

# TEHNIUM

ANUL XXIII — NR. 266

1 / 1993

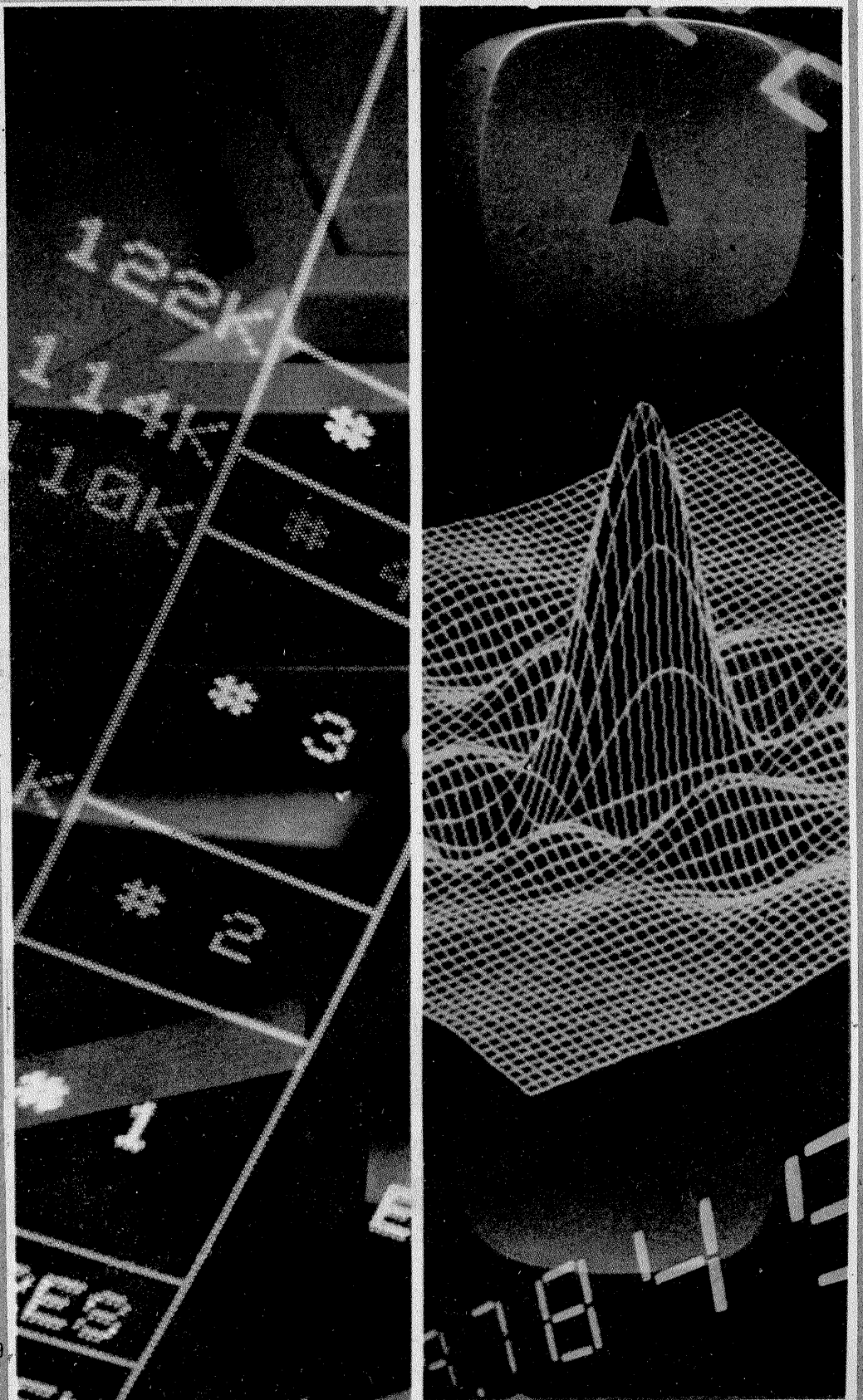
## SUMAR

- TEHNICĂ MODERNĂ** ..... pag. 2—3  
Proiectare asistată de calculator
- INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ** ..... pag. 4—5  
Explorarea întretesută  
Tuburi cinescop pentru televiziunea alb-negru
- CQ-YO** ..... pag. 6—7  
RTTY — indicator de acord
- HI-FI** ..... pag. 8—9  
Preamplificatoare Hi-Fi pentru doză magnetică  
Mixere
- LABORATOR** ..... pag. 10—11  
Sursă de tensiune pentru laborator  
Semne convenționale.  
Semiconductoare și Tuburi electronice
- SERVICE** ..... pag. 12—15  
Receptorul T.V. cu 2CI  
Alimentarea cu tensiune
- ATELIER** ..... pag. 16—17  
Temporizator foto
- CITITORII RECOMANDĂ** ..... pag. 18—19  
Unificator antene  
Felicități sonore  
Folosirea corectă a adaptoarelor curent alternativ — curent continuu
- VIDEORECORDERE** ..... pag. 20—21  
Formatul „VIDEO-8”
- REVISTA REVISTELOR**  
CMOS Keyer  
144/28 MHz

## REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM”,  
BUCUREȘTI, PIATA PRESEI LIBERE NR. 1,  
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,  
SECTORUL 1, TELEFON: 618 35 66—617 60 10/2059

PREȚUL 75 LEI



CT

# PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

## (URMARE DIN NR. TRECUT)

Fiind realizat sub forma a două linii de transmisiune identice, paralele, de cele mai multe ori asimetrice, între care există un cuplaj electromagnetic, reprezentăm pentru nevoile programului nostru cuplorul direcțional ca în figura 5.34. Cele două linii au un conductor comun conectat la nodul s, iar celelalte conductoare conectate la nodurile i și j, respectiv m și p.

Structurii îi corespund două impedanțe caracteristice, în practică rezistive,  $Z_s$  și  $Z_a$ .

$Z_s$ , impedanța caracteristică de mod simetric, este impedanța caracteristică a liniilor de transmisiune la care un conductor este conductorul comun celor două linii care formează cuplorul (cel conectat la nodul s în figura 5.34), iar celălalt este unul dintre conductorii necomuni, cel de-al doilea conductor necomun fiind parcurs de un curent egal și în același sens cu cel care îl străbate pe primul.

$Z_a$ , impedanța caracteristică de mod asimetric, este impedanța caracteristică a liniei de transmisiune la care un conductor este conductorul comun celor două linii care formează cuplorul iar celălalt este unul dintre conductorii necomuni, cel de-al doilea conductor necomun fiind parcurs de un curent egal și de sens opus cu cel care îl străbate pe primul. Cele două impedanțe depind de geometria secțiunii transversale a cuplorului și natura dielectricului utilizat.

$Z_s$ ,  $Z_a$ , coeficientul de scurtare K (raport între lungimea de undă în cuplor și cea în vid), și lungimea fizică l caracterizează complet structura,

$$U_{r1} = s_{11}U_{i1} + s_{12}U_{i2}$$

$$U_{r2} = s_{21}U_{i1} + s_{22}U_{i2}$$

unde

$$s_{11} = \frac{U_{r1}}{U_{i1}} \Big|_{U_{i2}=0} \quad s_{12} = \frac{U_{r1}}{U_{i2}} \Big|_{U_{i1}=0}$$

$$s_{21} = \frac{U_{r2}}{U_{i1}} \Big|_{U_{i2}=0} \quad s_{22} = \frac{U_{r2}}{U_{i2}} \Big|_{U_{i1}=0}$$

$$s_{11} = \frac{(1-y_{11}R)(1+y_{22}R)+y_{12}y_{21}R^2}{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}$$

$$s_{12} = \frac{-2y_{12}R}{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}$$

$$s_{21} = \frac{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}{(1+y_{11}R)(1-y_{22}R)+y_{12}y_{21}R^2}$$

$$s_{22} = \frac{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}{(1+y_{11}R)(1-y_{22}R)+y_{12}y_{21}R^2}$$

(5.24)

$$y_i = \frac{l(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}}{R(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

$$y_r = \frac{l}{R} \frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

$$y_f = \frac{l}{R} \frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

$$y_o = \frac{l(1+s_{11})(1-s_{22})+s_{12}s_{21}}{R(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

permițind scrierea relațiilor de legătură (5.26) dintre curenții ce intră în bornele cuplorului și potențialele acestora.

Expresiile admitanțelor  $y_i$ ,  $y_r$  și  $y_o$  care apar în (5.26) conțin implicit ipoteza simplificatoare a neglijării pierderilor în cuplor. Prețul acestei simplificări a modelului constă în supunerea lungimii sale electrice la restricția de a fi diferită de  $\lambda/2$  (lungime pentru care numitorul admitanțelor amintite se anulează!). Această restricție este ușor de acceptat întrucât cuploarele practice au de cele mai multe ori o lungime electrică de  $\lambda/4$ .

Deseori referirile la cuplor nu se fac direct prin  $Z_s$  și  $Z_a$ , ci prin intermediul impedanței de lucru a cuplorului  $Z$  și prin valoarea cuplajului  $c$  (exprimată în decibeli). Semnificația acestor mărimi este redată de figura 5.35, lungimea cuplorului fiind  $\lambda/4$ . Așa după cum arată figura, toate porțile cuplorului fiind închise pe impedanțe identice  $Z$ , rezistive și adaptate, acesta distribuie puterea  $P$  primită printr-o poartă la numai două dintre celelalte în cantitățile  $c^2P$  și  $(1-c^2)P$ . Toate acestea au loc dacă și numai dacă sînt îndeplinite condițiile (5.27).

De exemplu, pentru  $Z = 50 \Omega$  și puteri egale la cele două porți de ieșire ( $c = -3 \text{ dB}$ ) se obțin  $Z_s = 120,71 \Omega$  și  $Z_a = 20,71 \Omega$ .

După această paranteză necesară, revenim la program prin prezentarea listelor 5.21 și 5.22, care constituie totodată ultimele două liste din

$$(5.25) \quad A_p(\text{max}) = \frac{|s_{21}|^2}{(1-|s_{11}|^2)(1-|s_{22}|^2)}$$

f(MHz)	s <sub>11</sub>	s <sub>11</sub>	s <sub>12</sub>	s <sub>12</sub>	s <sub>21</sub>	s <sub>21</sub>	s <sub>22</sub>	s <sub>22</sub>
4000	0,548	173,0	0,049	24,0	1,665	29,0	0,816	-71,0
4300	0,539	169,1	0,052	23,7	1,569	23,6	0,829	-74,9
5000	0,518	160,0	0,058	23,0	1,346	11,0	0,860	-84,0

Tabel 5.4

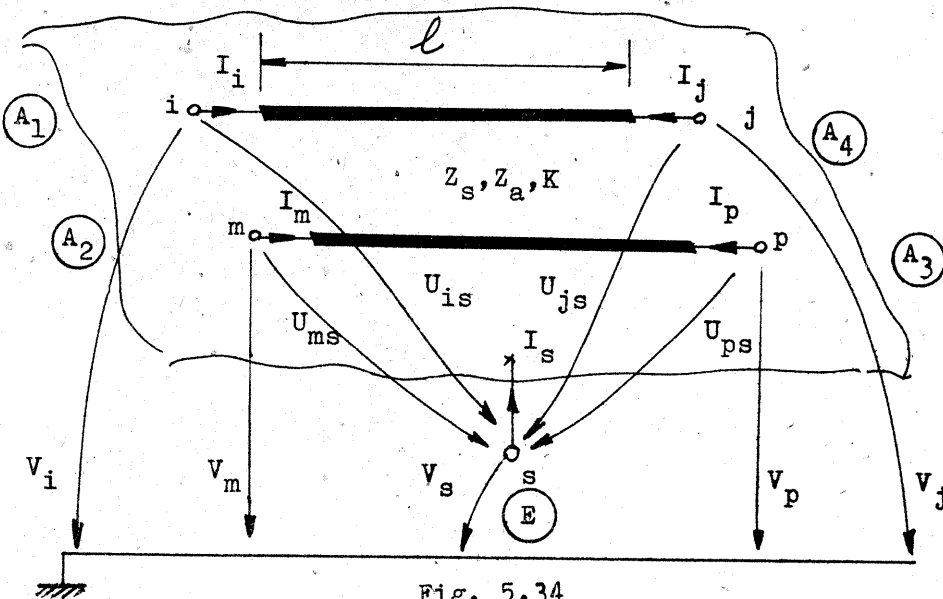


Fig. 5.34

Lista 5.21

```

9155 DIM D(Z(12),9)
9160 PRINT "NR";TAB 4;"L(m)";TAB
10;"K";TAB 15;"Zs(Ohm)";TAB 24;
"Za(Ohm)"; PRINT TAB 15;"A1,A2,A
3,A4";TAB 28;"E": RETURN
9170 PRINT "D";K;TAB 4;: INPUT D
(K,1): PRINT D(K,1);: INPUT D(K,
2): PRINT TAB 10;D(K,2);: INPUT
D(K,3): PRINT TAB 15;D(K,3);: IN
PUT D(K,4): PRINT TAB 24;D(K,4)
    
```

```

9175 INPUT D(K,5): PRINT TAB 15;
D(K,5);TAB 17;";": INPUT D(K,6)
: PRINT D(K,6);TAB 20;";": INPU
T D(K,7): PRINT D(K,7);TAB 23;";
": INPUT D(K,8): PRINT D(K,8);:
INPUT D(K,9): PRINT TAB 28;D(K,
9): RETURN
9280 PRINT "D";I;TAB 4;D(I,1);TA
B 10;D(I,2);TAB 15;D(I,3);TAB 24
;D(I,4): PRINT TAB 15;D(I,5);TAB
17;";":D(I,6);TAB 20;";":D(I,7)
;TAB 23;";":D(I,8);TAB 28;D(I,9)
: RETURN
    
```

$$(5.26) \quad \begin{aligned} I_i &= y U_{is} + y_a U_{ms} + y_b U_{ps} + y_c U_{js} \\ I_m &= y_a U_{is} + y U_{ms} + y_c U_{ps} + y_b U_{js} \\ I_p &= y_b U_{is} + y_c U_{ms} + y U_{ps} + y_a U_{js} \\ I_j &= y_c U_{is} + y_b U_{ms} + y_a U_{ps} + y U_{js} \\ I_s &= -(I_i + I_m + I_p + I_j) \end{aligned}$$

unde

$$U_{is} = V_i - V_s$$

$$U_{ms} = V_m - V_s$$

$$U_{ps} = V_p - V_s$$

$$U_{js} = V_j - V_s$$

$$y = \frac{\cos \theta}{2j \cdot \sin \theta} \left( \frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_a} \right) \quad y_b = \frac{1}{2j \cdot \sin \theta} \left( -\frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_a} \right)$$

$$y_a = \frac{\cos \theta}{2j \cdot \sin \theta} \left( \frac{1}{Z_s} - \frac{1}{Z_a} \right) \quad y_c = \frac{1}{2j \cdot \sin \theta} \left( -\frac{1}{Z_s} - \frac{1}{Z_a} \right)$$

$$\theta = \frac{2\pi l f}{3 \cdot 10^8 \cdot K}$$

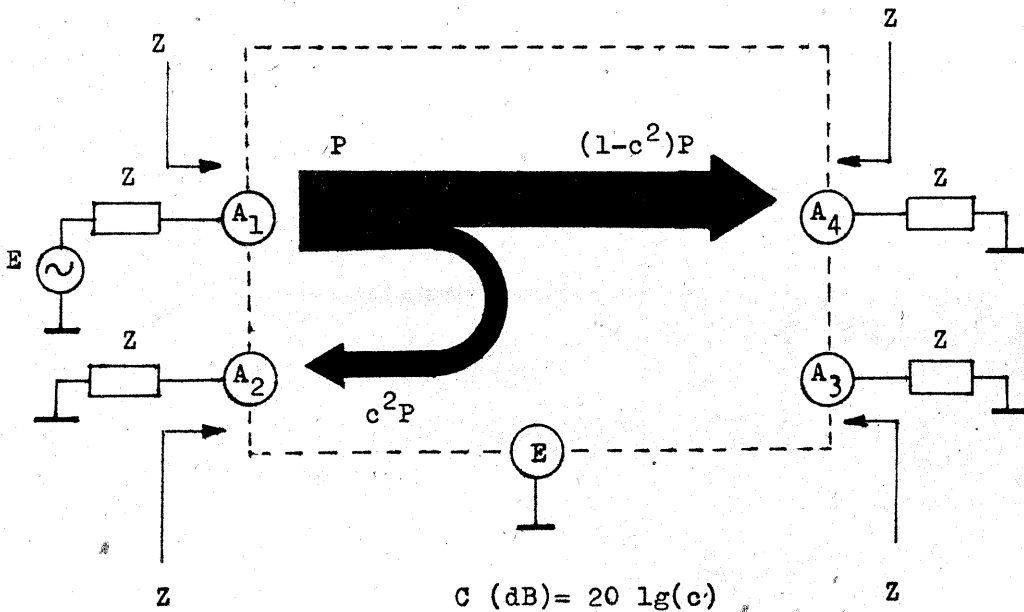


Fig. 5.35

$$(5.27) \quad \begin{aligned} Z_s &= Z \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} \\ Z_a &= Z \sqrt{\frac{1-c}{1+c}} \end{aligned}$$

$$(5.28) \quad \begin{aligned} B_{-3dB}(\%) &= \frac{2(90-\alpha)}{90} \cdot 100 \\ \alpha(^{\circ}) &= \text{tg}^{-1} \frac{2(1-c^2 + \sqrt{1-c^2})}{c^2} \end{aligned}$$

program. Lista 5.21 conține instrucțiunile legate de introducerea în calculator și ulterior modificarea sau corectarea parametrilor cuplorului. Ordinea lor este următoarea: lungimea fizică l exprimată în metri; factorul de scurtare K; impedanța caracteristică de mod simetric Z<sub>s</sub> exprimată în ohmi; impedanța caracteristică de mod asimetric Z<sub>a</sub>, de asemenea în ohmi; cele cinci borne ale cuplorului A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub>, A<sub>4</sub> și E (conform figurii 5.34). Prezența unui cuplor direcțional într-un circuit

are ca efect alegerea automată a MHz-ului ca unitate de frecvență. Prin instrucțiunile cuprinse în lista 5.22 sînt evaluați coeficienții potențialelor prezente la bornele cuplorului pe baza relațiilor (5.26) și introdus în admitanțele nodurilor circuitului complet (din care face parte cuplorul direcțional).

**5.9.2 Exemplu (D)**  
Exemplul ales (cel din urmă al acestui articol) ca ilustrare a utilizării modelului cuplorului direc-

```
3105 FOR I=1 TO Z(12): LET B1=2*PI*F2*D(I,1)/300/D(I,2)
3110 LET G=0: LET B=-1E3*COS B1*(1/D(I,3)+1/D(I,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,5): LET J=L: LET M=D(I,9): LET K=M: GO SUB 485: LET L=D(I,6): LET J=L: GO SUB 485: LET L=D(I,7): LET J=L: GO SUB 485: LET L=D(I,8): LET J=L: GO SUB 485
3115 LET B=-1E3*COS B1*(1/D(I,3)-1/D(I,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,6): LET J=D(I,5): GO SUB 485: LET L=D(I,7): LET J=D(I,6): GO SUB 485: LET L=D(I,8): LET J=D(I,7): GO SUB 485: LET L=D(I,8): LET J=D(I,8): GO SUB 485
3120 LET B=-1E3*(-1/D(I,3)+1/D(I,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,7): LET J=D(I,5): GO SUB 485: LET L=D(I,8): LET J=D(I,6): GO SUB 485: LET L=D(I,8): LET J=D(I,8): GO SUB 485
3125 LET B=-1E3*(-1/D(I,3)-1/D(I,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,8): LET J=D(I,5): GO SUB 485: LET L=D(I,7): LET J=D(I,6): GO SUB 485: LET L=D(I,7): LET J=D(I,7): GO SUB 485: NEXT I
```

țional (D) constă dintr-un filtru direcțional cu absorbție. Această clasă de filtre are proprietatea de a asigura o adaptare excelentă la porțile lor pentru orice frecvență. Avînd această proprietate, ele sînt recomandate, de exemplu, la construirea amplificatoarelor cu tranzistoare cu efect de cîmp cu arseniur de galiu, întrucît acestea deseori autooscilează în prezența unui filtru convențional datorită puternicei dezadaptări din afara benzii.

Filtrul constă din două cuploare direcționale identice, interconectate prin două linii de transmisiune și ele identice. În figura 5.36 este prezentată o schiță orientativă a unei asemenea structuri realizată în tehnica microstrip.

Impedanța caracteristică a liniilor de transmisiune V<sub>1</sub> și V<sub>2</sub> și impedanța de lucru a cuploarelor D<sub>1</sub> și D<sub>2</sub> sînt egale cu valoarea comună a rezistențelor „văzute” de ansamblu spre exterior la cele patru porți ale sale (nodurile 1, 2, 7 și 8). Semnalul aplicat la poarta delimitată de nodurile 1 și 9 (la nodul 9 sînt conectate conductoarele comune ale cuploarelor; precum și cite unul din conductorii liniilor de transmisiune) este dirijat în funcție de frecvența sa către poarta delimitată de nodurile 2 și 9 sub forma unui răspuns tip „oprește-banda”, și spre poarta delimitată de nodurile 7 și 9 sub forma unui răspuns tip „trece-banda”. Poarta delimitată de nodurile 8 și 9 este izolată, semnalul la această ieșire fiind nul la orice frecvență.

Cele două caracteristici de filtrare care se obțin au aceeași frecvență centrală, frecvența la care corespunde o lungime de undă de patru ori mai mare decît lungimea comună a cuploarelor și liniilor de transmisiune. Și într-un caz și în altul, banda la -3 dB are aceeași valoare, procentual dependentă numai de valoarea cuplajului, așa cum arată relația (5.28).

În exemplu am presupus că filtrul este destinat unei aplicații în banda de radioamatori alocată între frecvențele 1 250 MHz și 1 300 MHz, frecvența centrală fiind deci 1 274,75 MHz. Banda filtrului a fost aleasă 60%, iar pentru a nu intra în detalii constructive am admis un factor de scurtare unitar, neglijînd totodată pierderile.

Analiza efectuată, redată în lista exemplu 5.11, pentru un număr de numai trei frecvențe, confirmă cele afirmate pînă acum despre această structură. Prima parte a analizei pune în evidență caracteristica de filtrare oprește-banda, rezistența de sarcină fiind conectată la portul 2-9. Apoi locul rezistenței de sarcină a fost schimbat cu cel al rezistenței R1, de la portul 7-9, punîndu-se în evidență caracteristica de filtru tip trece-banda. Se remarcă totodată cu ușurință că structura are un comportament perfect simetric în ceea ce privește coeficienții de reflexie la intrare și ieșire.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

## EXPLORAREA ÎNTREȚESUTĂ

Imaginea de televiziune se poate descompune într-un număr de imagini statice, denumite cadre. Cadrul la rândul său este format dintr-o succesiune de linii.

Explorarea constă tocmai în procesul de descompunere a imaginii în cadre și linii, având ca rezultat formarea semnalului TV.

Valoarea foarte mare a frecvenței maxime a semnalului video a impus căutarea unor soluții pentru micșorarea acesteia fără a afecta calitatea imaginii. În acest mod s-a ajuns la explorarea întrețesută.

Micșorarea frecvenței maxime din spectrul semnalului se poate face prin scăderea numărului de elemente de imagine pe una din cele două dimensiuni și anume micșorarea numărului de linii sau a frecvenței cadrelor. Micșorarea numărului de linii va determina scăderea rezoluției imaginii, iar micșorarea frecvenței cadrelor ar produce senzația de pîlpîire, care este foarte obisitoare pentru telespectator, soluții ce nu se pot accepta.

O altă posibilitate constă în reducerea suprafeței explorate alegîndu-se un mod de explorare particular și anume explorarea întrețesută. Astfel, frecvența cadrelor se reduce la jumătate, fără să apară fenomenul de pîlpîire, deoarece s-a redus și aria suprafeței respective.

Imaginea explorată cu jumătate din numărul total de linii se numește semicadru (sau cîmp). Rezultă că o imagine completă se explorează în două cîmpuri: cîmpul 1, care conține liniile de explorare de ordin impar și cîmpul 2, care conține liniile de explorare de ordin par, principiu vizibil în figura 1.

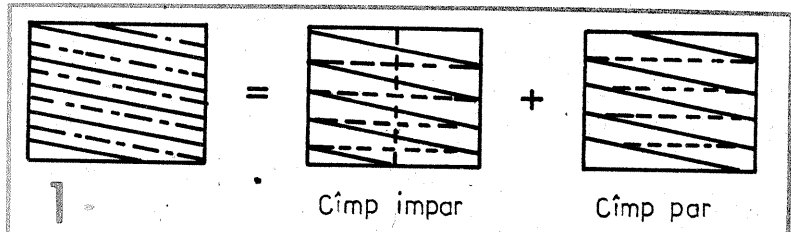
Totalitatea liniilor de explorare dintr-un cadru poartă denumirea de rastru.

Sensul în care se face explorarea în timpul cursei active a fasciculului de explorare este de la stînga la dreapta pe orizontală și de sus în jos pe verticală. Porțiunea activă a liniilor și cîmpurilor trebuie să fie explorată cu viteză constantă.

Pentru realizarea explorării întrețesute se are în vedere să se obțină

număr este de 625 de linii. S-a ales această valoare făcîndu-se compromisul optim între calitatea imaginii obținute și complexitatea aparatului determinată de lățimea benzii transmise.

Din figura 1 se observă că unul dintre cîmpuri (cel impar) începe cu o linie întreagă și se termină cu o jumătate de linie, în timp ce celălalt (cîmpul par) începe cu o jumătate de linie și se termină cu o linie în-



o formă identică în cele două cîmpuri ale semnalului, deci este necesar ca explorarea să înceapă și să se sfîrșească la același nivel vertical. Acest lucru se realizează prin alegerea unui număr de linii impar, în toate standardele de televiziune. În standardul nostru — OIRT — acest

treagă. Situația prezentată este ideală, deoarece întoarcerea se face instantaneu, dar în realitate întoarcerea se face într-un timp finit constituit dintr-un număr întreg de linii, așa cum se vede în figura 2, în care este prezentat un sistem de explorare întrețesut cu 13 linii. S-a ales

un număr mic de linii pentru a se putea observa principiul, urmînd ca apoi să generalizăm pentru cazul concret, în cazul noimei noastre de TV 'cu 625 de linii.

Se observă că primul semicadru (cîmp) conține liniile impare iar al doilea liniile pare ale imaginii. Jumătatea a doua a liniei 11, prima jumătate a liniei 13 din primul semicadru, precum și linia 12 din al doilea semicadru sînt linii inactive (pasive). Deci, dintr-un total de 13 linii, doar 11 sînt efectiv folosite. Celelalte două, după cum s-a arătat mai sus, nu sînt vizibile pe ecran, deoarece în această perioadă tubul cinescop este blocat de către impulsul de stingere pe cadre (ne aflăm în perioada cursei de întoarcere a baleajului pe cadre).

În cadrul standardului nostru de televiziune OIRT principalii parametri sînt:

- numărul nominal de linii: 625;
- frecvența semicadrelor: 50 Hz;
- frecvența cadrelor: 25 Hz;
- frecvența liniilor:  $15.625 \pm 3$  Hz;
- formatul imaginii (raportul dintre lățime și înălțime): 4 : 3;
- banda de frecvențe video transmise: 5,5—6 MHz.

Este necesar ca viteza maximă de variație a frecvenței liniilor să nu depășească 0,05%/s din valoarea ei medie.

Se observă că frecvența liniilor (15.625 Hz) reprezintă numărul de linii (625) înmulțit cu frecvența cadrelor (25 Hz).

În figura 3 se prezintă diagramele reale de timp și aspectul rastrului pentru sistemul cu baleaj întrețesut, în cadrul standardului nostru. Se poate observa în mod concret principiul arătat în figura anterioară pe

Pagini realizate de Ing. SERBAN NAICU

**N**e vom referi în cele ce urmează exclusiv la tuburile cinescop pentru televiziunea alb-negru, auto-protejate, avînd diametrul gîtului de 29 mm, unghiul de deflexie (diagonal) de 110°, focalizare electrostatică și deflexie electromagnetice.

Menționăm că un astfel de tub cinescop nu necesită capcană ionică, iar ecranul său este aluminizat.

În figură sînt reprezentate tubul cinescop precum și soculul său prin semnele lor convenționale. Semnificația notațiilor este următoarea:

f — filament;  $g_1$  — grilă de comandă;  $g_2$  — grilă ecran;  $g_4$  — grilă de focalizare;  $g_3, g_5, a$  — anod de accelerare; k — catod.

### Regimul normal de funcționare.

Alimentarea filamentului se face în două moduri:

- serie:  $I_f = 0,3A$ ;  $U_f = 6,3 V \pm 10\%$
- paralel:  $U_f = 6,3 V$ ;  $I_f = 0,3 A \pm 6\%$

Comanda tubului este și ea de două feluri:

- comandă pe grila de comandă (tensiunile măsurate față de catod)

$U_{g_2}$	400 V	500 V
$U_{g_3, g_5, a}$	20 KV	500 V
$U_{g_4}$	0 ... 400 V	
$U_{g_1, b}$ (blocare)	-40 ... -77 V	-50 ... -93 V

— comandă pe catod (tensiunile măsurate față de grila de comandă)

$U_{g_2}$	400 V	500 V
$U_{g_3, g_5, a}$	20 KV	500 V
$U_{g_4}$	0 ... 400 V	
$U_{kb}$ (blocare)	36 ... 66 V	45 ... 79 V

**Simbolizarea tuburilor cinescop** se face printr-un grup de cifre și litere, cu următoarea semnificație:

- prima literă reprezintă tipul de focalizare a tubului cinescop;
- prima grupă de două cifre reprezintă mărimea diagonalei ecranului, în cm;
- a doua grupă de două cifre re-

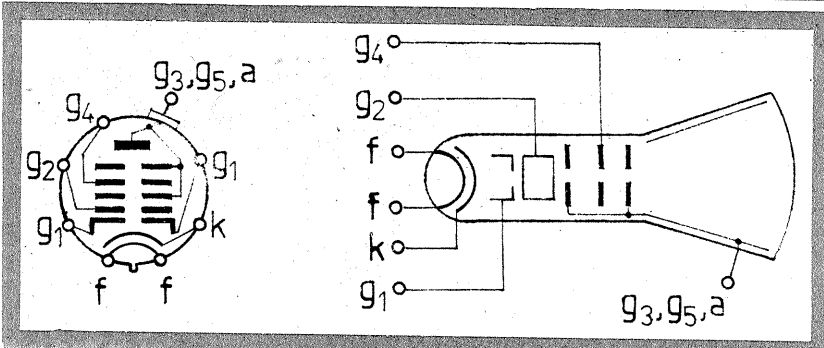
## TUBURI CINESCOP PENTRU TELEVIZIUNEA ALB-NEGRO

prezintă tipul de fabricație;

- a doua literă indică culoarea fluorescenței ecranului;
- ultima cifră reprezintă tipul de protecție la implozie.

Principalii parametri electrici ai tubului cinescop sînt:

a) Tensiunea de filament ( $U_f$ ): trebuie să aibă valoarea  $U_f = 6,3 V \pm$



(comanda pe grilă): trebuie să fie cuprinsă în intervalul  $U_{g_1, b} = -40 \dots -77 V$ .

f) Tensiunea de focalizare optimă ( $U_{g_4}$ ): trebuie să fie cuprinsă între 0 și 400 V.

În ceea ce privește terminologia privind tuburile cinescop pentru televiziune aceasta este precizată de STAS 10676-76. Prezentăm mai jos definițiile termenilor de bază folosiți pentru tuburile cinescop utilizate în televiziune.

Colțar — element rigid, ce asigură fixarea mecanică a cinescopului la locul de utilizare.

Con — parte evazată, în general conică, a balonului tubului catodic, care face legătura între gît și ecranul de sticlă.

Contact anodic — element conductor utilizat pentru legarea anodului în circuitul electric exterior.

Curent de fugă — curentul măsurat în circuitul electrozudului respectiv, în condițiile alimentării tubului cinescop în regim nominal de funcționare, blocat pe grila de comandă.

Curent de nul al catodului — curentul catodic la tensiunea grilă-catod nulă.

0,6 V, la un curent de 0,3 A.

b) Curentul de nul al catodului ( $I_{kn}$ ): este curentul catodic la tensiunea grilă-catod nulă ( $U_{g_1} = 0$ ). Valoarea minimă a curentului de nul al catodului trebuie să fie de 700  $\mu A$ .

c) Punctul de funcționare: este definit prin perechea de valori tensiune de grilă ( $U_{g_1}$ ) — curent catodic, la un curent catodic dat de 100  $\mu A$ . Tensiunea de grilă are valoarea  $U_{g_1}$  (pentru  $I_k = 100 \mu A$ ) = -20...-52 V.

d) Timpul de încălzire a filamentului: reprezintă timpul scurs de la conectarea curentului de încălzire pînă cînd tensiunea de filament atinge 0,8 din valoarea nominală. Este cuprins între 10 și 20 s.

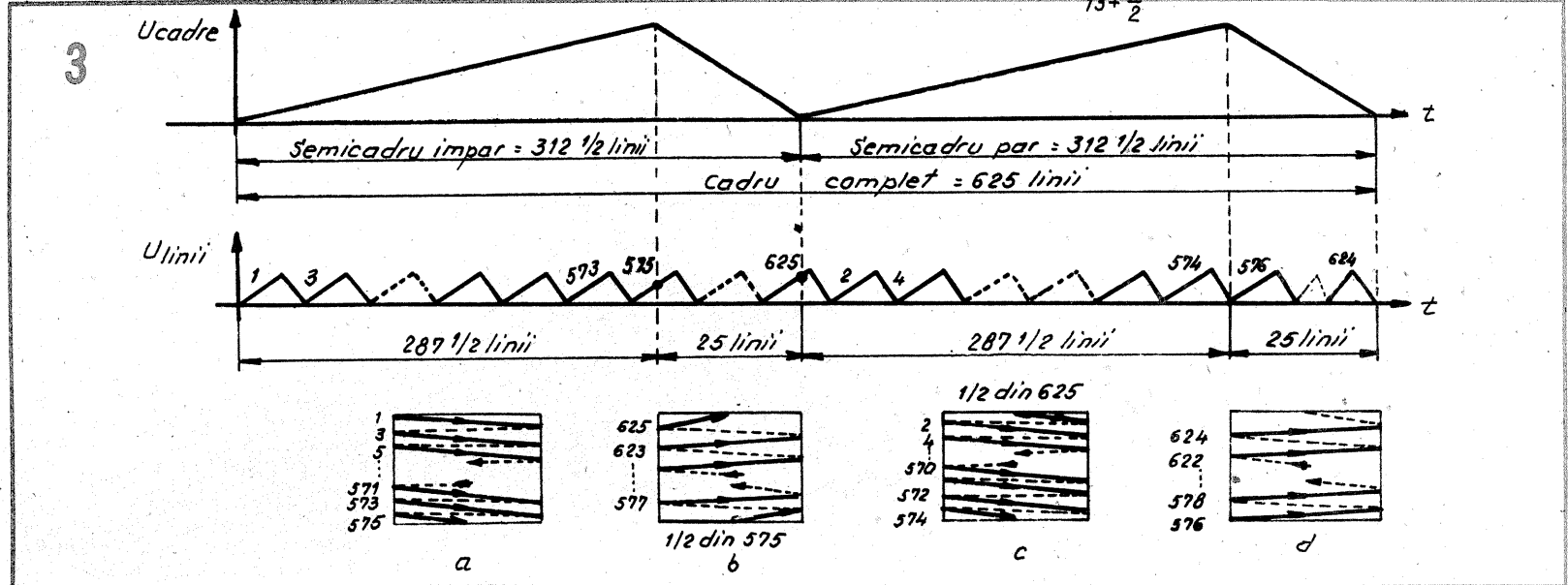
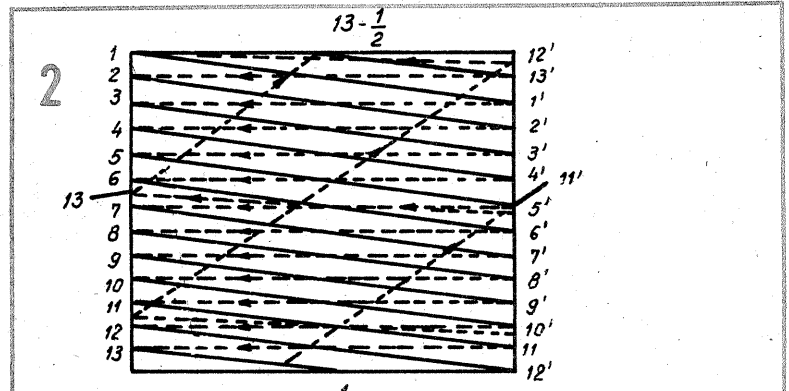
e) Valoarea tensiunii de blocare

numărul real de linii, 625, și anume că, în timpul întoarcerii pe verticală care se efectuează într-un interval finit (și nu instantaneu), interval constituit dintr-un număr întreg de linii, respectiv câte 25 în fiecare semicadru (par și impar), un număr de 50 de linii dintre cele 625 devin pasive, rămânând doar 575 de linii active care se pot vedea pe ecran.

Liniiile active care folosesc pentru transmiterea imaginii, sînt parcurse în timpul cursei directe a baleiajului de cadre, iar liniile pasive sînt parcurse în timpul cursei inverse a baleiajului de cadre. Ele nu sînt vizibile pe ecran, fasciculusul electronic fiind blocat în acest timp de către impulsul de stingere pe cadre.

În primul semicadru sînt active 287 și 1/2 linii și anume liniile impare 1, 3, 5, ..., 573 și 1/2 din linia 575. Urmează apoi 25 linii inactivă (pasive) și anume: a doua jumătate din linia 575, liniile 577, 579, ..., 623 și 1/2 din linia 625. Aceste ultime 25 de linii sînt transmise în timpul cursei de întoarcere a baleiajului de cadre și nu sînt vizibile pe ecran, deoarece în această perioadă fasciculusul electronic este blocat de impulsul de stingere pe cadre. Acest prim semicadru impar are prezentat rasturul pentru cursa directă în figura 3a și rasturul pentru cursa de întoarcere în figura 3b.

Încep în continuare liniile active



S-au figurat cele două semicadre, par și impar, cu câte 312,5 linii fiecare, în total 625.

ale celui de-al doilea semicadru, figura 3c, respectiv a doua jumătate a liniei 625, liniile pare 2, 4, 6, ..., 572, 574 și în perioada de întoarcere a

cursei inverse de cadre celelalte 25 de linii pasive și anume 576, 578, ..., 622 și 624, figura 3d. Deci dintr-un total de 625 de linii

doar 575 sînt active, fiind vizibile pe ecran, iar restul de 50 de linii sînt inactivă (nu se văd pe ecran).

**Deflexie magnetică** — deflexia comandată printr-un cîmp magnetic.

**Defocalizare** — variația secțiunii fasciculusului electronic în funcție de distanța sa față de axa tubului și al cărei efect este micșorarea rezoluției prin deformarea secțiunii spotului.

**Densitate a fasciculusului electronic** — densitatea, într-un punct dat, a curentului transportat de electronii unui fasciculus.

**Diagonala ecranului** — distanța dintre două puncte Z aflate în colțuri opuse ale ecranului luminescent.

**Ecran de sticlă** — placă de sticlă, atașată la con și care servește drept suport pentru ecranul luminescent.

**Ecran luminescent** — strat simplu sau multiplu, pe fața interioară a ecranului de sticlă în care se produce luminescența.

**Ecran metalizat** — ecran acoperit pe fața interioară (spre tunul electronic) cu o peliculă metalică transparentă pentru fasciculusul electronic, retransmițînd spre observator o mare parte din lumina emisă de ecranul luminescent.

**Electrod de focalizare** — electrod, al cărui potențial creează un cîmp electric, ce permite focalizarea electrostatică a unui fasciculus electronic.

**Emisie parazită** — emisie (electronică) nedorită, care provoacă o luminanță a ecranului într-un tub catodic funcționînd în condiții de blocare.

**Fasciculus electronic** — flux de electroni emis de o sursă, care se deplasează pe o traiectorie convergentă într-o regiune determinată a spațiului.

**Focalizare electrostatică** — focalizare a unui fasciculus electronic sub acțiunea unui cîmp electric.

**Giț** — parte tubulară a balonului unui tub catodic, care adăpostește tunul electronic.

**Grafitare** — strat subțire aderent la sticlă cu o rezistivitate relativ mică, avînd ca scop realizarea unei

suprafețe echipotențiale și avînd în compoziție, ca principal component, grafitul.

**Linie de baleiaj** — traiectoria unui spot pe ecran.

**Linie de referință** — linie imaginară într-un plan axial al tubului cinescop trecînd prin zona de deflexie a fasciculusului electronic, stabilită cu calibru și față de care se dau diferite cote.

**Picioruș** — tijă metalică legată la un electrod al tubului catodic, servind ca legătură electrică a acestui electrod cu circuitul electric exterior.

**Puncte Z** — patru puncte imaginare de pe suprafața ecranului de sticlă, aflate la intersecția planurilor diagonale cu conturul imaginii ecranului luminescent. Plan diagonal este planul determinat de diagonala dreptunghiului exînscriș ecranului și axa cinescopului.

**Rază electronică** — traiectorie individuală a unui electron într-un fasciculus.

**Rezoluție** — parametru ce caracterizează cele mai fine detalii ce se pot recunoaște pe o imagine, cu ajutorul unui sistem dat. Rezoluția poate fi exprimată prin numărul maxim de linii negre și albe alternante pe unitatea de lungime.

**Tensiune de blocare (pe grilă)** — tensiunea grilei de comandă la care dispăre rasturul.

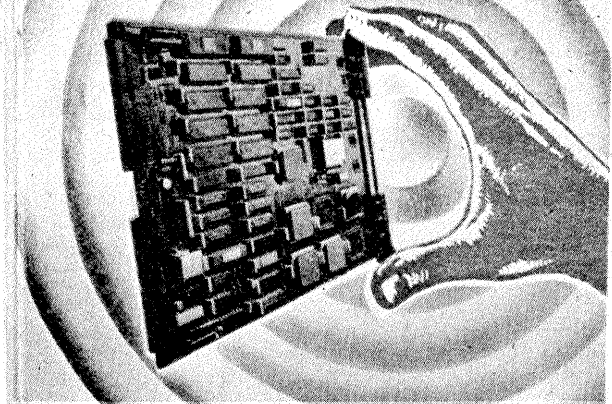
**Tensiune de comandă pe grilă** — diferența dintre tensiunea grilă — catod necesară blocării și cea cerută pentru obținerea unei luminanțe sau a unui curent de fasciculus dat.

**Timp de încălzire a filamentului** — timpul scurs de la conectarea curentului de încălzire pînă cînd tensiunea de filament atinge 0,8 din valoarea nominală.

**Tub cinescop autoprotejat** — tub cinescop, la care, prin mijloace mecanice atașate, efectul imploziei este redus la limite nepericuloase pentru telespectator.

Cu plăcere, anunțăm cititorii revistei noastre că vechiul colaborator al revistei Tehnium este și autorul lucrării prezentate, de mare utilitate tuturor constructorilor amatori, pe care o recomandăm cu multă căldură.

# IULIAN POPOVICI AMPLIFICATOARE TV. AMPLIFICATOARE pentru RADIOAMATORI



Pagini realizate în colaborare  
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

# RTTY — indicator de acord

**O** bună decodare a semnalelor RTTY emise de o stație, impune o fixare foarte precisă a receptorului pe frecvența corespondentului. Pentru această stabilire există mai multe metode electronice de verificare mai mult sau mai puțin precise cum ar fi indicatorul cu zero central, indicatorul cu ochi magic și mai multe sisteme cu vizualizare pe un tub de osciloscop.

În cazul unei stații funcționând în sistemul Frequency Shift Keying este necesar ca la recepție să refacem cele două frecvențe corespunzătoare pentru SPACE și MARK. Pentru acest scop se utilizează BFO la care reglăm frecvența pînă obținem cele două componente 2125 Hz și 2975 Hz în cazul standard pentru shift de 850 Hz. În figura 1 se reprezintă relația între frecvența BFO și banda de trecere a receptorului.

La shift 850 Hz o bună reproducere a semnalelor MARK și SPACE este asigurată numai cînd frecvența BFO este de 2550 Hz față de frecvența centrală a curbei de trecere a amplificatorului de frecvență intermediară (fig. 1a). Dacă decalăm frecvența BFO, una din componente poate fi puternic atenuată cum apare SPACE în figura 1b, ce se concretizează prin recepționarea unui mesaj incoerent. De reținut că frecvența BFO poate fi superioară sau inferioară frecvenței centrale FI. Din cele expuse se confirmă necesi-

tatea unui cît mai precis acord al receptorului pentru eliminarea erorilor unei recepții RTTY.

În figura 2 se prezintă un montaj de verificare a acordului în care este folosit un ochi magic. Acest circuit se poate cupla direct la o ieșire AF de mare impedanță. Indicația acordului este urmărită pe un tub ochi magic de tip 6AF6 sau echivalent, unde o placă este sensibilă la MARK și cealaltă placă la SPACE. Separa-

rea celor două semnale se face cu două circuite oscilante (filtru) la care se respectă un shift de 850 Hz (sau după caz un shift de 170 Hz). Acordul acestor filtre, dacă dorim un acord foarte precis, se face prin conectarea unor condensatoare cu valori fixe (și foarte stabile) și reglarea numărului de spire pe bobine. Montajul de acord este prezentat în figura 3.

În timpul funcționării cele două

plăci se iluminează în ritmul MARK și SPACE, dar suprafețele maximele corespund unui bun acord al receptorului. Sensibilitatea sistemului fiind reglabilă din potențiometrul P1 (Fig. 2).

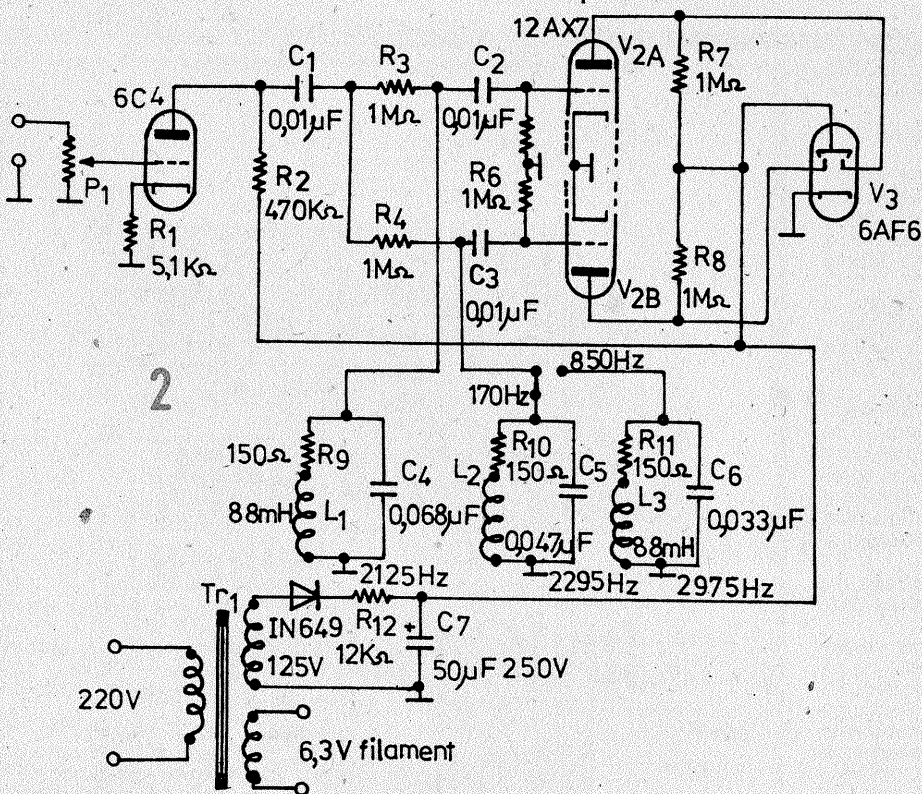
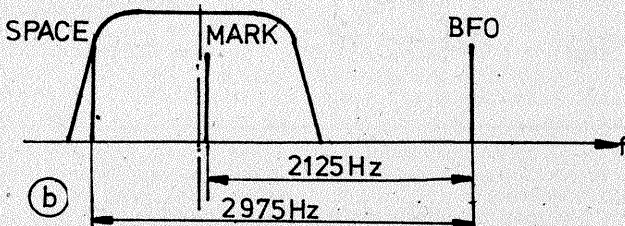
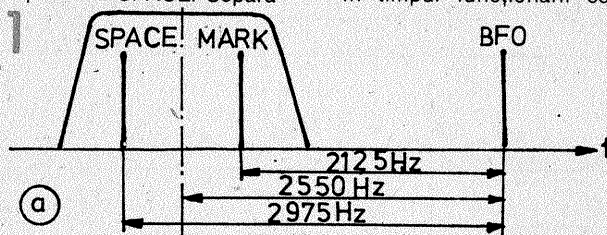
Un indicator de mai mare precizie și care merită să fie încorporat într-un receptor specializat comunicațiilor RTTY se bazează pe folosirea unui tub catodic, respectiv a unui osciloscop, care permite excitația deflexiei pe orizontală și a deflexiei pe verticală separate din exterior. Aplicînd semnalele decodate MARK și SPACE pe plăcile V respectiv pe plăcile H, pe ecran se vor obține diverse imagini de tipul celor arătate în figura 4.

Figura 4A reprezintă un cuplaj direct la detector la care circuitul oscilant are un Q (factor de calitate) scăzut. Figura 4B arată că nu se recepționează semnal FSK ci numai zgomot, în timp ce figura 4C reprezintă un shift corect, dar acordul receptorului este incorect. Figura 4D este cazul optim de acord al receptorului și pentru shift.

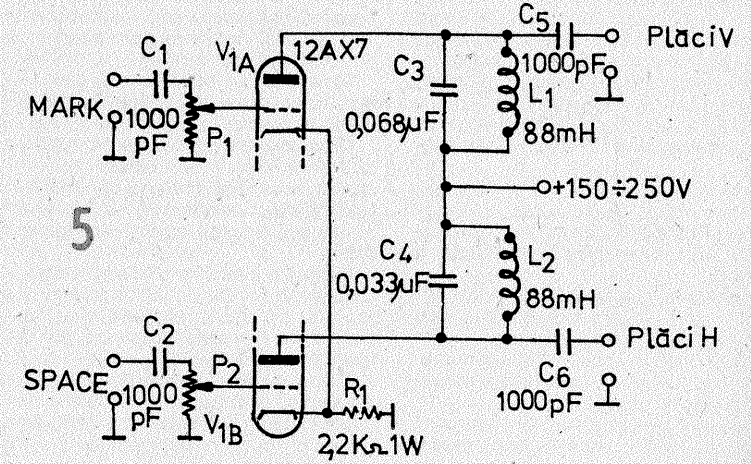
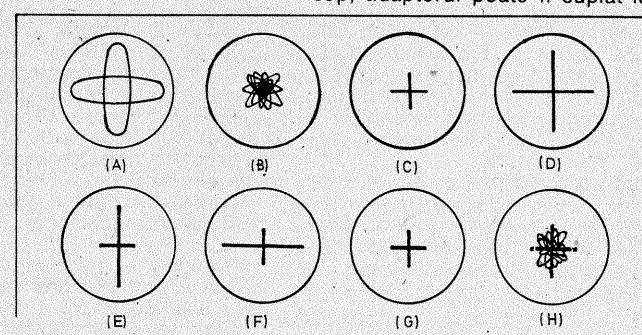
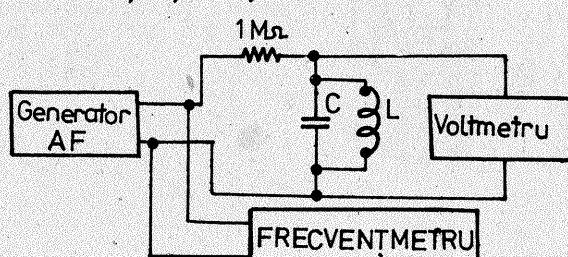
Figurile 4E și 4F arată un semnal FSK incorect în care semnalele SPACE și MARK sînt de amplitudini inegale. Figura 4G arată acordul corect al receptorului dar un shift de mică valoare (170 Hz pentru caz standard) și respectiv figura 4H arată un FSK corect, receptor corect acordat, dar nivelul semnalului este mic și zgomotos.

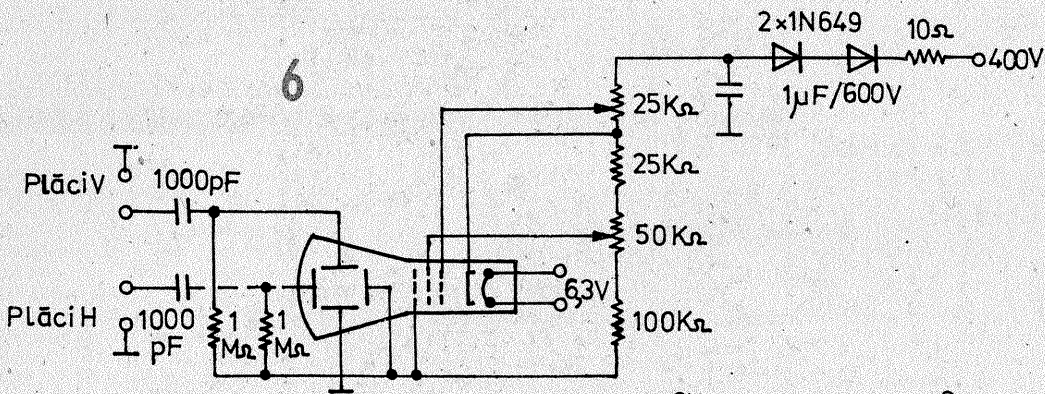
Se poate vedea astfel că un semnal FSK este corect recepționat cînd cele 4 brațe pe ecran sînt egale și de amplitudine maximă, dar aceasta se obține intercalînd între decodor și osciloscop un circuit de adaptare care să conțină și circuite oscilante de bună calitate.

Frecvențele de acord ale celor două circuite oscilante sînt bineînțeles 2125 Hz și 2975 Hz. Schema unui adaptor este redată în figura 5 în care este utilizată o dublă triodă 12AX7 ce primește pe grilele semnalele de la decodor (Space și Mark). Ca să nu se imobilizeze un osciloscop, adaptorul poate fi cuplat la un



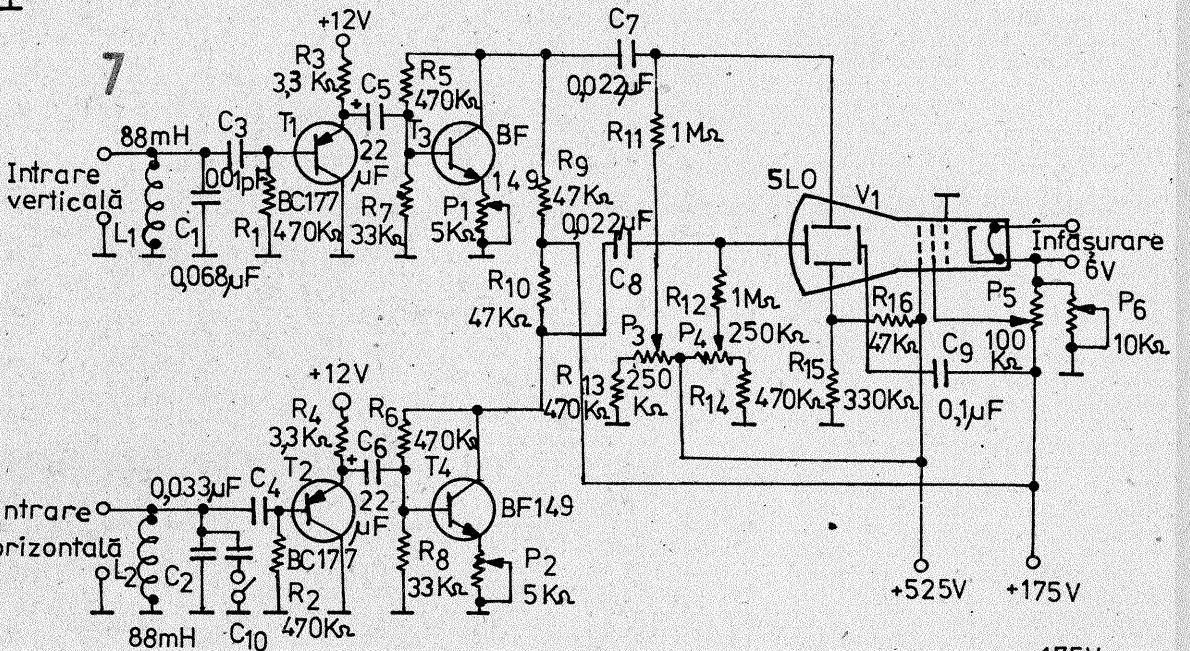
3 Tr<sub>1</sub> = Transformator de alimentare 220V/125V -15mA și 6,3V -0,6A.



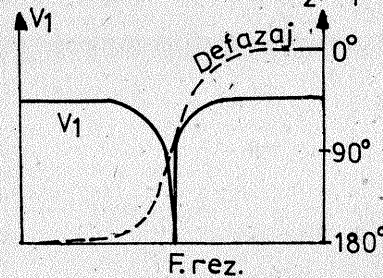
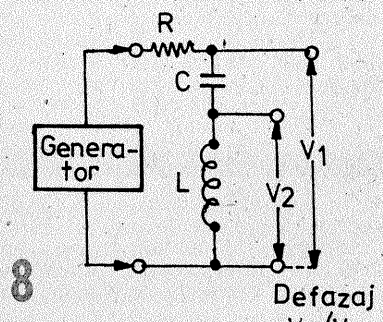


tub catodic de mici dimensiuni care poate fi conectat ca în figura 6. Chiar dacă pentru unii montajele cu tuburi par demodate (depășite) ele dau o mare siguranță în funcționare, fiind foarte robuste.

Un montaj în care, de astă dată, sînt utilizate tranzistoarele, apare în figura 7. Aici circuitele de amplificarea sînt simple și identice pentru V și H. La intrare apare un repetor pe emitor ca să prezinte impedanța

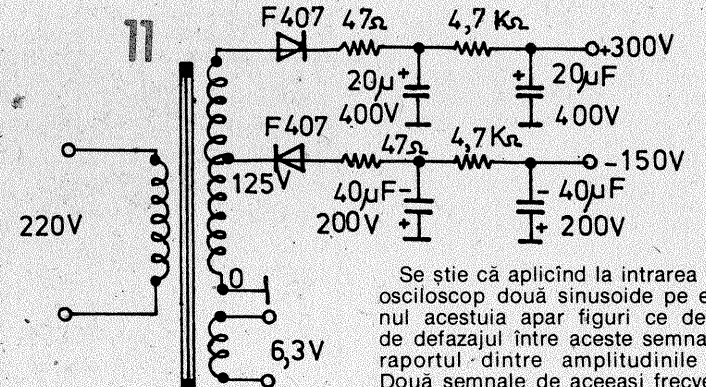
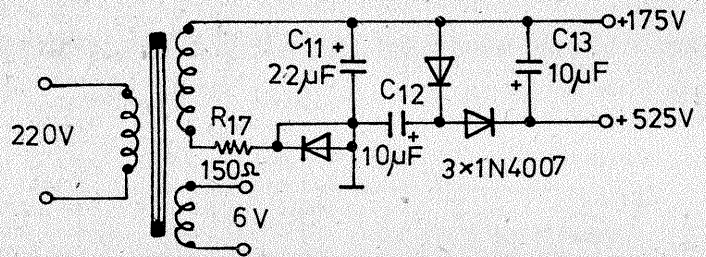
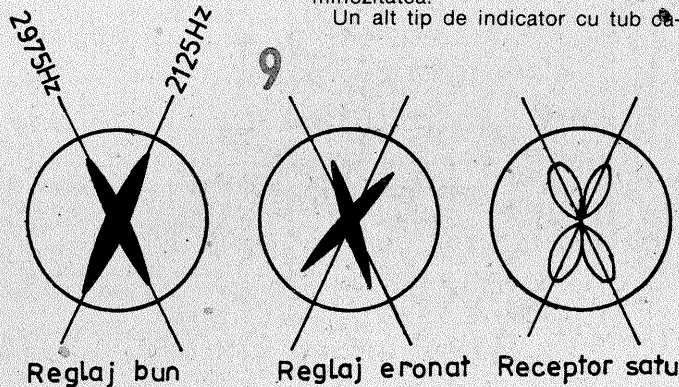


todic este cel numit cu variație defazată, mult mai bun ca tipul precedent și care nu folosește filtre atît de selective (fig. 10). Acest indicator poate fi racordat direct la ieșirea receptorului sau a decodorului, afișînd pe ecran desenele din figura 9. Principiul de funcționare este ilustrat în figura 8; circuitul rezonant LC este acordat pe o frecvență apropiată de frecvența ce ne interesează; aici impedanța circuitului este minimă și tensiunea V1 se apropie de zero, dar V2 are o valoare apreciabilă și prezintă variații de fază pronunțate în ambele părți ale acestei frecvențe.



mare pentru decodor, urmează apoi un tranzistor cu reglaj al amplificării ce admite o tensiune colector-emitor ridicată. Circuitele oscilante au aceleași frecvențe de rezonanță și este prevăzut chiar un comutator cînd se lucrează pe shift 170 Hz. La această schemă P1 și P2 reglează amplificarea, P3 centrarea V, P4 centrarea H, P5 focusarea iar P6 luminizitatea.

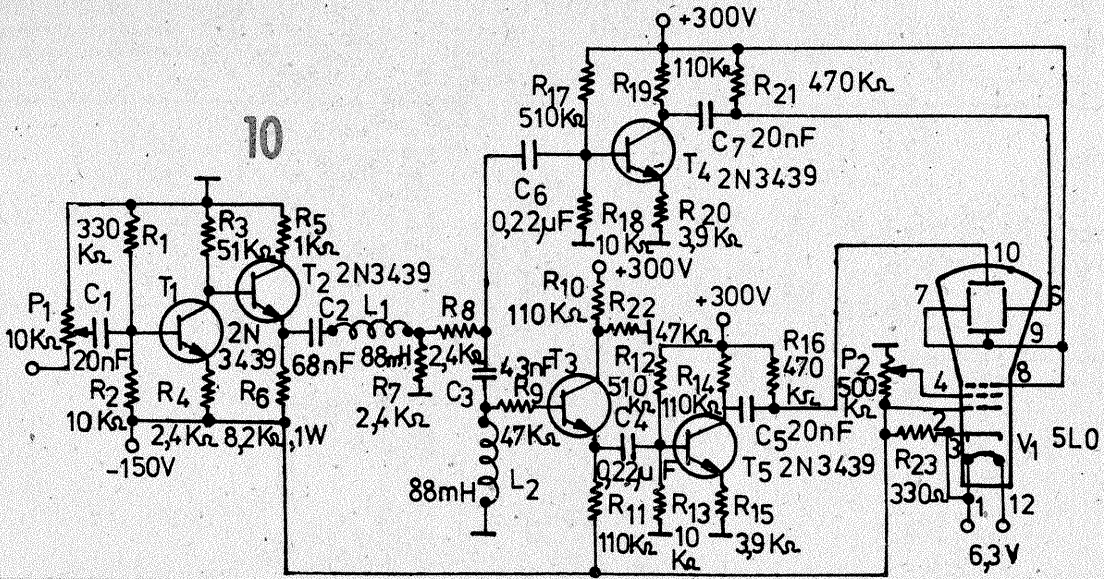
Un alt tip de indicator cu tub ca-



Se știe că aplicînd la intrarea unui osciloscop două sinusoides pe ecranul acestuia apar figuri ce depind de defazajul între aceste semnale și raportul dintre amplitudinile lor. Două semnale de aceeași frecvență, în fază sau, în opoziție de fază produc pe ecran o dreaptă cu o anumită înclinare. Cînd cele două semnale sînt defazate cu 90° pe ecran apare, o elipsă a cărei alungire depinde de diferența dintre amplitudinii.

În figura 8 cele două tensiuni V1 și V2 sînt defazate cu 90° deci va apare o elipsă foarte lată fiindcă V1 este aproape nulă iar panta elipsei se va înclina într-o parte sau alta de la verticală, funcție de frecvența semnalului de intrare inferioară sau superioară față de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant.

Regăsim acest principiu și în schema din figura 10 unde circuitul RLC este compus din R8, L2 și C3. C3 și L2 sînt acordate pe 2550 Hz. Fiecare semnal este aplicat separat tranzistoarelor T4 și T5 (amplificatoare V și H). Un circuit de compensare compus din R7, L1 și C2 are impedanță ridicată între 2 și 3 kHz. Circuitul L1, C2 este acordat pe 2 kHz. Alimentarea montajului se face cu redresorul din figura 11.



# PREAMPLIFICATOARE HI-FI PENTRU DOZĂ MAGNETICĂ

Ing. BARBU POPESCU

**P**reamplicatoarele pentru doză magnetică prezentate în cele ce urmează se caracterizează prin performanțe ridicate și simplitate constructivă.

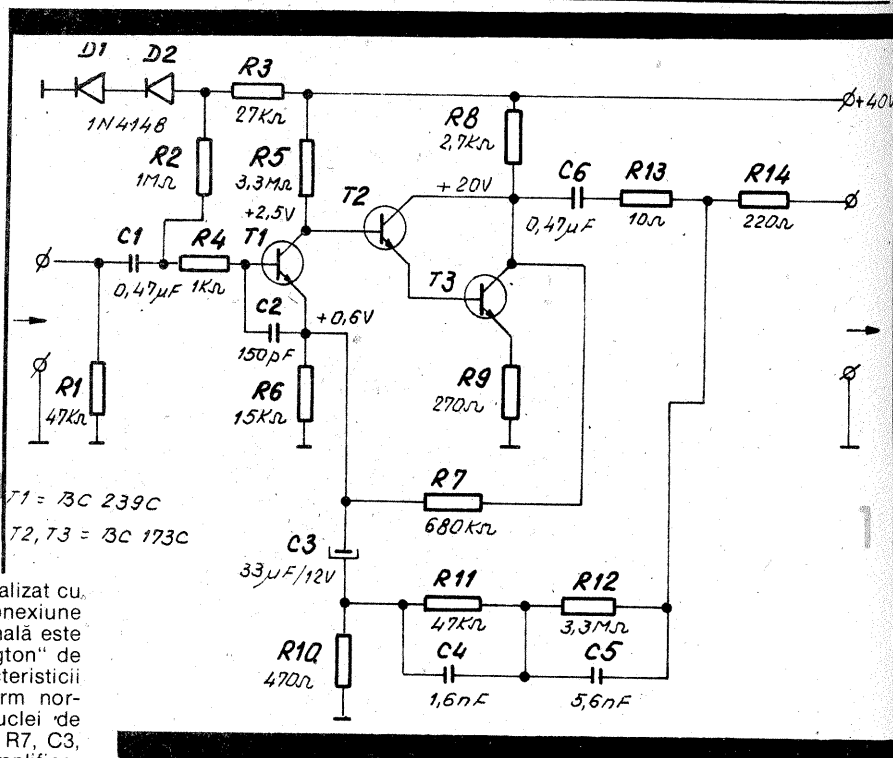
În figura 1 este prezentată schema preamplificatorului realizat de firma americană „S.A.E.”. Semnalul audio preluat de la doza magnetică este amplificat în etajul realizat cu tranzistorul T1; în scopul obținerii unui raport semnal-zgomot ridicat curenul de colector al lui T1 este de cca 11 μA. Semnalul audio este amplifi-

cat în continuare în etajul realizat cu tranzistoarele T2 și T3 în conexiune Darlington (în schema originală este folosit un tranzistor „Darlington” de tip 2N5307). Corecția caracteristicii de frecvență se face conform normei R.I.A.A. cu ajutorul buclei de reacție negativă formată din R7, C3, R10, R11, C4, R12 și C5. Amplificarea la frecvențe medii (1 kHz) este de cca 40 dB și poate fi modificată acționând asupra lui R10.

În scopul realizării unui coeficient redus de distorsiuni chiar la un nivel

ridicat al semnalului de ieșire sursa de alimentare are o valoare ridicată; pentru un nivel al semnalului de ieșire sub 5 V distorsiunile armonice nu depășesc 0,01%.

În scopul obținerii unor rezultate optime se poate încerca șuntarea rezistorului R1 cu un condensator de 100–150 pF; acesta are rolul de a realiza împreună cu capacitatea



T1 = BC 239C  
T2, T3 = BC 173C

# MIXERE

Student ANDREI BUTUC

**E**ste cunoscută importanța montajelor de amestec a două sau mai multe semnale electrice, montaje denumite mixere.

Aplicațiile lor în audiofrecvență sînt multiple, fiind folosite la realizarea programelor muzicale mixate, în discotecii pentru eliminarea pauzelor dintre melodii sau de către formațiile vocal instrumentale.

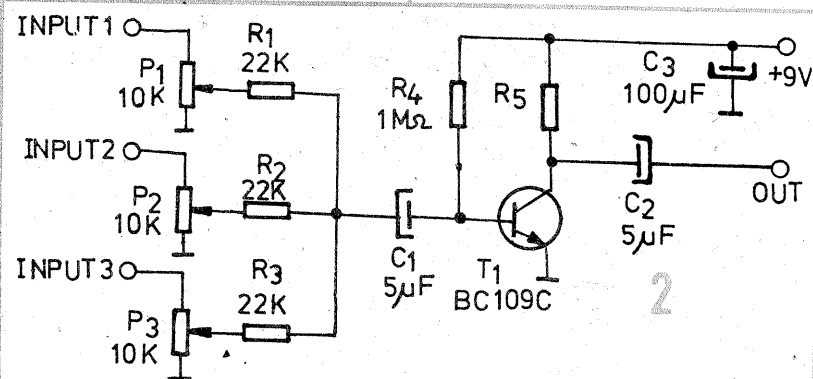
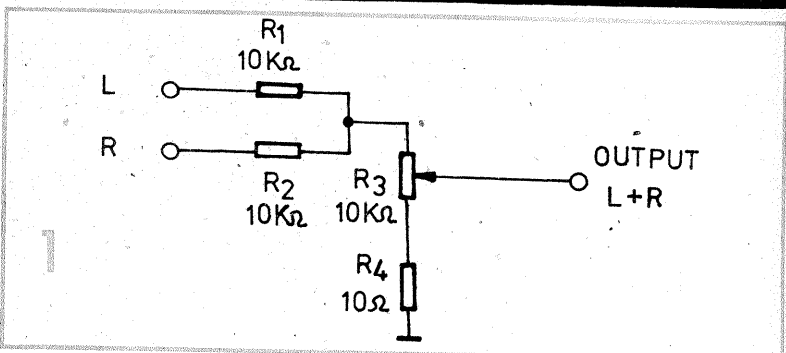
Figura 1 prezintă unul dintre cele mai simple montaje de acest fel. Acest montaj realizează compunerea a două semnale, sau mai bine spus a unui semnal stereo. Ceea ce se obține la ieșire reprezintă suma celor două semnale. Rezistorii R1 și R2 izolează ambele circuite, iar din R3 se controlează nivelul de ieșire. Montajul poate fi folosit foarte bine la înregistrări de pe un casetofon stereo pe unul mono sau ca montaj secundar într-un mixer mai complex. În ultimul caz, montajul poate fi realizat și „în aer”, un cablaj nefiind absolut necesar.

În figura 2 este prezentată o schemă simplă de mixer, realizat cu tranzistorul T1. Intrările pot fi mai multe de trei. Nivelul semnalelor se reglează din potențioetrele P1, P2, P3. Se poate monta și în colectorul tranzistorului, la ieșire, un potențiomtru pentru reglarea nivelului general. Tranzistorul T1, în montajul din figura 2, are un câștig în tensiune de 20. Alimentarea montajului se face de la o tensiune filtrată de 9 V. Datorită simplității montajului, cablajul imprimat este lăsat la latitudinea constructorilor.

Apariția pe scară tot mai largă a circuitelor integrate amplificatoare cu zgomot mic de fond a dus la rea-

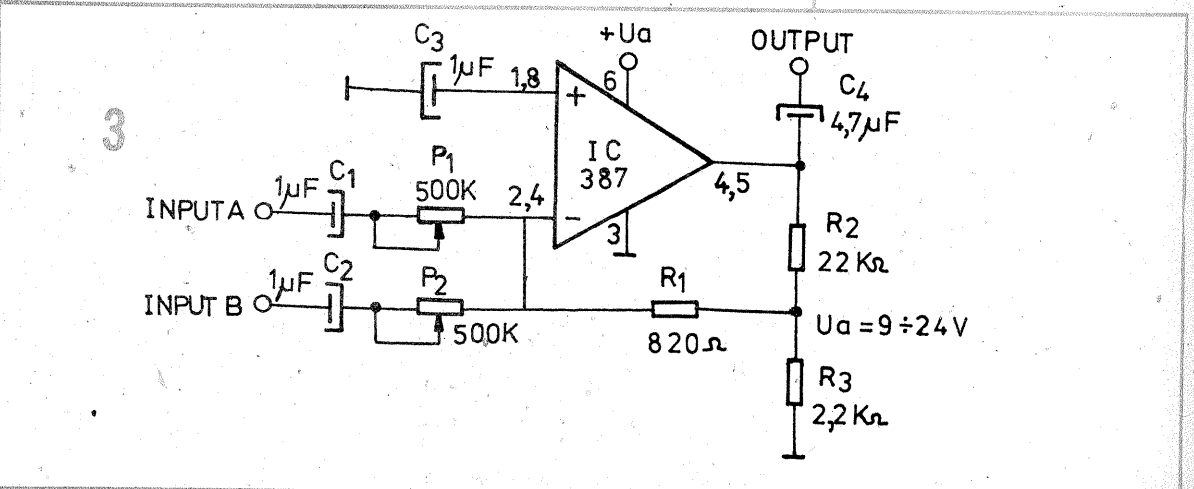
lizarea unor montaje cu performanțe superioare celor cu tranzistoare și în același timp a dus la scăderea dimensiunilor constructive.

Montajul din figura 3 folosește un circuit integrat de tipul 3M387. Numărul intrărilor controlate poate fi mai mare datorită câștigului bun al circuitului integrat. Semnalul mixat se aplică pe intrarea inversoare a circuitului integrat, adică pinii 2, 4. Buclea de reacție negativă este realizată cu ajutorul rezistorilor R1 și R2. La ieșire se poate atăsa un potențiomtru pentru controlul general al



volumului. Cablajul montajului este prezentat în figura 6. Sursa de alimentare trebuie să fie foarte bine filtrată (bateriile ar fi ideale), iar circuitul placat va fi închis într-o cutie metalică pentru a evita eventualele oscilații.

Patru sau mai multe semnale pot fi mixate cu ajutorul schemei din figura 4. Pe lângă efectul de mixare, schema realizează și o împărțire a semnalului mixat în două componente, rezultînd un semnal stereo. Schema poate fi folosită cu succes



montajului, a cablului de legătură și inductanța dozei un circuit oscilant acordat pe frecvența superioară a benzii audio (20 kHz).

În figura 2 este prezentat preamplificatorul realizat de firma „LEACH”. Spre deosebire de preamplificatorul precedent, etajul de intrare este de tip diferențial, realizat cu tranzistoarele T1 și T2 și piesele aferente. În scopul realizării unui raport semnal-zgomot ridicat, curentul de colector al tranzistoarelor T1 și T2 este de cca 15  $\mu$ A. Al doilea etaj de amplificare este de asemenea diferențial realizat cu tranzistoarele T3 și T4. În scopul evitării șuntării sarcinii etajului de ieșire realizat cu tranzistoarele T5 și T6 de către bucla de reacție negativă (R9, R8, R7, C5, C4, C3), valorile componentelor pasive folosite diferă ca ordin de mărime de cele folosite uzual.

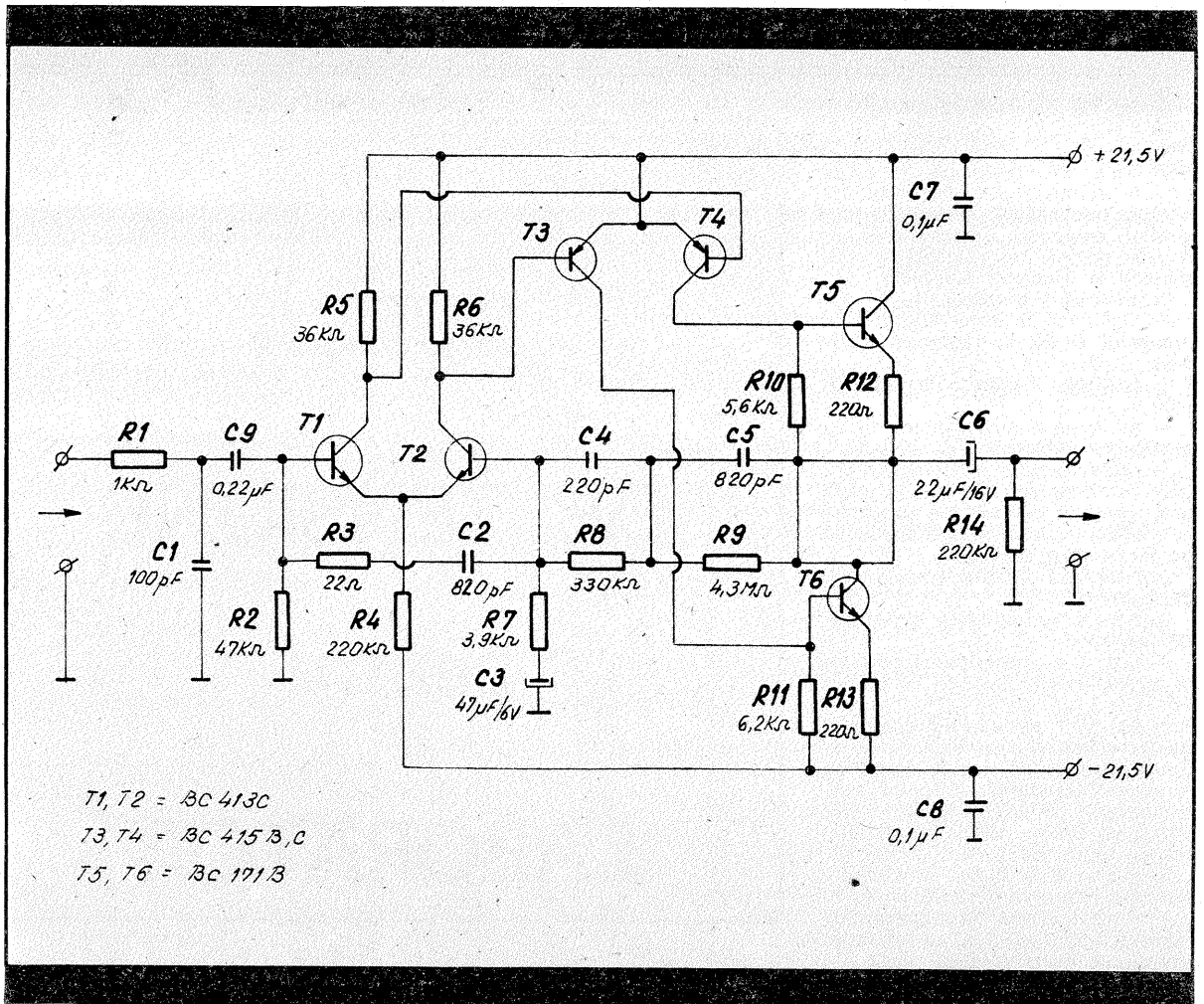
Corecția realizată este de tip R.I.A.A., iar amplificarea la frecvența de 1 kHz este de cca 43 dB.

Grupul R1C1 realizează un filtru „trece-jos” care împiedică pătrunderea perturbațiilor de înaltă frecvență în lanțul de amplificare, iar grupul R3C2 are rolul de a îmbunătăți răspunsul preamplificatorului în regim de impuls.

Performanțele obținute sînt deosebit de ridicate; astfel coeficientul de distorsiuni armonice are următoarele valori:

- a) Pentru 1 V la ieșire:
  - f = 1 kHz d  $\approx$  0,002%
  - f = 10 kHz d  $\approx$  0,002%
- b) Pentru 10 V la ieșire:
  - f = 1 kHz d  $\approx$  0,007%
  - f = 10 kHz d  $\approx$  0,01 %

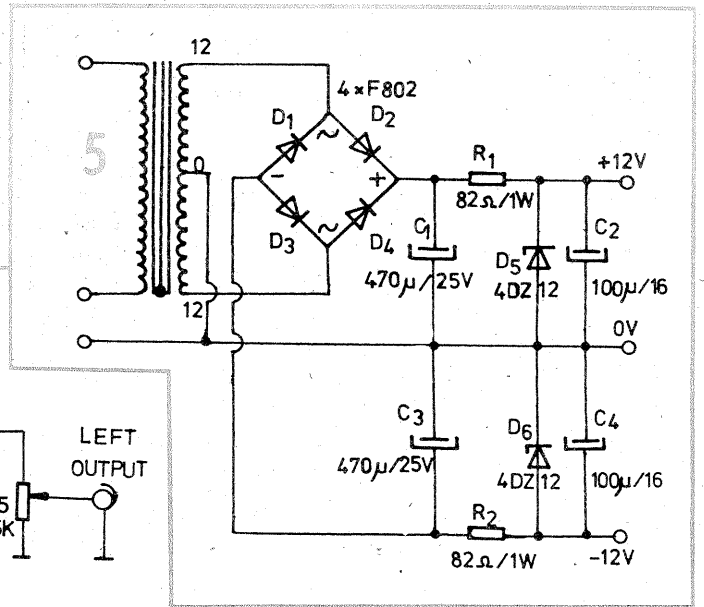
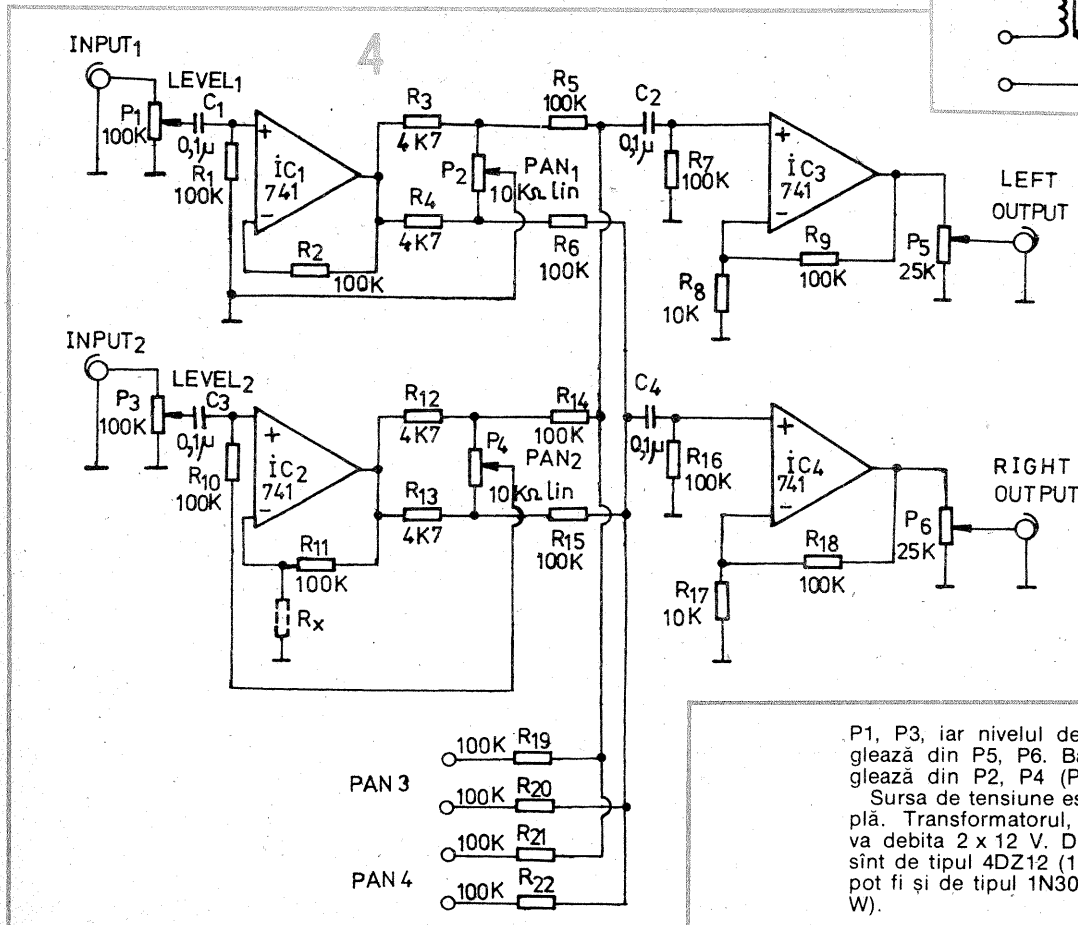
Performanțele prezentate se obțin folosind componente de calitate și surse de alimentare stabilizate și bine filtrate.



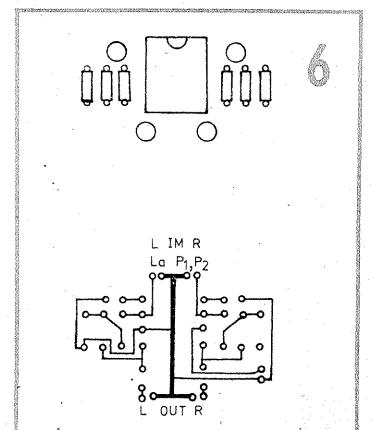
de către formațiile vocal-instrumentale pentru obținerea muzicii în variantă stereo cu instrumente mono. Și în această schemă s-a recurs la folosirea circuitelor integrate, ceea ce duce la obținerea unor dimensiuni relativ mici în comparație cu montajele realizate cu tranzistoare. Circuitele integrate sînt de tipul 741, circuite intrate de mult în uzul amatoriilor. Se vor căuta, pe cît posibil

circuite cu zgomot mic de fond. Cîștigul etajelor de intrare poate fi modificat prin modificarea valorii rezistorului Rx. Se recomandă ca acest cîștig să fie menținut sub 50 (Rx aproximativ 2,2 k $\Omega$ ), pentru a nu dăuna frecvențelor înalte.

În cazul folosirii mai multor intrări, Rx va fi de 6,8 k $\Omega$  pentru șase intrări și 4,7 k $\Omega$  pentru opt intrări. Nivelul de intrare se reglează din



**Bibliografie**  
The Encyclopedia of Electronic Circuits — 1985



P1, P3, iar nivelul de ieșire se reglează din P5, P6. Balansul se reglează din P2, P4 (PAN 1, 2). Sursa de tensiune este relativ simplă. Transformatorul, în secundar, va debita 2 x 12 V. Diodele D5, D6 sînt de tipul 4DZ12 (12 V; 4 W), dar pot fi și de tipul 1N3023B (12,4 V; 1 W).



# SEMNE CONVENȚIONALE

## SEMICONDUCTOARE

Ing. ȘERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

	Tranzistor unijoncțiune cu bază de tip P
	Tranzistor unijoncțiune cu bază de tip N
	Tranzistor NPN cu bază polarizata transversal
	Tranzistor PNIP cu conexiune in regiunea intrinsecă
	Tranzistor PNIN cu conexiune in regiunea intrinsecă
	Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă joncțiune, cu canal de tip N Notă. Conexiunea porții este aliniată cu cea a sursei
	Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă joncțiune cu canal de tip P
	Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă izolată (TEIGI), de tipul prin îmbogățire, cu o singură poartă, canal de tip P, fără conexiune la substrat
	TEIGI de tipul prin îmbogățire, cu o singură poartă, canal de tip N, fără conexiune la substrat.
	TEIGI de tipul prin îmbogățire, cu o singură poartă, canal de tip P, cu substrat conectat separat.
	TEIGI de tipul prin îmbogățire, cu o singură poartă, canal de tip N, cu substrat legat prin interior la poartă
	TEIGI de tipul prin sărăcire, cu o singură poartă, canal de tip N, fără conexiune la substrat.
	TEIGI de tipul prin sărăcire, cu o singură poartă, canal de tip P, fără conexiune la substrat.
	TEIGI de tipul prin sărăcire, cu două porți, canal de tip N, cu substrat conectat separat Notă: în cazul mai multor grile, conexiunea de la poarta primară este în linie cu cea de la sursă.

### 6. EXEMPLE DE DISPOZITIVE FOTOSENSIBILE SI MAGNETOSENSIBILE

Simbol	Denumire
	Fotorezistor Componentă fotoconductivă cu conductivitate simetrică
	Fotodiodă Componentă fotoconductivă cu conductivitate asimetrică
	Celulă fotovoltaică
	Fototranzistor, figurat de tip PNP
	Generator Hall cu patru conexiuni
	Magnetorezistor, figurat de tip liniar
	Cuplor magnetic
	Cuplor optic (optocuplor), figurat cu diodă electroluminescentă și fototranzistor.

## SEMNE CONVENȚIONALE

### PENTRU SCHEME ELECTRICE

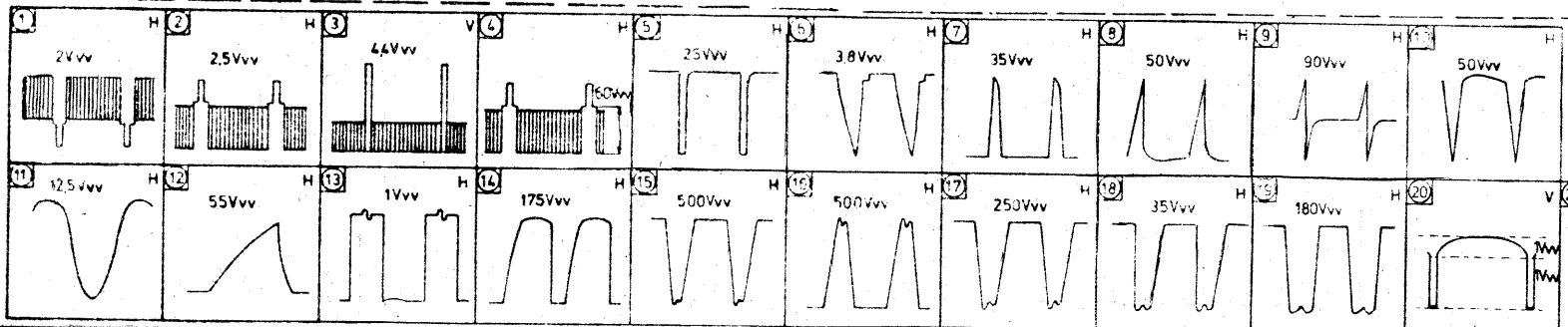
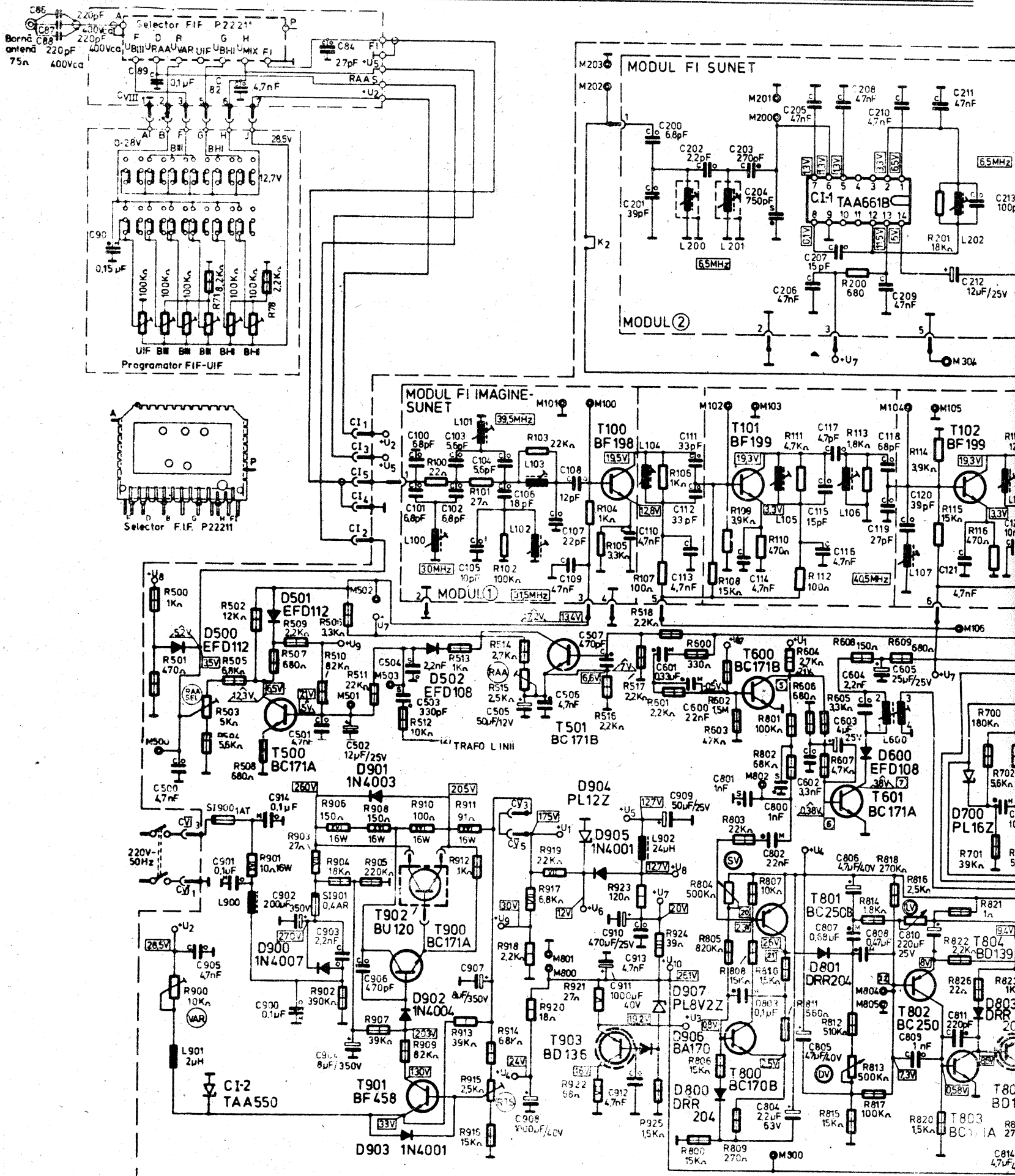
### — TUBURI ELECTRONICE

În cadrul serialului în care am prezentat semnele convenționale (simbolurile grafice) pentru rezistoare, condensatoare, inductanțe, cristale piezoelectrice, electreți, linii de întârziere și dispozitive semiconductoare (diodă semiconductoare, tiristoare, tranzistoare, dispozitive fotosensibile și magnetosensibile) continuăm astăzi cu simbolurile grafice ale tuburilor electronice.

Tuburile electronice au semnele convenționale standardizate, la noi în țară, în STAS 11381/12-80, care corespunde cu publicația CEI 617-5 (1983): „Simboluri grafice pentru scheme. Partea a 5-a: Semiconductoare și tuburi electronice”.

(CONTINUARE ÎN Nr VIITOR)

# SERVICE



# RECEPTORUL T.V. CU 2CI alimentarea cu tensiune

Ing. ȘERBAN NAICU

**M**ai multe întrebări ale cititorilor noștri se referă la receptorul T.V. cu 2 C.I. (tip Snagov 222), mai puțin cunoscut decât predecesorul său, T.V. Hibrid 2 și chiar decât cele ce i-au urmat (T.V. cu 4—5—6 C.I.).

Televizorul cu două C.I. a preluat o parte dintre blocuri de la T.V. H 2 (și anume: FI-cale comună, RAA, sincroseparator, videofrecvență), o parte de la T.V. Sport (comparatorul de fază, oscilatorul) și o altă parte de la T.V. cu 5—6 C.I. (stabilizatorul serie, finalul baleajului orizontal).

Amplificatorul de audio frecvență utilizează o schemă clasică cu 4 tranzistori.

Principiul alimentării AAF de la un stabilizator separat (paralel) este preluat de la T.V. cu 5—6 C.I., dar realizarea practică este diferită.

În cele ce urmează, ne propunem să vedem cum iau naștere toate tensiunile de c.c. din receptorul T.V. și cum ajung ele la etajele pe care sînt destinate să le alimenteze.

Consumul general al acestui tip de receptor T.V. este mai mare cu aprox. 25—30 mA decît al T.V. cu 5—6 C.I. (curent măsurat prin siguranța Si 901).

Cauzele creșterii consumului general al T.V. sînt următoarele:

— tranzistorul T600 (primul etaj din sincroseparator) se alimentează de la +U<sub>1</sub> cu 6 mA;

— pentru alimentarea celui de-al doilea etaj din RAA s-a introdus divizorul R917, R918 de pe care se extrage tensiunea +U<sub>9</sub> (30 V), divizor alimentat de la +U<sub>1</sub> cu cca 21 mA;

— etajul final video, al cărui tranzistor final are pe colector +25 V (în loc de 50—60 V, fără semnal, ca la 5—6 C.I.) prezintă un consum sporit.

În figură se prezintă schema bloc a receptorului T.V. cu 2 C.I. din care se observă tensiunile necesare pentru alimentarea tuturor etajelor funcționale (U<sub>1</sub>, U<sub>2</sub>, ..., U<sub>10</sub>).

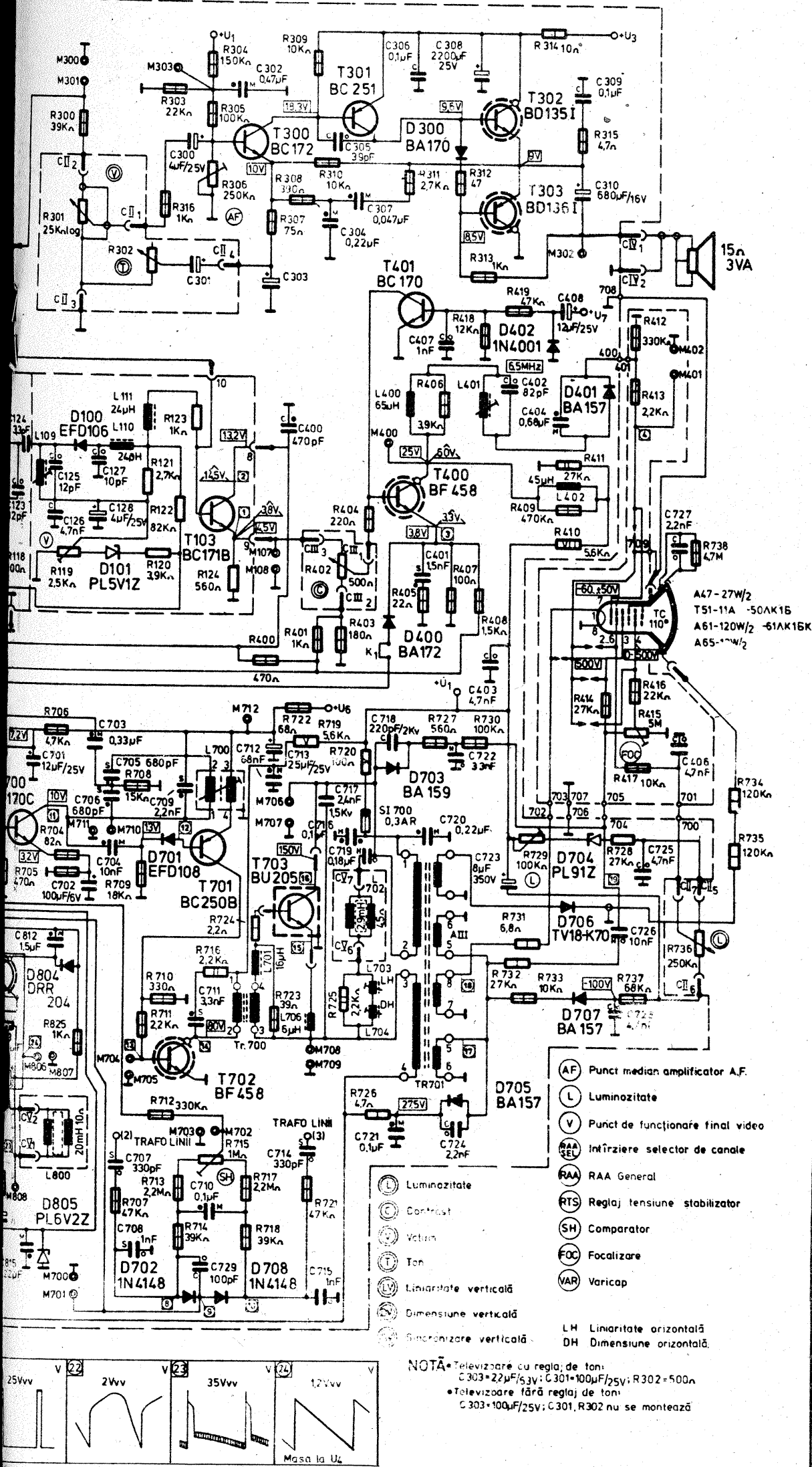
În continuare se poate urmări modul cum se „fabrică” toate aceste tensiuni. Se observă că totalitatea tensiunilor se obțin pe de o parte cu ajutorul **redresorului stabilizat** (U<sub>1</sub>, U<sub>2</sub>, U<sub>9</sub>) iar pe de altă parte cu ajutorul **blocului de alimentare de joasă tensiune** care furnizează celelalte tensiuni (U<sub>3</sub>, U<sub>4</sub>, U<sub>5</sub>, U<sub>6</sub>, U<sub>7</sub>, U<sub>8</sub>) pornind de la tensiunea U<sub>10</sub>, care se obține prin însumarea pe sarcină a curentului obținut prin redresarea impulsurilor de pe înfășurarea 5—6 a transformatorului de linie (350 mA) cu curentul de emitor al tranzistorului final liniei T703 (240 mA).

## REDRESORUL STABILIZAT

Alimentatorul de 175 V (+U<sub>1</sub>) este un stabilizator serie, fiind practic identic cu cel de la T.V. cu 5—6 C.I.

Există, totuși, cîteva mici deosebiri și acestea constau în principal în consecințele faptului că rezistorul R911 are în acest caz valoarea de 91 Ω (la T.V. cu 5—6 C.I. echivalentul său R806 avea 75 Ω) Rezultă pe el o cădere de tensiune  $\Delta U = 91 \text{ V} \cdot 0,32 \text{ A} = 29 \text{ V}$ .

Astfel dacă +U<sub>1</sub> este corect reglat la 175 V (din semireglabilul R915)

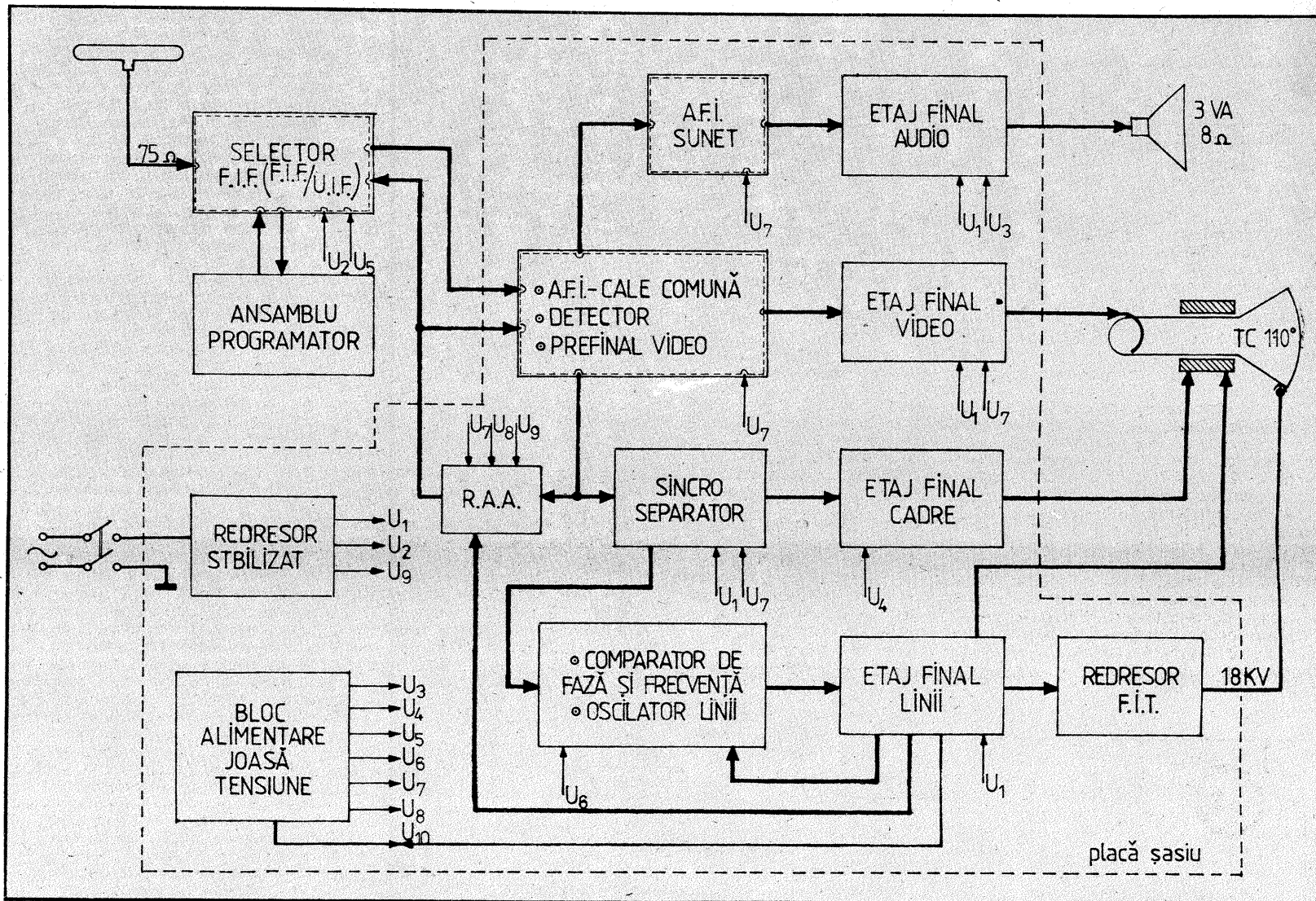


pe emitorul tranzistorului serie T902 (SDT9204) vom regăsi tensiunea de 204—205 V, iar pe colectorul său:  $U_{C7902} = U$  (redresată și filtrată) —  $\Delta U_{R903} = 266 - 8 = 258$  V. Rezultă că tranzistorul va avea între emitor și colector o tensiune de aprox. 54 V la tensiunea de rețea nominală (220V). Comparativ putem arăta că la T.V. cu 5—6 C.I. tensiunea echivalentă, respectiv  $U_{CE7901}$  era de 64 V la tensiunea de rețea nominală. Din această cauză domeniul de stabilizare al acestui T.V. este de  $\pm 10\%$  din 220 V (adică între 198 V și 242 V) față de T.V. cu 5—6 C.I. cu domeniul —15% și +10% din 220 V

tranzistoarele T900, T901 și T902, iar redresorul care îl precede, de tip monoalternanță este realizat cu dioda D900. Filtrarea tensiunii redresate se asigură cu condensatorul electrolitic C902 (100+100  $\mu$ F/350 V). Pentru a limita curentul la pornire este utilizat rezistorul R901. Siguranța Si 900 (1AT) asigură protecția redresorului în caz de scurtcircuit. Ea este temporizată pentru a nu se arde în momentele de după pornire, când curentul de încărcare al lui C902 este foarte mare (20—30 A). După pornire R 901 limitează pulsurile de curent prin dioda D900.

normal. Astfel defectarea unui etaj din T.V., în special a unuia care este un consumator important de curent (cum ar fi de pildă baleiajul orizontal) poate simula două tipuri de „defecte” ale stabilizatorului de tensiune, și anume:  
— dacă respectivul etaj nu mai „consumă” curent, tensiunea stabilizată va crește de la 175 V la 200—250 V;  
— iar dacă etajul respectiv va prezenta un scurtcircuit și „consumul” său de curent va crește se va observa o scădere a tensiunii sub 175 V.  
În ambele cazuri „defectarea” sta-

filtrată va circula un curent constant de aprox. 1 mA. Acesta se bifurcă în curentul de colector al lui T901 (prin R909) și curentul de bază al lui T900 (prin D902). Deci, dacă primul va crește, cel de-al doilea va scădea (pentru ca suma să rămână constantă).  
Rezultă că la o creștere a tensiunii de ieșire (peste 175 V) curentul de bază al lui T900 va scădea, se va micșora și curentul său de colector, care este practic curentul de bază al tranzistorului regulator serie T902. Va rezulta o „închidere” mai mare a acestuia, deci o cădere de tensiune mai mare pe joncțiunea CE a lui



(adică între 187 V și 242 V). Deci o bună stabilizare se menține până la o scădere a tensiunii de rețea la 190 V, față de T.V. cu 5—6 C.I. unde aceasta se menține până la 180 V. Tranzistorul regulator serie (T902) este la acest televizor mai solicitat în putere (cu aprox. 1,2—1,5 W) dar nepericulos, puterea maximă disipată nedepășind 10—11 W. Alimentatorul de 175 V asigură tensiunea pentru următoarele etaje funcționale:  
— etajul prefinal al baleiajului orizontal (colectorul lui T702);  
— etajul final al baleiajului orizontal (colectorul lui T703, prin înfășurarea 1—2 a transformatorului de linii);  
— circuitul de luminozitate;  
— etajul final de videofrecvență (colectorul lui T400);  
— primul etaj din sincroseparatorul de impulsuri (colectorul lui T600);  
— primul etaj din AAF (baza lui T300).  
Stabilizatorul serie cu amplificator de eroare este constituit practic din

Antipărazitarea rețelei se realizează cu filtrul: C900, C901, C914, L900.  
Pentru a evita riscul unor electrocutări la atingerea ștecherului imediat după scoaterea lui din priză se montează R902 cu rolul de a descărca condensatoarele C900, C901 și C914. Eventuala electrocutare, deși nepericuloasă este totuși neplăcută.  
Stabilizatorul propriu-zis este de tip serie cu reacție negativă în care T901 este detectorul de eroare, T900 amplificator de eroare, iar T902, elementul serie acționând ca o rezistență variabilă, de valoare comandată. Adică pe joncțiunea CE a acestui ultim tranzistor „cade” diferența dintre tensiunea de alimentare (variabilă) și tensiunea de la ieșirea stabilizatorului (fixă) astfel încât tensiunea de ieșire să se mențină permanent la 175 V.  
Menționăm totuși, că acesta este un stabilizator „în sarcină” deci el va stabili corect tensiunea la valoarea de +175 V dacă consumul etajelor pe care el le alimentează este

bilizatorului serie este doar aparentă, dar derutantă. Este suficient să înlăturăm defectul survenit în etajul respectiv și stabilizatorul serie va continua să funcționeze corect.  
Tranzistorul T901 are baza polarizată cu o parte din tensiunea de ieșire (de +175) determinată de divizorul rezistiv R914, R915 (semireglabil) și R916. Emitorul său se alimentează cu o tensiune fixă dată de C.I.-2 (TAA550 sau ZTC33) care este un stabilizator de tensiune termocompensat. Curentul de polarizare al C.I.2 este asigurat prin R913 (cca 3,7 mA).  
Orice variație a tensiunii de ieșire determină modificarea tensiunii B—E a tranzistorului T901, în același sens. Adică la o creștere a tensiunii de ieșire (peste 175 V) va crește și tensiunea de comandă  $U_{BE}$  a lui T901 ( $U_B$  crește proporțional,  $U_E$  rămâne constant). Deci tranzistorul se va deschide mai mult, crescând curentul său de colector (prin R909).  
Prin grupul de rezistoare R904, R907, de la tensiunea redresată și

T902. Deci tensiunea de la ieșirea sa (din colector) va scădea, ceea ce va compensa tendința de creștere, de la care am pornit. Acesta reprezintă mecanismul de stabilizare. La o tendință de scădere a tensiunii de ieșire, procesul se va produce în sens invers, contribuind la creșterea acesteia, deci la o stabilizare a tensiunii  $+U_2$ .  
Rolul celorlalte componente este următorul:  
— C904 și C907 realizează un filtraj suplimentar pentru reducerea componentei ondulatorii care se suprapune peste tensiunea de ieșire;  
— R909 reduce tensiunea  $U_{CE}$  pe care trebuie să o suporte tranzistorul T901;  
— R912 mărește domeniul activ de lucru al lui T902, în ceea ce privește tensiunea  $U_{CE}$ ;  
— R903, prin care „curge” tot curentul „consumat” de T.V. și pe care apare o cădere de tensiune de cca 10 V (270 V—260 V), precum și R911, limitează curentul de scurtcircuit și preiau diferența dintre tensiunea redresată și suma tensiunii de

iesire cu tensiunea care „cade” pe joncțiunea CE a lui T902; curentul de scurtcircuit se limitează la 2—3 A, iar puterea de scurtcircuit este suportată, în principal, de aceste două rezistențe;

— Si901, siguranța rapidă de 0,4 A care se arde la un curent dublu celui nominal (0,8 A), are rolul de a proteja stabilizatorul de tensiune în cazul unor suprasarcini mari pe +U<sub>1</sub>;

— R906, R908 și R910 (în total 400 Ω) formează un șunt, conectat în paralel pe joncțiunea CE a lui T902, cu rolul de a-l „descărca” pe acesta de o parte din putere; întreruperea șuntului ar face ca tot curentul de aprox. 0,3 A să treacă prin tranzistorul serie, care ar fi în acest caz extrem de solicitat termic, fiind nevoit să disipe puteri de peste 20 W, când tensiunea rețelei depășește 220 V;

— D901, diodă de protecție, pentru ca T902 să nu intre în regim invers de lucru în anumite situații de avarie (scurtcircuit C902 sau arderea siguranței Si 900);

— D902 protejează tranzistorul T900 împotriva unui curent invers celui normal, în unele situații de avarie (arderea siguranței Si 901 sau întreruperea rezistoarelor R904, R907);

— D903, conectată antiparalel pe joncțiunea BE a lui T901 limitează tensiunea inversă U<sub>BE</sub> pe tranzistor și îl protejează și în alte situații (întreruperea C.I.2, când tensiunea pe emitorul tranzistorului devine mai pozitivă ca cea de bază);

— ultimele trei diode au doar rol de protecție, televizorul funcționând la fel de bine fără D901 și D903 și cu ștrap în locul lui D902, dar nemaifiind protejat în cazul unor avarii;

— C903 și C906 sînt condensatoare antioscilante și antiparazitare.

Tot din stabilizatorul serie se extrage și tensiunea +U<sub>2</sub> (de +33 V) pentru comanda diodelor varicap, din selectorul de canale și anume de pe C.I.2. Acest C.I. fiind un stabilizator termocompensat asigură o tensiune constantă indiferent de temperatura din receptorul T.V., pentru a nu fi perturbat acordul pe post. Circuitul integrat nu poate fi înlocuit cu o diodă Zener obișnuită cu valoarea corespunzătoare de 33 V, tocmai din acest motiv. Eventual se poate încerca înlocuirea sa cu o inseriere de diode Zener pînă la valoarea corespunzătoare a tensiunii stabilizate (cu rolul de a se com-

pensa coeficienții termici ai acestora).

Cu semireglabilul R900 se reglează tensiunea +U<sub>3</sub> pentru comanda diodelor varicap din selector la o valoare de +28,5 V (nepericuloasă pentru acestea). L901 și C905 au rolul de filtrare a acestei tensiuni.

La o sarcină de 350 mA puterea care se pierde în stabilizator variază între 8 W (cînd tensiunea rețelei este de 190 V) și 32 W (cînd tensiunea de rețea este de 245 V).

Factorul de stabilizare al schemei este de 20—30 (funcție de produsul amplificărilor în curent ale tranzistoarelor T900 și T902). Dacă rețeaua variază cu 44 V, tensiunea stabilizată are o variație de 2 V, iar componenta ondulatorie suprapusă peste ea este de max. 0,12 V.

Tot din tensiunea stabilizată +U<sub>1</sub> se fabrică și tensiunea +U<sub>6</sub> cu ajutorul divizorului rezistiv R917, R918, care alimentează al doilea etaj din RAA.

Tot din +U<sub>1</sub> ia naștere tensiunea „de start”, +U<sub>6</sub> prin rezistorul R919 pentru oscilatorul de linii, care este minim 2V, la un curent de 7 mA. Dioda D905, în momentul pornirii televizorului va împiedica tensiunea +U<sub>1</sub> să ajungă la restul etajelor din T.V. După pornirea oscilatorului de linii va lua naștere +U<sub>10</sub> iar valoarea lui +U<sub>6</sub> va crește la 12 V, prin deblocarea diodei D905, cum se va vedea în continuare.

#### BLOCUL DE ALIMENTARE DE JOASĂ TENSIUNE

Toate celelalte tensiuni pozitive de joasă tensiune (cu excepția primelor trei pe care deja le-am văzut și parțial pentru +U<sub>6</sub>) provin din tensiunea U<sub>10</sub> care la rîndul său se obține astfel: cu dioda D705 se redresează cursă directă a tensiunii de impuls de pe înfășurarea 5—6 a transformatorului de linii, obținîndu-se o tensiune pozitivă de +27,5 V, pe catodul diodei, filtrată pentru înalta frecvență cu C721, cu o sarcină de 0,35 A. După R726 se obține tensiunea U<sub>10</sub> de 26,1 V (pe rezistență „cad” 0,4 V) la pinul 4 al transformatorului de linii, suprapunîndu-se și curentul de emitor al tranzistorului final linii cca 0,24 A. Tensiunea obținută +U<sub>10</sub> (de 26,1V) va putea furniza un curent de 0,59 A (0,35 + 0,24), fiind filtrată cu C911. R726 servește la limitarea curentului

prin D705.

Tensiunea +U<sub>7</sub> (20 V) care alimentează modulul cale comună și modulul AFI-sunet, etajele de RAA și sincroseparator, etajul final video (la emitor și la punctul rece al potențiometrului de contrast), T401, auxiliar de stingere, se obține din U<sub>10</sub> prin reducerea ei de către celula de filtraj R924, C910, C913 (ultimul asigurînd decuplarea pentru înaltă frecvență a lui U<sub>7</sub>). Tensiunea +U<sub>8</sub> (12,7 V) ia naștere din +U<sub>7</sub> după rezistorul R923 și alimentează divizorul de tensiune din RAA R500—R501, care stabilește amplificarea maximă în situația fără semnal.

Tensiunea +U<sub>5</sub> (12,7 V) care alimentează selectorul de canale se obține din +U<sub>10</sub> prin R923 și filtrul L902, C909 cu rolul de a împiedica pătrunderea impulsurilor de linii și a altor componente perturbatoare din baleiajul orizontal în selectorul de canale. Tensiunea +U<sub>5</sub> este stabilizată la 12,7 V prin însumarea tensiunilor de pe dioda Zener D904 (PL12Z) și dioda redresoare D905 (0,7 V).

Tensiunea +U<sub>6</sub> pentru alimentarea oscilatorului de linii, care, după cum s-a arătat anterior provine inițial din +U<sub>1</sub> (cu o valoare redusă, de numai 2—3 V) va crește la valoarea de 12 V după pornirea oscilatorului de linii și apariția lui +U<sub>10</sub>. Astfel din +U<sub>10</sub> (+26,1 V) va apărea +U<sub>7</sub> (20 V), din acesta +U<sub>8</sub> (12,7 V) prin R923, iar după dioda D905 (pe care „cad” 0,7 V) va lua naștere +U<sub>6</sub> (12 V), tensiune stabilizată cu Zenerul D904 (PL12Z).

Tensiunea +U<sub>4</sub> cu care se alimentează baleiajul vertical se obține din +U<sub>10</sub>, prin celula de filtraj R920, C908, C911.

Amplificatorul final de audio-frecvență AAF funcționînd în clasă B avînd deci un „consum” de curent extrem de variabil (10—215 mA) atît cu volumul cît și cu tonul, este necesar să fie alimentat dintr-un stabilizator separat pentru a nu perturba celelalte surse de tensiune. Astfel, el se alimentează cu +U<sub>3</sub> (19,2 V) prin intermediul stabilizatorului paralel, format în principal cu T903.

Principiul de funcționare al stabilizatorului paralel este următorul: de la tensiunea +U<sub>10</sub> (26,1 V) se alimentează practic doi consumatori (partea de AAF și tranzistorul T903), în paralel, după rezistența R921, cu

consumuri de curent extrem de variabile, dar de sens contrar, astfel încît suma curentilor (prin R921) să fie constantă. Astfel, cînd AAF consumă un curent maxim cel prin tranzistorul T903 este minim și invers, astfel încît suma lor va fi întotdeauna constantă și va constitui pentru tensiunea +U<sub>10</sub> (deci pentru baleiajul orizontal) o sarcină constantă.

Acest lucru este determinat de potențialul constant al bazei tranzistorului, asigurat de dioda Zener D907 (PL8V2Z) care este montată între +U<sub>10</sub> și R925.

Tensiunea stabilizată pentru alimentarea AAF se găsește pe emitorul tranzistorului T903. Tensiunea nominală stabilizată +U<sub>3</sub> este dată de însumarea unor tensiuni constante:

$$U_3 = U_{10} - U_{D907} + U_{BE T903} + U_{D906} = 26,1 - 8,2 + 0,7 + 0,6 = 19,2 \text{ V}$$

Rezistorul R925 stabilește un curent prin dioda D907 de cca 11 mA. Rezistorul R922 reduce disipația lui T903.

Dioda D903 protejează joncțiunea BE a lui T903 în momentul de pornire al T.V. cînd C308 este descărcat și pot apărea tensiuni inverse mai mari (peste 5 V) pe joncțiune.

În afara tensiunilor fabricate de **Redresorul stabilizat și de Blocul de alimentare cu joasă tensiune**, pentru a funcționa, receptorul T.V. mai are nevoie de unele tensiuni pe care le vom prezenta în cele ce urmează.

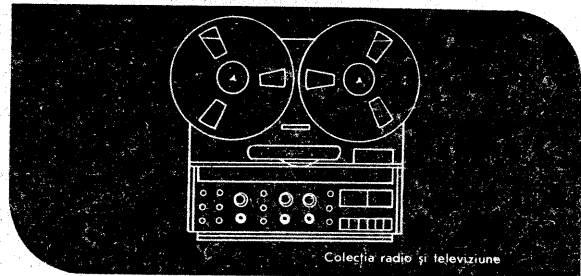
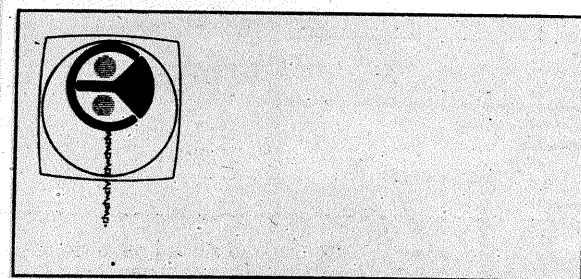
Acestea sînt tensiunile necesare tubului cinescop pentru filament, grile și anod, toate fiind fabricate de către generatorul de baleiaj pe orizontală.

Astfel tensiunea de filament (pinii 1—8 ai T.C.) se obține cu înfășurarea secundară a transformatorului de linii 7—8 (care conține 5 spire bobinate deasupra primarului). Este o tensiune în impulsuri pozitive de 28—30 V<sub>cc</sub> care se reduce cu R731 (6,8 Ω) la o valoare de cca 22 V<sub>cc</sub>. Puterea care se asigură filamentului pentru încălzire este de cca 1,9 W, adică similar cu modelele clasice alimentate cu tensiune alternativă (6,3 V x 0,3 A). Rezistorul R 731 are și rolul de a proteja transformatorul de linii (înfășurarea de filament) la un eventual scurtcircuit al filamentului T.C. care în această situație s-ar arde (debitînd pe sarcină zero). De asemenea, rezistorul are rolul de a proteja înfășurarea de filament în primele 10 s de la pornire cînd filamentul este rece, deci curentul prin el este mare (rezistența mică).

Tensiunea de comandă pentru grila G<sub>1</sub>, pinii 2,6 ai T.C., se asigură de pe cursorul potențiometrului de luminozitate R736, prin intermediul rezistorului R417. Capătul pozitiv al potențiometrului de luminozitate se alimentează de la +U<sub>1</sub>, iar cel negativ de la redresorul de —100 V, realizat în principal cu dioda D705 care redresează impulsurile de pe înfășurarea 5—6 a transformatorului de linii. Tensiunea de —100 V este filtrată cu C728.

Tensiunea de accelerare pentru G<sub>2</sub> a T.C. (pinul 3) de aprox. +500 V se obține prin redresarea impulsurilor pozitive de întoarcere linii, de pe colectorul tranzistorului final linii T703 (BU205), cu ajutorul diodei D703, șuntată cu condensatorul C718. Tensiunea se filtrează cu R727 și C722 și se aplică prin rezistoarele de separare R730 și R414. Între cele două rezistoare se culege o tensiune care se reglează cu semireglabilul R415, constituind tensiunea de focalizare (între 0 și +500 V) și se aplică prin intermediul rezistorului R416 pe grila G<sub>4</sub> (de focalizare) a T.C. (pinul 4).

Foarte înalta tensiune (FIT), de 17—18 kV se obține de la bobina de FIT a transformatorului de linii, Tr. 701, prin redresarea impulsurilor cu dioda D706 (T.V. 18—K70) redresoare cu seleniu și se aplică la anodul T.C.



Colecția radio și televiziune

*Semnalăm cu plăcere apariția lucrării „Scheme și montaje de audiofrecvență” a vechiului nostru colaborator ing. Emil Marian. Cartea oferă zeci de scheme de audiofrecvență comentate. În capitolele succesive, autorul parcurge toate blocurile funcționale principale ale unui lanț de audiofrecvență, începînd cu preamplificatoarele și terminînd cu amplificatoarele de mare putere. De o atenție deosebită se bucură problema reducerii zgomotului.*

Emil Marian

**Scheme și montaje de audiofrecvență**

Editura Tehnică

# TEMPORIZATOR

## FOTO

ALEXANDRU ZANCA

**T**emporizatorul este de fapt un ceas de expunere electronic folosit foarte des în laborator la copieri, mărimi, dezvoltări etc. Numărul minim de componente, cât și simplitatea schemei îl recomandă mai ales începătorilor. Domeniul de temporizare este cuprins în plaja 0,1 s ... 99,9 s cu pasul de 0,1 s. Cele două contacte ale releului, (normal închis și normal deschis) sunt disponibile pe panoul (cutia) temporizatorului, putându-se cupla la acestea fie un obturator electric, fie direct becul aparatului de mărit. Prin mărirea/micșorarea frecvenței oscilatorului sau introducerea de numărători suplimentari, se poate obține o gamă foarte largă de temporizări.

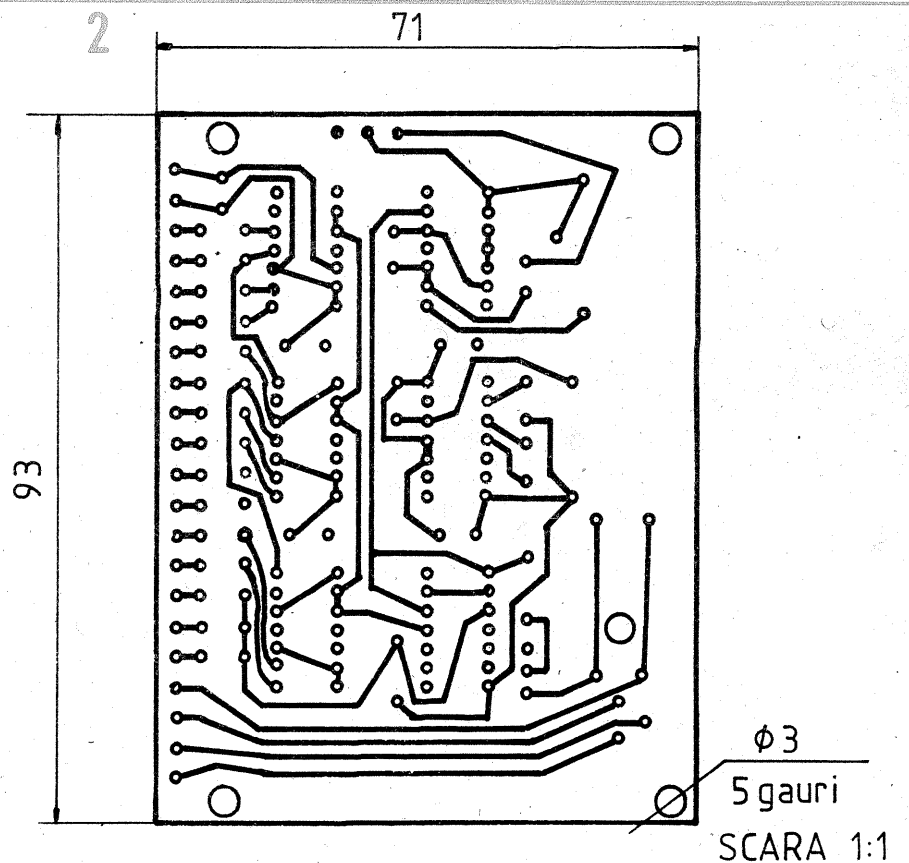
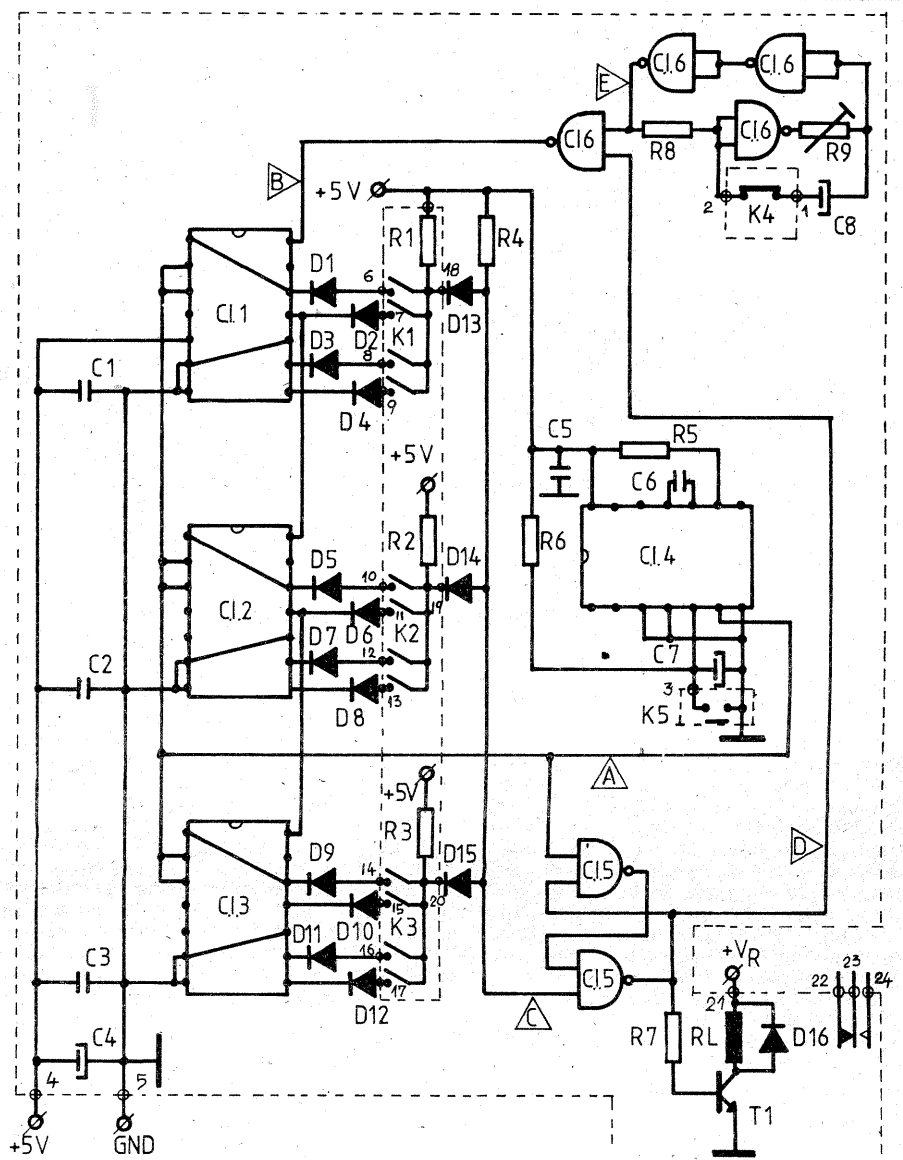
Schema temporizatorului este arătată în figura 1. De fapt, se observă din schemă că acesta este un divizor programabil. Se disting mai multe blocuri funcționale și anume: generatorul de impulsuri realizat cu circuitul integrat C.I.-6 și având frecvența de 10 Hz; blocul numărătoarelor, realizat cu circuitele integrate C.I.-1...C.I.-3; decodorul binar/zecimal realizat cu diodele D1...D12, rezistențele R1, R2, R3 și comutatoarele binare K1, K2, K3; un circuit de coincidență realizat cu diodele D13...D15 și rezistența R4; bistabilul ce comandă releul realizat cu circuitul integrat C.I.-5 și monostabilul ce furnizează impulsul de pornire realizat cu circuitul integrat C.I.-4. Acest ultim bloc a fost necesar deoarece se impune ca impulsul de pornire să fie generat la eliberarea butonului K5.

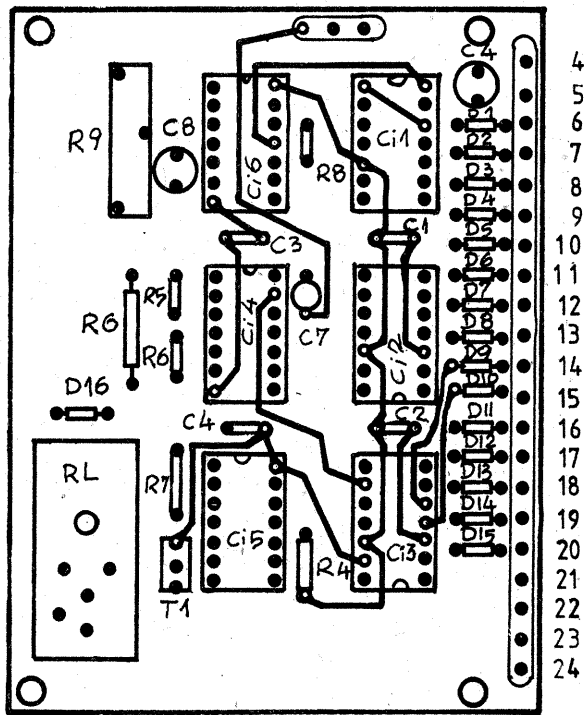
Funcționarea temporizatorului este simplă. Pentru o ușoară înțelegere, se va face apel la diagrama de stări din figura 4. Să presupunem că dorim o temporizare de 1,5 secunde. Se trec comutatoarele K1 în poziția „5”, K2 în poziția „1” iar K3 în poziția „0”:

Se apasă butonul K5 (comutator tip normal deschis). La eliberarea acestuia, în punctul „A”, va apare un impuls foarte scurt care va reseta numărătoarele și bistabilul, aducând totodată tranzistorul T1 în stare de conducție, deci releul va fi anclșat (punct D). În același timp, poarta C.I.-6 este validată; în acest fel, impulsurile generate de oscilatorului cu frecvența de 10 Hz, vor ajunge la numărătoare. După numărarea a 15 impulsuri punctele 18, 19 și 20 vor avea nivelul logic „1”, deci va fi îndeplinită condiția „SI”; în acest fel nivelul logic al punctului „C” va fi schimbat din „0” în „1” aceasta ducând la schimbarea stării bistabilului și implicit la blocarea tranzistorului T1 și a porții C.I.-6, deci la oprirea numărării.

Temporizatorul se va realiza pe o plăcuță de sticlătextolit dublu placat, desenul cablajului fiind ilustrat în figura 2, iar dispunerea pieselor și fața a doua a cablajului este arătată în figura 3. Dacă se folosește un releu diferit ca dimensiuni și dispunere a terminalelor, se va reface cablajul în zona respectivă conform releului de care se dispune. Urmărind schema din figura 1 se observă că s-a renunțat la decodorii binar/zecimal CDB 442 (deci trei circuite integrate mai puțin) și că s-au înlocuit aceștia cu grupuri diode-rezistență-comutator binar. Trebuie notat aici că diodele D1...D15 trebuie obligatoriu să fie cu germaniu (EFD sau echivalent) Comutatoarele K1...K3 sînt comutatoare binare de tipul KDM-11FSNA.

Reglajul temporizatorului se face simplu: se alege din comutatoarele K1...K3 o temporizare oarecare — ex. 15 secunde — și prin comparare cu un cronometru se va regla frecvența oscilatorului din R9 pînă se obține temporizarea aleasă. Dacă se dispune de un frecvențmetru, acesta se leagă în punctul „E” și din R9 se va urmări ca frecvența citită să fie 10 Hz. Reglajele se fac după 15...25 minute de la punerea sub tensiune a montajului. De reținut că temporizarea începe la eliberarea butonului K5. S-a ales această soluție pentru ca temporizarea să nu fie influențată de operator, lucru sesizat mai ales la timpi scurți. Dacă se dorește anularea unei temporizări deja începute, se apasă scurt timp butonul K4 (cu contact normal închis). Dacă se dispune de un





- 1 - K4 - RESET
- 2 - K4 - RESET
- 3 - K5 - START
- 4 - +5V
- 5 - GND
- 6 - pin 1(A) K1
- 7 - pin 8(D) K1
- 8 - pin 2(B) K1
- 9 - pin 4(C) K1
- 10 - pin 1(A) K2
- 11 - pin 8(D) K2
- 12 - pin 2(B) K2
- 13 - pin 4(C) K2
- 14 - pin 1(A) K3
- 15 - pin 8(D) K3
- 16 - pin 2(B) K3

- 17 - pin 4(C) K3
- 18 - pin COMUN K1
- 19 - pin COMUN K2
- 20 - pin COMUN K3
- 21 - alimentare releu
- 22 } - contacte releu
- 23 }
- 24 }

SCARA 1:1

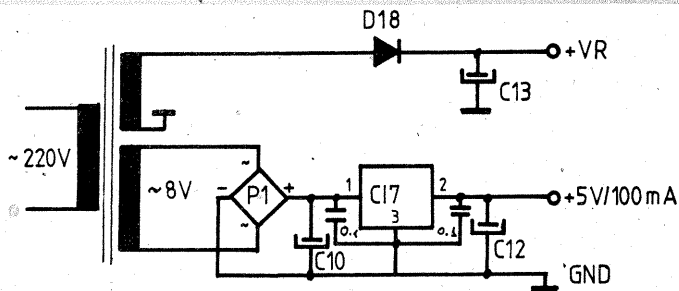
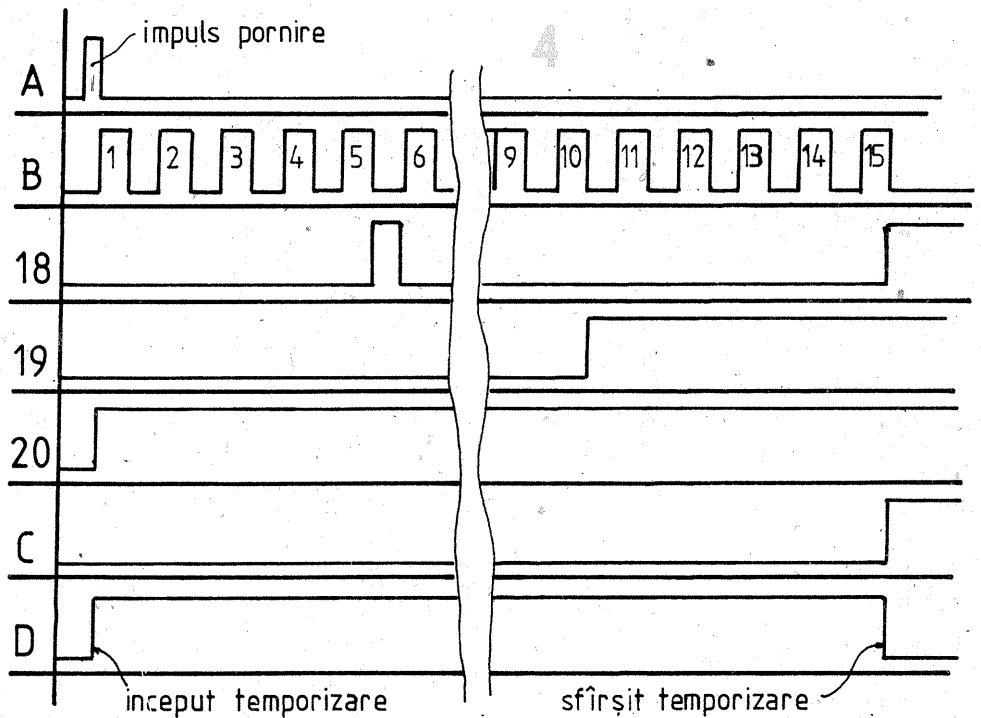
releu care anclanșează ferm la o tensiune de 5 volți, pinul +VR(21) va fi legat la pinul +5 volți (4).

Alimentarea montajului va fi făcută la o sursă capabilă să furnizeze cele două tensiuni, una pentru montaj (+5 volți/100 mA), iar cealaltă (+VR/IR) dimensionată funcție de tipul releului folosit (9, 12, 24, 48 volți). Pentru tensiunea de 5 volți se va folosi un stabilizator integrat de tipul  $\beta$  M 323 sau MA 7805, ca în figura 5 sau un stabilizator ca în figura 6.

Montajul se introduce într-o cutie din material plastic, pe panoul frontal avînd dispuse comutatoarele K1...K3 și întrerupătorul general, precum și un întrerupător legat în paralel pe contactul normal deschis al releului, care să permită și o folosire netemporizată a becului/obturatorului aparatului de mărît, iar pe panoul din spate, bornele de acces la contactele releului.

LISTA DE MATERIALE

- R1, R2, R3, R4 10 k $\Omega$
- R5 590  $\Omega$
- R6 3,3 k $\Omega$
- R7 2 k $\Omega$
- R8 470  $\Omega$
- R9 2 k $\Omega$  helitrim
- R10, R12 100  $\Omega$
- R11, 80  $\Omega$
- R13 1 k $\Omega$  semireglabil
- R14 22 k $\Omega$
- R15 18...50  $\Omega$

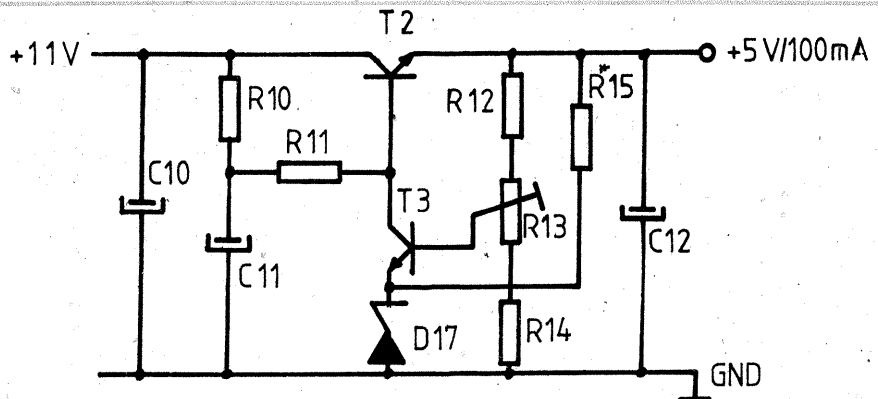


- T1, T3 BC107 (BC108, BC109)
- T2 BD135 (BD137, BD139)

- C.I.1...C.I.3 CDB490
- C.I.4 CDB 4121
- C.I.5, C.I.6 CDB 400
- C.I.7 M323, MA7805

- C1, C2, C3, C5, C6, C9 100 nF, multistrat sau ceramic
- C4 100  $\mu$ F/15 volți
- C7 1  $\mu$ F/15 volți tantal
- C8 33  $\mu$ F/15 volți tantal
- C10, C13 500  $\mu$ F/15 volți
- C11, C12 200  $\mu$ F/15 volți

- D1...D16 EFD108, EFD109, EFD105, AA112, AA117
- D16, D18 1N4001
- D17 PL4V7Z
- P1 1PM4 (sau 4 buc. 1N4001)



# UNIFICATOR ANTENE

Ing. PAUL HAȘAS

Unificatorul prezentat în figura 1, are avantajul (pe lângă utilitatea practică) că nu necesită componente electronice, fiind necesar doar un cablaj imprimat din sticlotexfoliat cu ambele fețe cuprate, având dimensiunile 94x50 mm. Se corodează placa având pe cele două fețe desenele a și b ale figurii 1, configurația obținută fiind echivalentă funcțional cu schema electrică din figura 2. Unificatorul obținut permite cuplarea a trei antene la televizor printr-un singur cablu, cele trei emișioni făcând parte din canalele 1-5; 6-12 și 21-60.

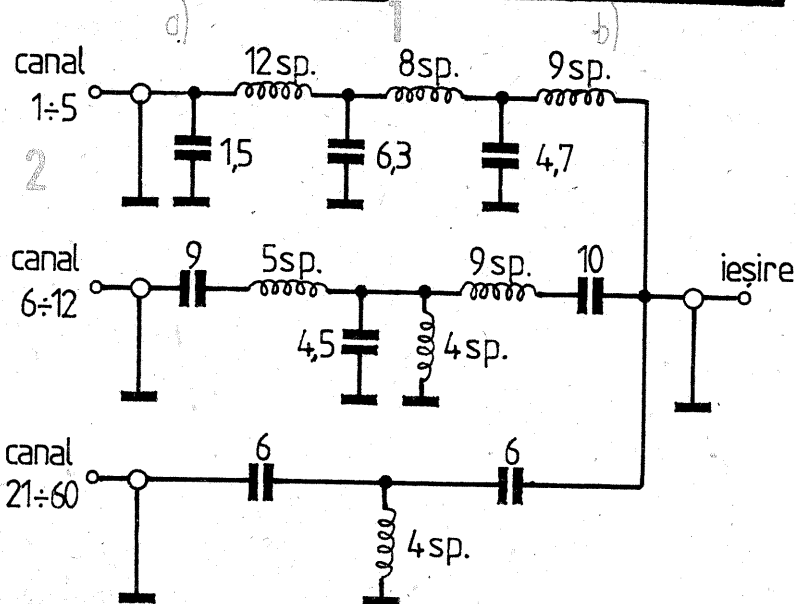
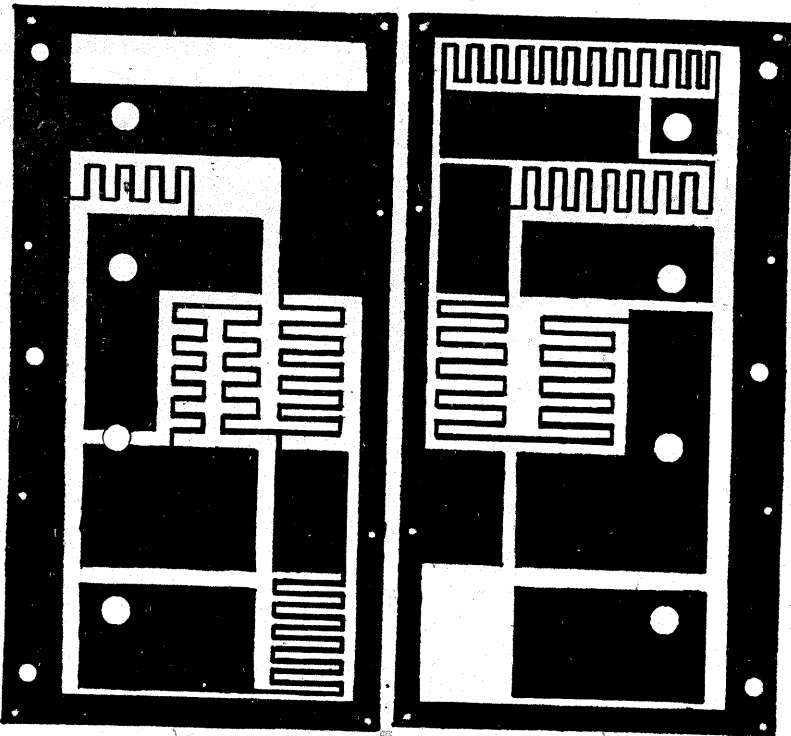
Valorile condensatoarelor trecute în schema din figura 2 sînt valorile pentru un cablaj imprimat avînd grosimea de 1,6 mm. Pentru alte grosimi se modifică dimensiunile dreptunghiurilor (pe ambele fețe ale cablajului) care dau capacități, conform relației  $C = \epsilon S/d$ ;  $C, \epsilon$  sînt constante pentru calculul unui conden-

sator,  $d$  este grosimea cablajului din sticlotexfoliat avut la dispoziție, iar  $S$ -suprafața dreptunghiului care este de fapt o armătură a condensatorului.

Pe marginea cu folia de masă, se fac găuri de jur-împrejur ( $\varnothing = 1$  mm) și se fac lipituri cu sîrme pentru ca traseul de masă al semnalelor să fie cît mai mic.

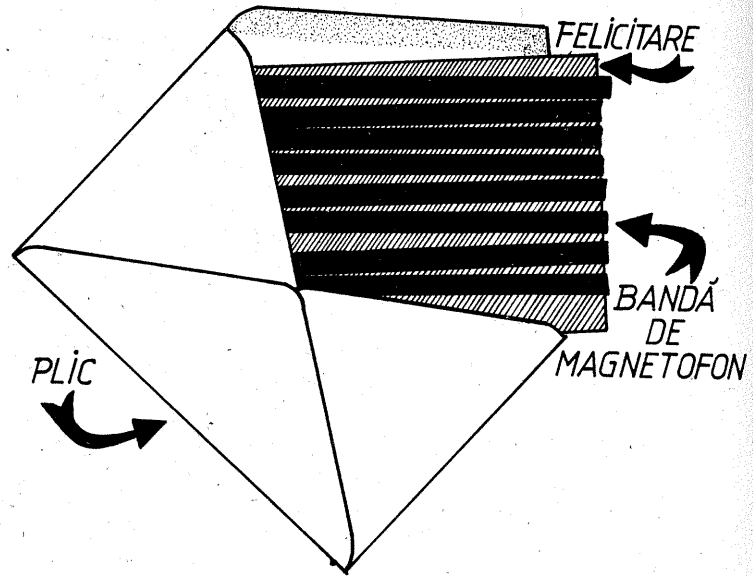
Cablurile coaxiale de intrare și ieșire se pot fixa prin cositorire sau cu șuruburi. În acest caz se pot cositori pe fața b piulițe M3 din aramă, pe care cu șurub M3 se prind terminalele „calde”, iar tresa cablurilor se fixează printr-o șină lungă apăsată pe conductorul de masă la margine și strînsă cu cele trei șuruburi, ale căror orificii se văd la marginea cablajului în figurile a și b.

Unificatorul fără componente realizat în acest mod, dă rezultate asemănătoare unificatorului cu componente discrete.



# FELICITĂRI SONORE

G.D. OPRESCU



## Folosirea corectă

a

## adaptoarelor

curent alternativ —

curent continuu

Ing. BARBU POPESCU

**ÎNCADRAREA ÎN STANDARDELE DE STAT ASIGURĂ LEGALITATEA INIȚIATIVEI DVS. ÎN AFACERI**

**C**ît e de plăcut să primești cu ocazia unor sărbători sau ocazii diverse, vești scrise de la prieteni sau persoanele dragi! Bucuria este și mai mare dacă în plicul scrisorii respective se află și vreo fotografie care are rolul de a bucura și mai mult prin prezența ei, de a apropia și mai mult sufletește.

În cele ce urmează se descrie o metodă foarte simplă și deosebit de ieftină de corespondență sonoră, care aduce o surpriză peste tot bine primită, care creează iluzia prezenței imediat apropiate a celui ce trimite corespondența.

În plicul care conține corespondența, expeditorul înrolează în jurul scrisorii pliate sau a unei ilustrate cu text de felicitare, o bucată scurtă de bandă de magnetofon pe care imprimă mesajul sonor. Banda destul de mică nu ocupă mult loc în plic și nu atîrnă greu la cîntar, în schimb sosită la destinație, se desfășoară de către destinatar și se trece prin fanta cu capete magnetice a unui magnetofon, pus pe poziția de redare. Rezultatul e ascultarea, redarea mesajului sonor, așa cum a fost imprimat de către expeditor. Cutele pe care banda le-a avut de suportat în urma îndoirii pe marginea scrisorii sau felicitării din plic, nu strică cu nimic calitatea redării. Banda poate fi apoi redată de ori cîte ori, copiată eventual pe alt magnetofon sau casetofon, sau fixată cu bandă adezivă, la capătul unei alte role de bandă, pentru ca felicitarea sonoră să mai poată fi audiată. Nimic nu împiedică, de asemenea, ca banda să fie pliată din nou, pe fostele pliuri, în jurul felicitării scrise și apoi să fie păstrată în același plic în care a fost expedită. Ideea e deci foarte simplă: se imprimă o bandă de lungime mică pe un magnetofon oarecare, se pune pliată într-un plic și se expediază. Dar o serie de detalii nu strică să fie lămurite.

În primul rînd lungimea mesajului vorbit depinde atît de viteza de rulare a benzii, cît și de numărul de trasee imprimate și, bineînțeles, de lungimea bucății de bandă. Mesajul este rațional să se imprime cu viteza de 9,5 cm/s, pe sistem dublă pistă (dute-vino), pe o bucată de bandă nu mai mare de 1... maxim 2 metri. La viteza de 9,5 cm/secundă, 1 metru de bandă oferă posibilitatea imprimării unui mesaj de circa 10 secunde; iar dacă se folosesc ambele piste alternate, durata e dublată. O bucată de bandă de 1 metru lungime, pliată în interiorul unei scrisori, nu oferă decît maxim cinci spire de înrolare, pe o lățime maximă de 35 mm, astfel încît în mod practic s-ar putea introduce fără nici un impediment o lungime și mai mare; dar ce e prea mult strică și plăcerea ascultătorului se poate transforma în plictiseală, ca să nu mai vorbim de riscurile de innodare și implicit stricarea unei bucăți prea lungi de bandă. Viteza de 9,5 cm/s oferă posibilitatea calității optime pentru un mesaj vorbit, cu orice magnetofon s-ar face redarea, apoi această viteză e larg răspîndită pe magnetofone, fie cu o singură viteză, fie cu mai multe viteze de imprimare-redare. În plus, chiar dacă persoana căreia îi este adresată felicitarea sonoră nu posedă magnetofon, în foarte scurt timp poate

găsi un vecin, rudă sau cunosțință care să aibă un magnetofon cu această viteză, larg răspîndită. Imprimarea inițială se face pe sistem dublă pistă, din cauză că nu se știe ce magnetofon va folosi destinatarul și chiar dacă posedă un magnetofon cu patru piste și se face citirea benzii imprimate pe dublă pistă, citirea se face corect, fără dificultate. Nu același lucru se întîmplă dacă se imprimă inițial pe patru piste și se redă cu un magnetofon cu dublă pistă. În asemenea caz, în redare va fi un vîlmășag de sunete, din care nu se poate distinge nimic. De asemenea, e total contraindicat să se folosească banda foarte îngustă de casetofon, întrucît e foarte greu de introdus un fragment de bandă ca aceasta într-un casetofon sau să se lipească drept adaos suplimentar la o casetă existentă.

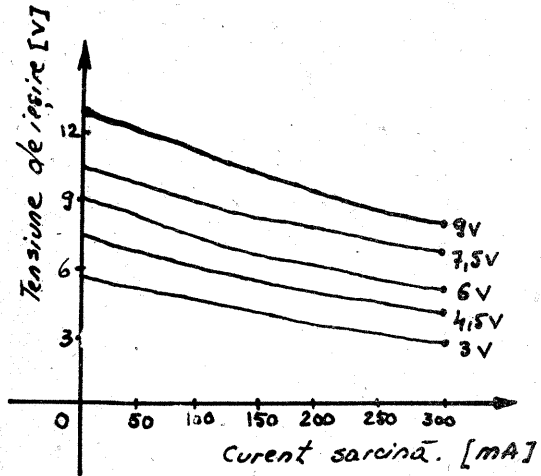
Pe traseul al doilea se poate repeta același mesaj identic sau puțin schimbat, sau alt mesaj făcut de altă persoană, eventual un fragment muzical. De altfel, mesajul poate fi mixat cu muzică pentru a deveni și mai atractiv. Metoda cea mai simplă constă în imprimarea concomitentă a mesajului o dată cu audiția dată de un aparat de radio, un pick-up sau un magnetofon. Bineînțeles o operație de selecționare a unei teme muzicale potrivite evenimentului, o mixare a programului vorbit cu cel muzical, duce la rezultate artistice mult mai bune. Banda se verifică după imprimarea ambelor trasee, se taie de pe rolă și se pliază pe scrisoare.

În caz că se dorește expedierea mai multor mesaje de felicitare identice, adresate impersonal, se imprimă mesajul pe bandă. Apoi banda se detașează și capetele ei se lipește cu bandă adezivă, pentru a alcătui o bandă fără sfîrșit. Aceasta, plasată pe un magnetofon pus pe redare, curgînd în mișcarea ei pe jos, de unde este și preluată în continuare de mecanismul de transport al magnetofonului pentru a fi rulată, redă la nesfîrșit același mesaj periodic, ciclic, ca un papagal. Este ușor de înțeles cum se poate cupla un alt magnetofon, pe care mesajul ciclic, de pe banda fără sfîrșit, se imprimă în lungime, de oricîte ori, pe altă bandă de magnetofon. Cînd se consideră că s-a obținut numărul de felicitări sonore necesar, se opresc cele două magnetofone, se inversează poziția roților pe magnetofonul care face imprimarea, notîndu-se însă precis poziția de început a unui mesaj, atît la banda de pe role, cît și la cea în buclă închisă, apoi se repun concomitent cele două magnetofone în funcțiune, pînă cînd traseul al doilea al benzii de pe role se derulează în completarea traseului prim. Banda imprimată liniar se controlează și se lasă să curgă pe jos, fără rolă acceptoare și după fiecare mesaj vorbit, pe porțiunea de pauză, se detașează prin tăiere cu foarfeca. Fiecare fișie de bandă va constitui deci un mesaj sonor, care poate fi expeditat așa cum s-a arătat mai sus.

**P**entru alimentarea aparatului electronic cu un consum relativ redus (radioreceptoare, minicasetofone, calculatoare de buzunar) sînt folosite adaptoare care au de obicei posibilitatea reglării în trepte a tensiunii de ieșire. Compacte, cu un design plăcut, ele prezintă un interes deosebit în special datorită posibilității reglării în trepte a tensiunii de ieșire.

Aceste adaptoare prezintă însă cel puțin două inconveniente care sînt, în general, trecute sub tăcere:

1. Tensiunea de ieșire este asigurată doar la curentul nominal de sarcină; la un curent mai mic decît cel nominal, tensiunea de ieșire crește semnificativ.
  2. Nivelul pulsației (brumul) este ridicat, în special la un curent apropiat de cel nominal.
- Creșterea tensiunii de ieșire la un curent redus poate duce la defectarea aparatului electronic. Puține firme producătoare prezintă dependența tensiunii de ieșire de curentul nominal de sarcină. O excepție care confirmă regula este alimentatorul „MINWA” MW88.
- Performanțele sale sînt:  
 Tensiune de alimentare: 220 V, 50 Hz;  
 Putere: 5 W;  
 Tensiune de ieșire: 3—4, 5—6—7, 8—9—12 V;



Curent de sarcină: 300 mA.

După cum se observă, din graficul din figură, dacă avem un radioreceptor care necesită o tensiune de alimentare de 6 V la un consum mediu de 50 mA și folosim alimentatorul mai sus menționat, pe poziția „6 V”, tensiunea de alimentare depășește 8 V existînd riscul defectării radioreceptorului.

Tot din grafic reiese că o tensiune de cca 6,5 V, la un curent de 50 mA este asigurată doar pe poziția „4,5 V” a alimentatorului.

Din cele prezentate mai sus se desprind următoarele concluzii:

1. Alimentatoarele de import cu tensiune de ieșire reglabilă în trepte, nestabilizată, necesită o alegere atentă a acesteia, în corelație cu consumul aparatului.
2. Dacă amatorul nu dispune de un instrument de măsură corespunzător se va alege treapta de tensiune imediat inferioară, ca în exemplul mai sus prezentat.
3. Deși inferioare din punct de vedere al designului, alimentatoarele produse în țară (de exemplu: ATV1 — Tehnoton) asigură o tensiune de ieșire stabilizată la un nivel al pulsației mult redus, fiind din acest punct de vedere net superioare celor din import.

Pentru abonamente, comenzi și informații adresați-vă la:  
 S.C. — ROMRES — S.R.L.  
 Calea Dorobanților Nr. 1 — 7  
 Sectorul 1  
 BUCUREȘTI  
 cod: 70186  
 cont: 40724037  
 BANCA AGRICOLĂ — SMB  
 TEL 11 65 02 FAX 12 08 02

Nu uitați abonamentul la Standardele de stat, la Catalogul standardelor și la Buletinul Standardizării, instrumente indispensabile de lucru, în care găsiți toate informațiile privind standardizarea națională și internațională ISO, CEI, CEN, CENELEC (programe de lucru, proiecte de anchetă, standarde aprobate) precum și notificările GATT.

**INSTITUTUL ROMÂN DE STANDARDIZARE**  
 prin S.C. — ROMRES — S.R.L.,  
 difuzează toate standardele de stat și publicațiile IRS  
 ce vor apare în 1993

# FORMATUL „VIDEO - 8“

Ing. SERBAN NAICU

**D**upă mai bine de 17 ani de la comercializarea primelor videocasetofoane se constată în prezent că, din multitudinea formatelor care s-au perindat în acest interval de timp, două formate s-au impus și tind, în continuare, să se generalizeze.

Pe de o parte clasicul VHS, care a cunoscut în timp numeroase transformări, apărând succesiv diverse variante și subformate: VHS-C (1982), VHS „Hi Fi” (1983), VHS „HQ” (1985), S-VHS (1987), S-VHS-C, S-VHS „Hi Fi”, S-VHS-C „Hi Fi” și recent S-VHS-PCM (1990).

Pe de altă parte formatul Video-8, cu varianta sa Video-8 „High Band” sau Hi8, format care era destinat la început doar camerelor video cu videocasetofon încorporat.

În rândurile de mai jos vom face o prezentare comparativă a acestor două tipuri de videorecorder, cu format diferit (VHS și Video-8).

În figura 1 prezentăm sistemul de transport mecanic, comun celor două formate, care utilizează principiul citirii elicoidale a benzii magnetice cu ajutorul capetelor video rotative.

Sistemul VHS utilizează o bandă cu lățimea de 12,65 mm, iar sistemul Video-8 „Standard” și Video-8 „High Band” o bandă cu lățimea de 8 mm.

În figura 2 se prezintă comparativ unghiul de azimut al capetelor video (înclinarea întrefierului) care este diferit la cele două formate, ca și lungimea întrefierului corespunzător.

La formatul VHS unghiurile de azimut ale capetelor video sînt de  $\pm 6^\circ$ , iar la formatul Video-8 de  $\pm 10^\circ$ , lățimea pistelor fiind de  $49\mu\text{m}$  în primul caz și de  $34,4\mu\text{m}$  în cel de-al doilea.

Se mai poate observa că acea față a benzii pe care este depus stratul magnetic intră în contact cu tamburul rotativ.

În ceea ce privește diametrul tamburului rotativ cu capete video (acesta se rotește cu aceeași viteză la ambele formate: 1500 rot./min) el diferă fiind de 62 mm la VHS și de 40 mm la Video-8, aspecte vizibile în figura 3.

Se poate observa de asemenea că cele două capete sînt dispuse, în ambele formate, la  $180^\circ$ . O diferență constă în faptul că, dacă la formatul VHS înfășurarea benzii pe tamburul rotativ se face pe  $180^\circ$ , la formatul Video-8 această înfășurare are loc pe  $221^\circ$ , astfel încît să permită înscrisura pistelor PCM, plasate în prelungirea pistelor video. Unghiul de  $221^\circ$  se poate descompune astfel:  $180^\circ$  sînt folosite pentru pistele video normale,  $36^\circ$  pentru pistele PCM situate în prelungirea celor precedente, iar  $5^\circ$  pentru un spațiu de gardă, înclinarea lor fiind de  $4^\circ 53'08''$ .

În figura 4 se prezintă dispunerea pistelor video, audio și de sincronizare în cazul celor două formate.

Se observă că, la formatul VHS, semnalele video sînt înregistrate pe bandă magnetică pe piste oblice și paralele, cu un unghi de  $5^\circ 57'50''$ . Semnalele audio și de sincronizare sînt înregistrate pe două piste liniare, așezate pe marginea superioară și respectiv inferioară a benzii magnetice.

Pistele video sînt înregistrate cu o viteză ridicată (4,84 m/s), de către capetele video rotative, iar pistele audio și de sincronizare sînt înregistrate la viteza liniară de rulare a benzii magnetice și anume: 2,34 cm/s (la modul normal de lucru,

Standard Play), 1,17 cm/s (la modul de lucru cu viteză redusă la jumătate, Long Play) cînd există prevăzută această facilitate.

Datorită vitezei scăzute de înregistrare a sunetului, mai ales în modul Long Play (de patru ori mai mică decît la casetofonul audio cu viteză de 4,75 cm/s), apar probleme legate de banda de trecere, fluctuații, etc.

Ținînd cont de aceste inconveniente, formatul Video-8 optează pentru un alt mod de înregistrare, a sunetului, cu modulație de frecvență

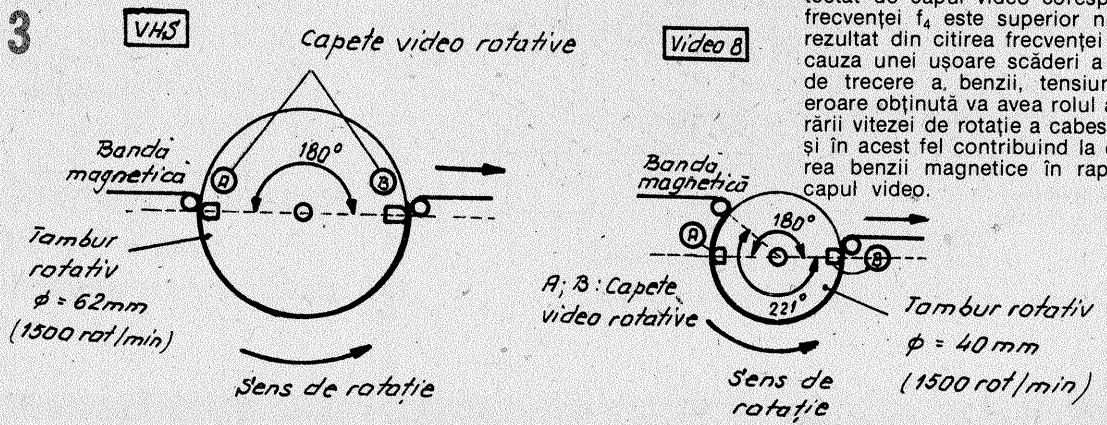
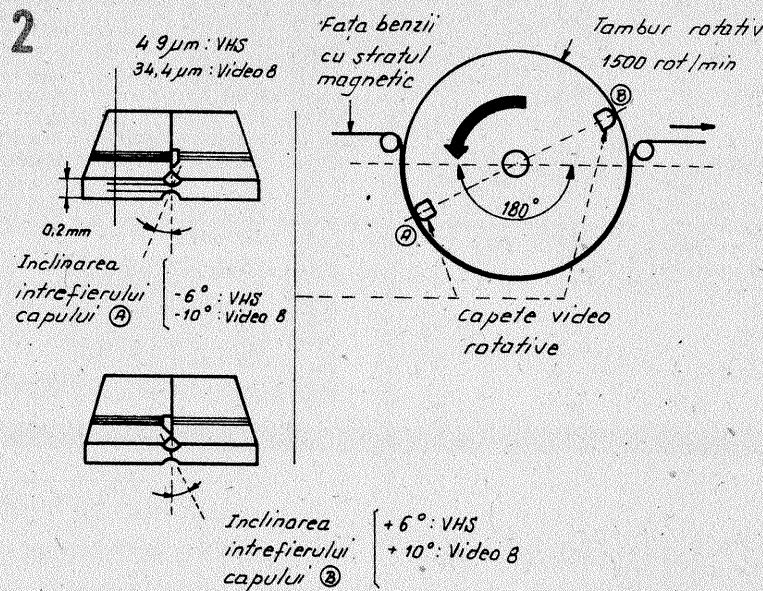
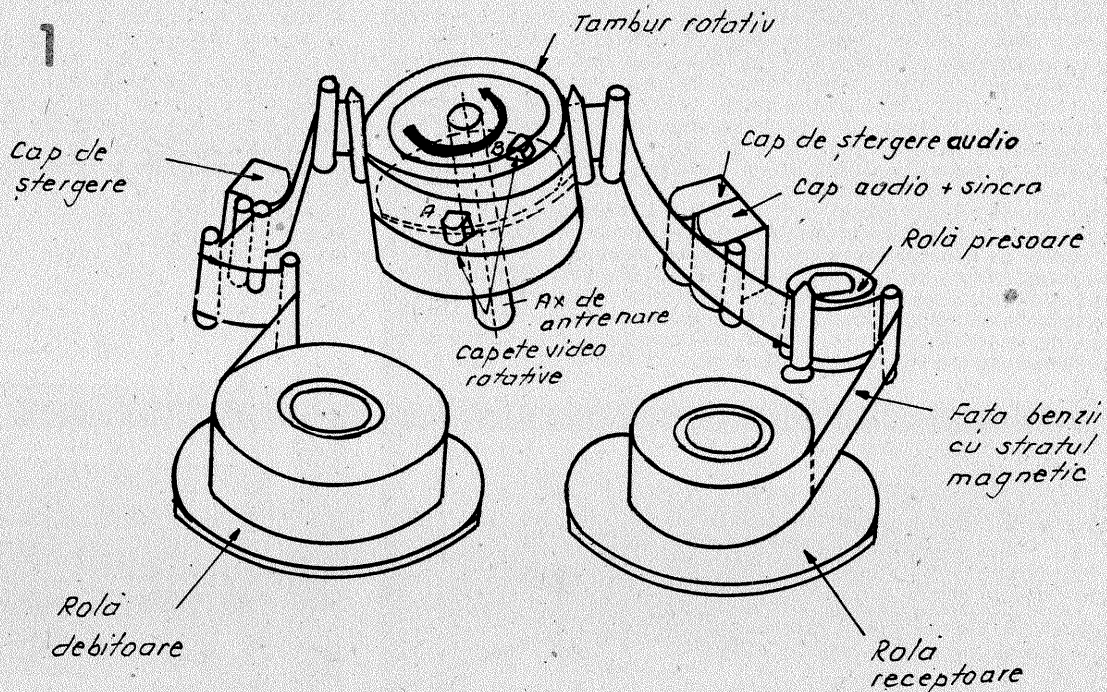
(MF) de către capete montate pe tamburul rotativ, simultan cu semnalele video.

Datorită vitezei destul de mari (3,12 m/s) între capetele video și bandă, nu există dificultăți de înregistrare a semnalelor audio de frecvențe ridicate (peste 15 kHz). Și aceasta oricare a fi viteza de trecere a benzii magnetice: 2,005 cm/s pentru modul normal (Standard Play) sau 1,005 cm/s pentru modul cu viteză redusă la jumătate (Long Play).

De asemenea, la formatul Video-8

și semnalele de sincronizare, nu numai cel de sunet, sînt înregistrate cu capete situate pe tamburul rotativ.

Aceste semnale de sincronizare prezintă de altfel o particularitate caracteristică sistemului ATF (Automatic Track Finding) sau căutare automată a alinierii. Formatul Video-8 permite obținerea unei urmăririi perfecte a pistelor video (Tracking) cu toată lățimea foarte mică a acestora:  $34,4\mu\text{m}$  la modul SP și numai  $17,2\mu\text{m}$  la modul LP. Pentru aceasta sistemul ATF recurge la patru frecvențe „pilot” și anume:  $f_1 = 101,02\text{ kHz}$ ,  $f_2 = 117,19\text{ kHz}$ ,  $f_3 = 162,76\text{ kHz}$  și  $f_4 = 146,48\text{ kHz}$ . Aceste frecvențe sînt aplicate cape-



telor video rotative, în faza de înregistrare.

La citire, deoarece capetele sînt puțin mai mari decît pistele video, atunci cînd unul dintre ele citește de exemplu frecvența  $f_1$  înscrisă pe pista respectivă, el culege de asemenea frecvențele  $f_2$  și  $f_4$  înscrise pe pistele adiacente.

Dacă nivelurile semnalelor corespunzătoare frecvențelor  $f_2$  și  $f_4$  sînt identice, ceea ce corespunde unui centraj perfect al capului video pe pista citită, atunci sistemul ATF devine inoperant.

În schimb, dacă există un mic decalaj atunci nivelurile semnalelor  $f_2$  și  $f_4$  nu mai sînt identice, unul fiind mai mare ca celălalt, se va obține o tensiune de eroare proporțională cu acest dezechilibru, care va comanda în sensul creșterii sau al scăderii vitezei de rotație a cabestanului, deci a benzii. În acest mod de obținere a centrării a pistei respective în raport cu capul video.

Astfel dacă nivelul semnalului detectat de capul video corespunzînd frecvenței  $f_4$  este superior nivelului rezultat din citirea frecvenței  $f_2$ , din cauza unei ușoare scăderi a vitezei de trecere a benzii, tensiunea de eroare obținută va avea rolul accelerării vitezei de rotație a cabestanului și în acest fel contribuind la centrarea benzii magnetice în raport cu capul video.

Se obține astfel o mai bună precizie a sincronizării decât cu sistemul „tracking” clasic, utilizat de VHS, folosind o pistă de sincronizare longitudinală.

Formatul Video-8 utilizează pentru prima oară în 1985 tehnica ștergerii prin cap „volant”, sistem pe care VHS îl va adopta doar în 1988. Principiul acestui procedeu este prezentat comparativ pentru cele două sisteme în figura 5. Acest sistem utilizează un cap suplimentar pe tamburul rotativ, la 90° înainte de primul din cele două capete video care se găseau pe un tambur clasic.

Marele avantaj al introducerii acestui cap „volant” de ștergere față de capul de ștergere fix (specific aparatelor VHS clasice), se poate observa atunci când se dorește asamblarea, dar mai ales introducerea unor secvențe video, în cadrul operațiilor de montaj.

Vom urmări în continuare modul de introducere a unei noi secvențe într-o înregistrare deja făcută, operațiune mult mai delicată decât asamblarea secvențelor succesive.

În figura 6 se prezintă comparativ dispunerea pistelor video la începutul introducerii unei noi secvențe la un aparat cu cap de ștergere fix (a) și unul cu cap de ștergere „volant” (b).

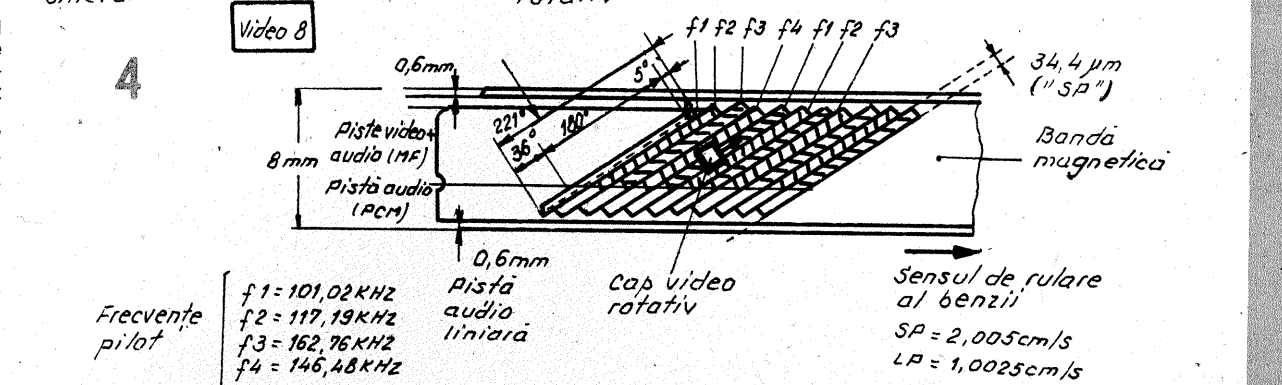
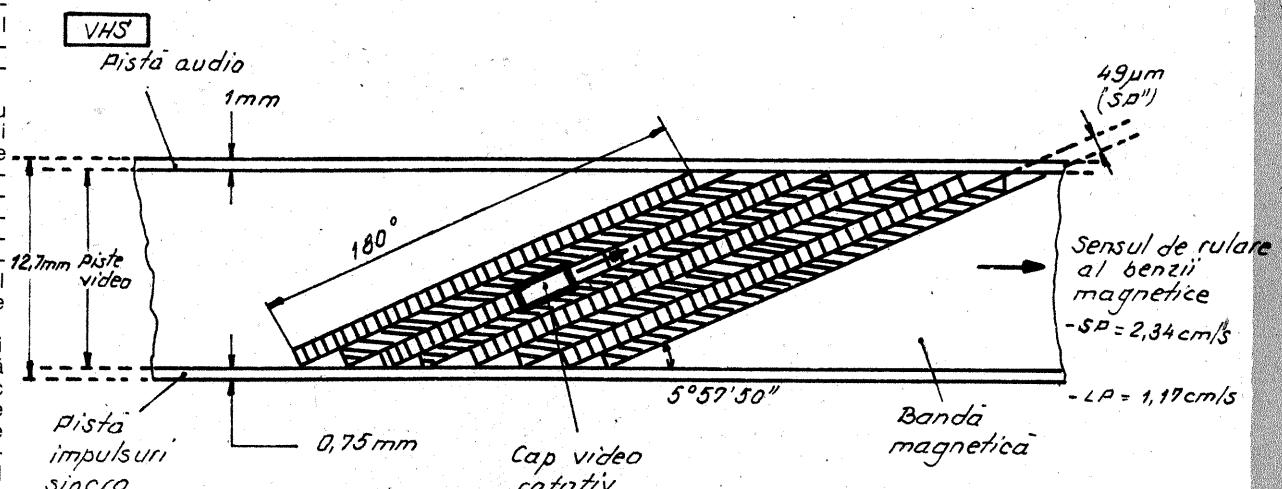
În primul caz se constată mai întâi o zonă liberă (ștearsă), apoi o zonă cu paraziți datorată faptului că pistele video care preced noua înregistrare sînt parțial trunchiate.

Aceste fenomene sînt vizibile la lectura benzii.

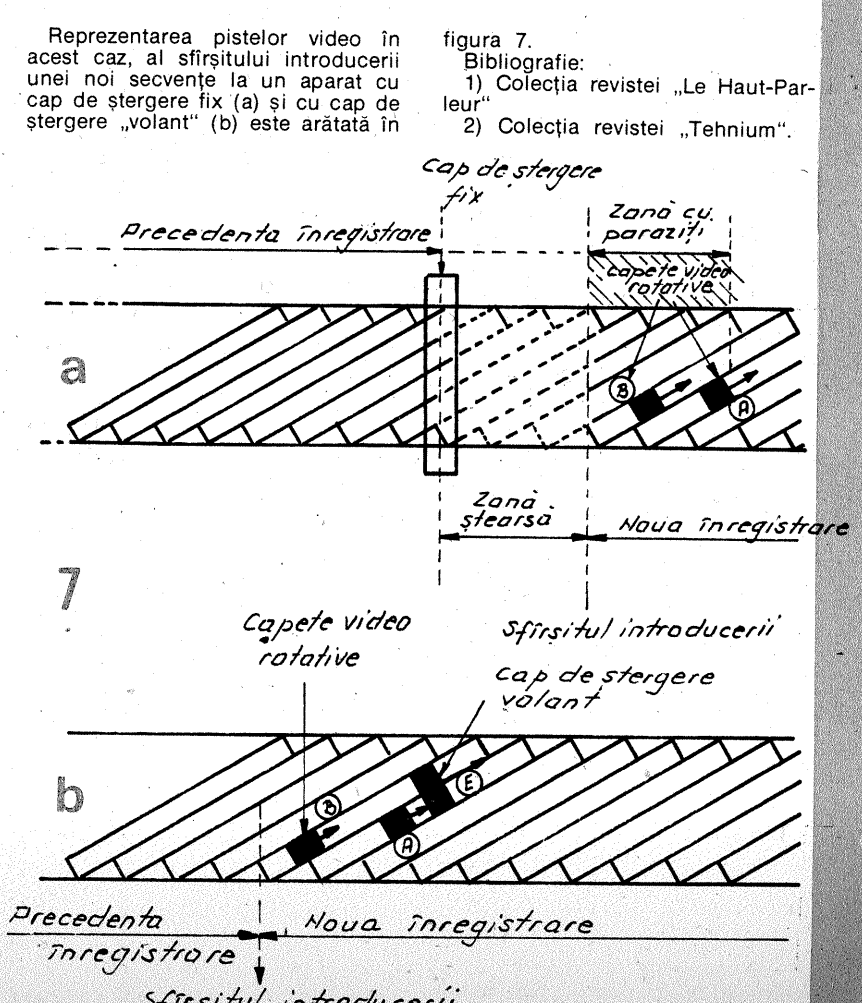
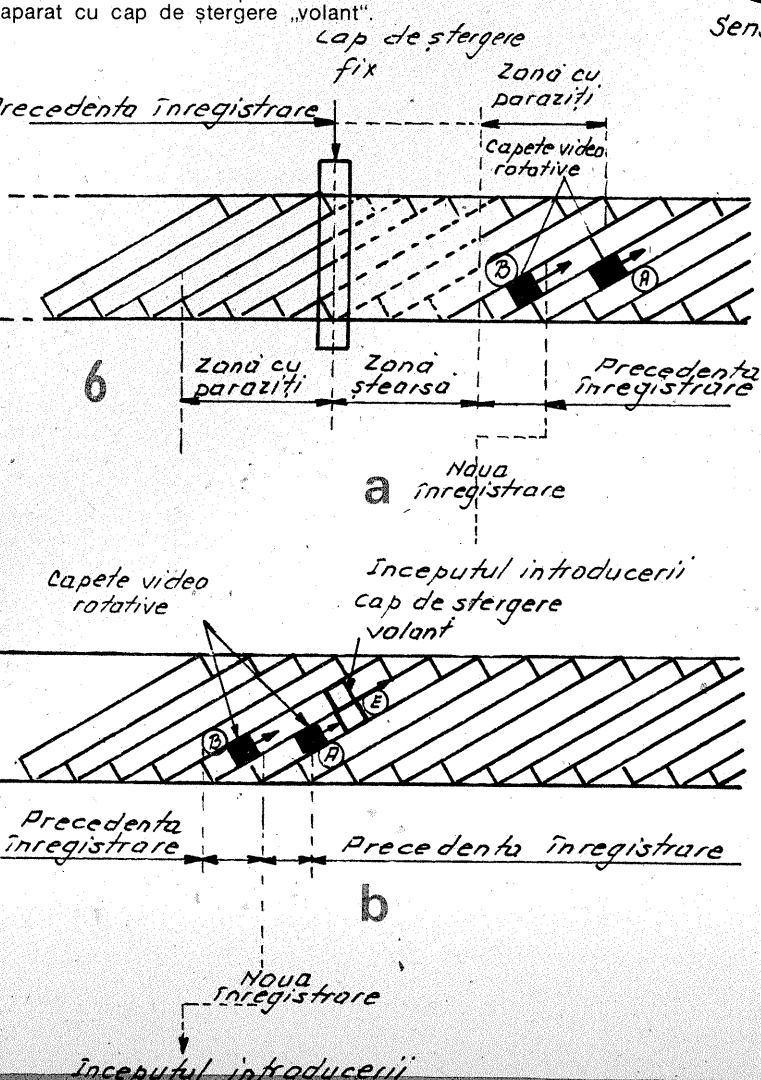
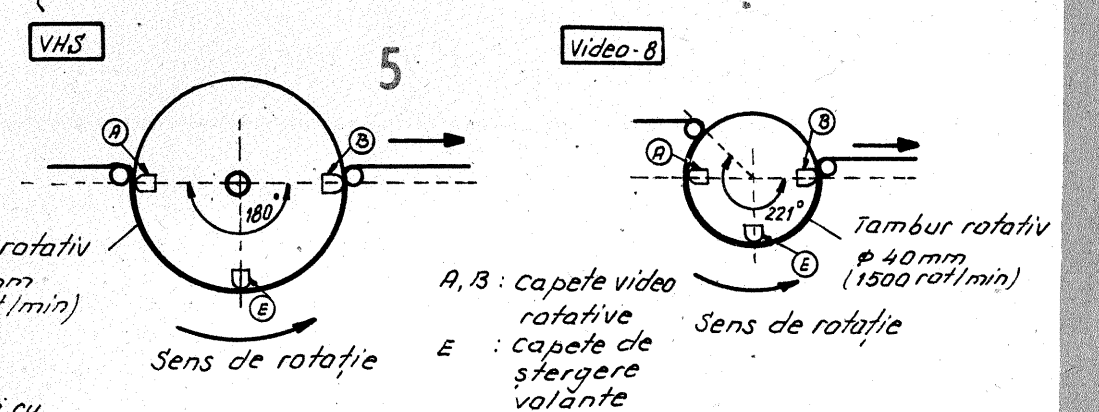
În cazul introducerii unei noi secvențe la un aparat care dispune de cap de ștergere „volant” se poate observa că noua înregistrare se înlanțuie fără salturi de imagine și fără paraziți de cea precedentă.

De asemenea, sfîrșitul introducerii noii secvențe dă naștere, în cazul unui aparat prevăzut cu cap de ștergere fix, unor pierderi de imagine și paraziți datorati faptului că pistele video care urmează sfîrșitului introducerii noii secvențe sînt parțial trunchiate.

Aceste fenomene lipsesc la un aparat cu cap de ștergere „volant”.



Frecvențe pilot  
 $f_1 = 101,02 \text{ KHz}$   
 $f_2 = 117,19 \text{ KHz}$   
 $f_3 = 162,76 \text{ KHz}$   
 $f_4 = 146,48 \text{ KHz}$



Reprezentarea pistelor video în acest caz, al sfîrșitului introducerii unei noi secvențe la un aparat cu cap de ștergere fix (a) și cu cap de ștergere „volant” (b) este arătată în

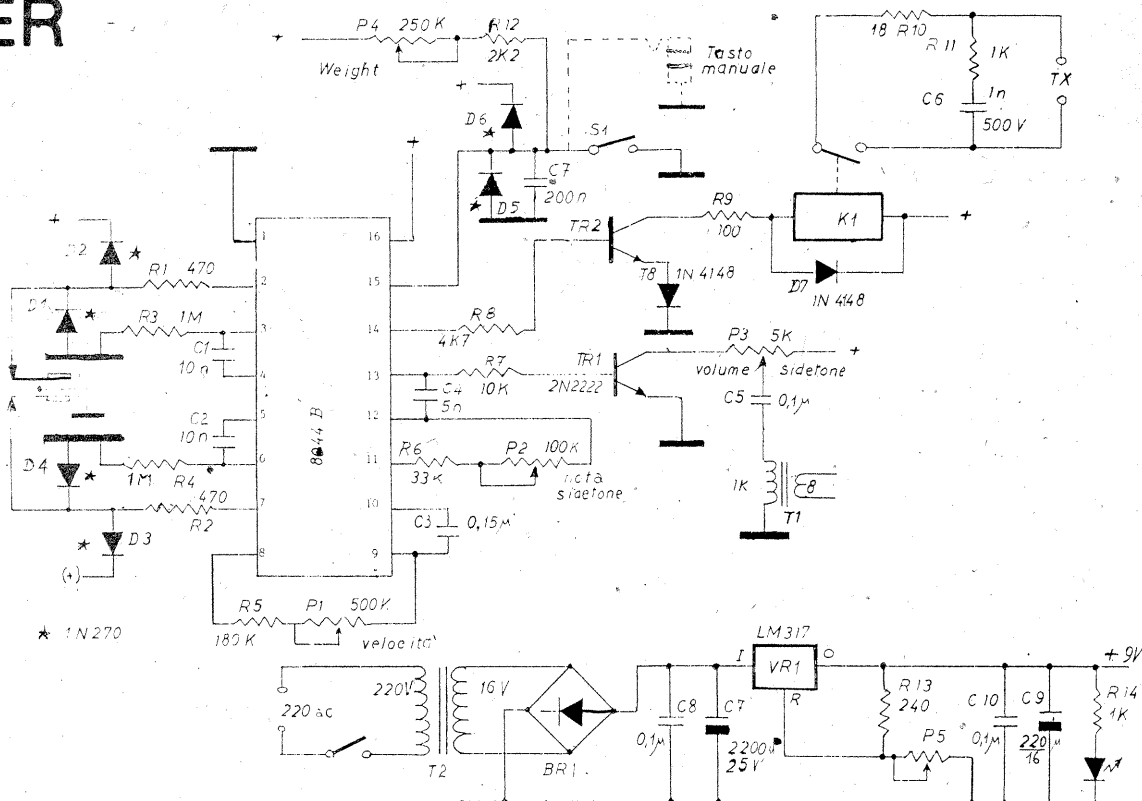
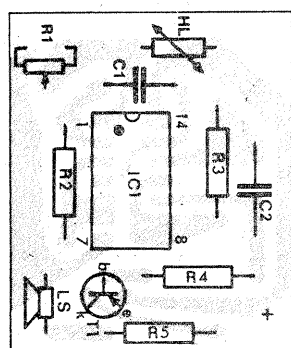
figura 7.  
 Bibliografie:  
 1) Colecția revistei „Le Haut-Parleur”  
 2) Colecția revistei „Tehnum”.

# CMOS KEYER

Sub acest titlu I1FLC recomandă utilizarea circuitului 8844B sau a versiunii 8844M într-un accesoriu deosebit de necesar și util comunicațiilor telegrafice.

După cum se observă și din schema electrică întregul montaj este foarte simplu, adică numărul componentelor asociate circuitului este redus. Viteza de transmitere se stabilește din potențiometrul P1.

RADIO RIVISTA  
8/1990



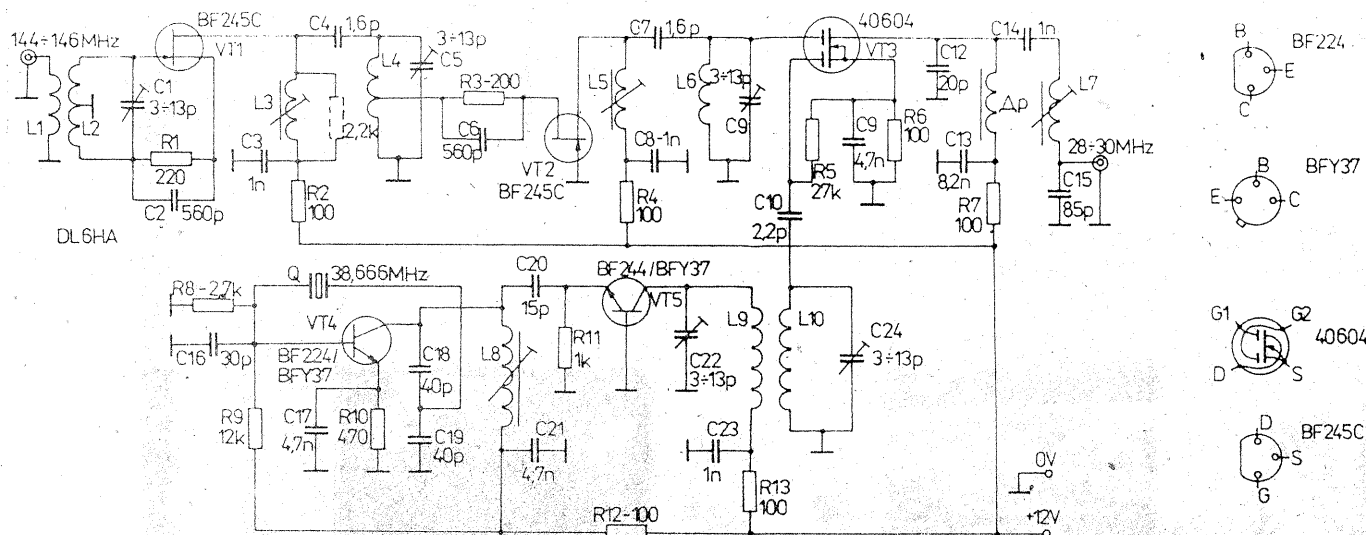
# 144/28 MHZ

Montajul prezintă modul cum poate fi recepționată gama de 2 m (144—146 MHz) cu un transceiver dotat pentru gama de 10 m (28—30 MHz). Semnalul de 144 MHz este amplificat în două etaje, apoi mixat în etajul cu tranzistorul 40604. Oscilatorul local utilizează un rezonator pe 38,666 MHz.

Bobinele L1—L6 sînt din CuAg — 1 mm și au diametrul 5 mm astfel: L1 = 2 spire, L2—L6 = 6 spire.

Bobinele L7—L8 au câte 17 spire CuEm 03 pe carcasă cu miez. L9—L10 = 7 spire din CuAg — 1 mm pe diametru de 5 mm.

RADIO TELEVIZIA ELEKTRONIKA 10/92



# PREMIILE TEHNIUM 1992

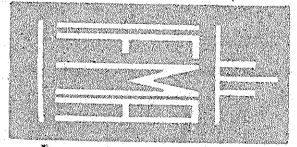
Pentru activitatea desfășurată în decursul anului trecut, în ceea ce privește calitatea și numărul materialelor trimise spre publicare, s-a hotărât acordarea a trei premii: ing. ȘERBAN NAICU; AURELIAN și CĂTĂLIN LĂZĂROIU și ing. AURELIAN MATE-ESCU.

Premiile constau în componente electronice.

Felicitându-i atât pe câștigători cât și pe ceilalți colaboratori ai revistei noastre, le urăm succes tuturor la noua ediție a CONCURSULUI DE PUBLICISTICĂ TEHNIUM 1993.



SOCIETATEA ROMÂNĂ DE ASCENSOARE IFMA S.A.  
ROMANIAN ELEVATORS COMPANY IFMA S.A.



## Centre of Business, Press and Communication

Cea mai înaltă clădire din România, oferită pentru cel mai modern și eficient CENTRU DE AFACERI, PRESĂ ȘI TELECOMUNICAȚII.

Proiectul propus are în vedere ideea valorificării turnului existent pentru probe ascensoare (108 m), încât termenul de realizare și recuperare a investiției inițiale, va fi cel mai rapid posibil pentru afaceri în domeniul imobiliar.

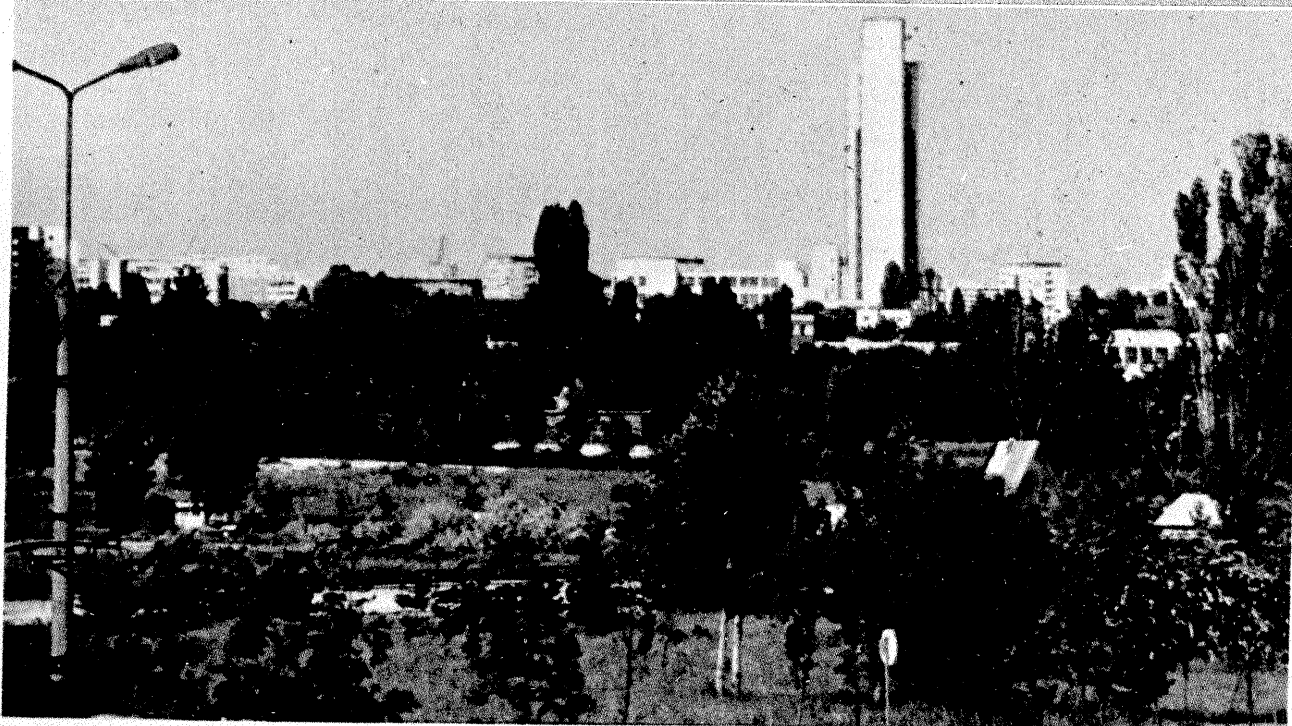
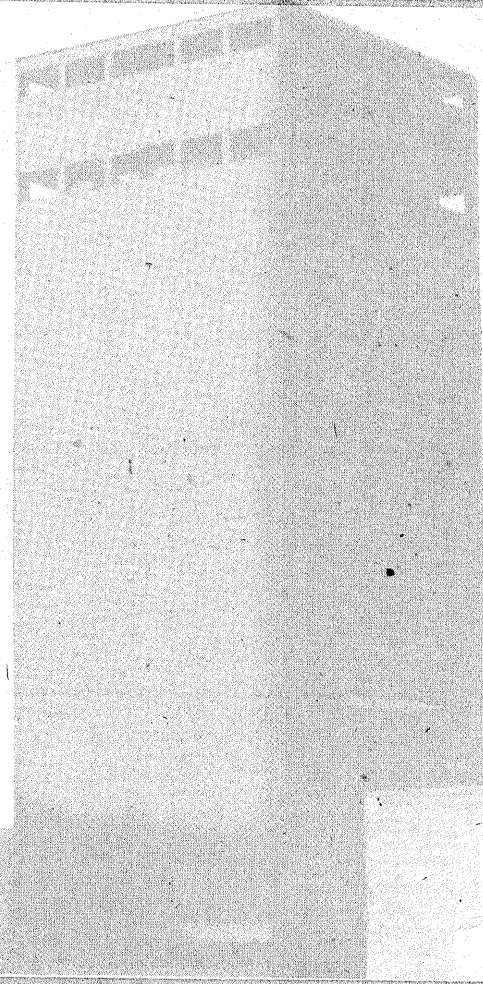
The tallest building in Romania, offered for realizing on its resistance structure the most modern and efficient CENTRE OF BUSINESS, PRESS AND TELECOMMUNICATION.

The proposed project is taking into consideration the idea of rendering the resistance structure of the existing elevator testing tower, profitable so that the term of fulfilment and recovery of the investment be as rapid of possible for affairs in building field.

The tallest building in Romania, offered for the most modern and efficient CENTRE OF BUSINESS, PRESS ANDS TELECOMMUNICATION.

The proposed project is taking into consideration the idea of rendering the existing elevator testing tower (108 m) profitable so that the term of fulfilment and recovery of the initial investment be as rapid as possible for affairs in building field.

*BUCHAREST 6, 6-8 Blvd. Giulești, ROMANIA  
PHONE 312 07 01, TELEX 10 140, FAX 312 31 81*



**Redactor șef: Ing. ILIE MIHĂESCU**  
**Secretar general de redacție: Ing. ȘERBAN NAICU**  
Redactor: K. FILIP; Grafică: I. IVAȘCU  
Corectură: GEORGE IVAȘCU  
Secretariat: M. MARINESCU

Administrația: Editura „Presa Națională” S.A.

Tiparul executat  
la Imprimeria „Coresi”  
București

**INDEX 44212**

© — Copyright Tehnium 1992



Societatea Comercială



BUCHAREST - ROMANIA

Str. Timișoara nr. 92 - sector 6

# S.C. ITIA BUCUREȘTI S.A.

ITIA București s.a. este o unitate de prestigiu internațional care efectuează transporturi de produse agroalimentare și de mărfuri generale în întreaga Europă, precum și în Orientul Mijlociu, în condiții avantajoase, rapid și în deplină siguranță a mărfurilor transportate.

Agregatele frigorifice ce echipază autotrenurile sînt de tip Thermo King și permit reglarea temperaturii produselor încărcate între valorile - 25°C și + 20°C.

Unitatea repară și asigură service la autovehiculele aparținînd unor importante firme și persoane fizice străine ce tranzitează România, la fel pentru agregatul frigorific ce intră în dotarea acestor autovehicule.

Personalul de întreținere și reparații, dispunînd de o înaltă calificare și specializare, poate rezolva orice problemă tehnică apărută la întregul autovehicul (partea auto și agregatul frigorific).

Pentru relații și detalii vă rugăm a vă adresa la:

— ITIA București s.a., str. Timișoara nr. 92 sector 6, telefon 6310874/7450165;

— atelierul de reparat agregate din comuna Gura Ocniței, Ocniuri jud. Dimbovița, tel. 0926/73219.

Pentru asigurarea service-ului la agregatele frigorifice de tip Thermo King, firma este inclusă în Cartea Service Europeană.

