor timpi, cel mai adesea avem nevoie de mai multe cronometre și anume: timer-ul pentru expunerea hîrtiei fotografice, timer-ul pentru dezvoltarea hîrtiei expuse și un cronometru necesar la dezvoltarea filmelor negative sau dia precum și pentru măsurarea timpului necesar fixării materialelor dezvoltate.

În cele ce urmează, este prezentat un complet de cronometre care întrunește mai multe tipuri de cronometre, toate cu utilizări în laboratorului foto.

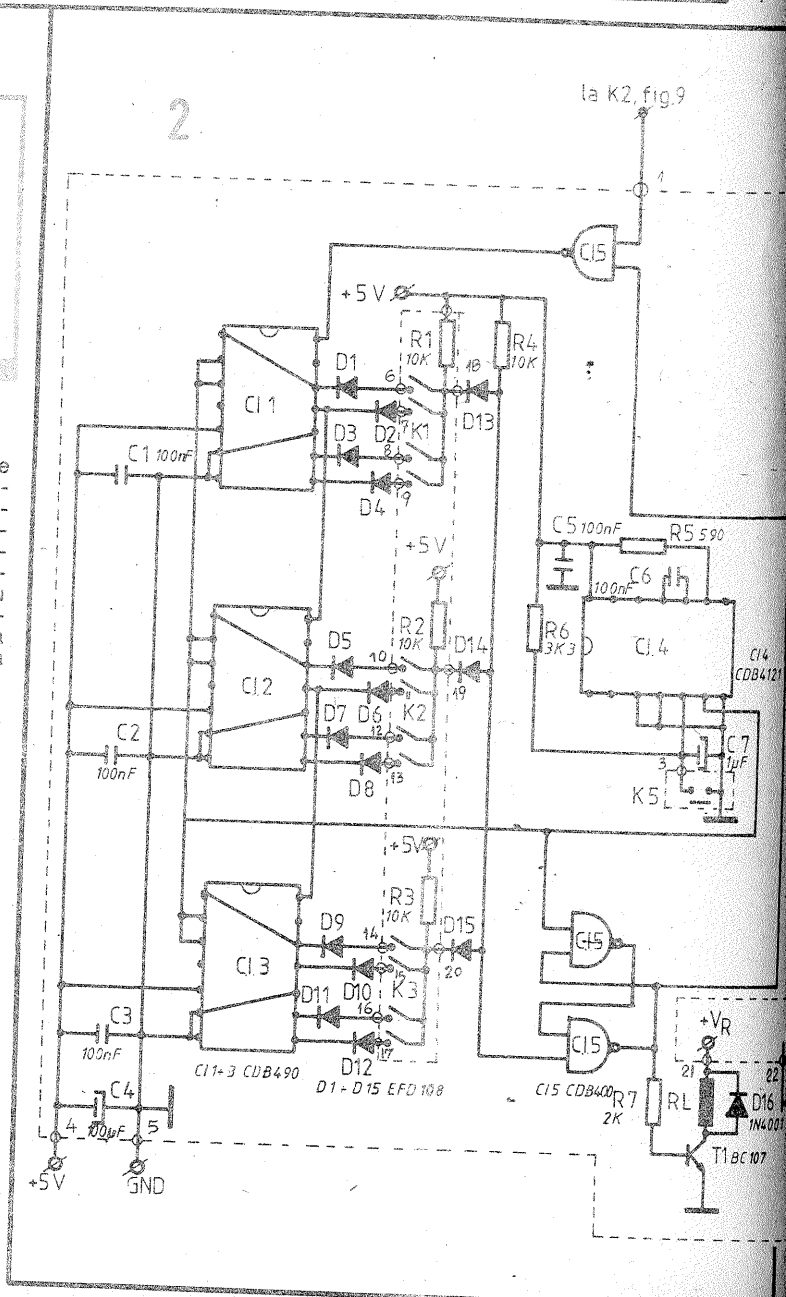
Examinând schema bloc din figura 1, se observă că acest aparat este alcătuit din trei subsansamble principale, și anume: timer-ul pentru expunerea hîrtiei fotografice, ce furnizează timpi de expunere în intervalul 0,1 secunde la 99,9 secunde, în pas 0,1 secunde (fig. 2); cronometrul pentru marcarea timpului de dezvoltare a hîrtiei fotografice, ce măsoară timpi fiși de 30, 60 și 90 secunde și care, la sfârșitul in-

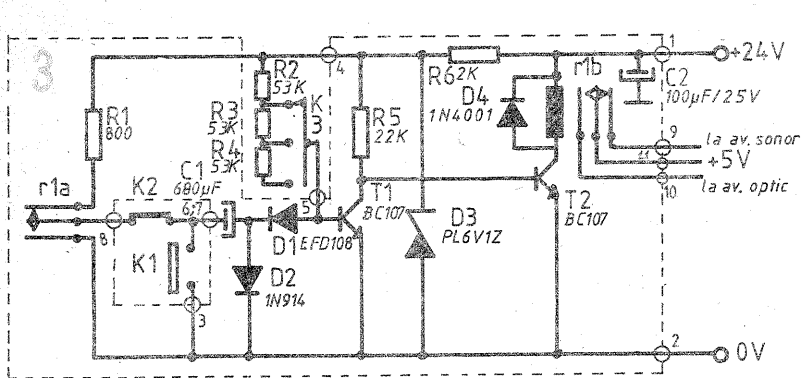
tervalului de timp preselecțat, emite un semnal sonor (fig. 3) și un cronometru digital, cu domeniul de măsură de la 0 la 99 minute și 59 secunde și care emite un semnal sonor la intervale de 6 minute și respectiv 4 minute. Acest cronometru măsoară timpii necesari fixării materialelor fotografice dezvoltate sau a dezvoltării filmelor negative și dia (fig. 9).

Asupra funcționării timer-ului pentru expunerea hîrtiei fotografice (figura 2) nu se va insista, deoarece acesta a fost prezentat în revista TEHNIUM nr. 1/1993. Există unele deosebiri față de schema precedentă, și anume, acela privind oscilatorul bază de timp ce furnizează cei 10 Hz și sistemul de RESET. În cazul de față, această frecvență de 10 Hz, este furnizată la cota 1 de același oscilator, realizat cu circuitul integrat C.I.4, din figura 9, care asigură baza de timp pentru cronometrul digital.

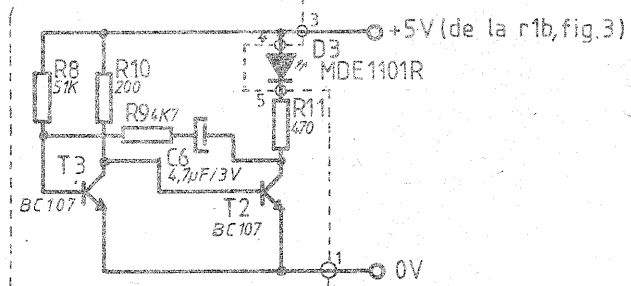
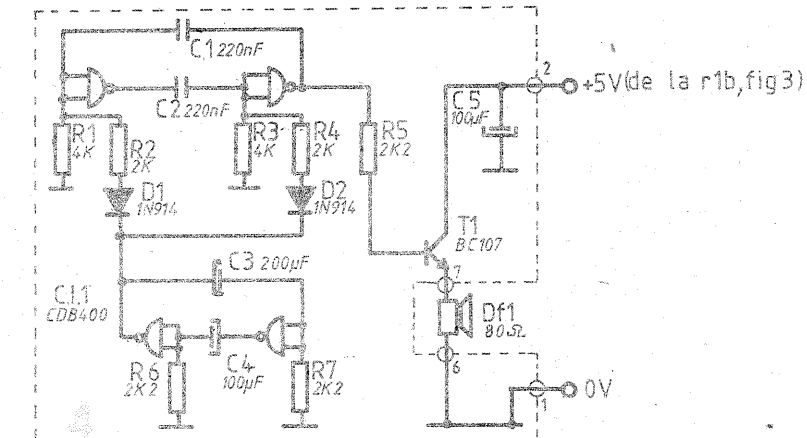
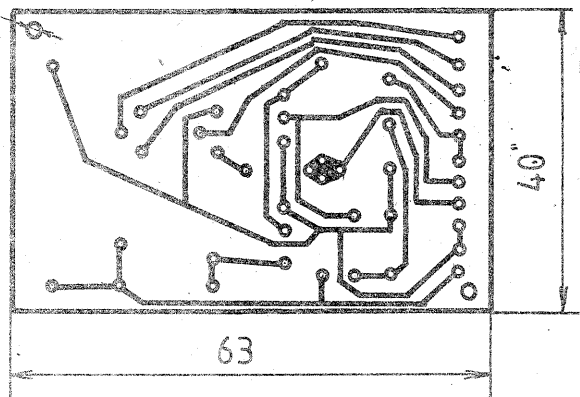
RESET-ul se realizează, în acest caz, prin preluarea unei frecvențe mai mari de la același oscilator, comutarea pe funcția RESET, făcându-se cu ajutorul comutatorului K2 din figura 9.

La realizarea montajului, se va folosi același cablaj ca și în cazul din revista mai sus-menționată, din care lipsesc, însă, componentele necesare realizării oscilatorului bază de timp și se refac traseele corespunzătoare figurii 2.





Ø 2,5  
2 găuri



Funcționarea este simplă: condensatorul C1 se încarcă, prin rezistența R1 și dioda D2, la tensiunea dată de dioda D3. Tranzistorul T1 conduce, fiind polarizat prin grupul de rezistențe R2...R5, în funcție de poziția comutatorului K3, dioda D1 fiind blocată. În acest caz, tranzistorul T2 este blocat, deci releul r1 nu este alimentat, avertizorul acustic fiind în funcțiune. La apăsarea butonului K1, tensiunea de pe condensatorul C1 deblochează dioda D1, tranzistorul T1 se blochează, iar tranzistorul T2 este adus la saturație. Releul r1 este alimentat, deci avertizorul acustic este scos din funcțiune și se activează avertizorul optic, ce indică scurgerea timpului necesar dezvoltării. Condensatorul C1 se descarcă prin grupul de rezistențe R2...R5 (în funcție de poziția lui K3) și dioda D1. Timpul în care se realizează această descărcare depinde de valoarea condensatorului C1 și de mărimea rezistenței selectate de K3. După scurgerea timpului preselectat, releul r1 se eliberează, deci reintră în funcțiune avertizorul acustic.

Pentru anularea unei temporizări deja începute, se apasă pe butonul K2 (care are contacte normal închise).

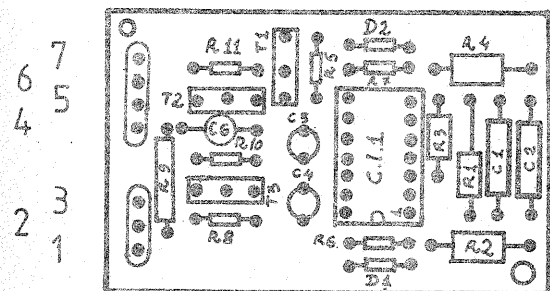
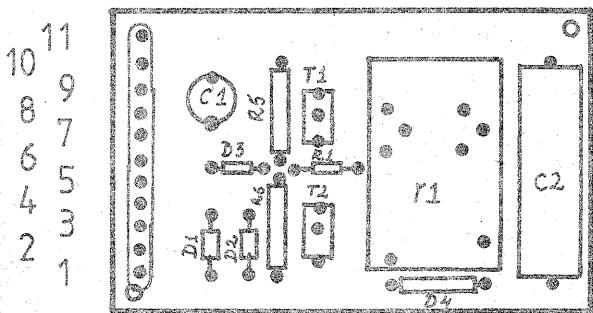
Deoarece durata temporizării nu depinde de timpul cât este apăsat butonul K1, acest tip de releu, prin modificarea valorii condensatorului C1, poate fi folosit atunci când sunt necesare temporizări scurte, ce nu trebuie să fie influențate de timpul cât se ține apăsat butonul de start.

Se pot folosi și relele cu tensiunea de lucru mai mică (dar nu sub 10V) scăzând corespunzător tensiunea de alimentare și modificând valoarea rezistenței R6 la o valoare la care D3 să funcționeze corect sau înserind cu releul o rezistență care să preia diferența de tensiune.

De la contactele releului r1 se alimentează cele două avertizoare, optic și acustic, a căror schemă este prezentată în figura 4. Se observă că avertizorul optic intră în funcțiune la alimentarea releului, deci la apăsarea butonului K1 (fig. 3) și marchează începerea timpului necesar dezvoltării. La trecerea acestui timp, releul este eliberat, intrând în funcțiune avertizorul sonor. Acesta va emite un semnal acustic până la o nouă apăsare pe butonul K1 (fig. 3). Dacă pauza dintre dezvoltări este lungă sau acest temporizator nu este folosit, semnalul devine supărător, acesta putându-se anula prin comutatorul K (fig. 1 și fig. 3); în acest caz, datorită întreruperii legăturii cu butonul K1 (fig. 1 și fig. 3), timer-ul nu mai poate fi acționat decât după cuplarea avertizorului acustic, prin readucerea în poziția inițială a comutatorului K din figura 1.

Cele două montaje, temporizatorului și avertizorului, se realizează pe plăcuțe de sticlătextolit placat cu cupru. În figura 5, este redată dispunerea pieselor, iar în figura 6, cablajul pentru timer. În figurile 7 și 8 sunt date dispunerea componentelor și, respectiv, cablajul pentru avertizorul optic și acustic.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



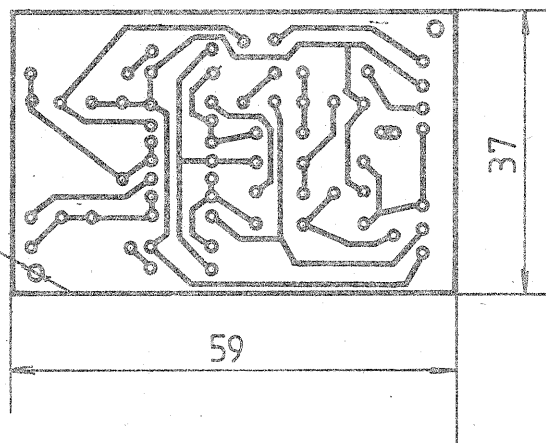
Cel de-al doilea cronometru este realizat cu tranzistorii T1 și T2 și are schema din figura 3. Acesta furnizează un semnal sonor la expirarea timpului preselectat de 30, 60 sau 90 secunde, interval selectat cu ajutorul comutatorului K3 (fig. 3). Aceste intervale de timp pot fi modificate în limite largi, prin schimbarea valorii rezistențelor R2...R5 sau prin schim-

barea valorii condensatorului C1. Se poate extinde numărul de trepte de temporizare, prin înlocuirea comutatorului K3 cu un comutator cu mai multe poziții și conectarea de noi rezistențe de aceeași valoare sau de valori diferite, după necesități. S-au ales aceste intervale de timp, deoarece sunt timpi uzuali la dezvoltarea hârtiei fotografice.

- 1 - + 24 V
- 2 - GND
- 3 - comutator K3
- 4 - comutator K3
- 5 - comutator K3
- 6 - comutator K1
- 7 - comutator K2
- 8 - comutator K2
- 9 - la avertizorul sonor
- 10 - +5V
- 11 - la avertizorul optic

- 1 - GND
- 2 - +5 (av. sonor)
- 3 - +5 (av. optic)
- 4 - LED
- 5 - LED
- 6 - cască
- 7 - cască

Ø 2,5  
2 găuri



# DEPANAREA RECEPTOARELOR T.V. COLOR

Familia de receptoare T.V. color tip TELECOLOR și CROMATIC, asamblate în întreprinderea „Electronica” S.A., pe baza concepției elaborate de firma Stassfurt (din fosta R.D. Germană) cuprinde variantele TELECOLOR 3006, 3007, TELECOLOR 4106, TELECOLOR 4507, TELECOLOR 5601, 5602, 5603, precum și CROMATIC și CROMATIC 02. Variantele TELECOLOR 5601, 5602, 5603, împreună cu TOPCOLOR 5101, reprezintă familia de T.V. color de concepție românească, derivată din receptorul T.V.C. CROMATIC.

Televizorul TOPCOLOR are diagonală ecranului de 51 cm, televizoarele din familia TELECOLOR au diagonală de 56 cm, iar cele din familia CROMATIC de 67 cm.

Vom prezenta, în continuare, toate aceste tipuri de T.V. COLOR.

**TELECOLOR 3006 (3007)**

ing. ȘERBAN NAICU

la aceste televizoare se face doar prin borna de antenă, nefiind prevăzute cu modul audio-video. Un astfel de modul A—V pentru TELECO-

în afara celor patru module deconectabile, blocul de recepție cuprinde:

— ansamblul comutare

vență (heterodinarea) transformă semnalul de radiofrecvență (FIF sau UIF) în semnal de frecvență intermediară (F.I.);

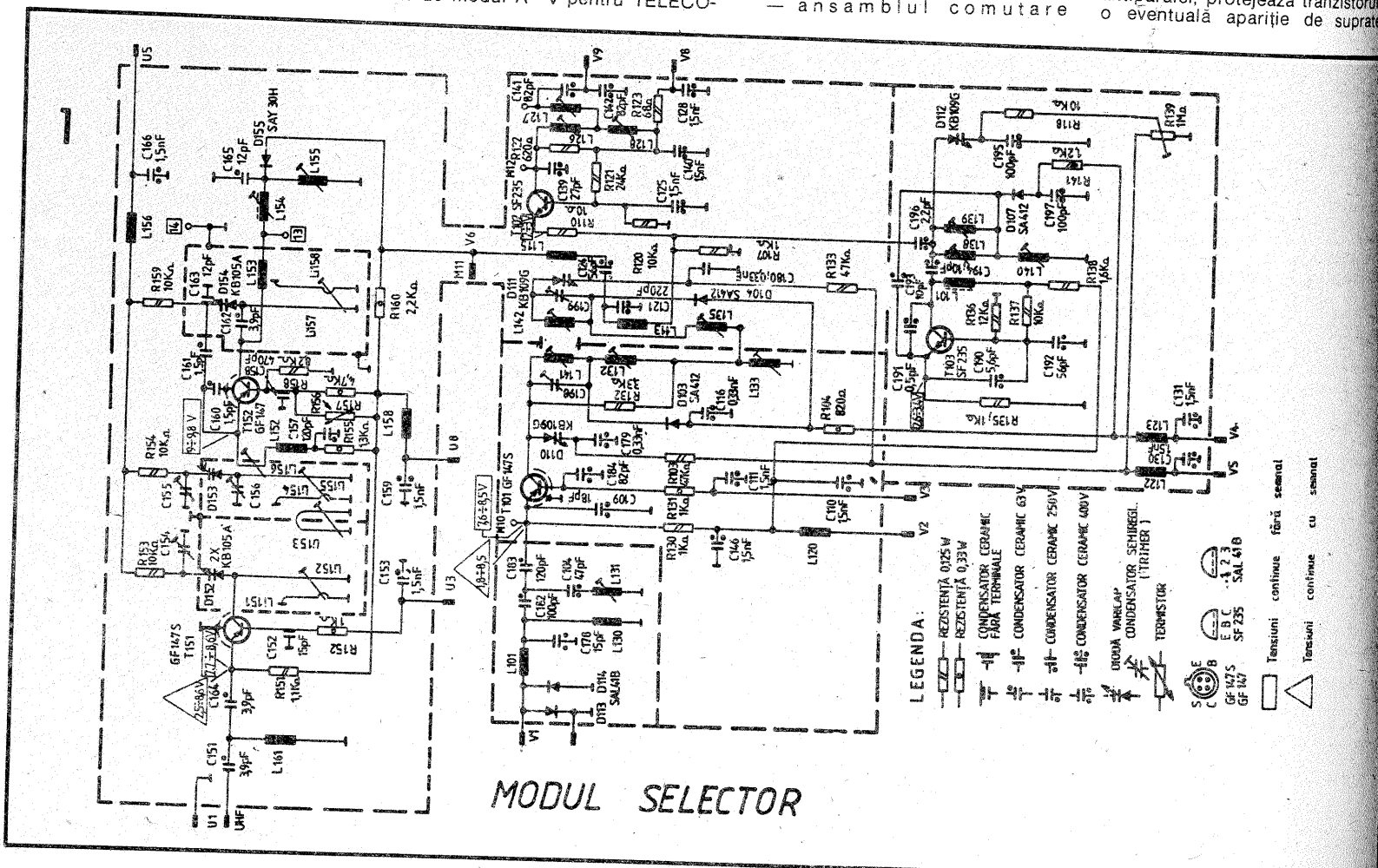
— amplifică semnalul de F.I.;  
— împreună cu ansamblurile de programare și comutare, asigură posibilitatea alegerii canalului dorit;  
— protejează împotriva perturbațiilor radioelectrice;

— asigură reglarea automată amplificării (RAA) lanțului T.V.

## 1. SELECTORUL FIF

Semnalele primite de la antenă pe borna V<sub>1</sub> se aplică pe emitorul tranzistorului T<sub>101</sub> prin intermediul filtrului „trece-jos” L101—C178 și celui „trece-sus” L130—C182 în serie cu C183. Banda de trecere mărimă a acestor filtre e cuprinsă între 49—230 MHz.

Diodele D113 și D114, montate antiparalel, protejează tranzistorul împotriva apariției de supra-



MODUL SELECTOR

Receptoarele de T.V. color din această categorie cuprind două variante între care există foarte mici diferențe. Ambele tipuri de aparate conțin 13 circuite integrate, 64 de diode, un multiplicator (triplor) de tensiune și 47 de tranzistoare (TELECOLOR 3006) respectiv 49 de tranzistoare (TELECOLOR 3007). Minore diferențe apar la nivelul decodorului de culoare, varianta 3007 conținând o plăcuță suplimentară (nr. 74) echipată cu două tranzistoare (T90 și T91).

Schema electrică a acestui T.V.C. a fost publicată în numărul 6/1993 al revistei noastre.

Aceste aparate pot recepționa programe T.V. color emise în sistemul PAL sau SECAM (bisistem), comutarea făcându-se automat, precum și sunetul în ambele standarde (OIRT și CCIR), având a doua frecvență intermediară de 6,5 MHz, respectiv 5,5 MHz.

Consumul mediu de la rețeaua de c.a. 220V/50 Hz este de 98W.

Conectarea unui videocasetofon

LOR 3007 a fost prezentat în revista noastră numărul 8/1992.

Receptoarele T.V. pot recepționa benzile I—V (canalele 1—65), fiind prevăzute cu selector FIF—UIF.

Prezintă ieșire pentru cască (tip DIN, min. 200 Ω) și pentru magnetofon (47 kΩ, min 100 mVef).

După cum se poate observa și pe schema electrică a T.V., se pot distinge trei blocuri mari funcționale:

— bloc recepție (P23291—000, respectiv 72.51.02.10.00);

— șasiu—bază (P11665—020, respectiv 12.03.10—2100);

— bloc alimentare (P23290—010, respectiv 12.03.00.94.00).

### BLOCUL DE RECEPȚIE

Cuprinde patru module deconectabile:

— modulul selector (45.01.07—00.00);

— modulul 32 A.F.I.C.C. (49.12.01—00.00);

— modulul 37 sunet (P37.133—010);

— modulul 35 C.A.F. (72.50.04—20.00).

(72.50.06.03.00);

— ansamblul programator (72.51.01—4500);

— placa de conectare, care conține întrerupătorul pentru difuzor, mufele pentru casca audio și magnetofon;

— potențioarele de volum, ton, contrast și saturație.

Pe blocul de recepție se află amplasate și alte componente și circuite de legătură.

Blocul este amplasat în T.V. în poziție verticală.

### MODULUL SELECTOR (fig. 1)

Cuprinde atât selectorul FIF cât și selectorul UIF.

Este de tip superheterodină, primind la intrare semnalul captat de antenă.

Îndeplinește următoarele funcțiuni importante:

— asigură adaptarea impedanței între antenă și intrarea receptorului T.V. (75Ω);

— amplifică semnalul de FIF sau UIF primit la intrarea de antenă;

— efectuează schimbarea de frec-

vență periculoase provenite de la antenă sau de la tubul cinescop.

Circuitul serie C104, L131, rejecțiază semnalele de F.I. cu o atenuare de cca 40 dB.

Tranzistorul T101 constituie amplificatorul de FIF fiind un tranzistor pnp cu germaniu, de tip GP147S, în montaj BC (bază comună). Condensatorul C184 decuplează baza la masă. Emitorul tranzistorului este polarizat de la borna V<sub>2</sub> (cu 12,5 V) prin L120 și R130. Baza primește tensiunea de comandă RAA de la borna V<sub>3</sub>, prin intermediul rezistorului R131, decuplat cu C111 la masă. Colectorul tranzistorului este conectat la masă prin bobinele L141, L132 și L133.

Condensatoarele C110 și C146 au rol de filtrați și de decuplare, iar C109 are rol de antioscilație, scăzând nivelul semnalului aplicat la intrarea tranzistorului.

Amplificatorul FIF are ca sarcină un filtru de bandă acordabil, realizat cu circuite cuplate.

Primarul filtrului constă din dioda

varicap D110 (decuplată la masă prin C179, de valoare ridicată) în paralel cu inductanța de acord.

Diodele varicap au rolul condensatoarelor de acord, D110 având asigurată variația capacității prin variația tensiunii de comandă aplicată prin R103 și L122 de la borna V<sub>5</sub>. Condensatorul C130 asigură filtrarea tensiunii de comandă de componente de FIF. La borna V<sub>5</sub> se aplică tensiunea culesă de pe rezistorul R2591 situat în emitorul tranzistorului T2591 (repetor pe emitor). În colectorul tranzistorului se aplică 33 V, iar pe baza acestuia tensiunea de la borna 160 a tasterului, respectiv tensiunea de comandă a diodelor varicap (considerând modulul CAF scos din funcțiune).

Condensatoarele C2596 și C2197 au rolul de filtrați.

Inductanța de acord este comutabilă pe cele două benzi, cu ajutorul diodei D103. Funcționarea este următoarea: când se aplică tensiune pozitivă la borna V<sub>4</sub> (la recepția unui canal din banda III) prin L123, R104, D103, L132 și L133 ia naștere un curent de cca. 5mA care determină deschiderea diodei. În acest caz, prin C116 și D103 punctul dintre inductanțele L141 și L132 se află pus la masă. Inductanța de acord va consta doar din L141. Dacă se recepționează un canal din benzile 1 sau 2, la borna V<sub>4</sub> nu se va aplica tensiune pozitivă, dioda D103 va fi blocată, iar inductanța de acord va consta, în acest caz, din L141 în serie cu L132 și L133.

Trimerul C198 folosește la alinierea benzii III, iar R132 amortizează circuitul în benzile I—II.

Secundarul filtrului de bandă este realizat similar cu primarul. Astfel, capacitatea de acord o constituie dioda varicap D111, decuplată cu C180 (de valoare ridicată). Tensiunea de comandă a varicapului este preluată tot de la borna V<sub>5</sub> prin L122 și R133.

În banda III inductanța este constituită din L142 pusă la masă prin D104 (deschisă de tensiunea de la borna V<sub>4</sub>) și C116. În benzile I—II (dioda D108 fiind blocată) inductanța de acord crește prin inserierea la L142 a bobinelor L135 și L133.

În banda III cuplajul între primar și secundar este realizat prin inductanța mutuală între L141 și L142, iar în benzile I—II cuplajul mutual i se adaugă un cuplaj inductiv „în picior” constituit din L133 (comună primarului și secundarului).

Semnalul de FIF se culege de la ieșirea filtrului de bandă prin intermediul bobinei terțiare L113, strâns cuplată cu L142 (în banda III), cât și cu L135 (în benzile I—II) și prin intermediul rezistorului R110 (10Ω) se aplică etajului mixer realizat cu T102, pe emitor.

Tranzistorul T103, cu siliciu, npn, de tip SF235 în montaj BC (bază comună) constituie etajul oscilator local. Condensatorul C192 decuplează baza în domeniul FIF. Polarizarea colectorului este realizată de la borna V<sub>2</sub> prin L120, R138, L101. Baza este polarizată în c.c. prin divizorul rezistiv R137—R136, iar emitorul de tensiunea care apare pe R135 datorită trecerii curentului de emitor.

Oscilatorul este de tip Colpitts, având circuitul acordat format din capacitatea diodei varicap D112, în paralel cu inductanțele L138 și L139 (pe banda III) puse la masă prin dioda de comutare D107 și C197. Dioda este deschisă de către tensiunea pozitivă de la borna V<sub>4</sub>, care prin L123, R141, D107 și L140 creează un curent de cca 9 mA. La recepția în benzile I—III dioda D107 este blocată, iar inductanța de acord crește prin inserierea cu L140.

Pentru asigurarea reacției pozitive se utilizează divizorul capacitiv C190, C191. În benzile I—III (când D107 este blocată) reacția este mărită prin C193.

Semnalul obținut de la oscilatorul local se aplică prin C196 și R110 pe

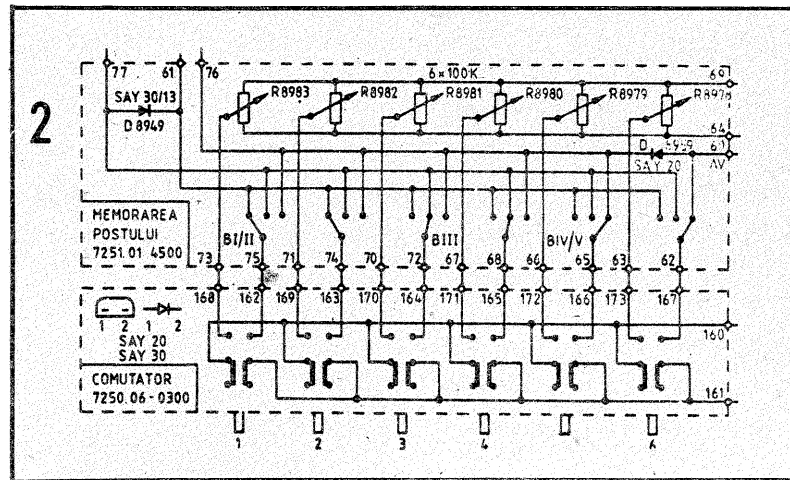
emitorul lui T102 (etajul de amestec-  
tec).

Etajul de amestec este realizat cu același tip de tranzistor ca cel din oscilator, în montaj BC. Condensatorul C125 realizează decuplarea bazei la masă. Polarizarea colectorului în c.c. se face de la borna V<sub>3</sub> prin R123, L128 și L126, baza este polarizată

este decuplată la masă (în domeniul UIF) prin C152.

Polarizarea emitorului în c.c. se face de la U<sub>3</sub> prin L158 și R151, iar baza prin R152 de la U<sub>3</sub> unde se aplică tensiunea de RAA. Colectorul este legat la masă prin linia L152.

Amplificatorul de UIF are ca sar-



# Starea de STAND-BY în receptoarele moderne de T.V. în culori

ing. MIHAIL SILIȘTEANU

## (URMARE DIN NR. TRECUT)

Tensiunea din terminalul 41 se aplică prin R756 în baza tranzistorului Q704 de tip KTC 1815, determinându-l să intre în saturație. Intrarea în saturație a tranzistorului Q704 este favorizată de faptul că în colector primește o parte din tensiunea de 12V (STD 12V) prin R761. Tensiunea de 12V este provenită din redresarea cu dioda D801S de tip VR10J, a unei tensiuni sub formă de impuls, furnizată de terminalul 12 al

tensiunii de 12V. Ambele tensiuni rezultă din alimentatorul în comutație. Rămâne de asemenea în funcție etajul de ieșire al tensiunii de comandă a driverului, care se află în componența CI-401.

Prin faptul că tranzistorul Q713 se află în conducție, tensiunea STD 12V se aplică în valoare redusă la terminalul 2 al CI-401, reușind să alimenteze etajul de ieșire mai sus amintit.

Tranzistorul Q714 primește în emitor o parte din tensiunea ST5V și în bază o parte din tensiunea

Curentul de colector al acestui tranzistor se închide prin bobina releului RL801, determinând închiderea contactului. Prin închiderea contactului tensiunea în impuls din terminalul 17 al trafo chopper se aplică diodei D803S spre redresare. Tensiunea redresată (+118V) alimentează etajul final de linie, punându-l în funcțiune. Tensiunea de start pentru etajul de comandă al driverului (terminalul 2 al CI-401) se obține, datorită faptului că tranzistorul Q713 se află în conducție. În aceste condiții baleajul de linie funcționează și trafo de

determină conducția lui Q706, aducându-l în starea de saturație. Tensiunea din terminalul 41 al microprocesorului devine zero și rămâne la această valoare.

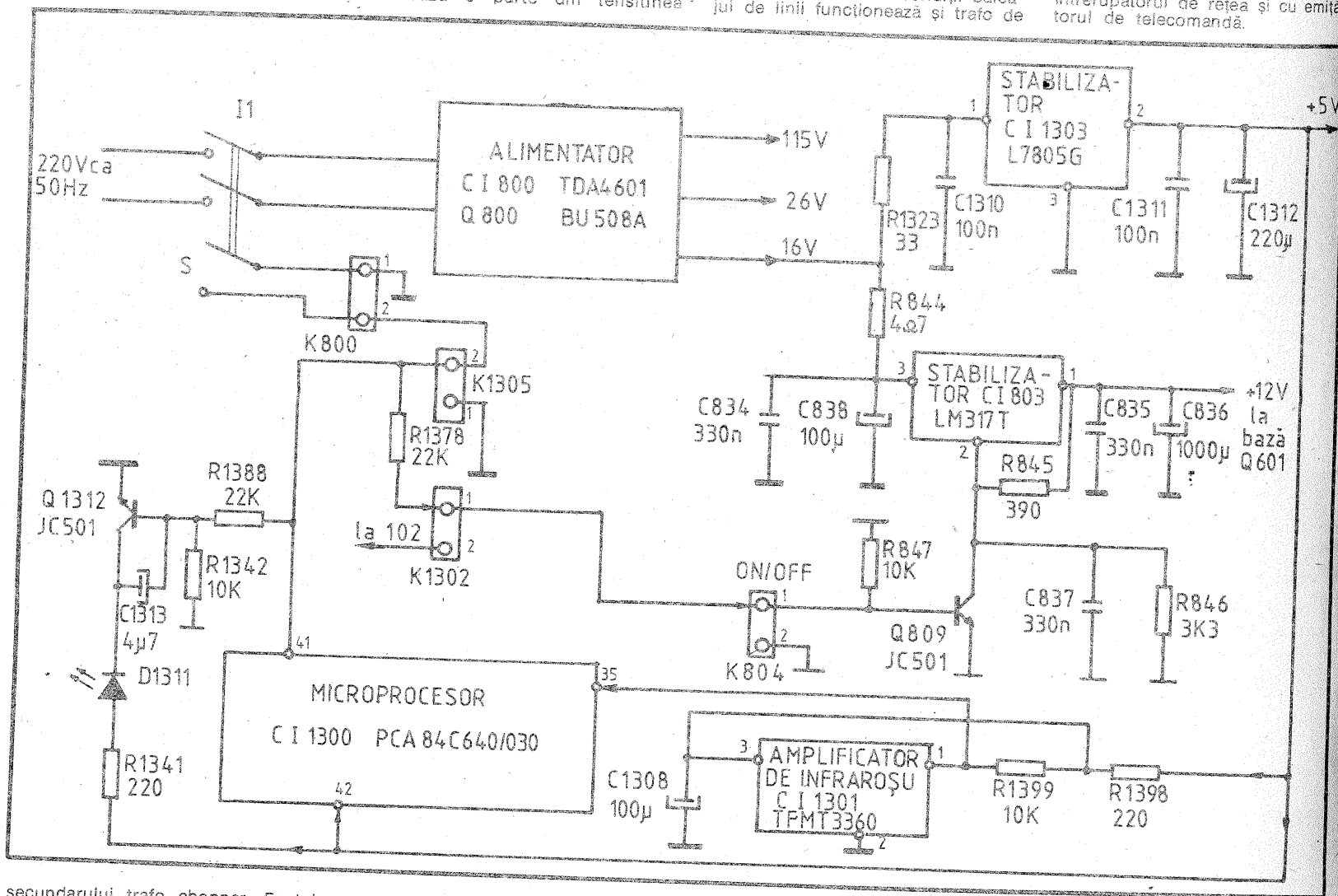
Contactul de ștergere dispăre, condensatorul C715 se descarcă, tranzistorul Q706 se blochează, dar tensiunea din terminalul 41 rămâne nulă. Situația devine identică cu cea din cazul în care pornirea TVC s-a făcut cu emițătorul de telecomandă.

În schema din fig. 3, se mai remarcă faptul că tranzistorul Q706 prin starea lui permanentă de conducție și prin prezența diodei Zener ZD701 de 5,6V în bază, reduce tensiunea de 12V la valoarea de 5V. Această tensiune de 5V (ST5V) obținută în emitor, alimentează microprocesorul în terminalul 42.

### 3. Generarea stării de STAND-BY în TVC de tip NEI-INDIANA

Televizoarele din familia NEI au la baza construcției două tipuri de șasi: INDIANA 100 și INDIANA 200.

La ambele tipuri de șasi, starea de STAND-BY se poate asigura cu întrerupătorul de rețea și cu emițătorul de telecomandă.



secundarului trafo chopper. Faptul că tranzistorul Q704 se află în saturație, înseamnă că potențialul colectorului este aproximativ egal cu al emițătorului, adică apropiat de zero. Potențialul colectorului Q704 se transmite în baza tranzistorului Q801S, blocându-l. Curentul care circulă prin Q801S se întrerupe, releul RL801 se deschide, tensiunea în impuls de la terminalul 17 al trafo chopper nu se mai aplică spre redresare diodei D803S de tip RGP15J și astfel tensiunea din TPG de 118V dispăre. Dispariția tensiunii B+ de 118V determină blocarea etajului final de linie. Succesiv devin nule tensiunile obținute din transformatorul de linie. Rămân în funcție etajele alimentate de tensiunea de 19V și cea de 5V, provenită prin reducerea

STD12V. Cum tensiunea din bază este mai mică ca cea din colector, tranzistorul Q714 devine conductibil. Curentul de colector al acestuia se închide la masă prin dioda LD701, care se luminează, indicând prin aceasta starea de STAND-BY.

**Pornirea televizorului din starea de STAND-BY se face prin acționarea uneia dintre tastele emițătorului, numerotate de la 0 la 9. La apăsarea tastei tensiunea din terminalul 41 al microprocesorului devine zero volți.**

În această situație, tranzistorul Q704 se blochează. Tensiunea STD12V se divizează pe rezistențele R761, R802S și R804S, astfel încât tensiunea din baza tranzistorului Q801S să fie suficientă pentru a determina intrarea în conducție a tranzistorului Q801S.

linii furnizează restul de tensiuni necesare funcționării TVC.

Tranzistorul Q714 se blochează deoarece tensiunea din bază devine mai mare ca cea din emitor. Dioda luminescentă LD701 se stinge, indicând faptul că televizorul este pus în funcțiune.

**Pornirea TVC se poate face și cu întrerupătorul de rețea.** La închiderea întrerupătorului de rețea SW851, contactul suplimentar „de ștergere” de pe întrerupător se menține închis pentru o perioadă scurtă de timp.

În această perioadă scurtă de timp, curentul produs de sursa STD 12V încarcă condensatorul C715. Tensiunea ST5V aplicată prin R757 în colectorul tranzistorului Q706 și tensiunea de pe condensatorul C715, aplicată prin R762 în bază,

Etajul comandat este driverul pe orizontală, iar rolul întrerupătorului I<sub>2</sub> (vezi fig. 1) este asigurat de un circuit integrat stabilizator al tensiunii de 12V.

Acest circuit întrerupe tensiunea de alimentare a etajelor de semnal mic și în special a oscilatorului și driverului pe orizontală. Driverul nefiind alimentat, nu furnizează semnal de comandă etajului final linie și acesta nu funcționează, chiar dacă primește tensiune de alimentare.

Pentru exemplificare se alege modelul „Indiana 2044R”, echipat cu șasiul Indiana 200.

Schema de principiu a unei părți din schema bloc, dată în fig. 1, este reprezentată în fig. 4.

Trecerea televizorului din poziția de repaos în starea de STAND-BY

are loc după următorul mecanism. Se conectează televizorul la rețea. Se apasă întrerupătorul de rețea I<sub>1</sub>, fără reținere. Alimentatorul intră în funcțiune și livrează la ieșire tensiunile de 16V, 26V și 115V. Tensiunea de 16 V este redusă de R1323 și stabilizată la valoarea de 5V de către CI-1303 de tip L7805G. Tensiunea de 5V alimentează microprocesorul PCA84C640/030 la terminalul 42. În momentul alimentării, la terminalul 41 al CI-1300 apare o tensiune de 4-5V. În această situație baza tranzistorului Q809 de tip JC501 este polarizată puternic. Terminalul 2 al CI-803 se află la un potențial de cca 1,5V. Acest potențial se transferă în colectorul tranzistorului Q809, determinând intrarea acestuia în saturație. Terminalul 1 al CI-803 se află la un potențial apropiat de al masei, fapt care determină întreruperea funcționării stabilizatorului de 12V. Starea de STAND-BY este semnalată de aprinderea unui LED notat cu D1311. Tranzistorul Q1312 de tip JC501 este polarizat puternic în bază, iar în colector primește tensiunea de 5 V. În aceste condiții tranzistorul intră în saturație, curentul de emitor circulă prin dioda luminescentă, determinând astfel lumina acesteia.

**Punerea în funcțiune a TVC din starea de STAND-BY se poate face, fie cu întrerupătorul de rețea, fie cu emițătorul de telecomandă.** Prin menținerea apăsată a tastei de rețea, cel de-al treilea contact S al întrerupătorului I<sub>1</sub> se conectează la masă. Tensiunea din terminalul 41 al CI-1300 devine nulă. Deși contactul S se menține conectat la masă circa 20 μs, tensiunea din terminalul 41 rămâne în continuare nulă, aceasta fiind determinată de circuitele microprocesorului.

Tensiunea nulă din terminalul 41 determină blocarea tranzistorului Q809.

Colectorul acestuia capătă potențialul terminalului 1 al stabilizatorului. Tranzistorul Q809 fiind blocat,

terminalul 1 are potențial ridicat și apropiat de terminalul 2. Terminalul 2 are în această situație potențialul egal cu 12V. Tensiunea de 12V alimentează etajele de semnal mic și driverul. Etajul final intră în funcțiune, iar tensiunile furnizate de trafo linii alimentează restul etajelor din TVC, punându-l astfel în funcțiune.

**Punerea în funcțiune cu ajutorul emițătorului de telecomandă se produce după un mecanism similar.** Se apasă una din tastele de program (de la 0 la 9). Comanda se transmite prin amplificatorul de infraroșu echipat cu CI-1301 de tip TEMT 3360, la terminalul 35 al microprocesorului. La primirea acestei comenzi, tensiunea de 5V din terminalul 41 al CI se anulează. Procesul se desfășoară în continuare ca în cazul descris anterior.

**Revenirea la starea de STAND-BY din starea de funcționare se realizează numai cu ajutorul emițătorului de telecomandă.** Prin acționarea tastei „ÎNTRERUPERE ALIMENTARE” de pe panoul emițătorului, microprocesorul primește o comandă la terminalul 12, care modifică tensiunea din terminalul 41 din zero în 5V.

La apariția acestei tensiuni, Q809 intră în saturație, CI-803 se întrerupe, iar televizorul iese din funcțiune.

**4. Generarea stării de STAND-BY în TVC PRIMA și MEC.**

Există o gamă variată de TV în culori moderne care realizează starea de STAND-BY prin scoaterea din funcție a alimentatorului. Printre acestea se află și modelele de TVC: JEC, ETRON, BAIHUA, PRIMA și MEC.

Etajul comandat este alimentatorul, iar rolul întrerupătorului I<sub>2</sub> (vezi fig. 1) este asigurat de un relee.

Pentru exemplificare se vor alege modelele PRIMA și MEC, care au aceeași schemă electrică, diferența constând în modul de prezentare.

Schema electrică de principiu, reprezentând o parte a schemei bloc

din fig. 1, este dată în fig. 5. Această schemă, față de schemele din fig. 3 și 4, și față chiar de marea majoritate a schemelor de TVC, prevăzute cu stare de STAND-BY, diferă prin:

- lipsa întrerupătorului de rețea;
- terminalul microprocesorului, conectat la circuitul de STAND-BY, trece în starea „1” logic (5V), atunci când televizorul se află în funcțiune;
- aprinderea LED-ului roșu semnalează starea de funcționare a TVC.

Starea de STAND-BY se obține în două moduri:

- conectarea TVC la rețeaua de c.a.;
- acționarea tastei de STAND-BY existentă pe emițătorul de telecomandă, în momentul când TVC se află în funcțiune.

La simpla conectare la rețea a TVC, curentul de rețea circulă prin primarul transformatorului T801. Tensiunea indusă în secundar este redresată de puntea, formată cu 4 diode de tip 1N4004, obținându-se la bornele condensatorului electrolitic o tensiune continuă de cca 14V. Cu această tensiune se alimentează colectorul tranzistorului Q801 de tip D400E și se polarizează baza aceluiasi tranzistor. Tensiunea din bază este stabilizată la 5,6V de către dioda Zener D864. Tranzistorul Q801 conduce, iar tensiunea din emitor de 5V alimentează microprocesorul la terminalul 42, preamplificatorul de infraroșu, dioda LED903 și alte câteva circuite. La alimentarea microprocesorului tensiunea din terminalul 8 devine nulă, adică „0” logic.

Datorită lipsei de tensiune din terminalul 8, tranzistoarele Q802 de tip D400E și Q913 de tip C1815Y rămân blocate.

Deoarece prin bobina releului RL501 nu trece curent, contactul releului rămâne deschis, puntea redresoare, formată din 4 diode de tip TVR — 4J, nu primește tensiune alternativă, alimentatorul nu funcționează și în final, TVC nefiind ali-

mentat, rămâne în stare de STAND-BY.

Prin dioda LED903 nu circulă curent, din cauză că tranzistorul Q913 este blocat și ca atare nu se aprinde.

**Punerea în funcțiune a TVC din starea de STAND-BY se realizează fie cu o tastă anume a receptorului, fie prin acționarea uneia dintre tastele emițătorului de telecomandă, numerotate de la 0 la 9.**

La apăsarea tastei receptorului, acesta revine pe programul pe care a funcționat ultima oară, înainte de a trece în STAND-BY.

La apăsarea oricăreia dintre tastele menționate, microprocesorul primește o comandă, care modifică starea terminalului 8 de la „0” logic la „1” logic.

Tensiunea de cca 5V din terminalul 8 al CI-903 deschide tranzistoarele Q802 și Q913, aducându-le în regim de saturație. Curentul de emitor al tranzistorului Q802 circulă prin bobina releului RL501, închizând contactul acestuia. Prin închiderea contactului tensiunea de rețea se aplică redresorului și apoi alimentatorului propriu-zis.

La ieșirea alimentatorului se obțin tensiunile de 18V și 110V, cu care se alimentează restul etajelor TVC.

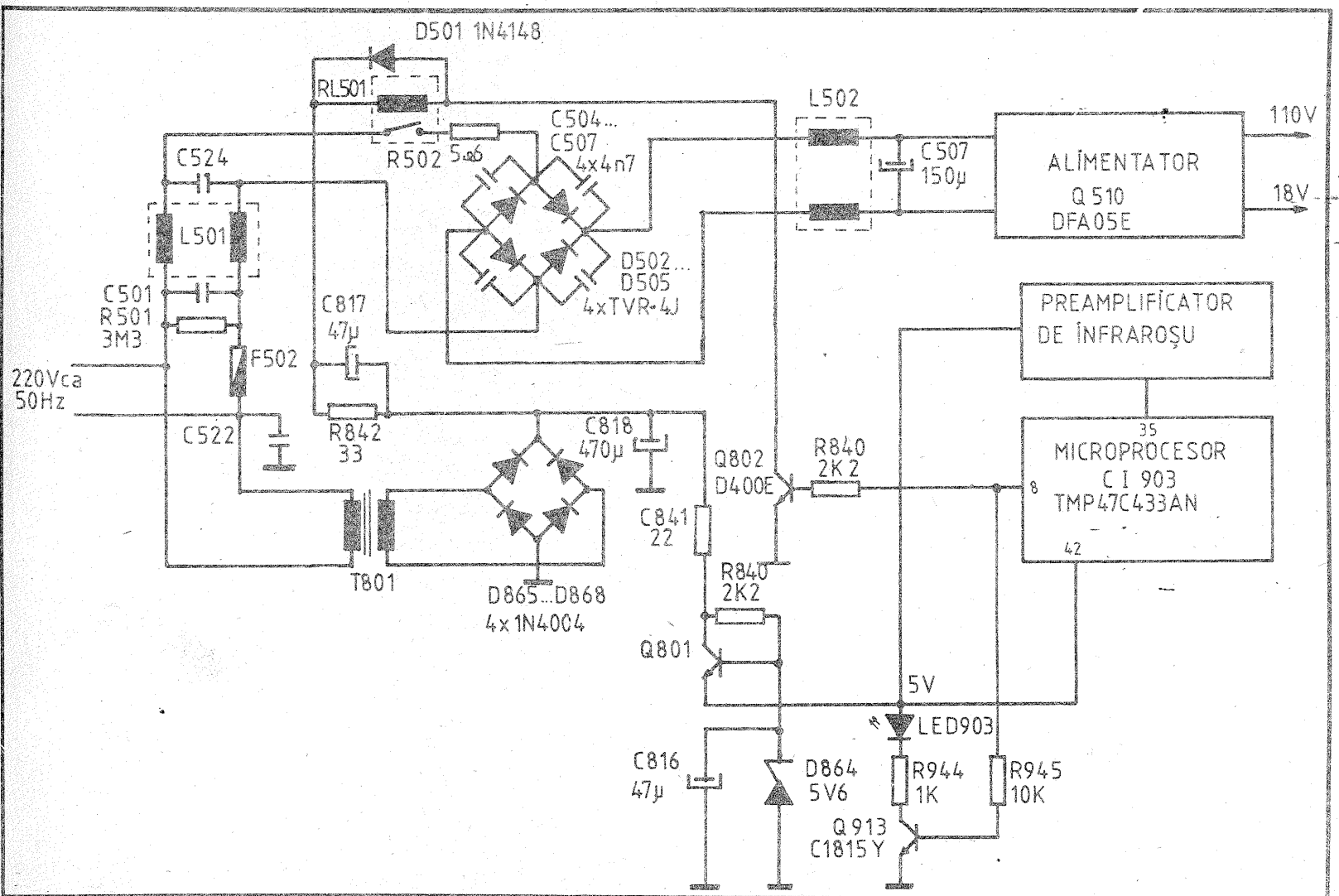
Tranzistorul Q913 fiind în saturație, curentul de emitor al acestuia circulă prin LED903, iluminând-o.

Deci, aprinderea LED-ului semnalează starea de funcționare a TVC.

**Revenirea la starea de STAND-BY se realizează prin acționarea unei taste anume a emițătorului de telecomandă.**

La apăsarea tastei, microprocesorul primește o comandă la terminalul 35 prin intermediul preamplificatorului de infraroșu. Starea terminalului 8 devine „0” logic, iar cele două tranzistoare Q802 și Q913 se blochează.

Blocarea tranzistorului Q802 determină întreruperea contactului releului RL501, întreruperea alimentării TVC și în final scoaterea din funcțiune a televizorului.





Invers, un cuart de 9 MHz, în schema noastră, poate oscila pe 9 MHz (dacă  $f_{LC} = fs$ ), sau 27 MHz (dacă  $f_{LC} = 3 fs$ ).

Bobina L1 are 8 spire cu sârmă cu  $\varnothing 0,2$  mm bobinate spiră lângă spiră pe o carcasă cu  $\varnothing 6$  mm de tipul utilizat în receptoarele TV românești (tipul fără carcasă dar cu miez de ferită). Cuarțul oscilează practic pe toată plaja de reglaj a bobinei, cu valorile indicate pe schemă; dacă frecvența variază masiv cu poziția miezului, înseamnă că nu este îndeplinită condiția  $f_{LC} \approx 3 fs$  și că frecvența este practic  $f_{LC}$ , ceea ce nu este de dorit.

Tensiunea de ieșire se culege din emitorul tranzistorului T1. Dacă se dispune de un receptor de radiodifuziune prevăzut cu posibilitatea de a recepționa banda de radiodifuziune de 11 m, atunci oscilatorul convertorului poate fi „auzit” ca o purtătoare puternică, nemodulată, direct în receptor. Pe frecvența 8,867 și pe armonica a doua a acesteia nu trebuie să se „audă” nimic. Dacă se „aude” și aici, înseamnă că schema oscilează pe fs, circuitul L1C1C2 fiind inefficient. La o reali-

mai mică decât a semnalului. În acest mod, se recepționează porțiunea din gama C.C.I.R. cuprinsă între 91,6 și 99,6 MHz, dacă receptorul recepționează 65—73 MHz.

Utilizând un cuart de 10,7 MHz (ușor de procurat), se poate recepționa aproximativ între 97 și 105 MHz, reducându-se numărul de spire al bobinei L1 (cu o spiră sau două). În orice variantă, acoperirea nu poate depăși 8 MHz (de pe scala receptorului de bază).

Știind, deci, că modul de lucru corect al convertorului este  $fs - fh = fi$  (adică 65—73 MHz), să vedem ce interferențe pot produce alte semnale ce ar pătrunde la intrarea mixerului convertorului. Principalul „ne-caz” este dat de semnalele fi, adică chiar de semnalele stațiilor puternice din gama O.I.R.T. La receptoarele clasice, cu frecvență intermediară fixă, acest gen de interferență (produs de un semnal perturbator exterior având frecvența fi) este atenuat, în afară de circuitul de intrare, și de un circuit suplimentar rejektor montat la intrare și acordat pe fi. Întrucât fi este variabil, această soluție nu mai este practicabilă, iar circuitul

receptorului se condiționează să nu se suprapună, ci să se „țeasă” pe scală. Firește, dacă tot ansamblul convertor-linie-receptor este ecranat, semnalele O.I.R.T. nu pot pătrunde decât atenuate pe la intrarea convertorului.

Datorită modului de lucru infradină, combinația „image” de tip  $fh - fs = fi$  nu mai există întrucât  $fh < fi$ . Merită însă analizată combinația  $fh + fs'$  (tot de ordinul doi), precum și combinațiile date de armonica a doua (52,2 MHz) sau a treia (78,3 MHz) ale oscilatorului local al convertorului. Prima combinație corespunde gamei 38,9...46,9 MHz, unde nu există stații puternice și care este „departe” de frecvența recepționată (gama C.C.I.R.). Într-adevăr  $(38,9 - 46,9) + 261 = 65 - 73$  MHz.

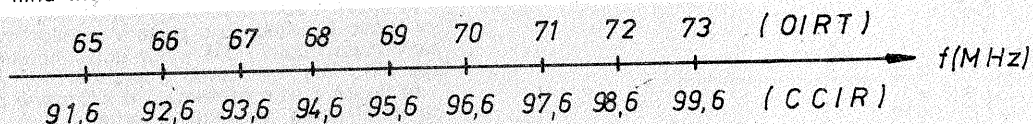
Combinația  $2fh + fs' = fi$  corespunde unor semnale perturbatoare din gama US (12,8—20,8 MHz), iar combinația  $fs' - 2fh = fi$  unor semnale din gama 117,2—125,2 MHz. Ultima combinație reprezintă o posibilitate reală de interferență, fiind aproape de gama recepționată (C.C.I.R.) dar în acest interval nu

de circa 7...10 MHz, fiind amortizat de rezistența R de 470...620Ω. Acordul lui nu este critic; bobina L2 nu a avut miez de ferită și acordul s-a făcut cu ... letconul, schimbând condensatorul C2. Firește o soluție mai elegantă era utilizarea unui trimer. Bobina L2 a avut 5 spire cu  $\varnothing 0,5$  mm bobinate cu pas pe o carcasă cu  $\varnothing 9$  mm pe o lungime  $L = 7$  mm. Înfășurarea L3 a avut 2 spire (spiră lângă spiră) bobinate la capătul „rece” al bobinei L2 (cel decuplat la masă) la o distanță de 2 mm.

Receptorul utilizat are intrare simetrică de 240Ω, iar linia de interconectare este de tip bifilar cu dielectric solid. Imediat lângă înfășurarea L2, s-a conectat un atenuator simetric, format din rezistențele R1R2, de 6dB, pentru a separa circuitul de ieșire al convertorului de circuitul de intrare al receptorului, pentru a reduce „influența” între cele două circuite și a le menține la parametrii proiectați. Oricum, convertorul conferă un câștig de circa 10 dB.

Pe schemă s-au indicat tensiunile continue în emitoarele tranzistoarelor, în cazul alimentării cu 9 V. Aceste valori sunt orientative. Consumul total este ceva mai mic de 4 mA.

Montajul trebuie realizat pe circuit imprimat, compartimentând cele două etaje, pentru a se evita cuplajul magnetic între cele două bobine. Deci, se va realiza din tablă o „cutie” compartimentată în două, utilizând tehnologia de la amplificatoarele de antenă TV. Se va evita amplasarea bobinelor mai aproape de 1,5...2 cm de ecrane. Toate condensatoarele de decuplare vor fi de tip plachetă ceramică, iar condensatoarele C1, C2, C3 și C4, de tipul disc ceramic (de circuit). În figura 2 este prezentată poziția stațiilor în gama C.C.I.R. recepționate cu ajutorul convertorului pe scala receptorului O.I.R.T. Dacă acesta din urmă nu are intrare pentru 240Ω, ci este prevăzută cu antenă telescopică încorporată, convertorul se va cupla la receptor legând borna (a') la masa convertorului, iar (a) printr-un fir izolat se va apropia de antena receptorului, eventual răsucindu-se o dată pe aceasta. Firul fiind izolat, se va realiza un surrogat de cuplaj capacitiv.



zare corectă, fenomenele nedorite descrise mai sus nu apar și totul „merge dintr-un foc”; dar dacă o componentă este defectă sau inadecvată, defectul poate fi găsit și eliminat pe baza celor descrise mai sus.

Convertorul realizează o schimbare de frecvență de tip „infradină”, adică oscilatorului este de frecvență

de intrare neacordabil de bandă largă „face ce poate”, producând o anumită atenuare. Dar, în realitate, semnalele stațiilor O.I.R.T. pătrund și direct în receptor, ca antenă servind linia de interconectare receptor-convertor, care nu este perfect simetrică. Așa că trebuie acceptată „coabitarea” stațiilor C.C.I.R. „convertite” cu stațiile O.I.R.T. pe scala

sunt stații de radiodifuziune. În fine, combinația  $2fh - fs' = fi$  nu apare ca o sursă de interferență întrucât  $2fh < fi$ . Cititorul poate studia și posibilitatea ca să apară interferențe din combinații de tipul  $3fh - fs' = fi$  sau  $fs' - 3fh = fi$ .

Revenind la schemă, se observă că schimbarea de frecvență este de tip aditiv, semnalul și oscilația aplicându-se joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T2. Circuitul de intrare este reprezentat de filtrul SOSHIN de tip PFWE3.

Antena recomandată este de tip „baston” sau de tip dipol în V, cunoscut sub numele de „urechi de iepuraș”, în ultimul caz fiind necesar și un circuit de simetrizare (balun), dar în cazul stațiilor locale o sârmă de 70—80 cm poate fi suficientă.

Circuitul de ieșire al mixerului, L2C3, este acordat în mijlocul benzii

LEGATURA DUMNEAVOASTRA CU VIITORUL, AZI

# TORNADO+

## CONSTANTA

va ofera din stoc cablu coaxial



### RG 58 C/U, RG 62 AU THICK ETHERNET CONECTOARE

La cerere livram orice specificatie de cablu pentru:

transmisii de date  
(RG 59B/U, 2 x RG 59B/U  
RG 71B/U, TOKEN RING  
ETHERNET TRANSCEIVER  
THIN ETHERNET, TWINAX  
10BaseT, RS 232, RS 422)  
telefonie, telefonie mobila  
antene TV, SATELIT  
sisteme de alarma, automatizari  
sisteme AUDIO, VIDEO

Cautam distribuitori in toata tara.

tel/fax 091-618580  
tel/fax 093-464054

### S.C. TEHNIUM ROMFABER S.R.L. Oferă prestații consulting în domeniul industriei electronice

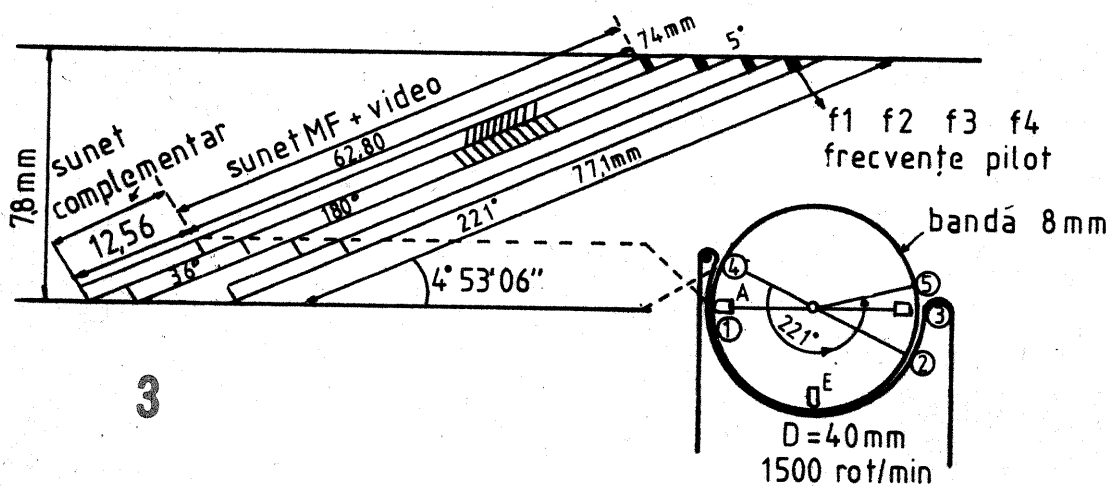
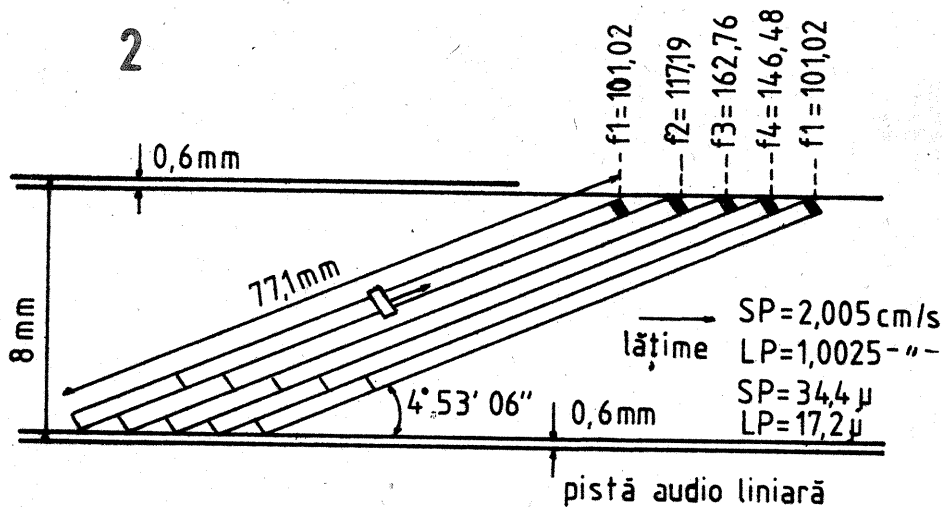
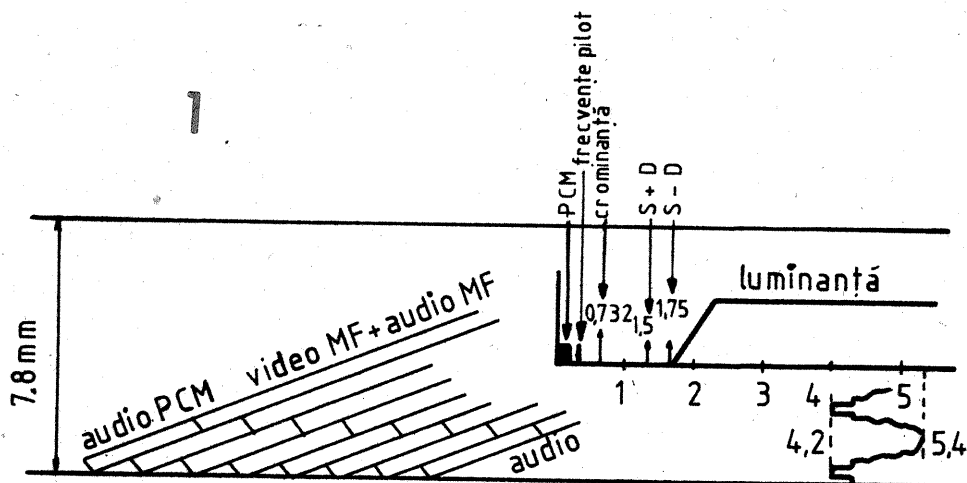
Oferim prestații de consulting în domeniul electronicii în următoarele domenii:

1. Consultanță generală pentru cumpărătorii „en gros” de avizare a calității unor produse electronice destinate comercializării (calitate, competitivitate, încadrare în normele românești, etc.).
2. Consultanță și asigurarea obținerii buletinelor de avizare a produselor ce urmează a fi comercializate din punct de vedere electrosecuritate și radioprotecție.
3. Consultanță pentru societățile comerciale sau persoane fizice privitor la probleme de electronică (teoretice sau practice) cu caracter de unicat.
4. Proiectarea și asistență tehnică la fabricarea de bunuri electronice de larg consum.
5. Asistență tehnică la punerea în funcțiune a aparaturii electronice industriale profesionale și semiprofesionale.
6. Asistență tehnică la punerea în funcțiune a aparaturii de studio radio și TV.
7. Consulting cu prioritate la orice nivel cu privire la:
  - bunuri de larg consum (radio, TV, casetofoane, aparatură Hi-Fi, videocasetofoane, camere de luat vederi, personal computer);
  - aparatură semiprofesională și profesională (aparatură de studio radio și TV, roboți industriali, calculatoare, TV cablu);
  - linii de fabricație pentru bunuri electronice sau linii de fabricație asistate de calculator.

Telefon 618 35 66

# Conducerea automată a CAPETELOR VIDEO ROTATIVE la formatul VIDEO-8

ing. ȘERBAN NAICU



Există trei variante de videocasetofoane în formatul Video-8 și anume:

— **Video-8 mono** care înregistrează patru frecvențe pilot, destinate ghidării celor două capete mobile; purtătoarea de cromatică (0,732 MHz), purtătoarea audio MF (1,5 MHz) și purtătoarea de luminanță (4,8 MHz) considerată ca frecvența centrală a excursiei de frecvență de la 4,2 MHz la 5,4 MHz.

— **Video-8 stereo** care înregistrează un sunet complementar modulat în impulsuri de lățime variabilă (PCM), patru frecvențe pilot de urmărire a pistei; purtătoarea de cromatică (0,732 MHz), două purtătoare modulate în frecvență prin două canale audio (1,5 MHz pentru Stânga+Dreapta și 1,75 MHz pentru Stânga—Dreapta) și purtătoarea de luminanță cu aceeași frecvență centrală (4,8 MHz) și aceeași excursie de frecvență: 4,2 MHz la 5,4 MHz.

— **Video HI 8** cu aceleași frecvențe mai puțin cea a purtătoarei de luminanță (6,7 MHz) pentru o excursie de frecvență de la 5,7 MHz la 7,7 MHz.

Formatul Video-8 a mai fost prezentat în revistă noastră în numărul 1/1993 (comparativ cu formatul VHS).

În figura 1 sunt prezentate frecvențele semnalelor Video-8 stereo cu o parte a pistei rezervate semnalelor audio PCM, celor două sunete MF și spectrelor de luminanță și cromatică.

În figura 2 este prezentată o altă parte a pistei cu amplasarea frecvențelor pilot.

Înfășurarea benzii magnetice de 8 mm lățime se face pe 221° din circumferința discului rotativ. Acesta este prevăzut cu două capete pentru sunetul complementar (pe 36°), pentru semnalele video și audio MF (pe 180°) și pentru frecvențele pilot (pe 5°). În figura 3 se observă cele două capete mobile A și B, precum și capul mobil E destinat stergerii. Viteza relativă capete/bandă este de 3,12 m/s. Viteza de deplasare a benzii este de 2,005 cm/s în SP și 1,0025 cm/s în LP (în Long Play viteza fiind redusă la jumătate).

Când capul A se găsește, la începutul pistei, în punctul 4, capul B se găsește în punctul 2. Între punctele 4 și 1 capul A înregistrează (sau citește) sunetul complementar modulat în impulsuri de lățime variabilă (PCM). Între punctele 1 și 3 capul A înregistrează (sau citește) semnalele de luminanță, cromatică și audio modulate în frecvență. Între punctele 3 și 5 capul A înregistrează (sau citește) frecvențele pilot destinate urmăririi pistei. Rotația capului A începe în punctul 4 și se termină în punctul 5. Ea este compusă din 36° PCM, 180° video și audio și 5° pentru urmărirea pistei (în total 36+180+5=221°).

Când capul A este în punctul 4, capul B este în punctul 2, iar când capul A trece de la punctul 2 la punctul 3, capul B se va deplasa de la punctul 4 la punctul 1.

În figura 4 se disting și mai bine rotația capetelor A și B. Acest sistem permite introducerea unui semnal audio complementar în timpul intervalului dintre punctele 4 și 1.

Între punctele 3 și 5 din figura 4 sunt înregistrate de către capetele rotative video (pe o rotație de 5°) patru frecvențe pilot care formează sistemul de căutare automată a alinierii (ATF).

Capetele video sunt mai late decât pistele și astfel când un cap citește de exemplu frecvența pilot f2, el culege și frecvențele pilot f1 și f3 înscrise pe pistele adiacente (figura 2). Dacă nivelul semnalelor f1 și f3 este identic, capul respectiv este perfect centrat pe pistă și nu este necesară o corecție a sistemului ATF. Este cazul capului mobil din figura 5, când V1=V2 (deci V1—V2=0). Tensiunea V1 se găsește la bornele circuitului acordat pe 45 kHz. În urma fenomenului de „bătăi” care apare între f1=101,02 kHz și f2=117,19 kHz, ia naștere frecvența f2—f1=16 kHz, iar între f2 și f3=162,76 kHz se produce frecvența f3—f2=45 kHz. Acest lucru justifică prezența tensiunii V1 la bornele circuitului de 16 kHz și a lui V2 la bornele circuitului de 45 kHz. Dacă V1=V2 corecția este inoperantă, cabestanul rotindu-se cu aceeași turație.

Dacă viteza de deplasare a benzii scade, tensiunea culeasă de frecvența f1—f2 este mai mare decât cea provenind de la f3—f2, deci V1>V2. Diferența V1—V2 determină accelerarea turației cabestanului și viteza de deplasare a benzii va crește.

Când V1=V2 viteza de rulare a revenit la normal și capul mobil se va deplasa pe axul central al pistei 2 cu V1—V2= +V cabestan.

Dacă banda se deplasează prea rapid, tensiunea la bornele circuitului de 45 kHz va fi mai mare decât cea de la bornele circuitului de 16 kHz, deci V2>V1 și V1—V2=—V cabestan. Cabestanul se va roti mai lent și banda se va deplasa cu o viteză mai redusă. Capul mobil va fi ghidat în mod automat spre centrul axului pistei 2 (fig. 5).

Comanda cabestanului nu se va face în timpul tuturor pistelor ci numai în timpul unei piste din două: astfel de la pista 2 reapare la pistele 4, 6, 8 etc. Este suficient de a se comuta circuitele acordate pe 16 și 45 kHz pentru a se obține o ghidare automată a capetelor rotative în timpul tuturor pistelor.

Urmărirea pistelor se face perfect, în ciuda grosimii foarte mici a acestora: 34,4 μm la SP și 17,2 μm în modul LP. Calculele arată că numărul perioadelor pilot este în medie 58 pentru 5° de fiecare salvă.

### CARACTERISTICI ALE CAPETELOR ROTATIVE ȘI ALE PISTELOR LA FORMATUL VIDEO-8 STEREO

1. Viteza de rotație a discului cu capete: 1500 rot./min.  
Numărul liniilor într-o secundă  $N=625 \times 25=15\ 625$ .

Fiecare rotație completă a discului (cu 360°) corespunde cu 625 linii.

Numărul de rotații pe secundă:  $15\ 625/625=25$  rot/sec. (sau  $25 \times 60=1500$  rot/min.).

2. Viteza relativă capete magnetice/bandă.

Diametrul discului cu capete: 40 mm.

Circumferința discului:  $40 \pi=125,6$  mm.

Numărul de rotații pe secundă: 25.

Viteza relativă capete/bandă:  $(125,6 \times 25) \div v=3,12$  m/s

3. Lungimea pistelor:

Fiecare pistă este compusă din: 36° sunet complementar, 180° video și audio FM, 5° frecvențe pilot (total  $36+180+5=221^\circ$ , figura 1).

$$36^\circ = \frac{125,6}{360} \cdot 36 = 12,56 \text{ mm}$$

$$180^\circ = \frac{125,6}{360} \cdot 180 = 62,8 \text{ mm}$$

$$5^\circ = \frac{125,6}{360} \cdot 5 = 1,74 \text{ mm}$$

În total lungimea unei piste va fi de: 77,1 mm — figura 1. Pista video are o lungime de 62,8 mm.

$$\text{Lungimea unei linii video este de: } \frac{62,8}{312,5} = 0,2 \text{ mm.}$$

4. Lățimea pistelor video.

Inclinarea pistelor este de  $4^\circ 53' 06''=4,885^\circ$ .  $\text{tg } 4,885^\circ=0,085$ . Înțierul capetelor video: 0,3 m.

Lățimea pistelor  $L=0,085 \times 0,2=0,017$  mm la oprire

17 μm, respectiv 17,2 μm la LP și 34,4 μm la SP.

5. Lungimea unei linii video:  $V \times T=3,12$  m/s.  $64 \mu\text{s}=0,2$  mm.

6. Lungimea de undă înregistrată la frecvența maximă a excursiei de frecvență:  $\lambda = \frac{V}{f_{\text{max}}}$

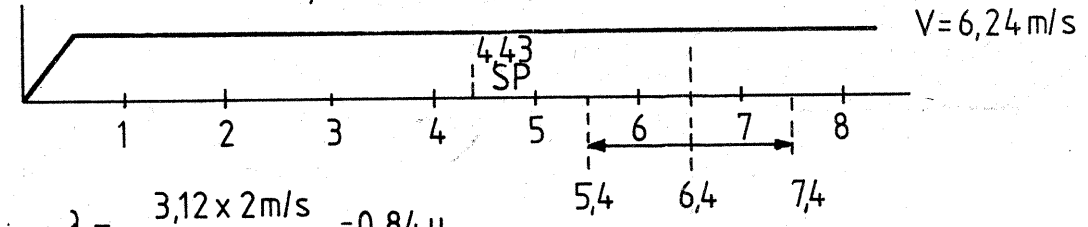
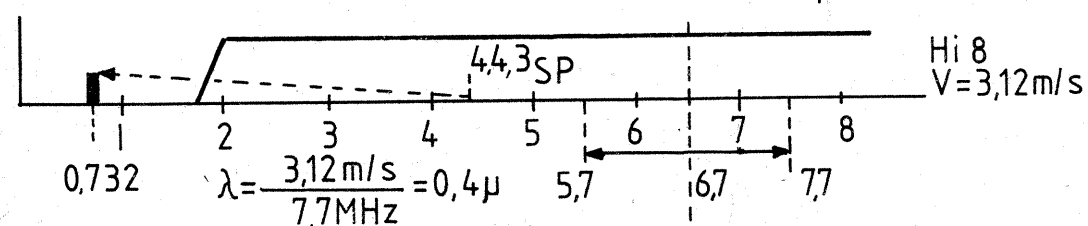
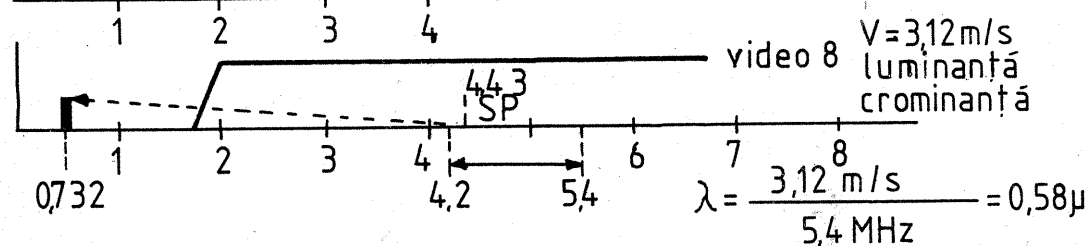
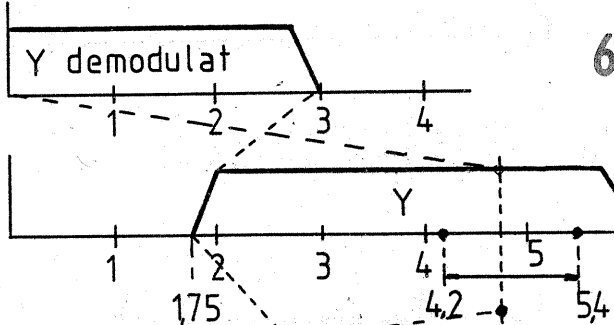
$$= \frac{3,12 \text{ m/s}}{5,4 \text{ MHz}} = 0,58 \mu\text{m} \text{ (bandă cu metal).}$$

7. Numărul de lungimi de undă pe pista video  
Lungimea unei piste video: 62,8 mm

$$\text{Lungimea unei piste utile: } 62,8 \cdot \frac{52}{64} = 51 \text{ mm}$$

Numărul lungimilor de undă pe pistă utilă:

$$\frac{51 \text{ mm}}{0,58 \text{ mm}} = 88\ 000$$



8. Numărul lungimilor de undă pe semicadru de 20 ms: 88 000.

9. Numărul lungimilor de undă pe secundă:  $88\ 000 \times 50=4\ 400\ 000$ , deci 4,4 pe μs, deci  $4,4 \times 52 \mu\text{s}=228$  pe linie.

10. Numărul punctelor pe linie în absența sub-purtătoarei:  $228 \times 2=456$ , corespunzător la 3,8 MHz.

La sistemele PAL și SECAM se produce o sensibilă atenuare a frecvențelor ridicate ale semnalului de luminanță, ceea ce determină reducerea numărului de puncte la cca 300, corespunzând la 2,8 MHz.

11. Frecvența centrală a semnalului de luminanță (purtătoarea). Excursia de frecvență:

$$\frac{4,2 + 5,4}{2} = 4,8 \text{ MHz (purtătoare)}$$

Banda laterală inferioară: 4,8—1,8=3 MHz.  
Banda laterală superioară: 5,4—4,8=0,6 MHz.  
Indice de modulație:  $f/f_{\text{mod}}=0,3/2,8=0,107$  luminanță.

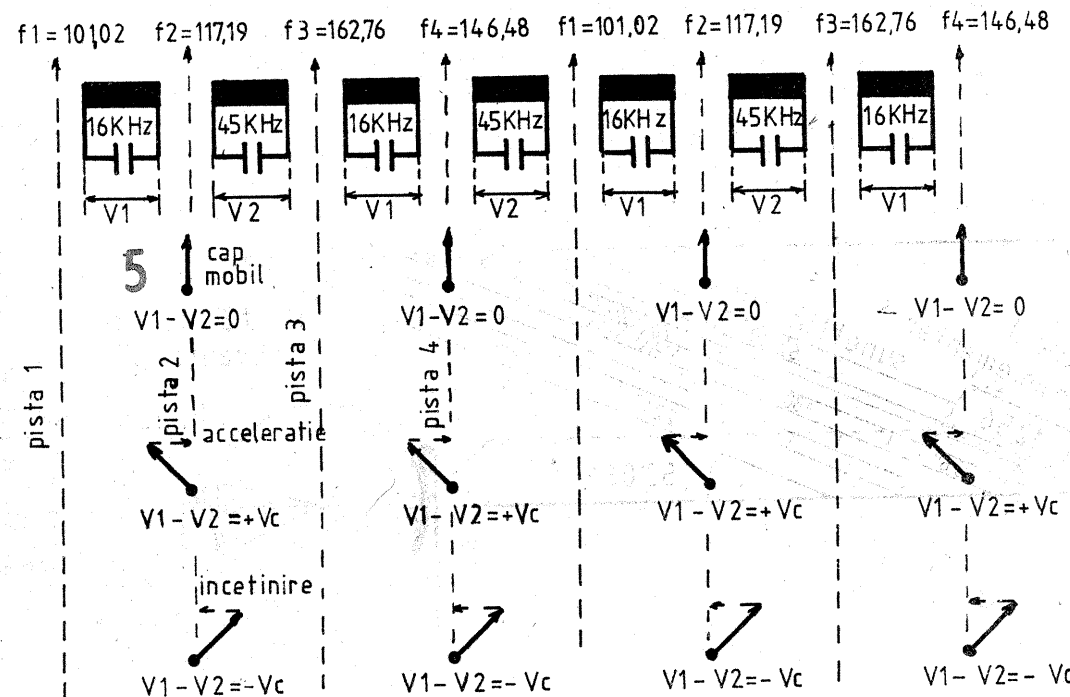
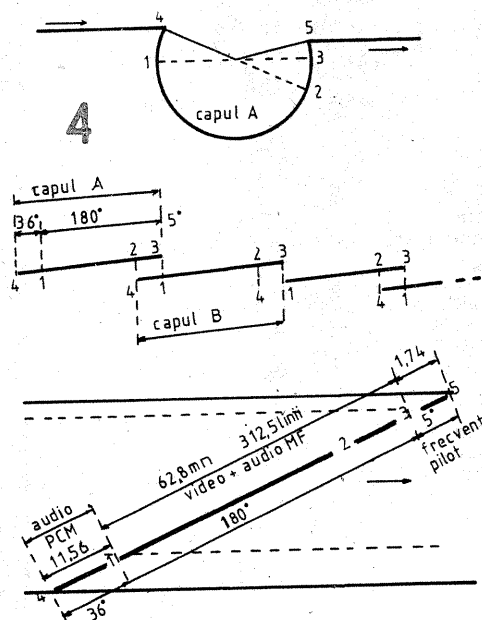
Negru: 3,8 MHz; Alb: 5,6 MHz.  
Indice de modulație al crominanței  $75/20=3,75$   
 $\Delta f=(5,4-4,8)/2=\pm 0,3$  MHz.

12. Număr de perioade pe distanță de 5°:

$$5^\circ = \frac{125,6 \text{ mm} \cdot 5^\circ}{360^\circ} = 1,74 \text{ mm}$$

Lungimea de undă înregistrată corespunzătoare unei frecvențe pilot de 101 kHz este egală cu  $V/f$ .

(CONTINUARE ÎN PAG. 21)



# SURSA STABILIZATĂ AUTOPROTEJATĂ

**S**ursa prezentată permite alimentarea oricărui consumator de 60—70 W, având tensiunea de lucru de maximum 30 V. Avantajele pe care le prezintă sunt următoarele:

- reglaj continuu al tensiunii stabilizate între 2,5 și 30 V;
- reglaj continuu al curentului absorbit între 0,6 și 2,5 A;
- stabilitate foarte bună a tensiunii de referință;
- limitare la supracurent;
- protecție la procesele tranzitorii;
- afișare analogică a tensiunii stabilizate și a curentului absorbit;
- filtrare foarte bună a brumului și șocurilor din rețea.

Schema de principiu este dată în fig. 1. Transformatorul de rețea este realizat astfel încât să debeatze maximum 3 A. Miezuț este format din tole FeSi (E+I)12, cu secțiunea de 12,6 cm<sup>2</sup>. Înfașurarea primară are 840 spire din Cu Em Ø 0,4 mm. Înfașurarea de 30 V are 130 spire din Cu Em Ø 1 mm. Înfașurarea auxiliară, care alimentează lampa de semnalizare a funcționării are (29+50+21) spire din Cu Em Ø 0,2 mm. Această ultimă înfașurare asigură mai multe tensiuni diferite (prin combinația prizelor), permițând astfel utilizarea oricărui lămpi de semnalizare precum și utilizarea unor tensiuni suplimentare în cazul modificării schemei.

Redresarea este dublă alternanță, asigurată de două punți 3PM05 montate în paralel. Utilizarea a două punți conferă o fiabilitate sporită în cazul unei funcționări îndelungate la curentul maxim și permite creșterea

ing. MIRCEA FALLON, YO2LAK, Petroșani.

curentului debitat până la 5 A în cazul când, desigur, se schimbă datele transformatorului.

Condensatoarele C1—C4 atenuază vârfurile de tensiune ce se fac simțite la comutația diodelor redresoare. Filtrajul tensiunii redresate se asigură prin condensatorul C5, de 3300—6800 μF.

Amplificatorul de eroare al sursei, realizat cu operaționalul CI<sub>12</sub> (BA741) este alimentat cu tensiune stabilizată (40 V) de pe doidele D1—D2. La fel este alimentat și operaționalul CI<sub>1</sub> (tot BA741), care dă referință foarte stabilă, utilizând o diodă de 5,1 V, care are α = 1 (cel mai apropiat de zero).

Tensiunea de referință pentru CI<sub>1</sub> se culege cu ajutorul potențiometrului P1, cu care se reglează și tensiunea de ieșire.

Circuitul CI<sub>1</sub> comandă un etaj Darlington, format din tranzistoarele T5 și T3 care, vândul lui, comandă tranzistoarele de putere T1 și

T2. S-au utilizat două tranzistoare 2N3055 pentru micșorarea puterii disipate pe capsulă și pentru mărirea fiabilității sursei.

Limitarea la supracurent acționează prin intermediul tranzistorului T6, care culege pentru comandă o fracțiune din tensiunea de pe R5, prin potențiometrul P2. Acest potențiometrul permite fixarea pragului de intrare în acțiune a limitării curentului. În momentul depășirii pragului fixat, se aprinde lampa L2. Pe poziția de curent maxim, tranzistoarele T4 și T6 sunt practic blocate, limitarea nu mai acționează și sursa poate debita până la 5 A, prag a cărui depășire duce la arderea siguranței F (folosirea acestui curent este uneori necesară pentru experimente de scurtă durată, chiar dacă produce o importantă cădere de tensiune).

Diodele D4—D8 protejează sursa la procesele tranzitorii. Miliampermetrul conectat la ieșire are scala etalonată atât pentru tensiune, cât și

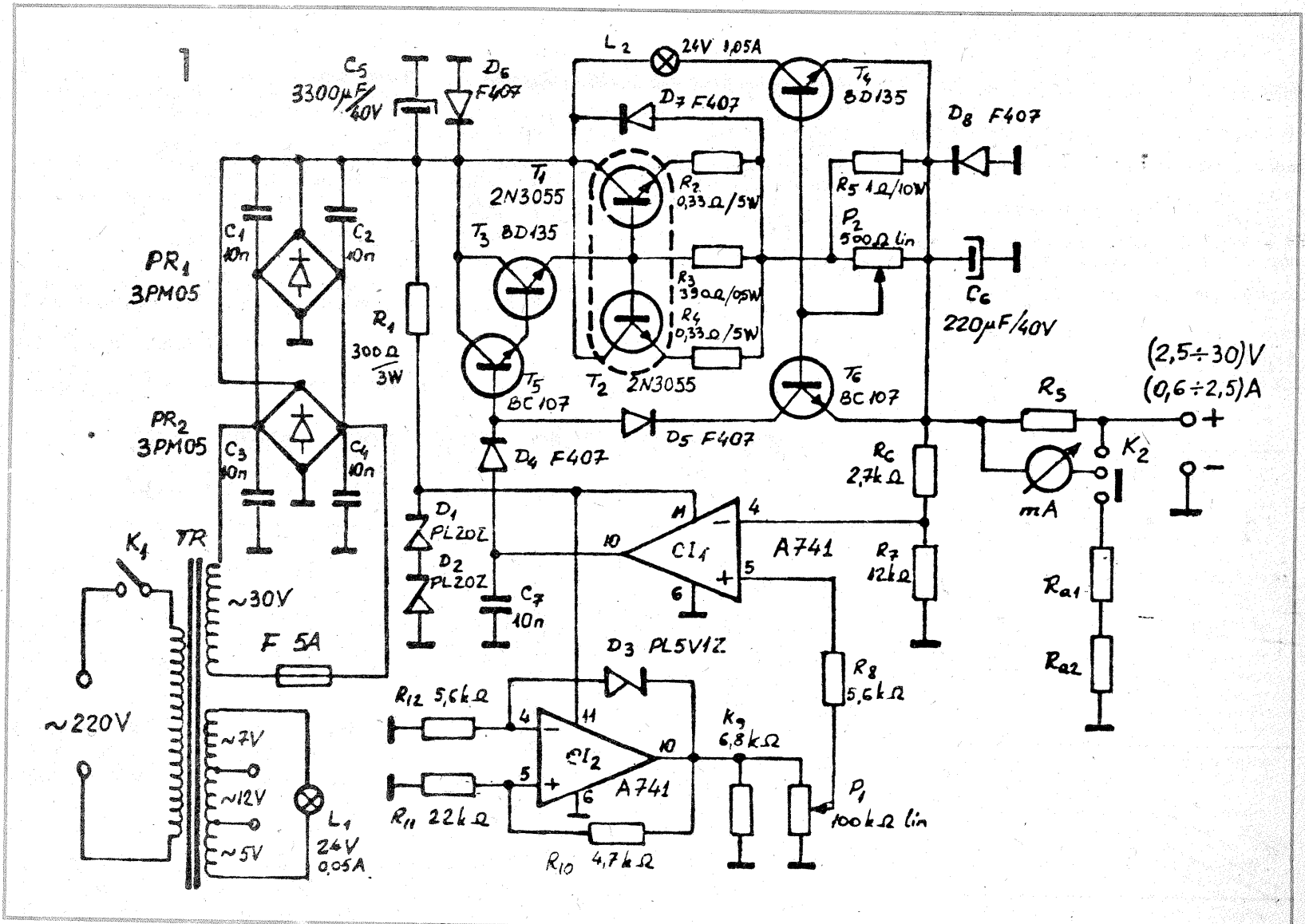
pentru curent, putând fi conectat în funcție de necesități, prin comutatorul miniatură K2. Șuntul R<sub>s</sub> și rezistențele adiționale R<sub>a1</sub>, R<sub>a2</sub> se vor dimensiona în funcție de aparatul de măsură utilizat.

Tranzistoarele 2N3055 sunt montate pe un radiator comun, cu suprafața totală de circa 400 cm<sup>2</sup>. Radiatorul este realizat din două bucăți de tablă de aluminiu cu grosimea de 2 mm și dimensiunile aproximative 200x100 mm, care se îndoaie sub forma literei U și se montează suprapuse, fiind strânse bine cu șuruburile de fixare a tranzistoarelor. Se mai poate încerca montarea tranzistoarelor de putere pe peretele din spate al cutiei, dacă acest perete este din aluminiu.

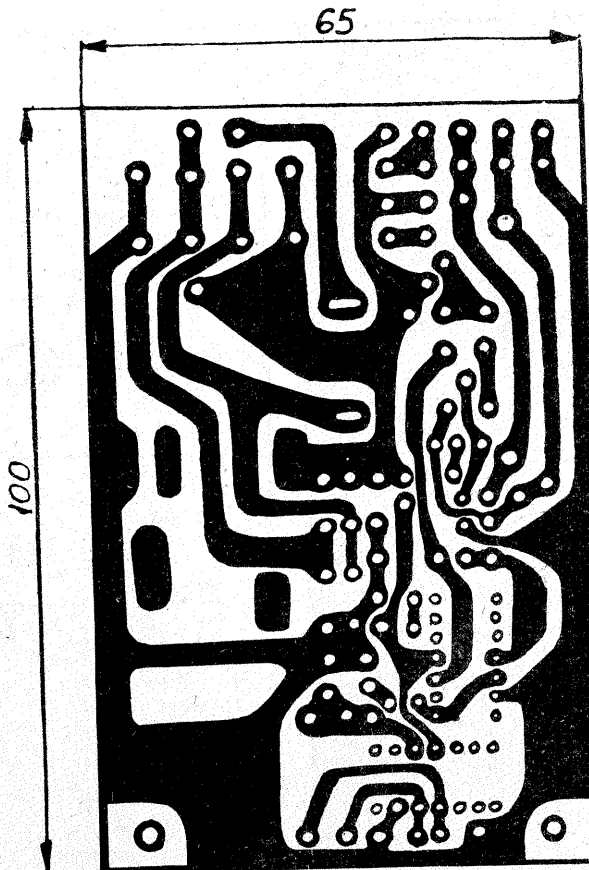
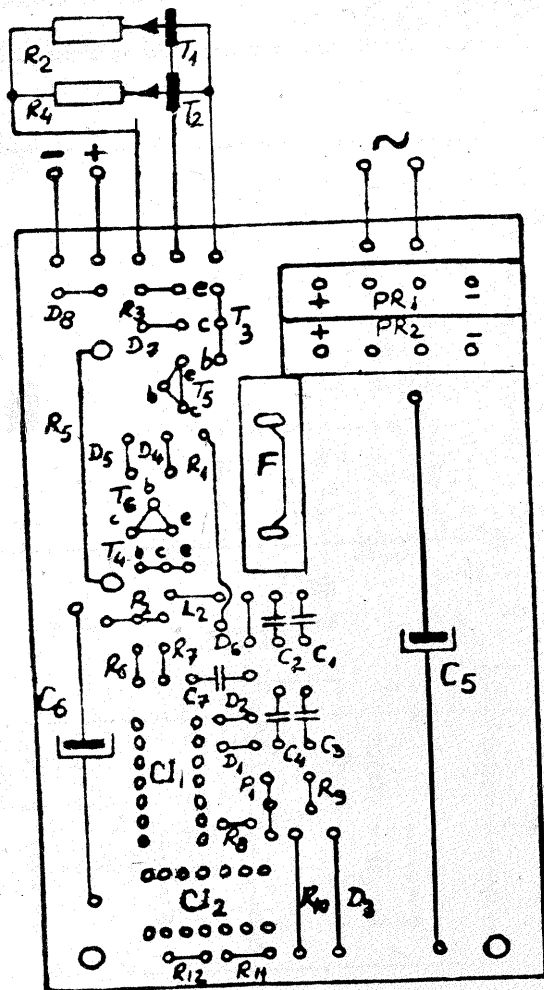
Cablajul imprimat este dat în fig. 2, la scara 1:1. Siguranța F, de tip radio (în tub de sticlă) este montată pe cablaj, într-un suport adecvat.

Instrumentul utilizat la indicarea tensiunii și curentului este un miliampermetru magnețoelectric cu clasa de precizie 2,5 (mai mult decât suficientă), a cărui scală se etalonează în volți (de la 0 la 30) și în amperi (de la 0 la 2,5 și/sau de la 0 la 5), stabilindu-se valorile rezistoarelor R<sub>s</sub>, R<sub>a1</sub> și R<sub>a2</sub> astfel ca la cap de scală aparatul să indice valorile maxime ale tensiunii și curentului. La etalonare se vor folosi sarcini corespunzătoare (rezistoare care să absoarbă curenții respectivi și să disipe puterea calculată la acele valori).

Carcasa sursei poate fi realizată din tablă de fier sau aluminiu, perforată în dreptul radiatorului, pentru aerisire. Gabaritul este la latitudinea constructorului, astfel ca accesul la



2



circuitul imprimat să fie comod pentru măsurători, în caz de depanare. Pe panoul frontal al sursei se montează cele două lămpi de semnalizare L1 și L2 (sau LED-uri pentru

cei mai pretențioși și cu tendințe de miniaturizare), potențioetrele de reglaj P1 și P2, întrerupătorul de rețea K1, instrumentul de măsură, comutatorul K2, precum și bornele de

ieșire.

Pe panoul din spate se practică un orificiu pentru trecerea cablului de alimentare (printr-un inel de cauciuc) și se poate încerca de aseme-

nea montarea siguranței într-un suport adecvat, pentru a asigura accesul mai comod, fără desfacerea carcasei. Eventualele modernizări rămân la fantezia amatorului.

(URMARE DIN PAG. 19)

$$V = 3,12 \text{ m/s}, f = 101 \text{ kHz}$$

$$\lambda = \frac{3,120}{101.000} = 0,03 \text{ mm}$$

Numărul de perioade în timpul unei distanțe de

$$1,74 \text{ mm}: N = \frac{1,74}{0,03} = 58$$

### CARACTERISTICI ALE FORMATULUI HI 8

Excursia de frecvență: 5,7 la 7,7 MHz  
Frecvența centrală:  $(5,7+7,7)/2=6,7$  MHz  
Banda laterală inferioară:  $6,7-1,8=4,9$  MHz  
Numărul de puncte distincte pe verticală este de 0,7 ori numărul de linii utile ale imaginii (factorul lui Keel), adică cca 400 la 625 de linii. Cele 400 de puncte verticale corespund într-un sistem omogen la  $400 \times 4/3=530$  puncte orizontale, adică la 5 MHz cca. 625 de linii.

Banda laterală inferioară a formatului Hi 8 fiind de 4,9 MHz, se poate admite că numărul de puncte pe linie este de 500.

Prezența subpurtătoarei determină o atenuare sensibilă a frecvențelor ridicate ale semnalului de luminanță între 4 și 5 MHz. Această atenuare necesită o supracorecție omnidirecțională în jur de 360 de puncte orizontale (3,5 MHz) și 270 de puncte verticale.

### CREȘTEREA BENZII DE TRECERE

Lungimea de undă înregistrată pentru un semnal corespunzător limitei superioare a excursiei de frecvență este de cca  $0,6 \mu\text{m}$  cu o bandă metal. S-a văzut anterior că se pot înregistra 88 000 de lungimi de undă pe pistă utilă de 51 mm, corespunzător la cca 456 puncte de imagine pe linie, în absența subpurtătoarei și la 3,8 MHz.

Datorită faptului că excursia de frecvență se situează între 4,2 și 5,4 MHz la formatul Video-8 și subpurtătoarea color la 4,43 MHz, va fi necesar să se înregistreze informațiile de cromaticitate ale semnalului video independent de informațiile de luminanță.

În figura 6a se prezintă spectrul luminanței în absența subpurtătoarei de cromaticitate.

În figura 6b semnalul de culoare este suprapus peste o frecvență purtătoare de 0,732 MHz. Frec-

vența centrală a excursiei de frecvență se situează la  $(4,2+5,4)/2=4,8$  MHz și banda laterală inferioară se găsește între 4,8 și 1,75 MHz, banda de trecere la formatul Video-8 fiind de 3,1 MHz. La formatul Hi-8 frecvența centrală este la 6,7 MHz, cu o excursie de la 5,7 la 7,7 MHz. Banda laterală inferioară ocupă 4,7 MHz, corespunzător la 430 puncte pe linie, iar indicele de modulație crescând la  $1/4,7=0,21$ . Pentru a avea un minim de distorsiuni, se transmite banda superioară până la o frecvență egală cu frecvența centrală (purtătoare)+ $\Delta f$ .

Figura 6c prezintă spectrele la Hi-8. Frecvența purtătoarei de cromaticitate a rămas la 0,732 MHz.

Utilizând banda metal, împreună cu capete video model nou, lungimea de undă înregistrată pentru un semnal corespunzător limitei superioare a excursiei de frecvență va fi de cca  $0,6 \mu\text{m}$  ( $\lambda=V/f_{\text{max}}$ , unde  $V=3,12$  m/s;  $f_{\text{max}}=5,4$  MHz), în cazul formatului Video-8.

În cazul Hi-8 frecvența maximă a excursiei de frecvență este de 7,7 MHz și  $\lambda = \frac{3,12 \text{ m/s}}{7,7 \text{ MHz}} = 0,4 \mu\text{m}$ .

Această lungime de undă fiind imposibil de realizat, banda de trecere corespunzătoare acestei lungimi de undă nu poate fi obținută ca în figura 6c, cu o bandă laterală inferioară valorii de 4,7 MHz.

Pentru a se obține  $\lambda=0,6 \mu\text{m}$ , cabestanul trebuie să se învârtă de  $0,6/0,4=1,5$  ori mai repede.

Dacă frecvența minimă a excursiei de frecvență este mai mare decât cea mai mare frecvență a semnalului video (5 MHz), spectrul va arăta ca în figura 6d.

În aceste condiții prezența unei purtătoare de cromaticitate independente nu va fi necesară. Atât timp cât viteza de rotație a cabestanului va fi prea mare pentru un videocasetofon destinat marelui public ( $1.500 \times 1,5$  rot/min), purtătoarea semnalului de cromaticitate este independentă (0,732 MHz) și spectrele de luminanță și cromaticitate ale formatului Hi-8 sunt cele prezentate în figura 6c.

### ÎNTREFIERUL CAPETELOR MAGNETICE

Lungimea de undă  $\lambda$  trebuie să fie de același ordin de mărime cu dimensiunea întrefierului capetelor magnetice și a granulelor de ferită din stratul magnetic al benzii. Aceste dimensiuni au o limitare fizică. Dacă  $f_{\text{max}}$  a excursiei de frecvență crește, viteza ( $v$ ) trebuie de asemenea să crească (fig. 6d). Întrefierul capetelor la formatele VHS și Video-8 este de cca  $1 \mu\text{m}$ , iar cel al capetelor nou apărute pentru banda metal de cca  $0,3 \mu\text{m}$ .

### COMPATIBILITATEA DE LECTURĂ (CITIRE)

Citirea capetelor video înregistrate în sistemele S-VHS sau Hi-8 nu este posibilă cu videocasetofoane de tip VHS sau Video-8. Acest lucru se poate ușor observa comparând spectrele prezentate în figurile 6b și 6c.

Semnalele de luminanță și de cromaticitate sunt tratate separat și nu suprapuse ca la VHS sau Video-8.

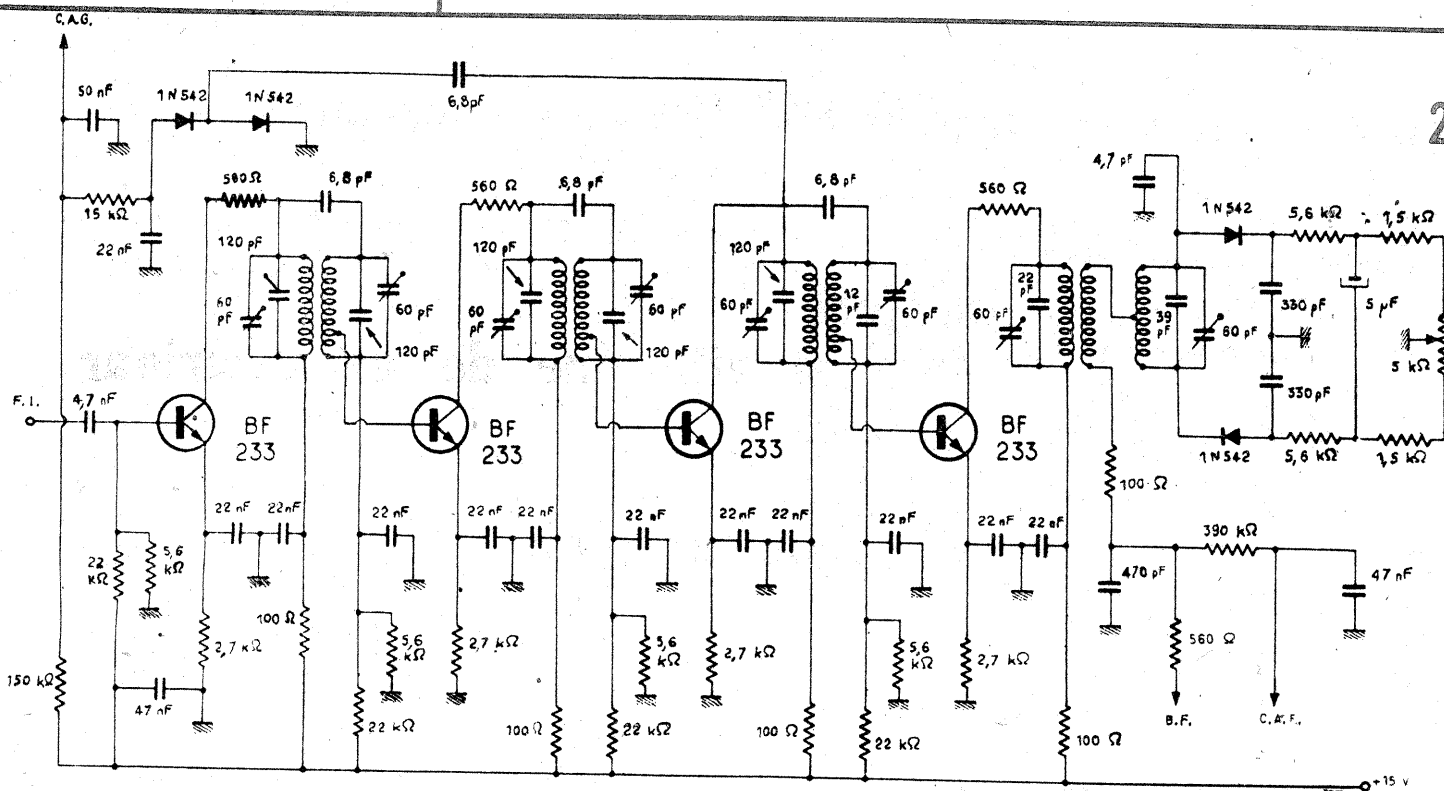
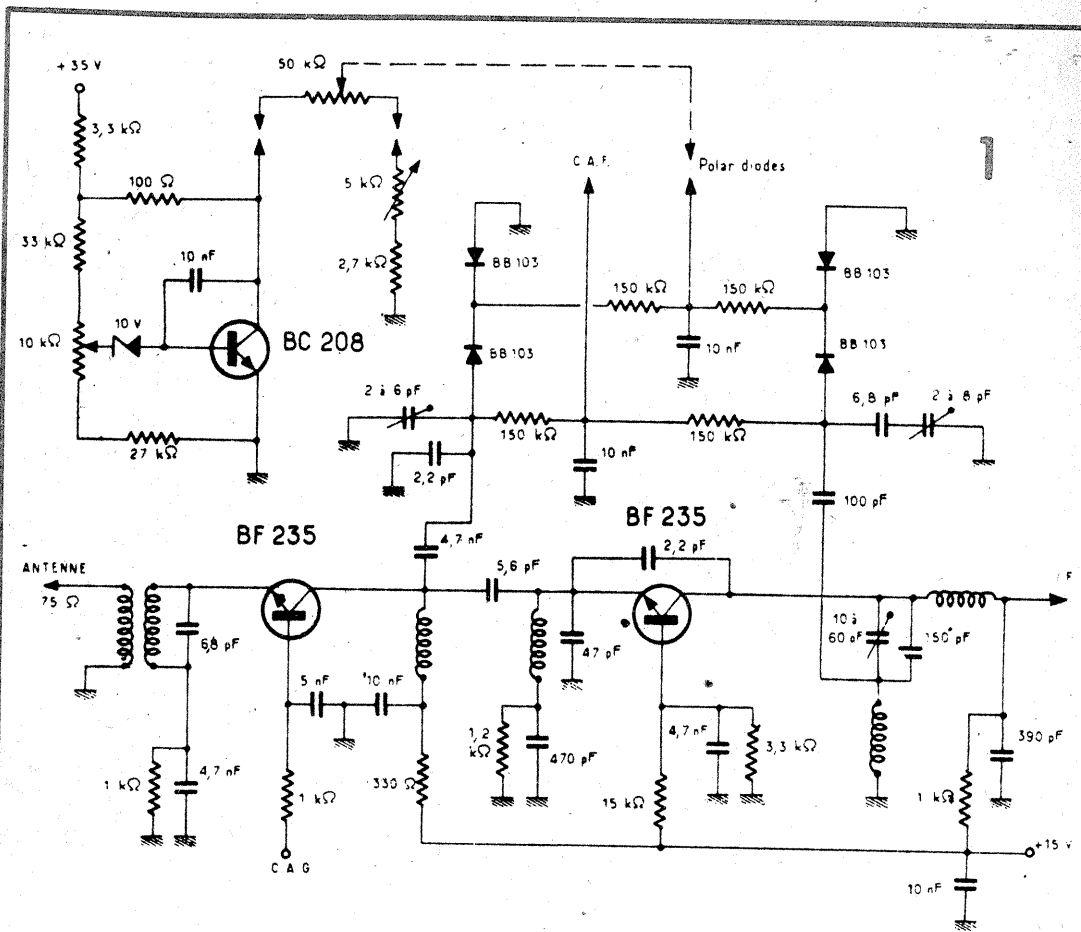
În schimb compatibilitatea de lectură este totală pentru videorecorderele S-VHS sau Hi-8, care identifică în mod automat modul de înregistrare folosit pe videocasete și comută circuitele de citire. Există un adaptor care demodulează semnalele PAL în componente separate redând componentele primare (roșu, verde și albastru). Semnalul de luminanță conține de asemenea informațiile de sincronizare. Semnalul de cromaticitate este constituit din salvele de identificare de fază PAL, situate după impulsurile de sincronizare pe linii și subpurtătoarea de cromaticitate PAL.

Noile benzi magnetice pentru formatul Hi-8 conțin un film subțire metalic depus prin evaporare în vid pe un suport de polyester. Aliajul cobalt-nichel permite atingerea unei concentrații atomilor foarte ridicată, rezultând o remanență care ajunge la 3700 gaussi și o coercitivitate de 2900 oersted.

### BIBLIOGRAFIE

1. Colecția revistei le Haut-Parleur
2. Colecția revistei Tehnium

# TUNER UUS



Mai mulți cititori s-au arătat interesați în construcția unui tuner UUS pe gama 88-108 MHz.

Din schema de principiu (fig. 1) se observă că acest tuner are acordul cu diode varicap. Acestea primesc polarizarea de la o tensiune de +35 V stabilizată de tranzistorul BC208 și dioda zener PL10. Acordul în gamă se face cu un potențiomtru de 50 kΩ, iar centrarea și delimitarea gamei de recepție se controlează din semireglabilul cu valoarea de 5 kΩ.

Dacă în locul unui singur poten-

țiomtru de 50 kΩ se montează mai multe intercomutabile cu un comutator tip claviatură, se obține un tuner cu preselecție pe posturi fixe.

Se observă că pe schemă apare și controlul automat al frecvenței. Acest control automat se realizează aplicând diodelor varicap BB 103 un potențial luat de la discriminator (fig. 2).

Eficiența CAF, deci acordul exact se stabilește din condensatoarele trimer de 2-6 pF.

Tensiunea pentru controlul automat al amplificării este obținută prin

redresarea unei tensiuni din lanțul de frecvență intermediară. Această tensiune redresată se aplică pe baza primului tranzistor amplificator de radiofrecvență.

Bobinele au câte 3 spire CuEm 0,4 cu diametrul de 4 mm și pas 0,5 mm. Cuplajul cu antena se face cu 1,5 spire aplicate peste L<sub>1</sub>.

Alinierea tunerului se face cu un generator sau pur și simplu recepționând o stație de emisie.

LE HAUT-PARLEUR  
1308

# Romagrimex S.A.



Str. Valter Mărăcineanu 1—3, București 70714, București

*Importator de:*

- **Pesticide**
- **Aditivi furajeri**
- **Medicamente și vitamine de uz veterinar**
- **Făinuri proteice**
- **Cereale furajere**
- **Mașini și utilaje agricole**

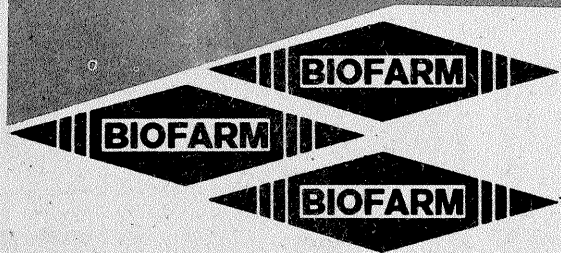
*Relații suplimentare la:*

**ROMAGRIMEX S.A.**

**70714 București, Valter Mărăcinenu 1—3**

**Phone: 312.05.24, Telex: 11115 ROMEX R**

**Fax: 312.05.23 ROMANIA**



Societatea  
Comercială

Produce  
și  
comercializează

# BIOFARM SA

medicamente naturale  
de uz uman și veterinar

## Sub formă de:

- comprimate și drajeuri
- pulberi și granule
- soluții injectabile
- soluții oftalmice, nazale și otice
- capsule gelatinoase moi
- sprayuri
- tablete turnate
- soluții uz intern și extern
- siropuri
- extracte vegetale și tincturi

## Vă oferă:

- COLEBIL
- APILARNIL POTENT
- ROMAZULAN
- ASORIAN
- BIXTONIM

- OSSIDENTA
- TRIFERMENT
- SILIMARINA
- HEPARINA
- HELIGAL



# NOU!

ADENOSTOP  
în tratamentul  
adenomului de  
prostată  
ESCULINĂ  
fragilitate capilară,  
edeme, tromboflebite,  
tulburări trofice,  
hemoroizi  
VITASPOL  
energizant, după efort  
CRADIL  
vasodilatator  
coronarian  
MARIPAN  
contra panarițiu