

**I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE**

BULETIN TEHNIC Nr. 9

- **CIRCUITE ȘI COMPONENTE PENTRU TV COLOR**
- **TELEVIZOARE CU JOCURI ELECTRONICE**
- **FOLOSIREA VOBULOSCOPIULUI**
- **PRACTICA DEPANĂRII TV CU C I**

1981

I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 9

- CIRCUITE ȘI COMPONENTE PENTRU TV COLOR
- TELEVIZOARE CU JOCURI ELECTRONICE
- FOLOSIREA VOBULOSCOPIULUI
- PRACTICA DEPANĂRII TV CU C I

1981

Cu numărul de față am ajuns la al zecelea Buletin Tehnic de Service, dacă socotim și primul buletin tehnic (despre sistemele de RAA), tipărit la Oradea în martie 1976.

Tirajul buletinelor noastre a crescut de la 1000 exemplare la BT 1 și BT 2 apoi la 2000 exemplare la BT 3, 4000 exemplare la BT 4, câte 6000 la BT 5, BT 6 și BT 7 și 8000 exemplare la BT 8 și BT 9.

Judecând după răsunetul pe care l-a stîrnit această publicație, se poate considera că scopul urmărit a fost atins. Totuși carențele de organizare a distribuirii corecte a acestei documentații s-au manifestat mai ales prin aceea că nu toți electroniștii care lucrează în depanarea televizoarelor au ajuns să posede un exemplar, mai ales din BT 4... BT 7. Subliniem încă o dată că aceste buletine tehnice sînt scrise pentru oamenii din rețeaua de Service a Întreprinderii Electronica, a Cooperăției meșteșugărești și a Cooperăției satești, rețea în care lucrează aproximativ 3400 depanatori calificați. Buletinele tehnice de Service sînt de asemenea utile celor 400 de reglari, reparatori și controlori de calitate care lucrează în Fabrica de televizoare Pipera a Întreprinderii Electronica.

Școlile de formare și reciclare a depanatorilor de TV (ale UCECOM, CENTROCOOP, Liceul Electronica), sînt de asemenea prevăzute în lista de beneficiari ai acestor buletine tehnice dar conducerile acestor școli nu s-au îngrijit de asigurarea abonamentului.

Cu numărul de față am ajuns la al zecelea Buletin Tehnic de Service, dacă socotim și primul buletin tehnic (despre sistemele de RAA), tipărit la Oradea în martie 1976.

Tirajul buletinelor noastre a crescut de la 1000 exemplare la BT 1 și BT 2 apoi la 2000 exemplare la BT 3, 4000 exemplare la BT 4, câte 6000 la BT 5, BT 6 și BT 7 și 8000 exemplare la BT 8 și BT 9.

Judecând după răsunetul pe care l-a stîrnit această publicație, se poate considera că scopul urmărit a fost atins. Totuși carențele de organizare a distribuirii corecte a acestei documentații s-au manifestat mai ales prin aceea că nu toți electroniștii care lucrează în depănarea televizoarelor au ajuns să posede un exemplar, mai ales din BT 4... BT 7. Subliniem încă o dată că aceste buletine tehnice sînt scrise pentru oamenii din rețeaua de Service a Întreprinderii Electronica, a Cooperației meșteșugărești și a Cooperației satești, rețea în care lucrează aproximativ 3400 depănatori calificați. Buletinele tehnice de Service sînt deasemenea utile celor 400 de reglari, reparatori și controlori de calitate care lucrează în Fabrica de televizoare Pipera a Întreprinderii Electronica.

Școlile de formare și reciclare a depănatorilor de TV (ale UCECOM, CENTROCOOP, Liceul Electronica), sînt deasemenea prevăzute în lista de beneficiari ai acestor buletine tehnice dar conducerile acestor școli nu s-au îngrijit de asigurarea abonamentului.

Chiar inginerii din Electronica, profesorii de specialitate din domeniul pregătirii depanatorilor de televizoare s-au arătat interesați de studierea buletinelor și aceasta constituie o mare satisfacție pentru cei care trudesc pentru elaborarea și tipărirea — de multe ori cu destule greutate — a acestor cărțuții.

Dorim să aducem la cunoștința celor interesați că absolut toate buletinele apărute până acum s-au epuizat și orice insistență depusă pentru procurarea numerelor mai vechi este inutilă. În schimb, pentru a satisface cererea generală, Editura Tehnică a inițiat publicarea unui Manual de Service „Televizoare cu circuite integrate” care va apare în vara anului 1981, în Colecția „Practica”. Acest manual este scris pentru a umplea un gol în literatura tehnică despre TV cu CI și va apărea într-un tiraj de masă.

Este o plăcută ocazie de a reaminti că Editura Tehnică a început publicarea unor manuale practice despre circuitele integrate liniare; primul volum cuprinde circuitele integrate pentru radioreceptoare și a apărut în librării în trim. IV 1979. Volumul al doilea cuprinde toate circuitele integrate pentru televizoare (TAA 550, TDA 440, TAA 661, TBA 950, TDA 1170), și a apărut spre sfârșitul anului 1980. Volumul al treilea de Circuite Integrate Liniare va cuprinde circuitele integrate de uz industrial (amplificatoare operaționale, stabilizatoare de tensiune, etc.) și va apare în 1982.

După cum se vede, literatura tehnică destinată electroniștilor noștri se îmbogățește continuu. Rămîne ca electroniștii să privească cu seriozitate meseria lor și să studieze asiduu tehnica nouă.

În acest buletin se prezintă un capitol nou, actual „Televizoare cu jocuri electronice”. Continuăm „Practica depănării” cu un capitol consistent, cu multe defecte mai grele, majoritatea semnalate de către electroniștii depanatori.

Televiziunea în culori ocupă un capitol dens și bine ilustrat grafic. Lucrurile de aici trebuiesc învățate pas cu pas.

Tehnica măsurării este prezentată în BT 9 cu un capitol privind folosirea vobuloscopului și acordul televizoarelor. Acest capitol poate că este prea detaliat dar sperăm să fie util depanatorilor.

Buletinul Tehnic Nr. 9 a fost întocmit astfel:

CAPITOLUL 1: TELEVIZOARE CU JOCURI ELECTRONICE
ing. R. PIȚIGOI

CAPITOLUL 2: PRACTICA DEPANĂRII TV CU CI
ing. E. STATNIC

CAPITOLUL 3: COMPONENTE ȘI CIRCUITE PT. TV COLOR
ing. G. PFLANZER

CAPITOLUL 4: FOLOSIREA VOBULOSCOPIULUI
ing. E. STATNIC

Ne scuzăm pentru calitatea modestă a figurilor desenate, figuri pe care autorii le desenează singuri, realizîndu-le fiecare cum poate.

BRAȘOV — APRILIE 1980

E. STATNIC

TELEVIZOR PORTABIL CU CIRCUITE INTEGRATE ȘI JOC ELECTRONIC INCORPORAT (SPORT 262 272)

Ideea de joc electronic presupune în cazul cel mai general realizarea unor imagini simple pe ecran (dreptunghiuri, pătrate, linii), imagini ce au niște parametri ce pot fi comandați din exterior. Dacă se pun în legătură aceste imagini cu niște reguli de joc atunci se poate obține o întrecere, fie între un om și jocul propriu zis, fie între doi sau mai mulți oameni. Evident că jocul trebuie să aibă și un sistem de punctaj, care să ofere în mod obiectiv posibilitatea departajării concurenților. Problema pe care și-au pus-o de la început proiectanții de joc electronic a fost aceea de a realiza un sistem care să se apropie cât mai mult de schema reală de desfășurare a unui joc cât mai cunoscut. A câștigat, atît prin manevrabilitate cît și prin posibilitatea de realizare, jocul de tenis (ping-pong), de hochei și tenis la perete.

Pentru realizarea industrială, Electronica a ales varianta de joc electronic încorporat într-un televizor portabil. TV SPORT 262 (272) are două funcțiuni: una de receptor de televiziune, corespunzător normei OIRT (D în FIF, K în UIF), și alta în monitor pentru jocul electronic.

Comutarea de pe un mod de lucru pe celălalt se face prin acționarea unui comutator mecanic cu translație, cu două poziții.

În funcționare ca receptor de televiziune aparatul are toate calitățile unui receptor din clasă sa. La trecerea pe joc electronic, etajul de sunet, etajul final video și etajul de

sincronizare sint comandate de semnalul de joc electronic, furnizat de modulul de joc electronic încorporat.

Piesa cea mai importantă a acestui modul este circuitul integrat generator de semnale, de tip AY—3—8500 (General Instrument) sau echivalentul TMS 1965 (Texas Instruments). Acesta este un LSI realizat în tehnica MOS, care furnizează semnale pentru o miră electronică cu parametri variabili, miră ce este în ultimă instanță terenul, mingea și jucătorii. Semnalele sint generate prin tehnica prelucrării impulsurilor avînd la bază niște impulsuri de tact de aproximativ 2 MHz.

Circuitul integrat AY—3—8500 este fabricat de firma General Instrument în tehnologie CMOS. El furnizează semnalele pentru diverse jocuri electronice cu vizualizare pe ecranul unui televizor conform normelor TV cu 625 de linii (OIRT sau CCIR). Pentru 525 linii (norma RETMA) fabricantul produce varianta AY—3—8500—1.

Circuitul integrat dă posibilitatea realizării a 6 jocuri.

TENIS

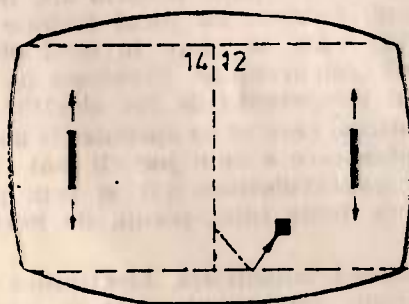


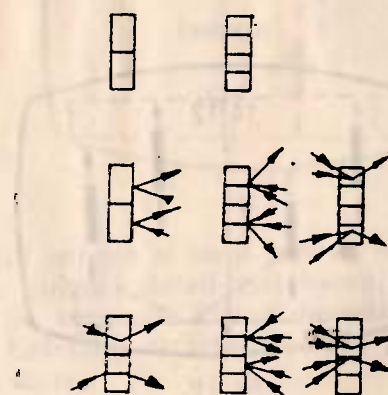
fig. 1 a

La fiecare joc scorul se înregistrează și se afișează automat pe ecran. Jocurile se încheie cînd unul dintre jucători are 15 puncte. Mingea se poate deplasa în mod opțional cu două viteze. De asemenea, jucătorii pot avea două lungimi, la alegere. Există și posibilitatea alegerii a două moduri de reflexie a mingii cînd lovește jucătorul: fie cu două unghiuri ($+20^\circ$ sau -20°), fie cu patru unghiuri ($+40^\circ$,

-20° , $+20^\circ$ sau -40°). Pentru punerea mingii în joc există de asemenea două posibilități, fie serviciu automat, fie serviciu manual, la comandă. Jocul este însoțit de trei tipuri de sunete ce se emit atunci cînd mingea lovește respectiv marginea terenului, jucătorii sau se marchează un punct.

Pentru jocul de tenis, pe ecran apare o imagine similară cu cea din fig. 1 a.

Fiecare jucător are o rachetă și i se afișează punctele proprii în jumătatea sa de teren. După ce a fost dat semnalul de START, scorul este adus la 0 : 0. Mingea este pusă în joc dintr-o parte a ecranului. Dacă atinge o margine a



2a

2b

terenului, se reflectă și reintră în suprafața de joc. Fiecare jucător poate să manevreze racheta sa pe verticală astfel încît să lovească mingea. Dacă s-a ales modul de joc cu patru unghiuri de reflexie, atunci fiecare rachetă este divizată în patru zone (fig. 2 b). Cele două zone exterioare resping mingea cu $+40^\circ$ sau cu -40° iar celelalte cu $+20^\circ$ sau -20° . În situația în care se joacă cu două unghiuri, rachetele sint divizate în două zone, corespunzătoare la $+20^\circ$, respectiv -20° (fig. 2 a). După ce s-a lovit de o rachetă, mingea pornește spre partea cealaltă a terenului. Jocul continuă pînă cînd un jucător nu reușește să lovească mingea.

Aceasta contează ca un punct pentru adversar și scorul se modifică automat. Pentru punctul următor mingea apare pe ecran și se deplasează către jucătorul care a greșit. În momentul în care unul din jucători a obținut 15 puncte jocul este încheiat. În continuare mingea se mișcă pe ecran, dar traversează jucătorii și nu se mai marchează nici un punct. Pentru reluarea jocului trebuie dat din nou semnalul de START.

Pentru jocul de hochei imaginea de pe ecranul televizorului este similară cu cea din fig. 1.b. Fiecare jucător are un portar plasat în imediata apropiere a porții sale și un atacant plasat în jumătatea de teren a adversarului.

HOCHEI

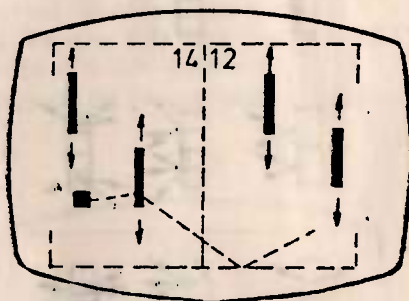


fig. 1 b.

Cei doi se mișcă pe verticală, simultan. Când începe jocul, pucul apare de la o linie de fund și se deplasează către celălalt teren. Atacantul advers are posibilitatea să-l intercepteze și să-l îndrepte spre gol. Portarul se opune și dacă reușește să respingă atacul jucătorul advers poate intercepta din nou. Când atacantul pierde pucul acesta se deplasează spre celălalt teren, respectând aceleași legi ca la jocul de tenis. Ajuns la poarta cealaltă, secvența descrisă anterior se poate repeta.

Dacă pucul vine din spatele unui atacant, trece prin el și este deviat cu unghiul corespunzător porțiunii ce a fost traversată (vezi fig. 2). Când unul din portari scapă pucul în gol, se marchează un punct pentru adversari. Jocul se în-

cheie când una din echipe a obținut 15 puncte. În continuare se procedează ca la tenis.

Jocul următor simulează pelota bască sau squash-ul (tenisul la perete). Imaginea ce apare pe ecranul televizorului este asemănătoare cu cea din fig. 1.c. Cei doi jucători lo-

PELOTA

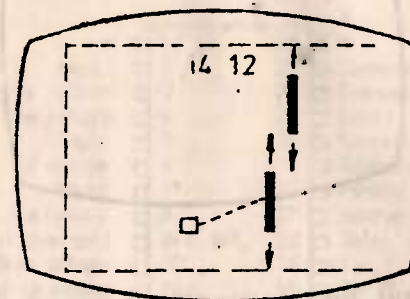


fig. 1 c

vesc alternativ mingea și nu o lasă să iasă din joc. Când unul din ei o pierde celălalt marchează un punct. Jucătorii pot deplasa pe verticală. Primul lovește mingea jucătorul din dreapta. Celelalte caracteristici ale jocului sînt similare cu cele de la tenis.

ANTRENAMENT

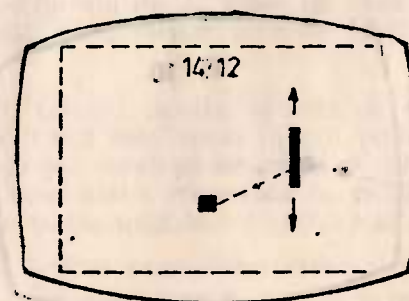


fig. 1 d

Al patrulea joc (fig. 1 d) este de antrenament. Singura diferență între el și pelotă este faptul că joacă un singur om.

TIR 2

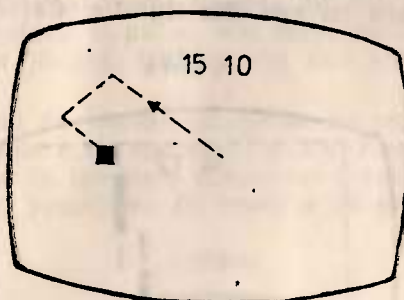


fig. 1 e

Pentru primul joc de tir, (fig. 1 e), pe ecran apare un pătrat alb care se mișcă dezordonat. În pușcă se află o celulă fotoelectrică ce este excitată de lumina pătratului. Dacă trăgaciul este acționat când celula este luminată, deci pătratul este bine ochit, trăgătorul marchează un punct. În acest moment, pătratul este stins pentru puțin timp. După 15 jocuri apare scorul, dar jocul poate continua.

TIR 1

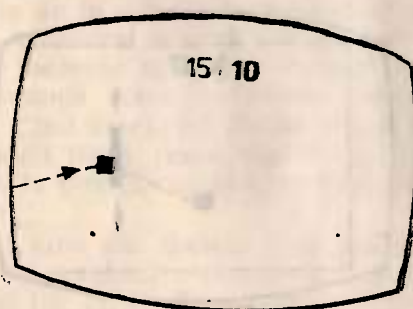


fig. 1 f

Cel de-al doilea joc de tir este similar cu primul (fig. 1.f), dar ținta nu rămâne permanent pe ecran ci doar îl traversează.

Circuitul integrat are o capsulă de tip 28 DIL cu 28 piciorușe. Semnificația fiecărui terminal este prezentată pe scurt în (fig. 3) (vedere de deasupra a circuitului utilizat). Funcțiile interne ale CI sînt următoarele:

N	1	28	N
Masa	2	27	Comanda tir
Ieșire sunet	3	26	Comanda tir
Alimentare	4	25	Start
Unghi	5	24	Semnal de scor și teren
Semnal minge	6	23	Antrenament
Viteza	7	22	Pelota
Serviciu	8	21	Hocher
Semnal jucător dreapta	9	20	Tenis
Semnal jucător stînga	10	19	Tir 1
Comanda jucător dreapta	11	18	Tir 2
Comanda jucător stînga	12	17	Intrare de joc
Lungime jucător	13	16	Semnal sincro
N	14	15	N

fig. 3

Terminalul 3. La acest terminal este conectată ieșirea de sunet. Dacă mingea lovește marginile terenului apare un tren de impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de 488 Hz și durată totală de 32 msec. Când lovesc jucătorii, frecvența este de 976 Hz pe durată de 32 msec iar când se marchează un punct frecvența impulsurilor este de 1,952 kHz timp de 160 msec.

Terminalul 5. Intrare pentru selectarea unghiurilor de reflexie a mingii. Când este lăsat în gol (stare logică „1”) este ales modul de joc cu două unghiuri de reflexie posibile (+20° -20°) iar când este conectată la masă (stare logică „0”) sînt posibile patru unghiuri (+40°, +20°, -20°, -40°).

Terminalul 6. Ieșirea semnalului video pentru minge. Acesta constă din 5 impulsuri de 1 μsec cu o perioadă de repetiție de 64 μsec (pe fiecare linie cîte unul). Pe ecran va fi

deci o pată albă (sau gri, sau colorată, depinde de utilizator), aproximativ pătrată, pe orizontală avînd cam a 50-a parte din ecran și pe verticală 5 linii.

Terminalul 7. Intrare pentru selectarea vitezei de deplasare a mingii. Cînd este lăsat în gol (starea „1”) mingea se deplasează cu viteză mică (traversează ecranul în 1,3 sec) iar cînd este legat la masă (starea „0”) viteza se dublează.

Terminalul 8. Intrare pentru alegerea modului de declanșare a jocului. Cînd este lăsat în gol (starea „1”) jocul se oprește după marcarea fiecărui punct. Pentru serviciu se conectează intrarea pentru moment la masă. Dacă este legat permanent la masă (starea „0”) atunci serviciul este automat.

Terminalele 9 și 10. Ieșiri pentru semnalul video de jucător dreapta, respectiv stînga. Fiecare rachetă sau crosă este simbolizată de o linie verticală realizată din impulsuri cu o durată de $0,5 \mu\text{sec}$ și o perioadă de repetiție de $64 \mu\text{sec}$ (o linie TV). Dacă a fost aleasă posibilitatea de joc cu jucători mari atunci se obțin 28 de impulsuri iar dacă se joacă cu jucători mici, 14 impulsuri.

Terminalele 11 și 12. Intrări de control pentru poziția jucătorului din dreapta, respectiv stînga. În momentul în care o tensiune aplicată la aceste intrări atinge nivelul unei tensiuni de referință stabilite în interiorul circuitului integrat este declanșată secvența de impulsuri corespunzătoare jucătorului. Din 20 în 20 msec (la sfîrșitul fiecărui semicadru) este deschis un comutator electronic intern, ce pune la masă pe timpul întoarcerii pe cadre intrările de comandă. Cel mai simplu și evident cel mai folosit mod de a comanda jucătorii este acela de a lega o rețea RC, așa cum se prezintă în fig. 4 la aceste terminale. Pentru a limita curentul ce

curge prin comutatorul electronic este necesar ca rezistența minimă dintre intrări și sursa de alimentare să fie 10 kohmi.

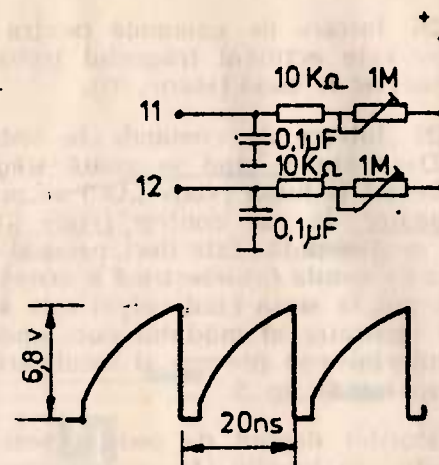


fig. 4

Terminalul 13. Intrare pentru selectarea mărimii jucătorilor. Dacă este lăsat în gol (stare „1”) jucătorii sînt mici. Dacă este legată la masă (stare „0”) avem jucători mari.

Terminalul 16. Ieșire pentru semnalul de sincronizare IV de linii și cadre.

Terminalul 17. Intrare pentru impulsurile de tact. Este nevoie de impulsuri aproximativ dreptunghiulare, cu frecvența de $2,01 \text{ MHz} \pm 1\%$.

Terminalele 18, 19, 20, 21, 22, 23. Intrări de selectare a jocurilor. Prin punerea la masă a unuia dintre ele se aleg respectiv jocurile: tir 2, tir 1, tenis, hochei, pelotă sau antrenament. Nu se pun la masă simultan două dintre aceste intrări.

Terminalul 24. Ieșire pentru semnalul video de scor și de timp de joc.

Terminalul 25. Intrare pentru comanda de START. Prin punerea temporară la masă a acestui terminal scorul devine 0 : 0 și jocul poate începe.

Terminalul 26. Intrare de comandă pentru pușcă. În momentul în care este acționat trăgaciul trebuie ca acest terminal să fie conectat la masă (stare „0”).

Terminalul 27. Intrare de comandă la sistemul de ochire al puștii. Dacă atunci când se apasă trăgaciul, acest terminal este conectat la masă (stare „0”) se marchează un punct pentru trăgător. În caz contrar (stare „1”) se marchează un punct pentru țintă. Este deci necesar ca terminalul 27 să fie legat de celula fotoelectrică a armei de așa manieră încât să fie pus la masă când celula este activă.

Un exemplu ilustrativ al modului cum apar semnalele pe ecranul tubului cinescop precum și localizarea și durata acestora este prezentată în fig. 5.

Pozițiile jucătorilor depind de poziția potențio metrilor de control respectiv. În tabelul (1) se dau dimensiunile pe

	H	V
JUCĂTOR	0.5 μ s	14 / 28 linii
MINGE	1.0 μ s	5 linii
TINTA	2.5 μ s	14 linii
TEREN.	0.5 μ s	2 linii
625	5.0 μ s	30 linii

orizontală și verticală ale diferitelor componente ale semnalului de joc. La ieșirile de semnal video și sincro se găsesc semnalele prezentate în fig. 6.

● Tehnologia în care este realizat circuitul integrat, MOS—LSI, este deosebit de pretențioasă. Datorită densității

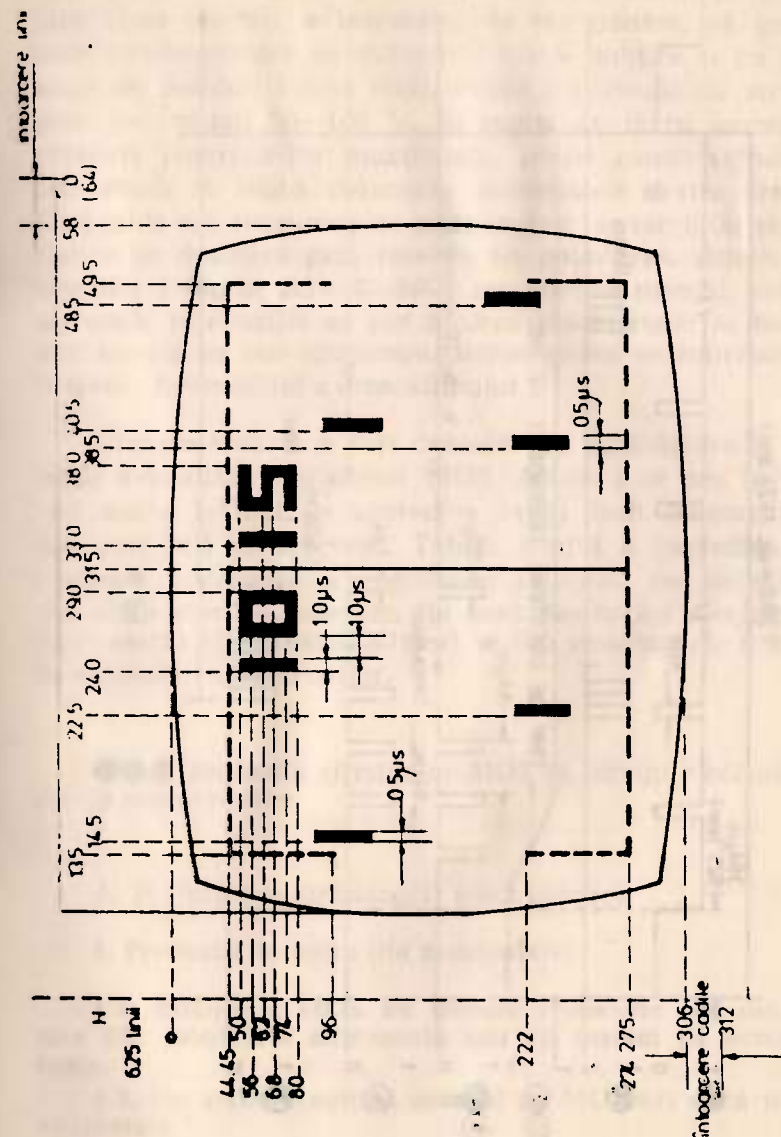


fig. 5

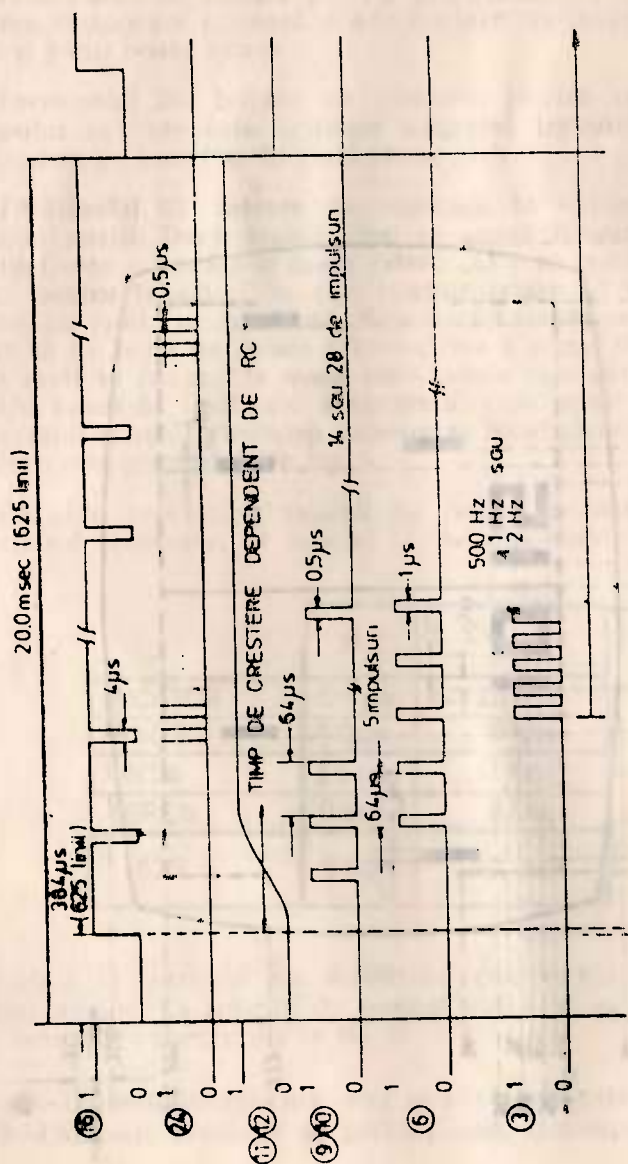


fig 6

mari a elementelor integrate, precum și modului de control prin câmp electric a regimului de funcționare, se creează niște condensatoare cu dielectric foarte subțire și cu rezistențe de pierderi foarte mari, avînd o tensiune de străpungere de ordinul 50—100 V. În regim de lucru normal, în prezența polarizărilor funcționale, aceste condensatoare nu sînt aduse în regim periculos, potențialele dintre armături fiind mult sub tensiunea de străpungere iar sarcinile electrostatice se descarcă prin rețelele de polarizare. Atunci cînd circuitul integrat AY—3—8500 nu este în montaj, condensatoarele în discuție se pot încărca electrostatic la tensiuni mai mari și se pot străpunge, străpungerea ce cauzează distrugerea ireversibilă a dispozitivului.

Situația aceasta a fost deosebit de supărătoare la începutul dezvoltării circuitelor MOS. Astăzi s-au pus la punct mai multe tehnici de protecție, astfel încît fenomenul nu mai este atît de frecvent. Totuși, pentru a împiedica o eventuală distrugere a circuitului integrat, fie datorită unui câmp electric puternic, fie unei descărcări electrice, fie unor sarcini electrostatice mari se iau următoarele precauții în exploatarea MOS-urilor.

●●● *Protecția circuitelor MOS la sarcini electrostatice sau la supravoltaje.*

A. Protecție la străpungeri electrostatice

1. Precauții de lucru (de manipulare).

1.1. Circuitele MOS nu trebuie conectate sau deconectate din montajele alimentate sau cu sarcini pe condensatoare.

1.2. Nu trebuie aplicat semnal pe MOS-uri dacă nu sînt alimentate.

1.3. Piciorușele nefolosite trebuie conectate la Ualim. sau masă după cum specifică fabricantul în datele sale tehnice.

1.4. Trebuie luate precauții contra sarcinilor statice când se transportă circuite echipate cu dispozitive MOS.

3. Cerințe la stocare.

2.1. Dispozitivele trebuie să fie păstrate în burete conductiv sau să rămână în tuburile originale anti-static, furnizate de fabricant.

2.2. Nu se vor folosi niciodată materiale cu plastic, polistiren sau alte materiale bune izolatoare.

3. Precauții în producție și în service :

3.1. Părțile metalice ale utilajelor, sculelor, sistemelor de manipulare, vîrfurile ciocanelor de lipit, echipamentele de lipit cu undă trebuie să fie legate la masă.

3.2. Scaunele, partea de deasupra a băncilor, acoperă-mîntul podelei, etc. trebuie să fie făcute sau acoperite cu materiale bune conductoare de electricitate și legate la masă.

3.3. Personalul muncitor va avea încheietura mîinii prinsă într-o brățară de material bun conductor de electricitate și legată la masă prin intermediul unei rezistențe de 2 Mohmi.

3.4. Este de preferat să se lucreze cu mănuși antistatice (conductive).

B. Protecția la supratensiuni sau la regimuri tranzitorii

Conectarea sau mutarea firelor surselor de alimentare la un circuit complet nu va fi efectuată niciodată dacă alimentarea este prezentă (dacă nu se respectă aceste condiții poate să apară o descărcare ce poate distruge circuitele MOS).

În consecință se cuplează prima dată firele de legătură ale sursei de alimentare și apoi se pornește aceasta.

La oprire se procedează invers : întîi se oprește alimentarea și apoi se decuplează sursa de alimentare.

Dacă aceste precauții în exploatare se respectă atunci eventualele defecte ale circuitelor integrate nu vor fi datorate străpungerii electrostatice.

●● Modulul de joc electronic P 36078, cuprinde toate elementele necesare generării semnalelor de joc electronic și cuprinde :

— circuitul integrat specializat (AY—3—8500 sau TMS 1965).

— circuitul de alimentare.

— generatorul de tact.

— etajul amplificator-inversor video.

— elementele de formare a semnalului de comandă a poziției jucătorilor.

— alte componente anexă.

Cele două jocuri de tir pe care le poate pune la dispoziție circuitul integrat nu sînt utilizate în practică deoarece ele ar necesita realizarea puștii și (sau) pistolului electronic fapt care ar implica mai multe componente din import.

Schema modulului nu poate fi înțeleasă decît în conexiune cu restul televizorului și de aceea se va urmări pe schema televizorului Sport 262, Sport 272, schemă pe care nu o putem prezenta în BT 9.

Pentru înțelegerea interconectării între modul de joc și restul televizorului se vor urmări atent circuitele de ieșire (punctele de ieșire din modul) și conectoarele C IX, C X, C XI și C XII, pe schema televizorului.

ANALIZA SCHEMEI ELECTRICE A MODULULUI P36078

În cele ce urmează se va arăta rolul componentelor de pe modul.

Alimentarea se ia din bara de 10,8 V (+B) a televizorului (circa 90 mA). Circuitul integrat este alimentat la terminalul 4 din o tensiune stabilizată și filtrată cu dioda Zener PL 6 V 8 Z (D 902), cu R 916 (47 ohmi, 1 W), C 909 (0,1 μ F) și C 910 (220 μ F/16 V).

Generatorul de impulsuri de tact este un oscilator care lucrează puternic neliniar, realizat cu tranzistorul T 901 (BC 252 A sau echivalente), L 901, C 903, C 904 (82 pF), R 903 (10 kohmi), R 902 (1 kohm). El dă la terminalul 17 al

CI niște impulsuri ca în fig. 7 cu o stabilitate de lungă durată mai bună de 2%.

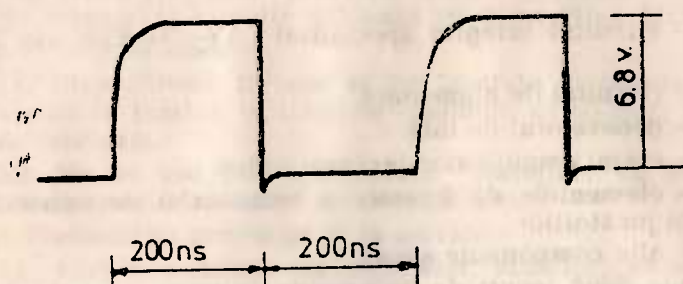


fig. 7

Semnalul video complex de joc electronic (fig. 8) este obținut prin legarea între ele a terminalelor corespunzătoare ale CI (6, 9, 10, 16, 24). Nivelul rezultat este prea mic pentru a putea ataca direct etajul final video și de aceea se utilizează un amplificator inversor de videofrecvență. Acesta este echipat cu tranzistoarele T 902 (BC 172 B), T 903 (BC 252) și T 904 (BC 172), în montaj amplificator cu sarcină distribuită, cuplat în curent continuu. Acesta are avantajul că păstrează semnalul video axat din punct de vedere continuu, indiferent de conținutul imaginii. Amplificarea etajului este dată practic de raportul

la ieșire, avem

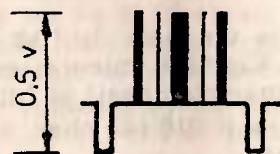
$$\frac{R_{909}}{R_{908}} \cdot \frac{R_{910}}{R_{911}}$$


fig. 8

pe emitorul și colectorul tranzistorului T 904 semnalele ca în fig. 8 dar cu amplitudinea de 3,5 Vv. Ultimul tranzistor

are rol de repetor pentru semnalul video ce atacă etajul final și de inversor pentru semnalul destinat modului sincronizator.

Condensatoarele C905 și C906 fac o corecție la frecvențe înalte, asigurând un răspuns corespunzător al amplificatorului la fronturile impulsurilor din semnalul video. Datorită formei particulare a semnalului de joc (suprafața impulsului de sincronizare este aproape egală cu suprafața impulsurilor din semnalul video), tensiunile măsurate pe acest etaj cu un instrument de curent continuu sînt cele corespunzătoare nivelului de negru. Cu potențiometrul semireglabil R909 (250 kohmi) se reglează polarizarea primului tranzistor și implicit polarizarea întregului amplificator, inclusiv nivelul de negru (2 V) al semnalului video în emitorul lui T904.

Semnalul pentru comanda poziției jucătorilor se formează la terminalele 11 și 12 ale circuitului integrat cu ajutorul condensatoarelor C907, C908, rezistențelor de limitare R914, R915 și potențiometrilor R917, R918. Pentru diverse poziții ale cursorilor potențiometrilor, rezistența de încărcare a condensatoarelor este diferită, rezultă o pantă de variație a tensiunii pe ele diferită, momentul în care această tensiune atinge tensiunea internă de referință este și el diferit, rezultînd poziții diferite ale jucătorilor pe ecran.

Rezistența R905 (100 kohmi) este montată pentru a face o divizare a semnalului de sunet disponibil la terminalul 3 al circuitului integrat astfel încît să fie potrivit cu necesitățile etajului final de sunet al televizorului.

Rezistența R904 este montată datorită schemei interne a CI901. Dacă lipsește, este posibil ca pentru anumite exemple, cînd mingea lovește marginile terenului, sunetul emis să fie continuu, nu sub forma unui tren de impulsuri.

Condensatorul C901, cuplat acum direct între terminalul 25 și masă are rolul de a aduce scorul la zero-zero la pornirea aparatului sau la comutare de pe funcționarea de televizor pe cea de joc electronic. În prima variantă a modului această funcție era realizată de D901, R901 și C901. Acum D901 s-a eliminat, de asemenea R901.

C902 și C911 ($0,1 \mu F$) sînt condensatoare de decuplare.

Terminalele 5, 7, 13, 20, 21, 22, 23 și 25, care comandă modul de lucru al circuitului integrat sînt conduse prin intermediul conectorilor respective la placa de comuta-toare.

● *Din punct de vedere constructiv*, modulul de joc electronic este realizat pe o placă de cablaj imprimat de dimensiunile plăcii suport selector, circuitul integrat este montat fie pe un soclu, fie pe niște contacte speciale, iar legăturile cu restul aparatului se fac prin intermediul unor conectori cu 1,5 respectiv 7 contacte.

Din punct de vedere electric, cuplajul între modul și șasiul televizorului se face în patru puncte, prin intermediul comutatorului SIII, TV—Joc.

● *În continuare se prezintă ultima variantă de conectare aflată în fabricație*, iar diferențele față de cele anterioare se vor specifica ulterior.

Alimentare se ia cu un fir lipit în punctul P3 de pe șasiu, după ce în prealabil a fost desfăcută puntea de cositor KS3. Firul P3 merge la terminalul 8 al comutatorului SIII. Pe poziția TV, comutatorul asigură legătura între terminalele 8 și 9, astfel încît tensiunea de 10,8 V este adusă înapoi la șasiu pe firul P4. Pe poziția joc, este legătura continuă între semnalul 8 și 7, de unde prin conductorul CX/6 merge modulul de frecvență intermediară cele comună este nealimentat cînd aparatul funcționează pe joc electronic, iar la modulul de joc electronic. Prin acest mod de comutare modulul de joc este nealimentat la funcționarea pe televizor.

Capătul cald al potențiometrului de contrast (R513) este adus prin intermediul unui conector cu 5 contacte (CXII/4) la terminalul 11 al lui SIII. La terminalul 10 este cuplat semnalul de videofrecvență ce vine de la modulul AFI cu ajutorul unui fir ce leagă între ele CII/1 cu CXII/5. La ter-

minalul 12 este adus semnalul de video de la modulul de joc electronic (prin CX/2). În acest fel, cînd SIII este pe poziția TV, pe potențiometrul de contrast găsim semnalul video emis de postul de televiziune, iar cînd trecem pe poziția joc, avem semnalul de joc electronic, care vine cu nivelul de negru necesar pentru ca etajul final video să lucreze normal.

În mod analog, capătul cald al potențiometrului de volum, R209 este adus prin CXII/1 la terminalul 2 al lui XIII. La SIII/3 vine semnalul de sunet de la postul de televiziune (printr-un fir ce leagă CXII/3 de CIV/1), iar la SIII/1 vine semnalul de sunet de la jocul electronic (un conector cu un contact, CXI/1).

Pentru a obține comutarea semnalului de sincronizare, s-a scos de pe șasiu R411 ($1,5 \text{ kohm}$) și s-a montat pe placa de comutatoare. Găurile în care a fost ea plantată se notează pe galben cu P1, respectiv P2. P1 se leagă cu un fir la SIII/6 și aduce semnalul video inversat, (oscilograma 1 de pe schemă), potrivit pentru atacul modulului sincroprocesor. P2 este legat la R411 (de pe placa de comutare), care are celălalt capăt la SIII/5. La SIII/4 vine prin intermediul CX/3, semnalul video de joc, inversat. Astfel, la poziția TV receptorul este sincronizat de semnalul transmis de post iar pe poziția joc, sincronizarea se face cu semnalul de la modulul de joc electronic.

Comutările de alegere a caracteristicilor jocului, respectiv unghi de deflexie, viteză, dimensiune jucător sînt aduse de CX/7, CX/5 și CX/1 la comutatoarele SIV, SV, respectiv SVI, care realizează această alegere.

Scorul este adus la zero prin acționarea lui SII, comutator fără reținere, ce este cuplat cu jocul prin intermediul lui CIX/5.

Celelalte borne ale comutatorului cu 5 contacte CIX (1, 2, 3, 4) sînt utilizate pentru a aduce la placa de comutatoare legăturile de alegere a jocului (respectiv tenis, hochei, pelotă, antrenament). Există două variante constructive pentru realizarea acestei comutări. Pe ansamblul P11385 este utilizat un comutator cu translație cu patru poziții SI iar pe ansamblul P 11431—00 se utilizează două comutatoare de 2x2 poziții SI și SVII, cablate corespunzător.

Varianta prezentată, optimizată, este cea echipată cu șasiu pe placa de cablaj imprimat P 11316 VIII. Pe plăcile anterioare nu a fost posibilă comutarea alimentării astfel încât să funcționeze numai modulul AFI sau numai modulul de joc. Pe aceste variante punctele P3 și P4 erau obținute prin scoaterea bobinei L603 și montarea ei pe placa de comutatoare, cu modificarea corespunzătoare a legăturilor la SIII. Semnalul video transmis de la AFI prin fir influențează semnalul transmis de modulul de joc, și de aceea era necesar ca firul P1 să nu fie în contact strâns cu celelalte fire pe nici o porțiune.

Ansamblul de joc electronic realizat conform descrierii anterioare dă un nivel video, axat la negru pe 2 V, de 3 V_{VV} minim, un semnal de sunet de 1 V_{VV} minim și impulsurile de sincro H au frecvența de 15625 ± 300 Hz iar cele de sincro V, $50 \pm 1,5$ Hz. La tensiunea de 10,8 V, consumul este în jur de 90 mA, el depinzând în principal de toleranța diodei Zener și ale rezistenței R916. Ansamblul modul P 36078 se montează pe peretele lateral al șasiului, cu bobina L901 în sus, pentru a fi cât mai departe de transformatorul de rețea. *Dacă nu se face așa, câmpul de scăpări al trafo rețea influențează funcționarea oscilatorului de tact, provocând variația fazei impulsurilor de sincronizare din semnalul de joc.* Ansamblul placă de comutare este montat pe peretele superior al casetei și este rigidizat cu ajutorul a două scoabe metalice. În cazul ansamblului P 11385 pentru a demonta comutatoarele este necesar să se deslipească ornamentul, pe când la P 11421—000 acest lucru este posibil fără nici o problemă.

●●● Procedeu de reglaj

În mod normal, televizorul iese pe poarta fabricii reglat, după o metodă ce asigură nivelul de negru la ieșire cu o precizie de 2,5% și oscilația liberă a oscilatorului de tact, pe timp scurt și la temperatura de lucru astfel încât frec-

vența impulsurilor de linii diferă cu mai puțin de 5 Hz de cea dată de mira electronică pilotată cu cristal de cuarț.

Dacă totuși din diverse motive se consideră necesară realizarea unui reglaj, se recomandă procedura următoare, facind presupunerea că aparatul nu este defect.

1. Televizorul poziționat pe joc, contrast maxim. Se montează un voltmetru de c.c. (10 kohmi/V) între capătul cald al potențiometrului de contrast (R513, CXII/4 sau CX/2). Se reglează R907 pînă la indicația de 2 V a instrumentului.

2. Televizorul poziționat pe TV, recepție normală a unui canal oarecare de televiziune. Se face scurt între K401 și K402 (modul sincroprocesor). Se reglează R404 (frecvență H) pentru aducerea oscilațiilor libere ale oscilatorului H la coincidență cu frecvența de linii transmisă de la studioul TV.

3. Televizor poziționat pe joc. Se face scurt între K401 și K402. Se reglează L901 pentru a aduce la coincidență frecvența de linii dată de modulul de joc electronic cu frecvența de oscilație liberă a oscilatorului H.

DEFECTE SPECIFICE ȘI REMEDIEREA LOR.

Scopul acestui subcapitol este să dea o orientare asupra modului de interpretare a defectelor și asupra unor procedee de remediere. Cele câteva care vor fi discutate nu epuizează complexitatea problemelor pe care le poate pune practica. Nu se va intra în detaliu pentru probleme generale valabile. De exemplu: exprimarea „se verifică traseul terminal 4 pînă la CX/6” presupune verificarea corespunzătoare, prin metodele cunoscute, a continuității legăturilor și a corectitudinii tuturor componentelor implicate. La anumite defecte se iau în considerare numai cauzele ce sînt în legătură cu jocul electronic sau cu cuplajele acestuia cu restul șasiului, celelalte se presupun eliminate prin procedee cunoscute. La defectele mai complexe, ce prezintă caracterul a două sau mai multe cazuri prezentate mai jos se discută numai o eventuală cauză comună, existența simultană a cauzelor individuale fiind testate de cititor. După in-

dicarea fenomenului, se descriu câteva cauze speciale, eventual metode de testare.

1. DEFECTE NETE (aparatură nu funcționează).

1.1. Nu există imagine și sunet pe TV și pe Joc.

Se verifică alimentarea de 10,8 V, traseul P3. Poate fi SIII defect.

1.2. Nu există imagini pe TV și Joc.

Se verifică potențiometrul de contrast, traseele CXII/4, CXII/5 CX/2, Comutatorul SIII.

1.3. Nu există sunet pe TV și Joc.

Se verifică etajul final audio, potențiometrul de volum, traseul CXII/1, CXII/3, CIV/1, CXI/1 și comutatorul SIII.

1.4. Imagine nesincronizată pe TV și Joc.

Se verifică modulul sincroprocesor, traseul P1, P2 cu R411, CX/3, comutatorul SIII.

1.5. Nu există imagine pe TV.

Analog punctul 1.2., mai puțin CX/2.

1.6. Nu există sunet pe TV.

Analog 1, 3 mai puțin CXI/1.

1.7. Imagine nesincronizată pe TV.

Analog 1.4. mai puțin CX/3.

Obs. La punctele 1.1. ÷ 1.7. se poate scoate din cauză partea de televizor refăcând cu două șurubelnițe traseele întrerupte față de TV SPORT 251, 261, pentru introducerea jocului.

1.8. Nu există imagine pe joc.

Analog punctul 1.2., mai puțin CXII/5. Faptul că avem sunet înseamnă că oscilatorul de tact merge și circuitele sînt alimentate. Se verifică amplificatorul de video, R906, traseul CX/2, SIII. Este puțin probabil să fie CI defect.

Verificarea etajului de video inclusiv terminalele 6, 9, 10, 16 și 24 ale CI se face astfel :

— Se poziționează televizorul pe Joc.

Se dezlipește firul CXII/4 (capătul cald al potențiometrului de contrast), se lipește un condensator mai mare de 1 μ F la capătul firului. Cu „sonda” astfel obținută se aduce la întrebarea amplificatorului final video semnalul din orice punct al căii de video din modulul de joc electronic. Pe ecran, dacă semnalul este prezent, apare o imagine corespunzătoare unui semnal de joc nesincronizat.

1.9. Nu există sunet pe Joc.

Analog 1.3., mai puțin CXII/3, CIV/1.

Se verifică traseul terminal 3, CXI/1, și R904.

Este puțin probabil să fie CI defect.

1.10. Imagine nesincronizată pe Joc.

Analog 1.4., mai puțin P1. Se reface reglajul nivelului de negru.

Se verifică polarizarea T904. Se reface reglajul oscilatorului (L901). Dacă nu se poate regla corespunzător, se verifică elementele componente ale oscilatorului. Se verifică traseul terminalului 16 (ieșire impulsuri de sincronizare).

1.11. Nu există imagine și sunet de Joc.

Analog 1.1. Se verifică SIII.

Dacă terminalul 25 al CI 901 este conectat la masă, circuitul este scos din funcțiune. Se verifică acest traseu.

Defectul poate fi cauzat și de nefuncționarea oscilatorului de tact.

După posibilitățile depanatorului, aceasta se verifică cu unul din următoarele procedee :

— Cu un montaj detector de vîrf, cuplat prin condensator,, se măsoară amplitudinea impulsurilor (fig. 9).

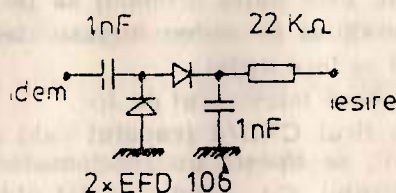


fig. 9

— Se poziționează televizorul pe joc.

Se deconectează firul de la CXII/4 (capătul cald al potențimetrului de contrast) și se duce la emitorul T901. Dacă oscilatorul funcționează, pe ecranul televizorului trebuie să apară bare verticale fine, ca mira de definiție ce se repetă din aprox. 5 în 5 mm.

2. DEFECTE CALITATIVE (aparatură funcționează dar imperfect).

Orice instabilitate care apare și pe TV și pe Joc este puțin probabil să se datoreze circuitului de joc electronic. Dacă nu se găsește cauza, se pot verifica traseele de legătură cu jocul, în vederea descoperirii unor scurtcircuitări sau pierderi locale.

2.1. La comutarea de pe TV pe Joc scorul nu este adus automat la 0 : 0

Circuitul de reset (de reducere) este defect. Se verifică C901 și traseul corespunzător. La variantele inițiale, se verifică și D901 și R901.

2.2. Nu se comută fie viteza, fie unghiul, fie mărimea jucătorilor.

Se verifică traseele de la terminalele respective cele CI la comutatorii potriviți și funcționarea acestora.

Este posibil să fie defect circuitul integrat.

2.3. Nu apare un joc, sau apare anormal.

Se verifică traseele între terminalele CI, corespunzătoare alegerii jocurilor și comutatoarele de alegere. Se verifică funcționarea acestora. Este posibil să fie CI defect. Dacă apare jocul de hochei, dar cu o echipă avînd 3 jucători în-camună terminalele 20 ÷ 23 sînt lăsate simultan în aer.

2.4. Cifrele, terenul și/sau jucătorii apar cu defecte (întreruperi, etc.).

Circuitul integrat este defect.

Obs. Orice altă prezentare anormală a jocurilor cum ar fi dispariția mingii după ce a apărut pe ecran, un jucător mic și unul mare, mingea trece peste jucători sau scorul nu mai marchează fără să li atîns 15 puncte sînt cauzate de defectarea circuitului integrat.

2.5. Nu apare un jucător.

Se verifică traseul terminalului 9 sau 10. Se verifică circuitul de formare a tensiunii variabile care comandă poziția jucătorilor (potențimetrul, firele, mufa jack, terminalele 11, 12).

Este posibil să fie CI defect.

2.6. Nu apare scorul și delimitarea terenului.

Se verifică traseul terminalului 24. Este posibil să fie CI defect.

2.7. Nu apare mingea, dar se aude sunetul caracteristic.

Analog 2.6., terminal 6.

2.8. Cu televizorul poziționat între canale, sau cînd nu transmite program TV se vede pe Joc un zgomot pe i-

agine. Acest defect apare la varianta veche, și este datorat faptului că P1 este lipit de P2 și de restul firelor. Se poziționează corespunzător.

2.9. Imagine cu trenaj.

Se verifică amplificatorul video (T902, 903, 904). În general sînt de vină C905 și C906.

2.10. Brum vertical, pe Joc.

Este datorat influenței pe care o are cîmpul de scăpări al trafo rețea asupra lui L901. Se montează modulul de joc electronic cu L901 în sus, departe de trafo rețea.

2.11. Pentru anumite puncte de contact ale mingii cu terenul, sunetul emis nu se oprește decît la apariția altui semnal.

Se verifică traseul terminal 27, R904, terminal 3.

2.12. Un jucător are are salt pe ecran.

Defect potențiomtru de comandă.

2.13. Mingea apare pe ecran dar pentru un singur punct.

Este conectat la masa terminalul 8.

Obs. Verificările de continuitate se fac direct de pe terminalele CI, pentru a cuprinde și contactele soclului.

ATENȚIUNE!! — Masa modulului de joc este cuplată cu masa televizorului prin CX/4 și apoi prin CXII/2, la care vine tresa cablului de sunet. Orice întrerupere a acestui traseu atrage după sine o funcționare defectuoasă a jocului electronic.

●●● Circuitul integrat are 28 de terminale și este destul de greu de manipulat. Scoaterea din soclu să fie făcută cu multă grijă. Este posibilă utilizarea în acest scop a unei șurubelnițe mai late, ce se introduce sub capsula CI, cînd la un capăt, cînd la celălalt.

— La fiecare test este indicat să se verifice dacă terminalul 2 al CI 901 este cuplat la masă.



●●● TELEVIZOR STAȚIONAR OLT (44 cm) CU JOC ELECTRONIC

Comanda poziției jucătorilor pe ecran la circuitul integrat de joc se face declanșînd secvența de impulsuri ce reprezintă jucătorul în momentul în care o tensiune liniar variabilă aplicată din exterior la terminalul de comandă corespunzător (11 sau 12) atinge un nivel prestabilit.

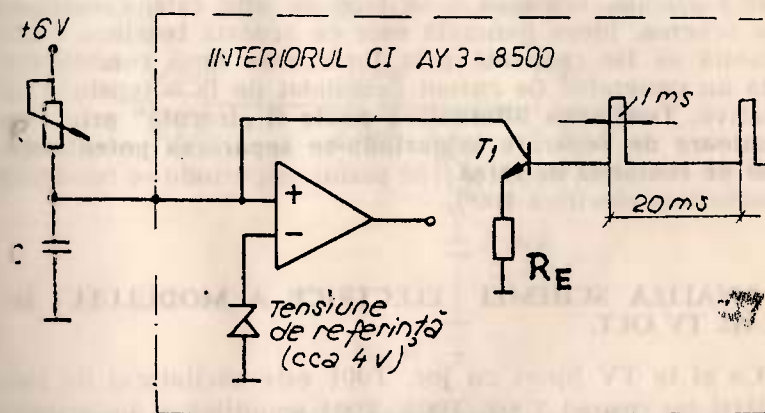


fig. 10

Cel mai simplu circuit care produce o astfel de tensiune liniar variabilă este un condensator C ce se încarcă cu pîntă variabilă datorită unei rezistențe de comandă variabilă R (chiar potențiomtru de comandă). Procesul se reia la fiecare semicadru și pentru aceasta condensatorul este descărcat pe durata impulsurilor de stingere a cursei de cadre cu un tranzistor NPN comandat pe bază cu impulsuri pozitive cu durata de cca. 1 ms (vezi fig. 10).

Este ușor de înțeles că impulsul pozitiv de sincro cadre aplicat pe baza T₁ deschide tranzistorul, care devenind conductiv pe traseul CE descarcă pe C cu o viteză dependentă de valoarea RE

La varianta de joc folosită la TV Sport cu joc (ce are transformatorul de rețea) potențiometrul de comandă este conectat la șasiu care bineînțeles este izolat de rețea.

●●● La TV Olt care nu are transformator separat de rețea, șasiul este în contact cu unul din firele rețelei și de aceea este necesar ca potențiometrul de comandă a jucătorilor să fie separate de rețea. Pentru acest motiv, încărcarea condensatorului de formare C pe care se obține tensiunea liniar variabilă, urmează a se face pe altă cale, care complică schema. Ideea generală este ca această tensiune liniar variabilă să fie realizată prin încărcarea unui condensator de la un generator de curent comandat de la o tensiune alternativă. Tensiunea alternativă poate fi „trecută” prin condensatoare de separare asigurându-se separarea potențioanelor de comandă de rețea. (de șasiu) asigurându-se condițiile de securitate electrică 100%.

ANALIZA SCHEMEI ELECTRICE A MODULULUI DE JOC AL TV OLT.

Ca și la TV Sport cu joc, T901 este oscilatorul de tact (2 MHz) iar grupul T902, T903, T904 amplifică și inversează ca semn semnalul video complex, obținându-se la colectorul T904 un SVC pozitiv (cu impulsurile sincro sus) ce se poate vedea pe oscilograma 22 a schemei electrice a TV Olt; amplitudinea părții video din SVC este de cca. 3,5 V_{vv} (tot SVC are cam 5 V_{vv}) iar conținutul semnalului asigură formarea pe ecran a mingii, jucătorilor, scorului și cîmpului.

1. De la colectorul T904 semnalul video complex de joc este aplicat la baza T905—BC172B folosit ca sincroseparator (selector de amplitudine), după care se obțin, doar sincro-

impulsurile de linii și impulsurile sincro cadre, amplificate dar inversate ca polaritate.

Urmează două căi identice :

- una echipată cu T906, D902, T908
- cealaltă cu T909, D903, T910 și T911.

Pe aceste căi se formează semnalul de comandă a poziției celor doi jucători (se văd mufele de conectare a potențioanelor de comandă a jucătorilor).

2. Mai în detaliu, funcțiile componentelor sînt următoarele :

T906 inversează semnalul primit de la colectorul T905. Circuitul R922, C916, C917, R937 (potențiometrul de comandă al jucătorului) și C918 formează o rețea de separare ca în

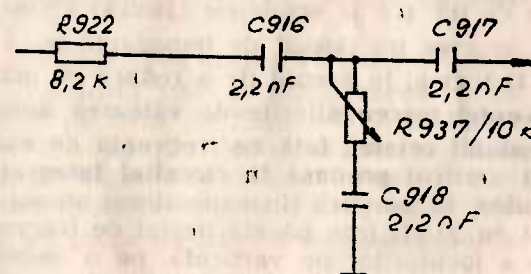


fig. 11

fig. 11, după care se obțin impulsurile de amplitudine mai mare sau mai mică; dioda D902 la așează pe nivelul tensiunii de alimentare. Elementele R923 și R924 (semireglabil) ajustează nivelul de comandă al tranzistorului T907 — BC252B care este tocmai generatorul de curent comandat, curent ce încărcă pe C919—2,2 μF/63 V. Curentul de colector a lui T907 curge numai pe timpul cursei directe de linii, fiind blocat pe perioada impulsurilor de stingere linii și cadre. Tensiunea este integrată pe C919. Funcționarea lui T907 în acest regim de impulsuri este favorabilă în special datorită blocării pe durata de stingere a cadrelor cînd C919 trebuie să se descărcat. Dacă nu ar fi așa, atunci circuitul de descărcare

ar avea de „transportat” atât sarcina din condensator cât și cea adusă de curentul de colector al T907. Deoarece posibilitățile de descărcare ale schemei interne a CI—AY—3—8500 sînt limitate, s-a ales varianta de descărcare prin intermediul tranzistorului T908. La T908, tensiunea de emitor se repetă în bază și apoi datorită rezistenței de intrare foarte mari (de ordinul zecilor de megohmi) la terminalul de comandă (pin 11, respectiv pin 12) al CI.

La descărcarea C919 prin T908, rezistența R926 are rolul de a limita curentul de colector iar R927 limitează curentul bazei, ambele la valori nepericuloase pentru tranzistor. Cum curentul bazei T908 trece și prin pin 11 al CI această limitare este necesară pentru a nu suprasolicita circuitul intern al AY—3—8500.

3. Utilizarea unui condensator C919 de valoare mare (2,2 μ F față de 0,1 μ F la schemele clasice) a fost obligatorie pentru a se crea un circuit de impedanță mică la atacul CI (pe pin 11) tocmai în scopul de a **reduce cât mai mult înfluența frecvenței mereu diferite de valoarea nominală de 50 Hz, a tensiunii rețelei, față de frecvența de exact 50 Hz a baleiajului vertical produsă în circuitul integrat AY—3—8500.** Ca urmare, în practică (în exploatare) atunci cînd frecvența rețelei de 50 Hz (din păcate destul de frecvent), apare o tremurare a jucătorilor pe verticală, pe o amplitudine de 2—3 mm, cu o frecvență de cca 40—60 ori pe minut. Cînd însă frecvența rețelei are exact 50 Hz (cazul normal) tremurarea dispăre. **În legătură cu aceasta se atrage atenția depanatorilor să nu încerce inutil depănarea acestei deficiențe provocate de frecvența rețelei, deoarece modulul de joc nu este vinovat.**

Dacă însă are loc o deplasare întâmplătoare a jucătorilor pe verticală cu 5—10 sau chiar 15 mm, se va inversa poziția stekerului de rețea al TV în priză.

4. O altă dificultate la TV Olt este montajul de educere automată la zero a scorului în momentul cînd se comută de pe un tip de joc pe altul. Și aici schema electrică diferă de schema clasică. În primul rînd punerea la zero nu se mai face punînd net la masă terminalul (pin) 25 al CI, ci prin intermediul unei rețele RC (R902 C901) care micșorează timpul

de punere la zero doar la intervalul strict necesar. Se evită fenomenul de desincronizare ce apare la TV Sport cu joc atunci cînd se ține apăsat mai mult timp butonul de START, buton care defapt blochează circuitul integrat.

Între fiecare terminal de alegere a jocului și terminalul 25 se află conectat cîte un condensator de 10 nF (C902, 903, 904, 905). Cînd se comută pe un joc nou, condensatorul respectiv fiind descărcat pune pentru un moment la masă și terminalul 25, realizînd astfel readucerea scorului la situația 0 : 0.

❖ Pentru verificarea cu osciloscopul a prezenței funcțiilor părții noi a schemei electrice de joc în zona T905—T908 respectiv pe linia T909—T911 se pot vizualiza următoarele semnale :

a. Pe colectorul T904 SVC pozitiv cu partea video de cca. 3,5 V_{VV}.

b. Pe emitorul T904 acelaș SVC dar negativ.

c. Pe colectorul T905 se poate vedea trenul de impulsuri sincro cadre, pe bază de timp potrivită (1...5 ms) cu amplitudinea de cca. 5,5 V_{VV} și polaritate negativă; durata impulsului sincro cadre este de cca. 0,4 ms. Tot la colector T905 se pot vedea impulsurile sincro linii, tot negative dar cu durata de 5 μ s (baza de timp a osciloscopului se stabilește la 10 μ s).

d. În colectorul T906 se vor vizualiza aceleași impulsuri ca și în colectorul T905, dar inversate ca sens.

e. Pe anodul diodei D902; impulsurile ce se vizualizează au flancurile mai puțin abrupte (căzute) iar amplitudinea este variabilă în funcție de poziția cursorului potențiometrului de comandă a jucătorului.

f. Pe colectorul T907 (emitorul T908) se poate vedea tensiunea liniar variabilă cu perioada de 20 ms ($f=50$ Hz). Panta de creștere a tensiunii de comandă a jucătorului este variabilă după poziția potențiometrului de joc. Aceeași tensiune liniar variabilă se repetă (fără inversare) la baza T908 și în pin 11 al CY—3—8500.

Reglajele pe modulul de joc :

1. La bobina L901 nu se umblă în procesul de depanare.
2. Semireglabilul R908 se ajustează astfel încît pe emitorul T904 să se citească o tensiune continuă de 2 V. În această situație semnalul video complex de ieșirea modulului este de cca. 3 V_{VV}.

3. Semireglabilele R924 (respectiv R933) se ajustează astfel încît cursa jucătorului să fie limitată la acoperirea ecranului de jos pînă sus cu o rezervă de cîțiva cm (supraacoperire).

4. Tensiunile continue esențiale care arată buna funcționare a jucului :

$$T901 : U_E = + 2 \text{ V} ; U_B = + 0,35 \text{ V}$$

$$T902 : U_E = + 0,3 \text{ V} ; U_B = + 0,9 \text{ V} ; U_C = 8,5 \text{ V}$$

$$T903 : U_E = + 8,5 \text{ V} ; U_B = + 9,4 \text{ V} ; U_C = + 2,6 \text{ V}$$

$$T904 : U_E = + 2 \text{ V} ; U_B = + 2,6 \text{ V} ; U_C = + 8,6 \text{ V}$$

$$T905 : U_B = + 0,2 \text{ V} ; U_C = + 5,5 \text{ V}$$

$$T906, T909 : U_B = + 0,25 \text{ V} ; U_C = + 1 \text{ V}$$

$$T907, T910 : U_E = + 6,6 \text{ V} ; U_B = + 6 \text{ V} ; U_C = + 6,25 \text{ V}$$

$$T908, T911 : U_E = + 6,25 \text{ V} ; U_B = + 1,35 \text{ V} ; U_C = + 0,2 \text{ V}.$$

Capitolul 2

PRACTICA DEPANĂRII TELEVIZOARELOR CU C. I.

În acest capitol se vor prezenta unele defecte mai frecvente și cu pondere mai mare ca cheltuieli de Service și ca timp necesar depanării. Multe din defecte au fost semnalate de către depanatorii noștri.

2.1. DEFECTAREA CINESCOPULUI LA TV cu 2, 5, 6 CI.

În cursul anului 1978 și mai ales în 1979 s-au înregistrat multe căderi la tuburile cinescop, mai ales la tipul 61LK1B și la cinescoapele românești de diferite diagonale, în mică măsură.

1. Principalul defect este *scutrcircuitul direct sau inter-tent între catod și grila de comandă* ; acest defect se manifestă prin dispariția imaginii, lumină mare cu liniile luminoase specifice cursei inverse de cadre, și de cele mai multe ori este însoțită de defectarea diodei TV18 ceea ce uneori cauzează defectarea tranzistorului final BU205, în cazurile cînd Si 701 la TV/6 CI respectiv Si 700 la TV—2 CI nu a fost de 0,3 A (315 mA) și nu s-a ars.

2. Un alt defect frecvent dar care nu conduce neapărat la scoaterea din funcție sau degradarea cinescopului sînt *descărcările interne în TK în zona g₃g₅—g₄ (focalizare)*, descărcări care se datoresc mai multor cauze (vidul imperfect),

bavuri la piesele metalice și care provoacă pagube în TV (TBA950).

3. *Consumul mărit adică curent de fascicol mare ajungând la 400—500 μ A* cu toate că tensiunea de comandă pe G_1 nu depășește +50...55 V la poziția maximă a potențiometrului de strălucire, iar G_2 este alimentat cu 480...520 V, adică normal, respectiv FIT este normal. Acest defect constituie cauza defectării a 50—60% din toate defectele de TV18.

4. *Cinescopul stinge cu punct la oprirea TV*, iar punctul se menține peste 50—60 secunde de la momentul deconectării; uneori se stinge normal și se menține stins în primele 20—30 secunde de la oprirea TV dar apare după 30—40 secunde și se menține până la 50—60 secunde sau chiar mai mult din momentul opririi TV.

5. *Cinescopul nu se luminează din cauza întreruperii pistei de grafit coloidal conductiv care face legătura între orificiul de contact al pipei FIT și contactul arcuitor al electrozilor g_{3g_5} (anodul de 18 kV) de pe tunul electronic.* Acest caz este un defect net și ca urmare TK nu este recuperabil. Constatarea acestui defect este mai pretențioasă și se face rapid astfel:

— se verifică vizual dacă nu avem întrerupere internă spre K, G_1 și G_2

— se măsoară tensiunile pe K, G_1 , G_2

— se verifică prezența FIT la pipă prin apropierea șurubelniței

— se verifică integritatea TV18, a cablului FIT și prezența FIT prin apropierea șurubelniței spre FIT pozitiv și apoi spre FIT impuls ce vine de la secundarul de FIT al trafo linii

— se măsoară căderea de tensiune pe R705 (100 ohmi) la TV 5—6 CI respectiv R720 la TV—2CI.

Dacă căderea de tensiune pe R705 (R720) este mai mică (18—20) față de normal (21—23 V) și nu variază atunci când se umblă la potențiometrul de strălucire, este clar că TK nu „ia” curent de fascicol din cauza întreruperii pistei.

●●● La defectele semnalate la punctele 1, 2, 3 și 4 se procedează astfel:

la 1. — Se încearcă degajarea scurtului dintre K și G_1 prin ciocănirea gîtului și apoi metoda electrocutării locale (vezi BT Nr. 6 pag. 95).

— Se verifică iarăși funcționarea în regim normal, adică în televizor urmărind dacă defectul scurt KG_1 se mai manifestă; verificarea U_1 (172—175 V) obligatoriu.

— Se reduce tensiunea medie de impuls care încălzește filamentul conectînd în serie cu R709—6,8 ohmi/1 W respectiv R731 la TV2CI o rezistență de 4,7—6,8 ohmi/0,5 W sau 1 W. Reducerea tensiunii filamentului se poate face desfacînd una spiră de la bobinajul de filament W 7—8, obținîndu-se același efect ca și înserierea unei rezistențe de 17—6,8 ohmi la R709.

la 2. — Se verifică starea eclatoarelor astfel ca acestea să fie curate, fără colofoniu sau murdărie și intacte (nedeformate, necositorite și fără mustăți de la stanțare). Eclatoarele „depărtate” din fabrică de către depanatori inconștienți sau din service nu mai descarcă la 1,1—1,3 kV ci la 3 kV sau nu mai descarcă deloc și provoacă propagarea unei „unde de șoc” în TV care pune în pericol diferite circuite integrate și mai ales pe TBA950, TDA440 și TDA1170. În cazul cînd cinescopul are condiții normale de alimentare și totuși provoacă des descărcări interne, se va trece la reducerea tensiunii de filament așa cum s-a arătat la punctul anterior.

la 3. — Se verifică starea R309, R308, C303 și D302, UG_1 și U_A (TK).

— Se verifică consumul (curentul de fascicol) TK, mărind căderea de tensiune pe R309. Dacă UR309 depășește 6 V, se mărește R308 de la 330—360—390 kohmi la 470 K sau 560 K.

● Este foarte posibil ca mărirea curentului de fascicol să fie cauzată de modificarea caracteristicii $I_a = f(U_g)$ din cauza apropierii catodului de grila de comandă (prin curba la catodului).

În această situație, de pildă distanța scade de la 180 microni la 150, la 120 μ sau mai puțin astfel că pentru $U_{G1} = K$ normale și schemă în ordine, curentul de fascicol maxim poate fi de 400, 500 sau chiar 900 μA , ceea ce provoacă distrugerea termică a TV18 și a bobinei de FIT.

— Se reduce din R731 și R715 tensiunea maximă pozitivă pe G_1 mărind de exemplu pe R715 sau punând R731 la maxim; la TV2CI avem de a face cu R729 și R728.

— Se va observa variația curentului de fascicol în primele 30 minute de la pornirea TV, măsurând căderea de tensiune pe R309—2,2 K, fără semnal, dezarmat tasterul iar lumina la maxim, contrastul la maxim (ecranul să fie cât mai luminos). Dacă în primele 5—10 minute I fascicol nu depășește 250—280 μA adică 0,6 V pe R309 dar în următoarele 10—20 minute, curentul crește la 400—600 μA (1,2...2 V pe R309), iar U_{G1} și U_K se mențin constante, este semn sigur că avem un defect intern datorită supraîncălzirii filamentului.

Se va reduce tensiunea de filament așa cum s-a arătat deja și apoi se va repeta „încercarea de 30 minute” pentru a verifica dacă fenomenul a fost lichidat. Se va observa TV în timp.

La R.T. Brașov, în mai multe cazuri am aplicat operația și defectarea repetată a TV18 nu a mai survenit. Cea mai elocventă probă s-a făcut la un TV la care în 18 zile s-au defectat termic 5 diode TV18, după care nu a mai intervenit nici un defect.

La 4. După verificarea stării electrice a C709—10 nF de pe linia de stingere linii, C719, C712, C707, PL91Z, R 717, curentul invers la $U_{inv} = 100$ V a diodei D708 (sau înlocuire) deci a pieselor care asigură menținerea tensiunii negative de blocare pe G_1 a TK (inclusiv C712 când acesta este de 8 μF /350 V), — se măsoară cu un voltmetru cu $R_i \geq 20$ kohmi/V, tensiunea pe $G1$ imediat după oprirea TV (trebuie să fie de cca. —100 V față de masă). Dacă această tensiune există și

scade lent în 30—40 secunde (măsurarea se face din 10 în 10 secunde pentru a nu descărca pe C719 (C723 la TV2 CI) prin rezistența instrumentului) iar cinescopul se stinge tot cu punct luminos, — se operează reducerea tensiunii de încălzire a filamentului TK, prin reducerea unei spire la trafo linii (W7—8) sau înserierea la R709 (TV5—6 CI) respectiv R731 la TV—2CI a unei rezistențe de 6,8 ohmi. Rezistența R709 poate fi înlocuită și cu una de 10 ohmi/1 W în loc de înseriere.

Notă. Încălzirea filamentului cu tensiunea de impuls culeasă de W7—8 este astfel dimensionată încît tensiunea medie pe perioada 64 μ sec să fie de 6,3 V și ca urmare curentul de filament 0,3 A. Cinescop poate fi alimentat în c.c. cu 6,3 V = și 0,3 A, sau cu 18 V alternativ (valoare eficace) deci valoare alternativă vîrf-vîrf de 18 V_v, fie cu impulsuri de întoarcere cu o amplitudine de cca. 18 V_v și durată de 12 μ sec.

Dacă durata cursei inverse de linii scade spre 11,5 μ sec amplitudinea impulsului trebuie crescută proporțional iar dacă durata crește spre 13 μ sec, amplitudinea impulsului trebuie redusă cu cca. 80% adică de la 22 V_v spre 20,5 V_v. Dar este cunoscut că impulsul de întoarcere are o compoziție care depinde de corectitudinea acordului pe armonica a 3-a, groapa care influențează „conținutul energetic” al impulsului, practic influențează „aria” impulsului. Din fabricația TL rezultă o oarecare dispersie a acordului pe A3 și a formei (amplitudinii și duratei impulsului). Și piesele din BO cum sînt C704, C705, inductanța bobinei de deflexie; permeabilitatea miezului de ferită al TL, capacitatea bobinei de FIT și altele influențează impulsurile de întoarcere și deci încălzirea filamentului.

● Nu mai insistăm asupra importanței U_1 care determină direct amplitudinea impulsurilor de întoarcere din BO și deci și regimul termic al filamentului TK.

Toți factorii menționați mai sus, trebuie să fie astfel limitați sau stăpâniți încât filamentul să fie încălzit cu echivalentul a 6,3 V, — 7%... + 10 % adică cu echivalentul unei tensiuni continue cuprinsă între 5,68 V și 6,93 V.c.c. ceea ce are ca urmare un curent de filament de 0,27...0,33 A. În curent alternativ, când rețeaua variază cu $\pm 10\%$ iar filamentele tuburilor sînt înseriate, filamentul TK primește o tensiune eficace de 6,3 V $\pm 10\%$ adică tot între 5,68 și 6,9 V, limite între care durata de viață a cinescopului nu este esențial afectată. Subalimentarea, respectiv supraalimentarea filamentului este însă dăunătoare și reduce durata de viață. Se consideră supraalimentare $U_f > 7$ V și subalimentare $U_f < 5,6$ V.

Supraalimentarea este însă mai dăunătoare decît subalimentarea deoarece provoacă efecte cumulative interne, deformarea distanțelor la K—G₁ prin dilatare și curbarea catodului, „scămoșarea” catodului și eliberarea unor „fulgi”, impurități care sînt atrase la g₃g₅ și provoacă descărcarea FIT la G₁ (electrodul de focalizare), durata prea mare a răcirii catodului și continuarea emisiei un timp mai îndelungat ceea ce are ca efect stingerea cu punct.

Supraalimentarea va produce lent uzura pramatură a TK prin epuizarea catodului și în ultimă instanță chiar defectarea totală a cinescopului prin „efect de negativ” la mărirea strălucirii.

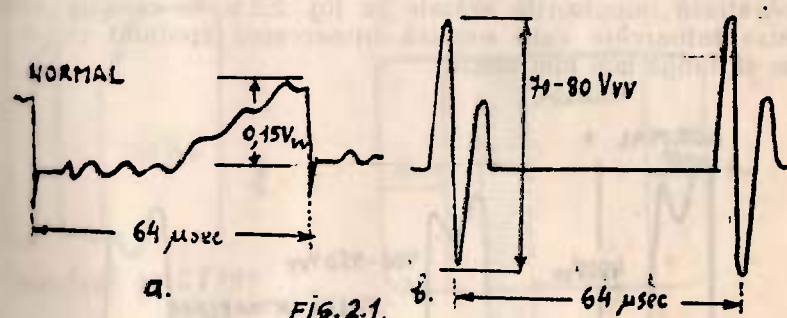
Din cele de mai sus se poate trage concluzia că este de preferat subîncălzirea ușoară a filamentului (6—6,1 V) situație care și sub aspectul numărului de cicluri rece-cald (pornit-oprit) este avantajoasă pentru fiabilitatea cinescopului și a televizorului.

2.2. DIMENSIUNE ANORMALĂ PE ORIZONTALĂ.

1. La TV Sport 261, 261 (cu 5 și 6 CI), dimensiune redusă pe H și V (carte poștală).

Se constată imagine completă dar cu dimensiune mică pe orizontală și verticală, de cca. 18 x 15 cm.

Verificarea tensiunii recuperate pe pic. 3 a TL arată $U_f = 15 - 16$ V cu toate că U_G care alimentează BO este normală (10,5 — 10,6 V. Unele instrumente arată la măsurarea U_G o tensiune mai mare decît U_A (12...15 sau chiar 16 V). Cu osciloscopul se constată că pe $+U_G$ avem impulsuri decca. 70—80 Vvv cu frecvența liniilor și de o formă neobișnuită (vezi fig. 2.1.b). Consumul general al TV măsurat în siguranța generală de c.c. Si2 este de 0,75—0,85 A în loc de 1,5—1,6 A.



Cauza: C613—680 μ F/16 V conectat după droselul (L602), întrerupt sau deslipit.

Întreruperea C613 provoacă scăderea (nemăsurabilă) a U_G la cca. 6—7 V ceea ce are ca urmare reducerea dimensiunii orizontale și a tensiunii recuperate. Reducerea tensiunii recuperate de la 25—26 V la 15—16 V provoacă reducerea dimensiunii verticale deoarece BV este alimentat din $+U_G$.

Impulsurile de linii de 70—80 Vvv prezente pe $+U_G$ reprezintă de fapt tensiunea indusă în L602 datorită curentului variabil consumat de etajul final de BO și nefiltrat din cauza lipsei C613.

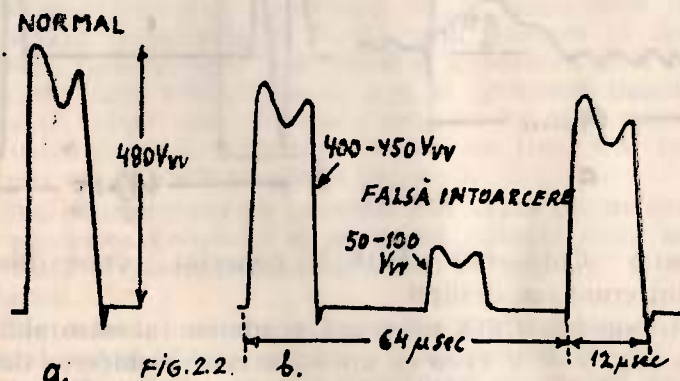
2. La TV cu 5—6 CI dimensiune redusă pe H cu dublură în loc.

Imaginea este sincronizată, cu dimensiune redusă cite cca. 10 cm pe ambele părți și cu o întoarcere falsă (dublură cu suprapunere ce se vede sub forma unei dungii late de 4—5 cm, mai luminoasă, pe mijlocul imaginii).

Consumul BO (măsurat pe R705) cca. 240—250 mA.

Pe baza T701 se măsoară 0,18 V în loc de 0,33—0,38 V.

Se bănuiește că în timpul cursei directe apare încă o întoarcere ceea ce se și vede cu osciloscopul vizualizând impulsurile de pe colectorul lui BU205. Într-adevăr se oscilografiază impulsurile arătate în fig. 2.2.b. în care se vede falsă întoarcere care explică întoarcerea spotului pe 4—5 cm și dunga mai luminoasă.



Cauza 1 Condensatorul C403—4,7 μ F/40 μ F deslipit sau întrerupt, pe modulul sincroprocesor.

Cauza 2 Defect CI TBA950 care livrează la ieșire un impuls pozitiv crestă, ce poate fi vizualizat la piciorul 4 al modulului sincroprocesor sau direct pe baza tranzistorului prefinal T701 (vezi fig. (2.3.a)). Așa cum am spus la B T701 se constată o tensiune continuă de numai 0,18—0,2 V în loc de 0,35—0,38 V, iar pe colectorul T701 o tensiune mai mică (50—55 V în loc de 65—75 V). Pe colectorul BU205 se vede

un impuls de întoarcere fals (fig. 2.3.c) iar pe colectorul prefinal de linii un impuls tot crestă (fig. 2.3.b) în mod fals.

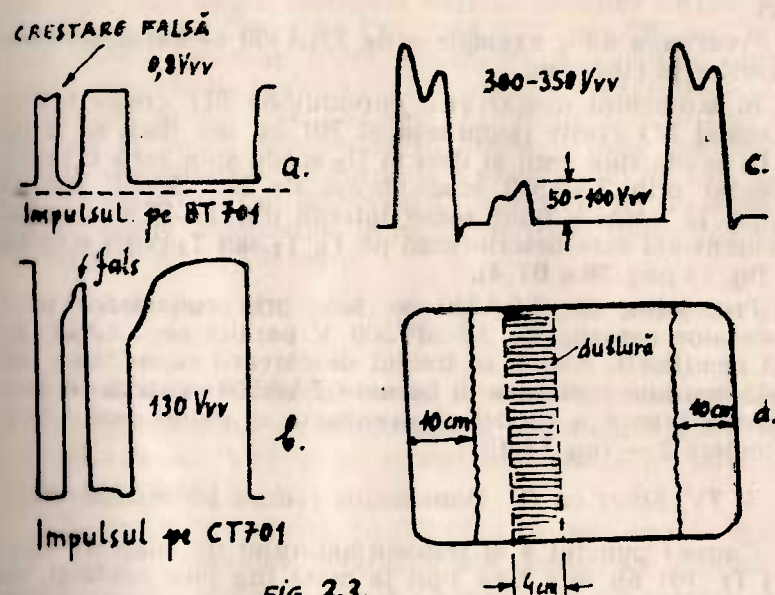


FIG. 2.3.

Imagine de dimensiune f. mare cu dublură la mijloc.
TV 5—6 CI.

Consumul BO măsurat pe R705 mare, de cca. 320 mA. (22 V pe R705) iar siguranța Si 701 nu este arsă. Imaginea este sincronizată. Pe colectorul prefinal T701 $U_c = 25—35$ V în loc de 65—75 V. Impulsul pe CT701 este de 60—70 Vv în loc de 130—140 Vv. Tranzistorul final BU205 este, f. cald, insuficient saturat.

Pe colectorul BU205 impulsurile de întoarcere au cca. 300 Vv și apare un impuls fals de întoarcere ca în fig. 2.3.c. **Cauza.** Scurt intern în transformatorul driver Tr. 701 (primar). Se înlocuiește transformatorul driver.

4 Dimensiunea imaginii este redusă pe H și V, cu brum
TV 5—6 CI.

Se constată $U_1 = 140...160$ V neregabil. Tensiunea U_2 este mică (20—28 V) sau foarte mică adică între 5 și 15 V.

Cauza: TAA550 este defect fără a fi în scurtcircuit complet.

Avarierea unor exemplare de TAA550 se datorește descărcărilor în cinescop.

În momentul descărcării, curentul de FIT crește brusc, consumul BO crește (siguranța Si 701 nu are timp să ardă) iar U_1 scade spre zero și deci și U_2 scade spre zero f. rapid. Curentul prin TAA550 scade brusc de la 3,5—3,8 mA la zero și la bornele unor piese interne din TAA550 se nasc supratensiuni care deteriorează pe T_1 , T_2 sau T_3 (vezi schema din fig. 15 pag. 38.a BT 4).

Protejarea CI—TAA550 se face prin conectarea unui condensator ceramic de 2,2 nF/500 V paralel pe TAA550 în mod nemijlocit. Astfel, în timpul descărcării capacitatea paralelă menține tensiunea la bornele TAA550 evitându-se descărcarea bruscă a diodei și eventuala ei deteriorare (Atel. Proiectare 2 — Ing. Moflic).

5. TV Sport cu CI. Dimensiune redusă pe orizontală.

Cauza: punctul 4 al transformatorului de adaptare (driver) Tr. 701 nu este bine lipit la masă (nu face contact). Se constată un consum redus al BO și ca urmare un consum redus al televizorului (cca. 1,25 A în loc de 1,5—1,6 A prin Si 2,2 A).

2.3. DIFERITE DEFECTE LA TV CU CI.

1. TV cu CI cu Selector FIF—UIF. Un defect în UIF provoacă decalarea acordului pe FIF. De ex. canalul 6 se recepționează la locul obișnuit al canalelor 10—12. Se constată și U_1 scăzut (140—150 V).

Defectul este datorat scăderii tensiunii varicap aplicată selectoarelor, de fapt a scăderii tensiunii U_2 de la 31—35 V la 15—20 V. Scăderea tensiunii U_2 , deci a tensiunii la bornele TAA550 este determinată de un consum mărit spre linia varicap; prin L_{602} de pe modulul stabilizator se măsoară

un curent mai mare (3,5...4,5 mA) în loc de 0,9...1,8 mA, din cauza unui scurtcircuit în selectorul de UIF, după R53, R54 sau R59 care aplică tensiunea varicap diodelor BB125. Poate fi scurt la C57, C58, C60, C61, C68, C72, sau C67 sau la una din diodele varicap DV51, DV52, DV53, eventual scurt la liniile paralele de reglaj L53, L55, etc. care ating liniile principale (de acord) L54, L58 sau L61. Poate fi scurt pe linia varicap la taster (programator). Proba se face deconectând tensiunea varicap de la borna G a selectorului de UIF, situație în care acordul pe B3 revine la normal. În BT 6 s-a semnalat un defect asemănător la pag. 108—109. (Comunică Prună V. Burlacu V. RT—Neamț).

2. Protejarea CI TDA1170 cu o diodă zener de 51 V (PL51Z).

Tensiunea din timpul cursei inverse de cadre este egală cu dublul tensiunii de alimentare a modului de BV adică cca. 44—46 V_{vv} și se poate oscilografia pe terminalul (pin) 4 al TDA1170.

În regim tranzitoriu, la pornirea și mai ales la oprirea TV, această tensiune inversă poate depăși 55 V adică nivelul maxim admis pe pin 4, ceea ce are ca urmare — în unele cazuri — avarierea CI prin scurtcircuitarea unuia din transistoarele finale interne. Pentru protecția CI—TDA1170 se conectează o diodă zener de tip:

— PL51Z (1N3037B) cu $U_z = 48... 54$ V sau

— PL47Z (1N3036B) cu $U_z = 44... 50$ V.

Dioda zener se va conecta cu catodul la pin 4 iar anodul la masă.

Vârfulurile de supratensiune din timpul cursei inverse vor fi "înute" deoarece dioda zener intră în conducție la orice tensiune ce depășește tensiunea zener. Avarierea lui TDA1170 este frecventă și din cauza lipiturii reci la C713, a contactelor imperfecte la conectorul bobinei de deflexie sau conectorul modului de BV. (Atel. 2 Proiectare).

3. Cinescop defect poate avaria pe BU205 (caz de probabilitate f. redusă).

Se sesizează (V. Rosetca — RT Vaslui) faptul că în cazul întreruperii pistei de grafit coloidal care face legătura dintre contactul elastic al tunului electronic și priza de 18 kV al balonului TK, se provoacă distrugerea BU205. Este probabil ca avarierea lui BU205 să aibă loc în cursul întreruperii pistei datorită descărcărilor de FIT care se formează în porțiunea curbă de joncțiune (sudură) dintre balon și gîtul TK. Dacă pista de 18 kV este întreruptă deja se stabilește un arc de FIT în interiorul TK care de asemenea poate produce în principiu deteriorarea lui BU205. Principalul element de protecție a BU205 este rezistența R705—100 ohmi/10 W care limitează curentul de colector al BU205 ce tinde să crească de la 1,3—1,4 spre 3—4 A la orice scurt sau descărcare pe linia de FIT. Un alt element esențial în protecția BU205 este proiectarea transformatorului final de linii astfel încît inductanța în miezul de ferită este cu 20—22% mai mică decît la orice alt TL și ca urmare saturarea miezului apare foarte rar. Saturarea miezului provoacă reducerea bruscă a inductanței primarului ceea ce antrenează șuntarea bobinei de deflexie și creșterea neadmisă a curentului luat de BO din sursa de alimentare. Curentul BO în regim dinamic străbate tranzistorul BU205 și dacă $I_c > 4$ A (față de 2,5 A maxim admis), BU205 are voie să se distrugă după 10—20—50 de descărcări.

Notă: Pentru comparație, TL de licență Philips fabricat de Electronica din 1968 și folosit la Venus—Miraj și familiile H1, H2 are 69 + 69 spire la bobinajul cu priza mediană 1—2, 3—4 la care este conectată bobina de deflexie, în timp ce acelaș bobinaj la TL din TV cu CI are 84 + 84 spire. Aceasta explică de ce miezul de ferită la TL de tip Philips lucra la 80—85°C iar miezul TL de la TV cu CI lucrează la 50—55°C neputîndu-se ambala termic în nici un fel; pe de altă parte calitatea miezului de ferită nu mai este critică sub aspectul inducției și al pierderilor specifice.

4. TV cu 2, 5, 6 CI. Tensiunea U_1 crește în timp de cîteva luni spre 185V.

Se observă la unele TV că U_1 prezintă o creștere aparent inexplicabilă la 180 sau chiar 185 V în curs de cîteva luni cu toate că la punerea în funcțiune sau la o depănare ulterioară tehnicianul a reglat atent $U_1 = 175$ și apoi a verificat (după luni) pe U_1 cu același instrument.

Cauza: modificarea valorii R607—68 K (respectiv R914 RV2CI), anume creșterea valorii cu 3—4 kohmi, adică de 72—73 kohmi (vezi și BT 6 pag. 112).

Practic, mărirea R607 cu 2,2 kohmi provoacă mărirea U_1 cu 5 V iar mărirea R607 cu 5 K determină o creștere de 11—12 V a U_1 ceea ce este periculos.

5. TV cu 5—6 CI. Contrast insuficient. Imaginea de bună calitate.

Se verifică tensiunile pe contactele modulului de FI—S găsindu-se:

— cca. 2—2,2 V pe piciorul 9 (de SVC negativ) în loc de 3,3—3,5 V (cu semnal).

— cca. 7,5—8 V pe piciorul 8 (de SVC pozitiv) în loc de ... 7,5V.

Se încearcă reglarea nivelului SVC cu R113, dar acesta nu reacționează în sensul că tensiunea continuă pe pic. 9 al modulului rămîne neschimbată iar contrastul nu se modifică, deoarece SVC pe pic. 9 este mic, de numai 1,2—1,5 V_{VV}; se verifică lipiturile la R113 și integritatea potențiometrului.

Cauza: CI TDA440 avariat la pin 10 (întrerupt). Se poate încerca să se departe dar pentru a mări contrastul imaginii se poate amplifica generală a etajului final video, micșorînd pe R303 de la 150 la 100—120 ohmi.

6. TV cu 5—6 CI. Contrast exagerat, imaginea tinde spre negativ.

Se verifică tensiunile continue pe pic. 9 și 8 a modulului FI—VS. Se găsește:

— cca. 5—5,5 V în loc de 3,5 V pe pic. 9

— cca. 5—5,5 V în loc de 6,8—7,5 V pe pic. 8

Potențiometrul R113 nu acționează; se măsoară cca. 50—100 ohmi de la pin 10 TDA440 spre masă în loc de 500—600 ohmi.

Cauza: CI TDA440 este avariat la pin 10 (aproape scurt).

Se înlocuiește circuitul integrat sau se reduce amplificarea finalului video măbind R303 din emitorul T301, la 220—270 ohmi concomitent cu mărirea C301 devenit de la 270 pF la 470—560 sau 680 pF.

7. TV 2 CI, 5/6 CI. Funcționarea intermitentă a BO.

S-au întâlnit deja multe cazuri când șurubul de fixare a tranzistorului și a clemei de contact a BU205 nu este suficient strins. Contactul imperfect crează multe buclucuri:

- funcționarea intermitentă a BO la ciocănirea șasiului sau a radiatoarelor BU205, BU120 cu mânerul șurubelniței;

- uneori TV „nu pornește” căci BU205 nu primește tensiune pe colector;

- oprirea TV în timpul funcționării (dă impresia de oprire a sincroprocesorului sau a oscilatorului de linii la TV2CI;

- defectarea BU205 datorită arcului ce se stabilește la întreruperea contactului clemei la corpul BU205;

- funcționarea anormală cu rupturi de imagine pe margini, cu desincronizări. (Comunică Burlacu V. — RT Neamț).

8. Defectarea repetată a T701 prefinal de linii la TV5/6 CI, TV 2 CI.

Se constată tranzistorul T701—BF458 sau 258 scurt colector-emitor. După înlocuire se constată imediat pe colector o tensiune de 140—150 V în loc de 65—75 V ceea ce înseamnă alarmă. Dacă tehnicianul nu măsoară U_{CT701} (respectiv U_{CT702} la TV cu 2 CI) în scurt timp tranzistorul prefinal se distruge. Impulsurile pe CT701 au 350 V_{vv} în loc de 140 V_{vv}. Se constată uneori T701 CE și trafo driver scurt primar (total sau parțial).

Cauza: R702—5,6 K/5 W nu este de 5,6 K ci 150 ohmi sau chiar 27 ohmi de 5 sau 7 W montată greșit din fabrică și nesesizată la UC-ul de control al șasiului TV— fără module— (neglijență de asamblare și de control).

Acest caz a apărut mai des la TV 2 CI în 1978 și apoi sporadic și la TV5—6 CI în 1979 pe sute de TV (producția unui schimb). (Comunică Doros V. — RT Neamț).

9. Funcționare intermitentă ca imagine. Filamentul TK se unge la TV 2 CI, 5/6 CI.

Cauza: R709—6,8 ohmi/1 W la TV 5/6 CI (sau R731 la TV 2 CI) nu face contact permanent, lipitură imperfectă, terminalele oxidate și nu se lipește R. Uneori lipitura cu albastru nichel-carbonil a terminalelor la corpul rezistenței de R709 (cu peliculă metalică) nu este aderentă — din motive chimice — probabil.

Notă: Pentru relipirea rezistenței este necesară curățarea terminalelor prin răzuire cu cuțitul.

În cazul de înlocuire a R709 (R731) se poate folosi un tip de 3 rezistențe de 33 ohmi/0,5 W conectate în paralel (33 ohmi) sau alte combinații serie paralel care să constituie rezistență de 1,5 W și cca. 10—13 ohmi, în scopul de a reduce probabilitatea stingerii cu punct la TK sovietice.

(Sesizare generală la Consfătuirea cu RTJ din 13-15.11.1979).

10. Sunet cu „bolboroseală” la TV5—6 CI.

Se constată că C208 (220 μ F/16 V) care filtrează tensiunea de alimentare a TAA661 este conectat invers ca pot fi constatate. În această situație condensatorul se deteriorează rapid pierzind capacitatea (vezi BT 7 pag. 44—46). Din lipsă de capacitate, TAA661 primește pe pin 13 o tensiune variabilă nefiltrată și de aici bolboroseala. (Comunică Iosif N. — RT Neamț).

11. TV 2 CI. Sunet slab și distorsionat sau lipsă de sunet la jumătatea cursei potențiometrului de volum. De la jumătatea cursei spre maxim sunetul se menține distorsionat sau la volum maxim sunet normal nedistorsionat.

Cauza: C300—4 sau 4,7 μ F/25 V este aproape clacat sau cu izolație slabă (rezistivă). Defectul dă impresia că po-

tențiometrul de volum este defect pe prima parte sau că difuzorul este defect. Defectul este mai frecvent când C300 este în capsulă de plastic; măsurarea elco arată rezistență de 300 ohmi...10 K (depinde de ohmetru și scara ohmetrului). De pildă când $R_i = 2-5$ k sunetul este prezent numai spre sfârșitul cursei potențiometrului de volum. Dacă C300 este clacat, nu avem sunet; U_{BT300} scade spre zero și tensiunea mediană a etajului final (ET302—T303) cade la 0,7—0,8 V.

Dealtfel tensiunea U_{BT300} (reglabilă cu R306, corectă cca. 10,6—10,7 V, ne spune dacă C300 are izolația necorespunzătoare; tensiunea scade cu atât mai mult cu cât C300 este mai slab calitativ.

(Iosif N. — RT Neamț, V. Donciu — RT Ialomița).

12. *Două condensatoare plachetă*: de 47 nF (C217 la TV5/6 CI) și de 100 nF (C306 la TV2 CI) intră foarte frecvent în *scutircuit* și provoacă lipsa sunetului și supraîncălzirea R814—4,7 ohmi la TV 5/6 CI respectiv R314—10 ohmi la TV 2CI precum și dereglarea stabilizatorului paralel (T802 la TV5/6 CI respectiv T903 la TV 2 CI).

●●● Înlocuirea actualelor plachete de 30 V (CL32.00) cu condensatoarele de 50 nF ceramice disc (de 50 V) în curs de asimilare la Curtea de Argeș peste tot (unde pînă acum se folosesc cond plachetă) va mări simțitor fiabilitatea televizoarelor. Avem în vedere înlocuirea:

La TV cu 2 CI: C205, 208, 209, 211, C306, C309, C109, C122

La TV cu 5—6 CI: C125, C205, 207, 210, 217, C404, care sînt folosite mai ales în calea de sunet și care provoacă în prezent 60—70% din defectele din FI—6,5 MHz și AAF.

(Ing. Dobre RT Comerț — Buc., Iosif N. — RT Neamț).

13. *TV5—6 CI. Desincronizare generală și lipsă sunet. Aparent defect sincroprocesor.*

Cauza: TBA790 sau MBA810 defect. Consumul modulu-
lui de sunet este de cca. 0,5 A.

Pe stabilizatorul paralel T802 se măsoară: $U_C = 2,5$ V (normal 10—11 V) $U_E = 2,5$ V (normal 13—14 V); $U_B = 2$ V (normal 13 V). Tensiunea U_3 scăzută la 24 V. Pe contactele mului de sunet se găsește: pic 8 = 0 V; pic 9 = 0 V; pic 7 = 2 V. La TBA790 se găsește pin 1 = 2 V; pin 3 = 0 V; pin 5 = 0 V; pin 7 = 0,5V; pin 12 = 0 V; pin 14 = 0 V. (Muraru Ion — RT Brașov).

14. *Cinescop cu defect intermitent și efecte curioase.*

Un televizor cu 2 CI funcționează normal un timp, după care brusc imaginea se luminează puternic, contrastul scade. După ce se dă contrastul la minimum, funcționarea revine la normal, dar lumina pare cam mare. S-au măsurat în funcționare normală tensiunile pe electrozii TK constatîndu-se:

1) $U_{G1} = -70$ V cînd pot. de lumină este la minimum
 $U_{G1} = +40$ V la L_M (lumină maximă), deci normal.

2) $U_K = 70...100$ V variabil cu poziția pot. de contrast și funcție de conținutul de negru al imaginii, deci normal.

3) Curentul de fascicol: pe R413 se măsoară 0,85—0,9 V în loc de cel mult 0,5—0,6 V. Am spus 0,5—0,6 V și nu 0,1 V deoarece măsurînd pe scala de 1 V cu un instrument cu $R_i = 20$ kohmi/V rezistența 9413 (R309 la TV5/6 CI) este șuntată cu 20 kohmi rezultînd de fapt cca. 2 kohmi
 $2,10^3$ ohmi \times $0,3 \cdot 10^{-3}$ mA = 0,6 V).

● Înseamnă că deja în funcționare normală curentul de fascicol era crescut la cca. 450 μ A cu pot. de lumină la max.

●● Acest lucru spune că în TK s-a apropiat catodul de grila Wehnelt iar caracteristica $I_f = f(U_{G1})$ s-a modificat. S-a verificat pentru siguranța depistării defectului tot curentul de aplicare a tensiunilor +50 V la punctul cald al pot. de contrast și de cca. -50 V la punctul „rece”, adică:

— pentru tensiunea pozitivă circuitul: R729, D704—PL91Z—R728

— pentru tensiunea negativă circuitul: R733—D707—C728—R737, precum și calitatea C723—8 μ F/350 V care are rolul lui C719 de la TV5/6 CI în stingerea cinescopului la oprirea TV. Toate aceste măsurători, plus altele în zona T1 și finalul video au condus la concluzia că doar cinescopul poate fi vinovat. Pentru aceasta, atunci când defectul s-a manifestat iarăși s-a măsurat:

1) $I_f = 1\text{—}1,5$ mA (adică o cădere de tensiune de 2—3 V pe R413)

2) $U_{KG1} = 20$ V (tensiunea între catod și G_1), unde $U_K = 140\text{—}145$ V iar $U_{G1} = 120\text{—}125$ V.

În acest timp TV18 suporta eroic o suprasolicitare e-normă care pînă la urmă a defectat-o.

Concluzie: Defectul era de fapt un „contact” cald între catod și grila de comandă prin intermediul unor impurități oxidice exfoliate de pe catod.

Cinescopul în cauză a fost apoi încercat cu încălzirea redusă, adică cu încă o rezistență de 6,8 ohmi înseriată cu R731 (R709 la TV 5/6 CI) și defectul nu s-a mai manifestat dar strălucirea ecranului era insuficientă la L_M și ca urmare TK a fost înlocuit.

(Nicos Delibeis—Coop. Tehnica Brașov).

15. *Aparent defect în sincroprocesor; sincronizare nestabilă, desincronizări dese, pe orizontală sau pe H și V, la TV cu 5—6 CI. Eventual și sunet distorsionat.*

Poate apare o dungă neagră orizontală sus pe imagine. Imaginea „filfii” și „îndoaie” sus (efect de steag).

a) În zonele cu semnal puternic se manifestă acest defect care se datorește de fapt *reglajului incorect* al întârzierii de RAA spre selector *din R115* de pe modulul de FI—VS. Potențiometrul R115 se află cu cursorul la limita din stînga, sistemul de RAA nu începe a acționa reducerea amplificării etajului de RF din selector (de la 1,5—2 mV semnal la intrarea TV). Din această cauză amplificatorul de FI—VS primește semnal f. mare de la selector și lucrînd supraîncărcat

întrează SVC ce iese din TDA440 tăind impulsurile de sincronizare din SVC precum și frecvența de 6,5 MHz ce însoțește SVC. Frecvența de 6,5 MHz este amplasată pe partea sus a tensiunii video și ca atare este „tăiată” datorită întârzierii în limitare a demodulatorului video și a preamplificatoarelor video din TDA440. În această situație este necesară rotirea cursorului R115 spre dreapta pînă cînd „deplasamentul” de sincronizare se remediază respectiv dispar distorsiunile de sunet. Corectă este reglarea întârzierii de așa cum aceasta este descrisă în BT 5 pag. 31—32 sau Caietul de Service.

b) În zonele cu semnal normal (suficient de puternic, ca peste 250 μ V la intrarea TV) desincronizările sau distorsionarea sunetului se datorește reglajului greșit al nivelului de alb — nivelul SVC din R113. Potențiometrul R113 este reglat prea spre stînga (în sens invers acelor ceasornici), semnalul video complex este prea mare (de 4—5 V_{VV}) impulsurile de sincronizare sînt tăiate prin limitare. Limitarea datorată reglajului greșit al R113 retează și frecvența intermediară de 6,5 MHz provocînd o modulație parazită de amplitudine care distorsionează sunetul și produce chiar un „tăiet” tipic limitării. În practică se rotește spre dreapta cursorul R113 reducînd amplitudinea SVC, timp în care tensiunea continuă pe piciorul 9 al modulului de FI—VS scade de la 4...4,5 V spre 3,3...3,6 V (cu semnal) iar tensiunea controlului de pe pic. 8—FI—VS crește de la 5—6 V (cu semnal) spre 7,5 V datorită deplasării la locul său a nivelului alb. După reglajul R113 se face conform indicațiilor din Caietul de Service sau din BT 5 pag. 32. Vezi neapărat și BT 5 pag. 11. Defectul a fost semnalat (parțial) și în BT 6 pag. 102 și în BT 5.

Ing. M. Gănescu — At. 2 proiectări TV).

16. *Defectarea repetată a CI de pe modulul de sunet al TV 5/6 CI.*

Tehnicianul schimbă un modul de sunet fără a măsura tensiunea de alimentare a modulului de sunet). Această operație costă mult. Se constată că U_0 este de 25—26 V în loc de 13—14 V!!

Cauza: D802—PL13Z din baza stabilizatorului paralel este întreruptă, jonctiunea BE a T802 întreruptă sau întrerupere pe cablajul imprimat ce duce la BT802.

Stabilizatorul paralel nu mai stabilizează și ca urmare tensiunea pe ET812 (după R812) se ridică spre 26 V, mai ales când volumul sonor este mic și consumul prin R812 fiind mic căderea de tensiune este neînsemnată. Dacă însă modulul de sunet consumă normal (100—150 mA) tensiunea pe ET802 deci și U_6 este de 17—20 V. Doar la volum maxim, U_6 scade spre 15 V. O tensiune U_6 de 20—25 V aplicată la TBA790, MBA810, TAA661 depășește limitele maxime admise pentru toate aceste CI și le poate ușor distruge.

● Totuși nu întotdeauna TBA790 și TAA661 se distrug la $U_6 = 20 \dots 25$ V!! Nici MBA810 nu se scurtcircuitază totdeauna alimentat la 18—25 V.

17. Defectarea stabilizatorului paralel T802—BD136 la TV vu 5/6 CI.

Regimul de lucru al T802 nu este greu în stabilizatorul paralel. El este străbătut de 200—250 mA aproape 90% din timpul de funcționare al televizorului și pe colector se citește de regulă 10—11 V. Puterea disipată de BD136 este de cca. 1 W în regim normal și fiabilitatea sa este foarte bună. Totuși T802 se distruge în următoarele cazuri:

1. D802 intră în scurt, deci U_{B802} scade la zero. Având pe E o tensiune mare (13—14 V menținută de C806 și susținută de U_3 prin R812 tranzistorul primește o tensiune directă U_{BE} de 10—13 V în loc de 0,7—1 V și se deschide atît de tare încît tot curentul disponibil prin R812 (de $26 \text{ V}/43 \text{ ohmi} = 0,6 \text{ A}$) străbate jonctiunea CB și o distruge instantaneu.

Deci cînd D802 este scurt, vom constata scurt CB și BC la T802 dar rezistența CE și EC este infinită și tranzistorul pare bun (la prima măsurare se măsoară de obicei traseul CE în ambele sensuri). La acest tranzistor jonctiunea BE s-a volatilizat și arată infinit în ambele sensuri.

2. R810 este întrerupt, T802 nu mai poate conduce curent spre R810 și dacă sunetul este la volum mare consu-

mid 200—250 mA nu se întîmplă nimic deoarece UE802 se ține la cca. 14 V din cauza căderii de tensiune provocată de consumul AAF pe R812—43 ohmi. Dacă însă se reduce volumul sonor, consumul pe calea de sunet scade și cu asta căderea de tensiune pe R812 iar UE802 crește spre 16—18—20 V. Crește și tensiunea U_{BE} a T802, practic U_{BT802} începe să crească ceea ce provoacă mărirea curentului în dioda Zener D802. Dioda D802 poate suporta normal 75—80 mA ($14 \text{ V} = 13 \text{ V} \times 77 \text{ mA}$), chiar mai mult, adică 120—150 mA și dacă care în cîteva secunde se distruge termic. În momentul cînd D802 devine scurtcircuit avem situația descrisă la pct. 1 și T802 se distruge. Se constată la acest tranzistor scurt BE și B (cca. 1 ohm) de asemenea scurt EC și CE (cca. 4 ohmi) și chiar scurt BC și CB (cca. 4 ohmi). Aici, s-a topit întîi jonctiunea BE prin supracurent, iar topirea bazei a afectat și o parte din colector.

3. Traseul spre colectorul T802 este întrerupt. (Este de la cazul 2).

18. Rezistența R812—43 ohmi/7 W la TV 5—6 CI este arsă.

Cauzele care pot produce arderea R812 sînt mai multe și depun rezistența la o putere disipată de cca. 15 W ($26 \text{ V}/43 \text{ ohmi} = 0,6 \text{ A}$; iar $26 \times 0,6 = 15 \text{ W}$).

- scurt BET802 (care provoacă scurt și la D802)
- scurt D802 (care provoacă scurt și la T802)
- scurt C806 ($U_{ET802} = 0$; $U_6 = 0$)
- scurt C805 ($U_{ET802} \approx 2,5 \text{ V}$; $U_6 \approx 2,5 \text{ V}$).

19. Dioda D802 din stabilizatorul paralel la TV5/6 CI este scurtcircuitată.

Această diodă lucrează într-un regim foarte ușor (curent $I_Z = 10 \text{ mA}$) disipînd cca. 100 mW, (puțin față de 1 W cît puterea disipată admisă). D802 poate fi și DZ13 (de 1 W).

Dioda Zener D802 se defectează prin suprasarcină numai cînd la T802 intră în scurt j_{BE} și ca urmare D802 ia un curent mare prin R812, cînd sunetul este la volum mic și modulul de sunet consumă sub 150 mA.

20. Un brum de 50—150 Hz însoțește sunetul la modulele cu MBA810.

După un timp de funcționare apare un brum nu prea puternic care însoțește sunetul. Se aude acest brum foarte bine când volumul este la minim și este greu sesizabil la volum mare când sunetul acoperă brumul. Pentru înlăturarea defectului se elimină :

● C214 — 10 nF dacă brumul este de frecvență mică (30—50 Hz).

● C220 — 10 nF dacă brumul este de frecvență ceva mai mare (100—150 Hz).

●● Dacă brumul este însoțit de pîrîituri și la volum mic și la volum mare, cauza este C217 care este întrerupt sau a pierdut capacitatea. În acest ultim caz se înlocuiește condensatorul C217.

● Condensatorul C220 fără a fi defect poate produce distorsionarea sunetului la volum mai mare (de la 3/4 a cursei potențiometrului dînd impresia că este defect CI MBA810. În pauzele de modulație oscilația parazită de 50—100 Hz nu se aude (nu are loc); brumul, adică oscilația parazită se amorsează cînd este sunet. Se elimină C220.

(Comunică Taus Ion — RT Brașov)

21. TV cu 5—6 CI. Lipsă imagine, rastru prezent, sunet f. slab.

Înlocuind modulul de FI—VS TV revine la normal deci defectul este în calea comună.

Se verifică pe conctatele modulului tensiunile continue, găsindu-se : pe pic. 10 : 11,5 V adică normal (11...12,5 V)
pe pic. 9 : 2,2 V în loc de 3—4 V (în prezența semnalului)
pe pic. 8 : 9 V în loc de 6,5...8 V (în prezența semnalului)
pe pic. 4 : 0,5—1 V în loc de 2—2,2 V (în prezența semnalului)

Se măsoară apoi pe pin. 7 al CI TDA440 găsindu-se 12—1,13 V în loc de cel mult 1,1 V.

Verificind cu osciloscopul impulsul de întoarcere ce sosește la pin 7 de la TL se constată că impulsul este doar de 1,3—1,4 Vvv în loc de 2,2—2,5Vvv, prin urmare „consumul” pe pin 7 este mai mare decît normal.

● Punerea la masă a pin 7 cu eliberarea C125, nu are efect, și ca urmare se înlocuiește circuitul integrat. Concluzia la acest caz este că punerea la masă a pin 7 are efect numai dacă la pin 7 defectul intern este net. Defectul intern la pin 7 este net numai dacă tensiunea continuă pe pin 7 este mai mare de 1.15 V (1,2...3...4 V); TDA440 nu este defect dacă pe pin 7 se măsoară 1...1,1 V în c.c.

22. TV 2 CI. Apariția liniuțelor paralele scurte sus S și D (ursă inversă cadre).

Se verifică dacă U4 (24 V) nu este scăzut din cauza lui U₁₁. Apoi, dacă măsurile comunicate în BT6 pag. 127 nu dau rezultatul așteptat se mărește valoarea C814 de la 4,7 μF la 10 μF (40 V) observînd dacă nu apar alte efecte secundare.

(comunică RT Comerț — București)

23. TV 2 CI. După 3—5 minute de funcționare apare brum și imagine dar tensiunea U₁ este normală.

Cauza : T900 din stabilizator este de slabă calitate (prezentă I_{CBO} mare).

Se înlocuiește T900—BC171A sau BC107A așa cum s-a mai spus și în BT6 pag. 111—112).

(comunică RT Comerț — București)

24. TV 2 CI. Sincronizare nesigură pe orizontală.

Cauza este că semnalul video complex ce sosește la separator (T700) este insuficient datorită reglajului greșit al R119 care stabilește regimul corect de curent continuu al detecției video, al preamplificatorului video (T103) și im-

plicit al finalului video. R119 (ca și R120 la TV—H2) se reglează astfel ca pe emitorul T103 să fie $+4,5$ V în situația fără semnal. Cu semnal, tensiunea ET103 scade spre 4 V și sub 4 V (pe măsură ce semnalul crește) iar pe colectorul T400 (final video), FS avem $+25...30$ V iar cu semnal $+60...80$ V. În aceste condiții semnalul video este de cca. 2,2—2,5 V_v pe ET103 și cca. 2,5—2,8 V_v pe CT103 de unde se aplică sincroprocesorului prin R600—C301—R601.

(comunică RT Comerț.— București)

25. TV 2 CI. Tranzistorul T701 (BC250 sau BC252) din osc. de linii scurt.

Defectarea se datorește fie străpungerii diodei D701 fie descărcărilor în cinescop (dacă D701 este intactă). Pentru siguranță se înlocuiește cu BC171 sau BC107.

(comunică RT Comerț — București)

26. TV 2 CI. Tranzistorul T802 din BV este scurt CE. Finalul BV T804 f. cald.

Se constată linie orizontală eventual cu o desfășurare de 1—2 cm în sus, tensiunea U_4 scăzută la 21—22 V în loc de 23,5—24 V. Căderea de tensiune pe R920—18 ohmi este de 3,5—4,5 V în loc de 2,4...2,7 V, deci consumul BV este de cca. 250 mA în loc de 140—150 mA. Se măsoară pe punctul median al etajului final $U = 1,1—1,8$ V în loc de cca. 8,5 V, deci solicitat puternic este tranzistorul final NPN—BD139 care primește U_{CE} de cca. 20 V și fiind străbătut de peste 0,2 A suportă o putere de cca. 4 W și după un timp se poate distruge.

Cauza: C810—220 μF /25 V este scurtcircuitat.

(comunică RTC — București)

● Dacă TV a funcționat cu T802 — BC250 scurtcircuitat sau cu C810—220 μF în scurt și T804—BD139 s-a scurtcircuitat, în scurt timp se va distruge și T805—NPN BD140. Când T804—BD139 este scurt consumul BV crește spre 0,9 A și pe R920 se măsoară o cădere de 15—17 V, deci U_4 va fi de numai 4—5 V căci și U_{10} (U_3 de la TV5/6 CI) scade spre 20 V, punând imediat în pericol D705—BA157 și dacă Si 700 (0,3 A

se arde la timp) defectul din BV pune în pericol și BO (ca pe BU205. Finalul de linii este pus în pericol deoarece consumul BO (măsurat pe R720—100 ohmi) se ridică la 330—350 mA!

27. TV Sport cu BV cu TDA1170 cu rastru nelinier pe ticală (rărirea liniilor în partea superioară a imaginii).

Cauza: Întrerupere la R314—1 ohm sau C314—0,1 μF .

● Defectul este însoțit de dungi orizontale întunecate în imagine, (defect semnalat în BT 6 pag. 85).

(Comunică R.T. Arad).

28. TV Sport cu BV cu TDA1170 are dimensiune redusă verticală.

Cauza: C307—4,7 μF străpuns sau cu defect de izolație. (vezi și BT 6 pag. 84—85).

(Comunică R.T. Arad).

29. TV Sport cu BV cu TDA1170 prezintă variații ale dimensiunii verticale.

Cauza: R313—1 ohm prezintă lipitură rece (terminalele vidate).

(Comunică R.T. Arad).

30. TV 2 CI. Lipsă de desfășurare verticală (dunga orizontală).

Se măsoară căderea de tensiune pe R920 și se găsește:

a) 0,8—0,9 V în loc de cca. 2,5 V: Cauza: C804—2,2 μF 63 V în scurt și nu funcționează oscilatorul, Partea de amplificator (T802, 803, 804, 805) consumă 40—50 mA.

b) 0,05—0,1 V în loc de cca. 2,5 V: Cauza: C805—47 μF 10 V în scurt. În acest caz oscilatorul funcționează dar în etajul final este practic în scurt astfel că BV nu consumă aproape nimic.

(Comunică Iosif Nic. R.T. Neamț)

31. TV 2 CI. Imaginea este întinsă mult pe verticală în partea de sus și comprimată jos.

În partea de jos lipește rastrul pe 3—4 cm. Consumul BV este ușor scăzut (pe R920 se măsoară 2,1—2,2 V în loc de 2,5 V).

Cauza: C806—4,7 μ F/40 V este scurtcircuit sau rezistență f. mică de izolație.

32. TV 2 CI. Imaginea este întunecată în jumătatea de sus a ecranului.

Întunecarea este mai pronunțată sus și în „degradé” spre mijloc.

Cauza: C814—4,7 μ F/40 V este scurt sau defect ca izolație. (Același efect ca și C714 de la TV5—6 CI).

33. TV 2 CI. BV. Imaginea are dungi orizontale mai închise, mișcătoare în jumătatea de sus a ecranului.

Cauza: C811—220 pF este întrerupt. (Pasta din care este fabricat condensatorul nu are aici însemnătate).

(comunică Prună A. — R.T. Neamț)

34. TV 2 CI. La oprirea TV apare o dungă verticală foarte concentrată, dungă care ar prezenta pericol pentru cinescop (luminosfor). Se constată $U_8 = 5—6$ V în loc de 12,7 (12...13 V) iar U_6 care alimentează oscilatorul orizontal este și ea mică (4—5 V).

Cauza: Consum mare pe bara U_3 (spre selector) din cauza unui scurt-circuit în selectorul de canale.

(comunică Prună A. R.T. Neamț)

Notă. La simularea acestui defect nu am constatat reproducerea simptomului semnalat adică stingerea TV cu dungă violentă verticală. S-a constatat în schimb că selectorul de canale funcționează satisfăcător (fără ca frecvența să fugă) și cu $U_5=6$ V, doar contrastul este mai scăzut. De asemenea oscilatorul de linii lucrează bine alimentat cu $U_6 = 5,5$ V în loc de 12 V (adică cu 5 V după R722 în loc de

10,6 V), amplitudinea tensiunii sinusoidale de pe colectorul I700 este de numai 5 Vv în loc de cca. 12 Vv (oscilograma 11 — TV 2 CI).

35. TV Sport cu CI. Lipsă rastru în dreapta cca. 8—10 cm. Radiatorul cu BU407D și dioda 6DRR2 foarte cald.

Se măsoară consumul general al TV prin siguranța generală de c.c. cca. 3,5—4 A. Tensiunea de alimentare cca. 10 V, tensiunea recuperată 15 V.

Cauza: C706—1,8 μ F/250 V (mylar) defect, cuasistrăbuns, umflat.

(comunică Muraru Ion — R.T. Brașov)

Notă: Condensatorul de cuplaj și de tangență este supus la o tensiune continuă de 25—26 V (tensiunea recuperată) timp de 52 μ sec și cca. 180 V timp de 12 μ sec (în timpul cursei inverse). Deci solicitarea în tensiune este moderată; practic condensatorul de cuplaj se încarcă și se descarcă în timpul frecvenței liniilor. La bornele C706 tensiunea parabolică are o amplitudine de 20—25 Vv și forma din fi-

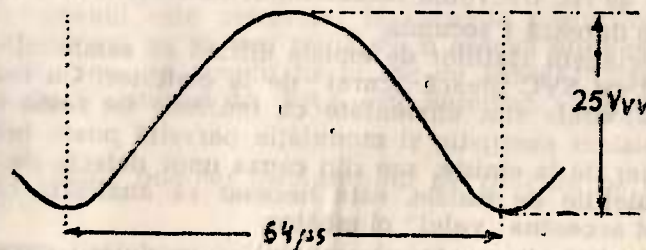


fig. 2.4.

fig. 2.4. Dar solicitarea în curent a C706 este foarte mare: el este străbătut de curentul de deflexie cu amplitudinea de 0,5 Avv în formă de dinte de fierăstrău. Acest curent

mare face ca în C706 să se dezvolte căldură proporțională cu factorul :

$$P_d = I^2 R_{izolație}$$

Dacă foliile dielectrice pe care s-au depus prin metalizare armăturile condensatorului sînt de slabă calitate avînd tgδ mare deci izolație slabă, condensatorul se încălzește și se defectează fie întrerupîndu-se, fie intrînd în scurtcircuit. Defectarea C706 poate conduce la defectarea BU407D, a diodei de recuperare serie și a transformatorului de linii.

36. *Dunga orizontală lată de 7—8 cm se plimbă de sus în jos peste imagine.*

Fenomenul este larg răspîndit și apare la tot felul de televizoare atunci cînd frecvența rețelei diferă de 50 Hz. În general frecvența rețelei este mai mică (cuprinsă între 48,5 și 50 Hz). Din cauza diferenței de pînă la 1,5 Hz care apare între frecvența impulsurilor de cadre de 50 Hz a rețelei, dunga orizontală se deplasează mai încet sau mai repede de sus în jos. De exemplu dacă $f_r = 49,5$ Hz, diferența este de 0,5 Hz și ca urmare dunga are o frecvență de repetiție de 0,5 ori pe secundă, adică deplasarea durează două secunde; la $f_r = 49$ Hz, frecvența fenomenului diferențial de 1 Hz, deplasarea durează 1 secundă.

Specialiștii stațiilor de emisie afirmă că semnalul de RF modulat cu SVC pleacă „curat” de la emițător. Cu toate că și emițătoarele sînt alimentate cu tensiune de rețea din același sistem energetic și modulație parazită poate lua naștere chiar de la emisie, sau din cauza unor defecte de filtrație în instalațiile de emisie, este necesar să analizăm cauzele care pot accentua „valul” plimbător.

Dunga se datorește — probabil — modulării parazite a semnalului video complex cu o tensiune alternativă de frecvență rețelei. Pătrunderea pulsației alternative cu frecvența de 50 Hz poate avea loc direct pe „traseul” de înaltă frecvență (selector), în calea comună, în amplificatorul video, fie prin intermediul tensiunilor de alimentare nefiltrate suficient, fie în baleiajul vertical (oscilator sau etajul final). Fenomenul este accentuat atunci cînd :

1. Inductanța L_1 din selectorul de canale FIF este deslipită.
2. Bobina șoc L_6 (pe ferită) din circuitul de intrare al televizorului de canale este întreruptă sau deslipită.
3. Capacitatea primului elco de filtrație este scăzută.
4. Capacitatea paralelă cu dioda redresoare de rețea este întreruptă.
5. Filtrația insuficientă la alimentarea baleiajului vertical.
7. Calitatea condensatorului de decuplare de 68 pF la T601 din TV 5—6 CI, este nesatisfăcătoare.
8. Capacitatea condensatorului de filtrație pentru alimentarea amplificatorului de FI cale comună este insuficientă.
9. Condensatoarele de deparazitare dinaintea redresorului de rețea întrerupte.

10. Condensatorul de deparazitare de pe primarul transformatorului de rețea la TV Sport este întrerupt.

Dacă aceste elemente sînt în ordine, televizorul nu este vinovat. „Valul plimbător” se datorește emițătorului de TV, unde probabil apare din cauza unor filtrații la redresoarele ce alimentează aparatura de emisie.

Valul plimbător (dunga) depinde de semnal, astfel de pildă la TV Sport cu CI, cu antena telescopică (strînsă) semnalul este slab, dunga este evidentă, dar cu antena telescopică întinsă și orientată pe post dunga plimbătoare se estompează. Cu antenă exterioară, dunga dispăre completamente.

Fenomenul este pronunțat la recepția posturilor locale unde de obicei nu se mai folosește o antenă normală ci improvizatii, sau, un simplu fir în loc de antenă. Legat de aceasta, dacă sistemul de RAA este dereglat, valul este pronunțat.

37. *Datele bobinei oscilatorului de linii de pe modulul sincro T.*

Bobina oscilatorului este realizată cu sîrmă de 0,15 mm (Cu Em) și are :

— între terminalele 1—2 : 450 spire $r = 19,5$ ohmi (bobina de acord)

— între terminalele 2—3 : 220 spire $r = 10,5$ ohmi (bobina de reacție) (practic 670 spire cu priză la 450 spire). În caput (1) merge la colectorul tranzistorului de reactanță ;

mediana (2) merge la +12 V iar sfârșitul (3) spre colectorul oscilatorului.

38. Lipsă sunet la TV 2 CI

Difuzorul, conectorul și condensatorul de cuplaj C310 sînt în ordine.

Se verifică tensiunile în AAF și se constată :

— Tensiunea mediană ET302—ET303 de cca. 2—3 V în loc de 9 V și legat de asta tensiunile pe BT302, BT303 mici (2—3 V).

— Tensiunile pe T301 : E=19 V (normal) ; B=3,5 V ; C=2,5 V anormal).

— Tensiunile pe T300 : de 3—4 V E, B, C.

Cauza : Tranzistor T301—BC251 defect. Se măsoară CB și BC circa 3,5 kohmi (în ambele sensuri aceeași rezistență), defect inexplicabil iar jBE este întreruptă (ohmetrul arată infinit).

39. TV Sport cu CI. Pete negre verticale pe imagine în dreapta.

În partea dreaptă a ecranului (v. din față) apar 2—3 pete negre triunghiulare sau ovale cu axa pe verticală cu lățimea de cîțiva cm. Toate măsurătorile în BV și verificările pe circuitul de stingere a cursei inverse de cadre și în amplificatorul final de video nu arată nimic deosebit.

Cauza : bobina de deflexie este defectă ; se înlocuiește BD și defectul dispăre.

Nu am lămurit încă ce fel de defect are în acest caz bobina de cadre (probabil cuplaj inductiv în BDV din cauza necentrării relative dintre bobinele de cadre și de linii).

40. TV Sport 251 prezintă două perechi de liniițe sus, S și D.

Fenomenul este asemănător cu cel ce apare la TV cu 2, 5, 6 CI, și descris în BT 6 pag. 127.

1. Se înlocuiește R303—1,8 kohmi prin 1,5 kohmi.

2. Se verifică tensiunea de alimentare a BV : după R322—27 ohmi, trebuie să avem 23,7—24 V dacă tensiunea recuperată de pe pic. 3 al TL este 25,5—26 V iar $U_A = 10,8$ V. Se

poate pune la R322 10 ohmi în loc de 27 ohmi sau 33 ohmi pentru a mări tensiunea de alimentare a BV ;

3. Dacă cele de mai sus nu au efectul dorit, se înlocuiește T306—BD135 care prezintă rezistență scăzută între C și B și curent rezidual I_{CBO} mare.

41. TV Sport cu CI. Defectare frecventă a tranzistoarelor finale de BV.

Mai frecvent la televizoarele cu joc electronic 261, 262, dar și la alte TV Sport cu BV tranzistorizat se constată :

● T305 — BD136 străpuns și T305—BD135 foarte fierbințe.

● T305 și T306 (ambii finali) în scurt.

Rezistența R322—27 ohmi scoate fum sau nu mai scoate nimic dacă lacul de protecție s-a ars deja.

Se măsoară tensiunea de alimentare a BV pe piciorul 9 al modulului și se găsește 25—27 V !!

⊕ Se constată imediat că tensiunea recuperată (pe pic. 3 al TL) este de 30—32 V, iar tensiunea generală stabilizată $U_A = 12—13$ V în loc de $10,8$ V + 0,2 V.

●●● Aparatul a plecat din bandă cu $U_A = 12—13$ V și este reglat din R607 și nu dă de bănuț la verificarea ortoscoptică deoarece în zona FIT nu se produc descărcări totdeauna iar dimensiunea imaginii este normală și nu este la ochi. Se readuce U_A la 10,8—11 V.

42. NEREGLAREA CORECTĂ A TENSIUNII NESTABILIZATE

1. Din cauza tensiunii recuperate mari (de peste 28 V)

alimentarea BV este forțată și se distruge întâi T305 care nu poate suporta mai mult de 1 W fără radiator (în regim normal lucrează la 0,4 W și nu necesită radiator) iar după ce se străpunge BD136, perechea lui (BD135) suportă 3—4 W și dacă TV este lăsat în funcțiune, se distruge.

2. Se poate distruge TBA950 deoarece atunci când $U_A = 12$ V, CI primește un curent de cca. 50 mA iar când $U_A = 13$ V curentul luat de TBA950 prin R611—56 ohmi depășește 65 mA și CI se distruge sigur după un timp.

3. Tensiunea U_A de peste 12 V înseamnă o tensiune recuperată de cca. 30 V iar la $U_A = 13$ V, tensiunea recuperată crește la 32—33 V. Regimul de lucru al finalului de linii devine critic, impulsurile pe colector ating 230—250 Vvv, iar tensiunea de FIT se ridică de la 11—11,5 kV la cca. 13,5 kV când $U_A = 12$ V și la cca. 14,5 kV când $U_A = 13$ V și pune în pericol direct dioda TV13 cum și bobina de FIT a TL.

4. Se uzează neobișnuit de repede cinescopul care nu admite o tensiune de filament peste 11,5 V decît timp de cel mult 30 minute. Uzura TK are loc și datorită curentului de fascicol deoarece la $U_A = 12$ V crește la 125—140 V tensiunea H și deci și U_{GI} .

5. CI TDA440 primește un curent ce depășește 70 mA și se defectează în timp datorită supraîncălzirii structurii interne.

★ La reglarea U_A în limite normale, adică nu sub 10,6 V și nu peste 11 V se observă că dimensiunea orizontală este insuficientă. Se va regla bobina de dimensiune L701 sau se scurtcircuitază L701 (nu bobina de liniaritate L702 — cum se găsește adeseori) pentru a reda dimensiunii orizontale desfășurarea normală.

Probabil că în bandă, în loc să regleze dimensiunea din L701 sau să pună scurt la L701 (atunci când BD este mai puțin sensibilă) reglorul neinstruit mărește pe U_A pentru a asigura dimensiunea orizontală. Mărind pe U_A , tensiunea de FIT crește din care cauză dimensiunea imaginii nu se mărește suficient și atunci reglorul mărește pe U_A pînă la ma-

ximum fără a se gîndi ce pagube provoacă. Dar modul acesta de a lucra este condamnabil!!



43. Sincronizarea orizontală nestabilă la TV cu 2 C.I.

Cu toate că toate tensiunile din zona oscilatorului de linii și impulsurile la comparatorul de fază sînt absolut normale iar tranzistorul de reacțanță T700 a fost înlocuit cu un tranzistor sigur bun, sincronizarea orizontală este nestabilă, apar desincronizări orizontale intermitente chiar la intervale de 2—3 zile.

Cauza: dioda Zener D700 (care are rol de diodă varicap comandată în c.c. de către tensiunea de eroare elaborată de comparatorul Gasmann) este defectă. Dioda PL16Z este „aproape” bună însă ca diodă Zener, dar prezintă un curent rezidual mare în regim blocat (cu plus pe catod și minus pe anod) deja la 1...2 V în timp ce o diodă Zener normală nu are practic curent invers pînă aproape de tensiunea nominală (16 V). D700 se poate înlocui și cu altă diodă Zener (PL12Z), PL13Z, PL8V2Z) etc.

(comunică Szasz Bacso, Șt. — R.T. Brașov)

Notă: Același defect intermitent se manifestă la TV Sport tranzistorizat cînd dioda Zener D303 (fost E20C4 la începutul fabricației) nu este corespunzătoare pentru această funcție.



44. TV Sport cu CI. Imagine cu o dungă neagră lată de 12—13 cm, verticală și cu marginile imaginii mai luminoase (lăptos) pe o lățime de 6—8 cm, mai ales în stînga.

Tehnicianul caută defectul în sincroprocesor căci imaginea pare că conține „blancul” de stingere, apoi în etajul prefinal și final de linii fără rezultat.

Reglînd potențiometrul de fază de pe modulul sincroprocesor perturbația se deplasează normal în stînga sau dreapta.

Cauza: Condensatorul de filtraaj C805—10 $\mu\text{F}/160\text{ V}$ care filtrează tensiunea U_H este întrerupt sau a pierdut mult din capacitate. Din această cauză impulsurile negative de pe pic. 8 a TL redresate de dioda D801, dar neintegrate prin filtrare ajung la U_H și de acolo în colectorul finalului video și deci pe catodul cinescopului suprapunându-se peste imagine (fiind negativ produce o stingere relativă). Înșelătoare este tensiunea U_H care este doar cu 5—10 V mai mică și nu a trage atenția.

45. TV cu 6 CI. Efect de steag (îndoirea liniilor sus).

Cauza: C807—1000 $\mu\text{F}/40\text{ V}$ capacitate mică (foarte redusă).

(Comunică R.T. Timiș)

46. Înlocuirea TAA550 cu diode Zener obișnuite.

În TV cu CI staționare (TV 2 CI, 5 CI, 6 CI), TAA550 servește două scopuri:

1. Lucrează ca element de referință pentru stabilizatorul serie care asigură pe U_1

2. Lucrează ca stabilizator ideal pentru tensiunea vari-cap.

Nu se admite înlocuirea diodei integrate TAA550 cu 2 sau 3 diode Zener obișnuite (PL13Z, PL16Z, PL12Z etc.) conectate în serie deoarece aceste diode sînt necompensate și la variații de temperatură a mediului ambiant sau la variații ale tensiunii de rețea, tensiunea Zener variază destul de puternic (vezi BT Nr. 1, pag. 64—66).

Practic folosind două diode PL16Z se obțin cei 31—34 V ai diodei TAA550 și televizorul funcționează, stabilitatea acordului fiind uneori acceptabilă. Dar tensiunea la bornele celor două diode crește cu cca. 0,8—1 V în timp de cîteva zeci de minute de funcționare a TV. Efectul neplăcut este însă asupra tensiunii U_1 care poate varia cu 5—10 V la o variație de 0,5—1 V a tensiunii Zener de referință, putînd ajunge la 185 V. O situație și mai dezavantajoasă este folosirea unei diode Zener de 33 V, de ex. ZF33A sau PL33Z la care coeficientul de temperatură este și mai mare decît la diodele Ze-

ner de 10—15 V. Doar diodele Zener de 5,1 V au un coeficient de temperatură aproape nul (dar ar trebui 6 astfel de diode conectate în serie, ceea ce este cam scump).



2.4. STRĂPUNGERE SECUNDARĂ LA TRANZISTORUL STABILIZATOR SERIE. U_1 CU BRUM.

În BT 6 la pag. 113 am dat pe scurt cazul destul de frecvent în exploatare cînd U_1 este 175 V sau în jurul valorii corecte (172—177 V) dar imaginea are brum puternic, tranzistorul serie T801 la TV 5—6 CI sau T902 la TV 2 CI lucrează în regim de străpungere secundară și conduce pulsația alternativă de 22—24 V_{vv} de pe primul electrolitic de filtraaj. Un astfel de tranzistor KD607S l-am măsurat la rece și apoi i-am determinat curenții reziduali pentru a stabili un criteriu de depistare a tranzistoarelor defecte.

a) La rece, un KD607S „blonav” arată rezistențe sesizabil mai mici în sens invers așa cum se arată în tabelul de mai jos:

Tabel 1

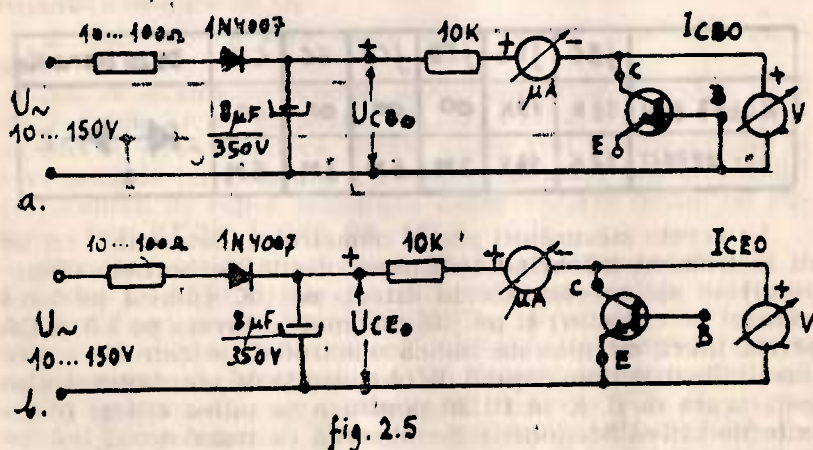
	jBC	jBE	jEB	jCB	EC	CE	DU20 scara K
KD607 BUN	18 K	19 K	∞	∞	∞	∞	
-n- DEFECT	17 K	19 K	2 M	5 M	3 M	6 M	

La aceste măsurători plusul ohmetrului (determinat cu un alt instrument-măsurînd tensiunea oferită de bornele ohmetrului) se aplică succesiv în direct, pe jBC (plusul pe bază minusul pe colector) și pe jBE iar apoi în invers pe EB și CB (prima literă menționată indică electrodul pe care se aplică plusul). Rezistențele depind de ohmetru și de scara ohmetrului (aici, scara de 1 K la DU20 pentru a se putea citi și rezistențe de cîteva Megohmi). Se observă că tranzistorul bolnav arată în direct rezistențe aproape egale, cu cele ale unui tranzistor bun, dar în invers prezintă rezistențe micșorate ale joncțiunilor (EB și CB). La verificarea traseului EC într-un

sens și în altul rezistența citită la KD607S, bun este infinită iar la KD607S defect arată valori de câțiva Mohmi.

● Deci măsurînd atent la rece se poate depista aproape sigur un tranzistor de putere cu siliciu care la U_{CE} peste 60—70 V intră în străpungere secundară și stabilizează dar nu filtrează sau nici nu mai stabilizează.

b) Măsurarea curenților reziduali se face cu o schemă simplă arătată în fig. 2.5. Se folosește un transformator sau autotransformator cu tensiune reglabilă lin sau în trepte și un redresor monoalternanță improvizat; se aplică U_{CB} ca în schema arătată, mărind treptat tensiunea continuă. Rezistența serie de 10—100 K este conectată pentru a proteja miliampermetrul în cazul cînd I_{CB0} sau I_{CE0} crește brusc spre valori mari în momentul cînd începe străpungerea, deci cînd curentul rezidual crește exponențial. La măsurarea I_{CB0} emitorul rămîne neconectat, iar la măsurarea I_{CE0} baza rămîne neconectată. Microampermetrul este un avometru obișnuit



conectat pe cea mai mică scară de ampermetru c.c. Se arată în tabelul 2, rezultatele măsurătorilor :

Tabel 2

U_{CB0}	60	80	100	120	140	160	180	220	V=	
I_{CB0}	0	0	0	0	0,5	40	250↑	—	μA	T. Bun
I_{CB0}	5	9	13	18	24	32	47	85	μA	T. Defect

U_{CE0}	60	80	100	120	140	160	180	200	V	
I_{CE0}	0	0	0	0	0,15	25↑	—	—	μA	T. bun
I_{CE0}	6,0	12	12	41	80	205↑	—	—	μA	T. defect

Tranzistorul bun are I_{CB0} practic nul pînă la $\hat{U}_{CB0} = 140$ —130 V, după care crește simțitor la 170 V iar la cca. 180 V crește brusc spre sute de microamperi. Tranzistorul defect are I_{CB0} de câțiva μA sau zeci de μA chiar la U_{CB0} de 60—80—100 V. Tot așa I_{CE0} este nul (necitibil) pînă la 120 V la un tranzistor bun în timp ce la un tranzistor defect deja de la U_{CE0} de 20—30 V avem un I_{CE0} de câțiva μA iar la U_{CE0} de peste 100 V curentul I_{CE0} crește rapid și ajunge la câțiva mA. Catalogul prevede pt. KD607 $I_{CE0} < 0,5$ mA la $U_{CE0} = 80$ V, iar pentru KD607S $I_{CE0} < 0,5$ mA la $U_{CE0} = 120$ V; deci tranzistorul defect pare bun la prima vedere.

● Cataloagele de tranzistoare indică de obicei un curent I_{CB0} de max. 10 μA la tensiunea U_{CB0} maximă admisă; tipic însă la U_{CB0} maxim curentul rezidual I_{CB0} la temperatura camerei este de cca. 0,1 μA. Măsurătoarea U_{CE0} , I_{CE0} dată în fig. 1.b nu este concludentă, căci fabricantul indică max. 0,5 mA.

Pentru a stabili tensiunea de străpungere secundară se măsoară $U_{(BR)CE0}$ adică tensiunea de străpungere (BR = breakdown) în prezența unui curent colector-emitor specificat, de ex. 100, 200 mA, cu $I_B = 0$; măsurarea se face în regim de impuls lung nerepetitiv sau cu impulsuri scurte repetate deoarece un tranzistor nu poate suporta prea ușor si-

multan de ex. $U_{CE0} = 300 \text{ V}$ și un curent de $0,2 \text{ A}$ ($P_d = 60 \text{ W}$!).

Măsurătorile simple, în gol, indicate s-au făcut la KD607S mergînd pînă la $160\text{--}180 \text{ V}$ cu toate că $U_{(BR)CE0}$ a acestui tranzistor este de 110 V (cel puțin 110 V) iar U_{CB0} este mai mare decît U_{CE0} (cel puțin 140 V). În sarcină, adică $U_{CE} = 60\text{--}100 \text{ V}$ și $I_C = 0,15\text{--}0,2 \text{ A}$ (cum lucrează KD607S în stabilizator) poate interveni străpungerea secundară la unele exemplare de tranzistoare (fig. 2.6.) din următoarele cauze:

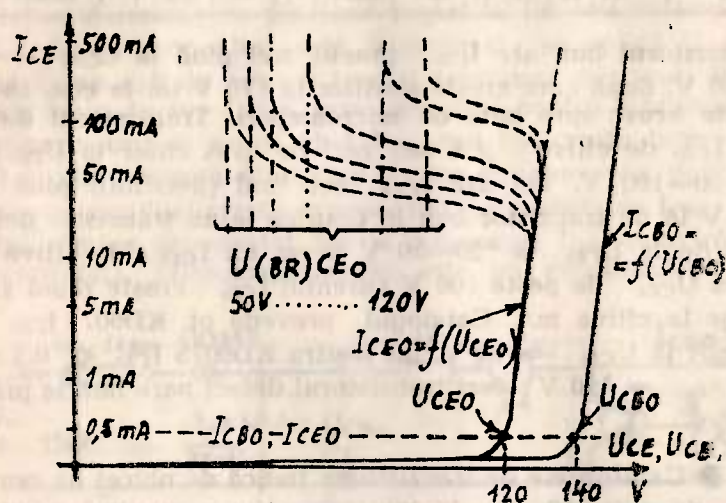


FIG. 2.6.

1. Tranzistorul suportă $8\text{--}10 \text{ W}$ și are ca urmare temperatura joncțiunii de cca. $100\text{--}120^\circ\text{C}$ (maxim admis este $+150^\circ\text{C}$). Curenții reziduali cresc aproape exponențial cu temperatura joncțiunii. Astfel dacă la $t_j = 25^\circ\text{C}$ curentul rezidual I_{CB0} este de exemplu $5 \mu\text{A}$, la $t_j = 35^\circ\text{C}$ I_{CB0} va fi de cca. $12 \mu\text{A}$, dublîndu-se la fiecare creștere de 10°C a temperaturii joncțiunii, deci la $t_j = 45^\circ\text{C}$, I_{CB0} va fi de cca. $25 \mu\text{A}$ iar la $t_j = 125^\circ\text{C}$, I_{CB0} va atinge valoarea de $10\text{--}15 \text{ mA}$!! Curentul I_{CE0} este și mai mare ca I_{CB0} .

2. Curentul rezidual I_{CB0} produce pe rezistența fizică distribuită a bazei $r_{bb'}$ o cădere de tensiune:

$$U = r_{bb'} \cdot I_{CB0}$$

Cum $r_{bb'}$ este de ordinul a $10\text{--}50 \text{ ohmi}$ (cu atît mai mare cu cît tranzistorul este de tensiune mai mare), căderea de tensiune pe rezistența internă a bazei poate atinge $0,5\text{--}0,6 \text{ V}$ sau chiar $0,7 \text{ V}$ și se constituie ca tensiune de deschidere U_{BE} . În această situație tranzistorul începe să amplifice deoarece avînd U_{BE} „se deschide” și ca urmare apare un efect de „amplificare” a curentului de colector cu ajutorul purtătorilor de sarcină injectați de emitor. Curentul de colector crește brusc la valori de zeci sau sute de mA iar tensiunea la bornele CE scade aproape brusc spre o valoare care se numește $U_{(BR)CE0}$. Tranzistorul lucrează acum în zona de „second break-down” adică în străpungere secundară, cînd dacă circuitul exterior nu limitează curentul, tranzistorul se poate distruge termic.

3. Străpungerea secundară este însoțită de regulă de o autoaglomerare a curentului de emitor în anumite zone (sau într-o anumită zonă) a emitorului unde se dezvoltă căldură multă din cauza efectului Joule (I^2R) și care căldura mărește conductibilitatea „canalului” conductiv, crește curentul prin acel canal, canalul se încălzește foarte tare ș.a.m.d., se desfășoară un proces de reacție pozitivă, o avalanșă, care în scurt timp provoacă recristalizarea zonei sau chiar topirea unei părți din emitor, pe o porțiune restrînsă. Urmarea este că tranzistorul prezintă scurt CE (la cald, adică în funcționare în televizor), dar la rece măsurarea ohmetrică nu arată acest scurt ci o rezistență micșorată doar (vezi tabelul 1).

● După o străpungere secundară (sau chiar după mai multe) joncțiunile BC și BE rămîn intacte, dar traseul CE (EC) este avariât.

Comportarea la second break-down depinde de structura „constructivă” a tranzistoarelor și de tehnologia de realizare. Cele mai slabe sînt tranzistoarele de tip planar-epitaxial, cele mai rezistente sînt cele de tip homobază simplu difuzate (2N3055) la care practic fenomenul nici nu se manifestă.

Tranzistoarele de putere KD607S analizate (în tabelul 2) reflectă bine cele de mai sus :

a) Tranzistorul bun are U_{CB0} de cca. 180 V (cînd I_{CE0} începe să crească brusc și U_{CE0} de cca. 150 V, tensiuni pînă la care curenții reziduali I_{CB0} și I_{CE0} sînt practic zero.

b) Tranzistorul defect are deja la tensiuni de 60—120 V curenți reziduali mari (10—40 μA), dar U_{CB0} este totuși de cca. 220 V la care I_{CB0} este încă de numai 85 μA iar U_{CB0} este de cca. 160 V. Tranzistorul defect are și rezistențele inverse micșorate ceea ce explică curenții reziduali mari. Faptul că exemplarul defect are U_{CB0} foarte mare denotă că rezistența bazei este mare iar baza este groasă dar cu imperfecțiuni ; rezistența mare a bazei împreună cu I_{CB0} mare explică intrarea rapidă a tranzistorului în străpungere secundară „dezvoltarea” tensiunii de deschidere

$$U = r_{bb'} \cdot I_{CB0}.$$

c) Ulterior am măsurat tensiunea $U_{(BR)CE}$ care se „instalează” la bornele CE după ce tranzistorul a intrat în străpungere secundară : a rezultat $U_{(BR)CE}$ de cca. 55 V la $I_C = 150$ mA.

●●● Verificarea în televizor a confirmat măsurarea tensiunii de străpungere secundară astfel :

Stabilizatorul T801—KD607S lucrează normal cu U_1 reglabil atît timp cît tensiunea de rețea nu depășește 210 V, adică atît timp cît U_{CE} nu depășește 55 V. La creșterea U_R spre 220 V, U_{CE} la T801 devine 61—62 V și T801 intră în străpungere după 5—10 minute de funcționare timp necesar ca joncțiunea să se încălzească și să provoace creșterea curentului rezidual. Apoi tensiunea la bornele CET801 scade spre 55 V în decursul a cca. 2 minute, timp în care U_1 crește de la 175 V la 182 V ; acum prin T801 trece un curent de 160—162 mA iar prin șunt cca. 140 mA (curentul total consumat de TV — prin Si802 — a crescut de la 288 mA la 302

mA datorită creșterii U_1 de la 175 la 182 V). Tranzistorul T801 era încărcat înainte de străpungere cu $P_d = U_{CE} \cdot I_C = 62,0,133 = 8,3$ W iar din momentul intrării în străpungere cu $P_d = 55,0,162 = 9$ W, după care tensiunea U_{CTE801} poate avea două feluri de comportare :

1. Situația rămîne staționară, $U_{CE} = 55$ V și U_1 variază proporțional cu rețeaua dacă rețeaua crește, iar televizorul prezintă brum = lipsă de filtraj, deoarece vîrfurile pulsației alternative depășesc cu cca. 12—13 V tensiunea continuă medie de pe primul elco și pătrunde aproape integral prin T801 spre U_1 . La scăderi ale tensiunii de rețea sub 210 V tranzistorul iese din regimul de străpungere secundară și lucrează normal, U_1 se menține la nivelul reglat (175 V), iar filtrajul se face normal, T801 se răcește căci P_d scade datorită scăderii rețelei.

2. Tranzistorul se deteriorează în avalanșă în decurs de cîteva zeci de minute, U_1 crește spre 200 V ca urmare a scăderii U_{CE} la bornele tranzistorului. Defectarea definitivă poate interveni la prima mărire a tensiunii de rețea peste 230—235 V, cînd străpungerea devine ireversibilă, ohmetric se constată scurt CE și posibil (dar nu obligatoriu) scurt BE și BC.

Notă : pentru a reaminti o serie de noțiuni privind „ținuta” la tensiune a tranzistoarelor, trebuie studiate cel puțin pag. 87—91 din Buletinul Tehnic Nr. 1

●●● În cazul tranzistorului T601 (BC171 preamplificatorul darlington din stabilizatorul serie), dacă are loc străpungerea secundară fenomenul se manifestă la fel ca și străpungerea secundară la T801 : U_1 crește (aparent inexplicabil) și apare brum la U_1 , dar creșterea lui U_1 este limitată la cîteva volți pînă cînd T601 străpunge de tot. La aceste BC171 curentul rezidual I_{CE0} este de 10...100 μA la 20—30 V, I_{CB0} de ordinul a 0,1—0,5 mA deja de la 5—10 V, iar rezistențele inverse CE, EC, CB, EB sînt micșorate.

2.5. ALIMENTAREA CIRCUITELOR LA TV CU 2 CI.

În cursul testării profesionale ediția 1979 s-a constatat mai slabă cunoaștere a TV 2 CI, care în fond are o moștenire bună de la TV H2 (FI—VS, RAA, Sincroseparator, video), o parte de la TV 5—6 CI (Stabilizatorul serie, baleiajul orizontal — finalul cu BU205 și în principiu stabilizatorul paralel). Comparatorul de fază și oscilatorul provin de la TV Sport iar sunetul este un AAF foarte clasic cu 4 tranzistoare.

1. Consumul general al TV (0,32 A cu lumina și contrastul maxim) măsurabil în Si 901 sau pe R903 este cu cca. 25—30 mA mai mare decât la TV 5—6 CI. Ca urmare pe R903/27 ohmi este normal să se măsoare 8,4—8,7 V în loc de 7,6...8 V cât era căderea de tensiune pe R802 la TV 5—6 CI.

2. Tensiunea generală redresată pe C902 este cu 2—3 V mai mică decât la TV 5—6 CI, deci 265—266 V în loc de 268—270 V când rețeaua are 220 V.

● Consumul general mai mare se datorește alimentării T600 din sincroseparator cu 6 mA de la U_1 , divizorului R917/R918 (21 mA) cu care se obține $U_9 = +30$ V pentru al doilea etaj din RAA, cât și consumului mai mare a etajului final video. Pe televizor consumul suplimentar este de cca. 8 W și putea fi evitat dacă pentru U_9 se folosea tensiunea barei de 26 V (necesită modificări în jurul lui T500) și dacă finalul video ar fi avut pe colector +50...60 V (fără semnal) și nu +25 V adică același regim ca și la TV cu 5—6 CI.

3. Tensiunea U_2 : +33 V (varicap) se reduce prin R900 la +28 V.

4. Tensiunea U_3 : +19,2 V se obține pe emitorul stabilizatorului paralel T903 și alimentează exclusiv partea de joasă frecvență (AAF). Consumul AAF: 10 mA în gol și cca. 210—220 mA la putere maximă (ce depășește 2 W).

5. Tensiunea U_4 : +24 V (23,5...23,8) alimentează baleiajul vertical și se obține din bara de 26 V (26...26,3) prin R920—18 ohmi. Pe R920 cad cca. 2,4...2,7 V când baleiajul vertical consumă normal (135—140 mA normal, 150 mA cu suprabaleiere de 2—3 cm).

6. Tensiunea U_7 : +20 V alimentează AFI—S, AFI—VS, prefinalul video, etajele de RAA, sincroseparatorul, polarizarea etajului final video (la emitor și la punctul rece al potențiometrului de contrast, T401 (auxiliar de stingere).

Consumul barei U_7 este de 85—90 mA. Curentul pentru bara U_7 ca și pentru U_6 , U_7 și U_8 se „ia” de la bara de 26 V prin R924—39 ohmi/3 W. Căderea de tensiune pe R924 este de 6 V, curentul prin R924 cca. 155 mA, din care cam 60 mA se duc prin R923—120 ohmi/1 W spre U_8 , U_6 și U_5 . Schema electrică a alimentărilor de joasă tensiune este dată în fig. 2.7.

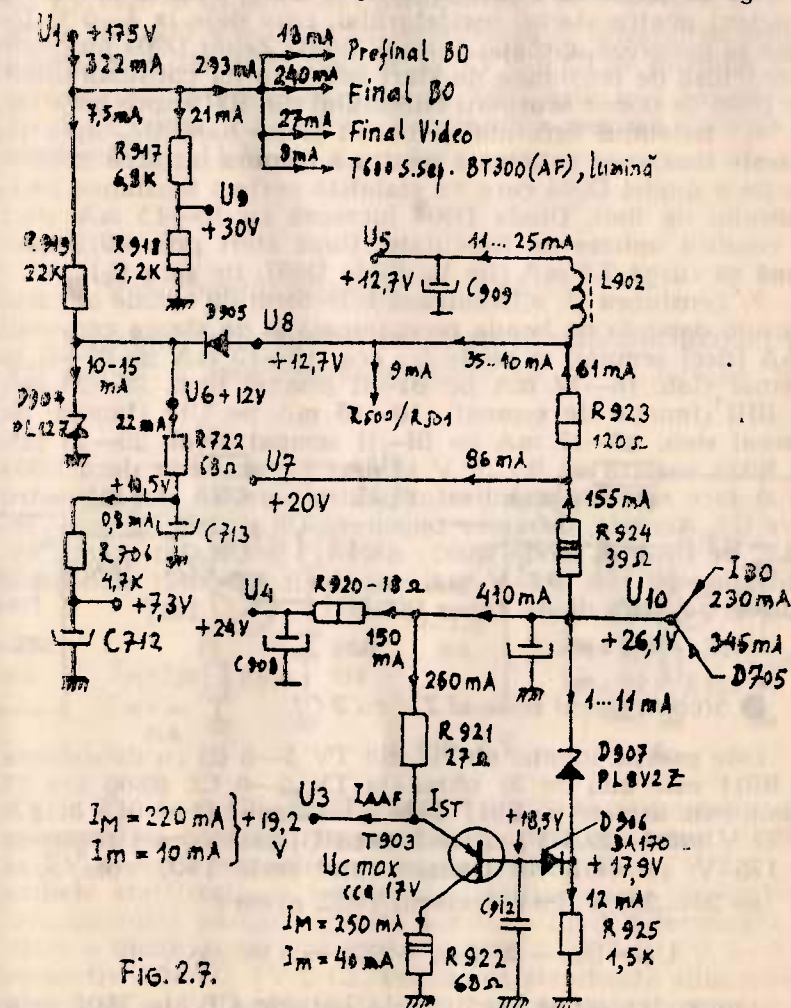


Fig. 2.7.

7. Tensiunea U_8 alimentează un divizor de tensiune R500/501 care stabilește amplificarea maximă a selectorului în situația fără semnal și apoi prin D905 tensiunea U_6 .

8. Tensiunea U_6 alimentează oscilatorul de linii și se formează astfel:

t_1 : La pornirea TV prin R919 „sosesc” cam 8 mA la U_6 suficient pentru startul oscilatorului, care deja la 4—5 V începe să genereze aproape normal. Dioda Zener D904 nu poate fi deschisă de tensiunea de start astfel că nu consumă nimic iar D905 se opune scurgerii curentului din R919 spre bara U_8 .

t_2 : Baleiajul orizontal a pornit și pe bara U_{10} , apoi U_8 sosește tensiunea suficientă pentru a asigura intrarea în conducție a diodei D904 care va stabili perfect tensiunea oscilatorului de linii. Dioda D904 lucrează cu 10—15 mA, deci în condiții optime de fiabilitate. După start prin R919 continuă să curgă 7,5 mA (fie în dioda D907, fie spre U_6).

7. Tensiunea U_3 alimentează selectorul de canale al cărui consum depinde de banda recepționată și de starea comenzii RAA (deci semnal) și poate fi: cca. 10—12 mA pe BI—II la semnal slab, 16—17 mA pe BI—II semnal loco, 20—25 mA pe BIII (funcție de semnal), 10—15 mA pe UIF (funcție de semnal slab, 16—17 mA pe BI—II semnal local, 20—25 mA pe R923 variază cu 0,7...1 V și deci U_3 , ar varia dacă D904 nu ar face rolul de stabilizator pentru bara U_8 , dar și pentru bara U_5 . Aceasta, deoarece tensiunea U_8 și deci U_5 este „legată” de U_6 prin dioda D905; deci U_5 și U_8 sînt practic întotdeauna cu cca. 0,7 V mai sus decît U_6 , deci stabilizate indirect de către dioda Zener D904.

● Stabilizatorul serie al TV cu 2 CI.

Este practic identic cu cel din TV 5—6 CI cu deosebirea că R911 este aici de 91 ohmi (la TV 5—6 CI, R806 are 75 ohmi). Prin urmare pe R911 cade o tensiune: $U = 91 \times 0,32 \text{ A} = 29 \text{ V}$ (28,5—29,5 V). Astfel, dacă U_1 este corect reglat la + 175 V, pe emitorul tranzistorului serie T902 vom avea $U_E = 204...205 \text{ V}$. Pe colectorul T902, avem:

$$U_C = U_O - \Delta U_{R903} = 266 - 8 = 258 \text{ V}$$

Ca urmare, tensiunea continuă la bornele CE ale T903 este

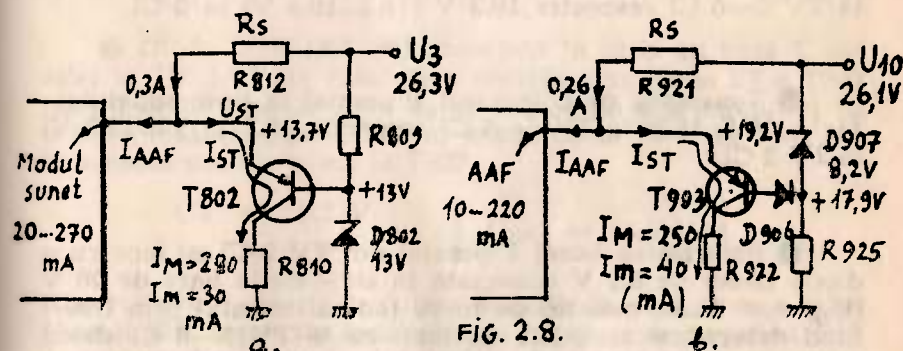
de cca. 54 V la tensiune de rețea nominală. La TV 5—6 CI $U_{CE \text{ T801}} = 64 \text{ V}$ la $U_R = 220 \text{ V} \sim$.

Pentru motivul arătat, domeniul de stabilizare al TV—2 CI este de $\pm 10\%$ față de 220 V adică între 198 și 242 V \sim . La TV cu 5—6 CI domeniul garantat este de $-15\% \dots +10\%$ adică 187...242 V \sim . Practic, stabilizarea și filtrajul se mențin pînă la cca. 190 V în timp ce la TV 5—6 CI se menține pînă la cca. 180 V. Tranzistorul serie T902 este mai solicitat în TV 2 CI ccca. 1,2—1,5 W, dar puterea maximă disipată nu depășește 10—11 W.

★

● Stabilizatorul paralel al TV cu 2 CI.

Principiul este același cu al stabilizatorului paralel din TV 5/6 CI. și este ilustrat în figura 2.8. De la bara de 26 V



(U_3 la TV 5—6 CI sau U_{10} la TV 2 CI) se alimentează doi consumatori conectați în paralel: modulul de sunet și T802 la TV 5—6 CI respectiv partea de AAF și T la TV 2 CI. La ambele stabilizatoare tensiunea stabilizată este pe emitorul tranzistorului paralel, această tensiune fiind determinată de către o diodă Zener conectată la bază: D802 la TV 5—6 CI respectiv D907 la TV 2 CI. Tensiunea stabilizată alimentează partea de audiofrecvență care „consumă” un curent puternic

variabil: 18...270 mA la TV 5—6 CI sau 10...215 mA la TV 2 CI.

Curentul ce trece prin R_s provoacă o cădere de tensiune: cca. 12,6 V la TV 5—6 CI respectiv cca. 7 V la TV—2 CI. Acest curent se împarte în doi curenți: I_{AF} și I_{ST} adică o parte spre AAF și o parte spre tranzistorul paralel. Când I_{AF} este mic (la volum minim), I_{ST} este maxim iar când I_{AF} este maxim (la volum maxim), curentul I_{ST} prin tranzistorul paralel este minim: suma curenților I_{AF} și I_{TS} este constantă în orice moment și constituie pentru etajul final de BO o sarcină constantă.

Deosebiri la cele două televizoare:

● Tensiunea stabilizată pentru AAF: 13,7 V (13...14,5 V) la TV 5—6 CI respectiv 19,3 V (18,8...19,8 V) la 2 CI.

● Tensiunea pe colectorul T paralel în lipsa sunetului: 11 V (10,5...11,3) la TV 5—6 CI respectiv 16,7 V (16...17,2 V) la TV 2 CI.

● Polarizarea bazei T paralel din TV 2 CI se face cu o diodă Zener de 8,2 V conectată în serie de la bara de 26 V (U_{10}) spre bază, punctul de lucru (adică curentul prin D907) fiind determinat de R925, în timp ce la TV 5—6 CI dioda D802 este conectată de la bază la masă iar stabilirea curentului de lucru este făcută cu R809.

● Privind încărcarea diodei Zener (D802 la TV 5—6 CI și D907 la TV 2 CI): BD136 are o amplificare de curent cuprinsă între 35 și 300, iar curentul de colector variază în funcție de consumul variabil al AAF între 30—40 mA și 250—280

mA; rezultă că din bază „iese” un curent ce poate fi cuprins între 1 și 10 mA (depinde de I_C și de B tranzistorului). Curentul bazei T paralel curge la TV 2 CI prin R925 spre masă „descărcînd” dioda Zener iar la TV 5—6 CI prin D802 spre masă „încărcînd-o”. De fapt cei cîțiva mA nu contează pentru regimul termic al diodei Zener căci reprezintă cel mult 0,1 W față de 1 W cînd este P_d maxim admis pentru diodele din seria PLZ. La ambele TV curentul prin dioda Zener nu depășește 12—15 mA și ca urmare se poate folosi un tip de diodă mai mică: (de 300 mW): DZ13 la TV 5—6 CI sau DZ8V2 la TV 2 CI.

Notă: Diodele din seria DZ2V7...DZ15 în sticlă au puterea disipată de maximum 300 mW și admit un curent Zener maxim $I_{z\ max} = 280/U_{zener}$, de pildă DZ8V2 admite $280/8,2 = 34$ mA iar DZ2V7 (de 2,7 V) admite $I_{z\ max} = 103$ mA. Aceste diode sînt intersanjabile cu vechile diode DZ307, DZ308, DZ309, DZ310, etc. tot de 300 mW.

● Dioda D906 (BA170) conectată în serie cu baza T paralel la TV 2 CI are rolul de a proteja joncțiunea BE a T903 pentru cazul cînd pe linia U_3 ar apărea un scurtcircuit și ca urmare tensiunea pe ET903 ar scade de la 19 V la 2—3 V, în această situație avem la T903

$$\left. \begin{array}{l} U_B = 18,5 \text{ V} \\ U_D = 3 \text{ V} \end{array} \right\} U_{BE} = 15,5 \text{ V}!!$$

Observăm că această tensiune solicită în sens invers celui normal j_{BE} , respectiv tensiunea pe emitor este negativă față de bază (mai mică pe emitor decît pe bază) cînd normal este ca la un tranzistor PNP, baza să fie pozitivă față de emitor. Tranzistoarele cu siliciu (BC, BF, BD, BU suportă în sens invers o tensiune U_{BE} de 6—8 V după care j_{BE} intră în străpungere și se comportă ca o diodă Zener care se distruge dacă nimeni nu limitează curentul. Ori, în cazul cînd $U_E < U_B$ (scurt pe linia U_3) dioda D906 blochează curentul care ar urma să

curgă spre jBE în sens invers ; baza se menține „în tandem” cu emitorul la o „distanță” de 0,7 V astfel că dacă U_E scade la + 2 V baza va lua potențialul de + 13 V iar dioda D906 va avea anod + 1,3 V iar pe catod + 17,9 V și nu pățește nimic fiind doar blocată cu $U_{inv} = 17,9 - 1,3 V = 16,6 V$. Esențial este că nici tranzistorul T903 nu este în pericol. În lipsa diodei (ștrap) schema funcționează perfect, pe BT903 vor avea + 17,9 V, pe ET903 cu 0,7 V mai mult, deci 18,6 V și AAF lucrează normal, dar T paralel nu este protejat pentru cazul unui scurt la C912, C308 sau scurtcircuit la tranzistoarele finale T302 și T303 din AAF.

★ *Avarii la stabilizatorul paralel din TV cu 2 CI.*

a) D907—PL8V2Z întreruptă. Stabilizatorul paralel lucrează dar nu stabilizează pe U_3 ; organoleptic nu se observă nimic deosebit. La volum sonor mare :

$$U_{CT903} = 18 V ; U_{ET903} (U_3) = 18 V ; U_{BT903} = 17,3 V.$$

Aceste tensiuni scad spre 17—16—15 V la volum sonor mare și se simt distorsiuni mari pe sunet ; apar și dungi orizontale pe imagine în ritmul sunetului, imaginea „respiră”.

b) D907—PL8V2Z în scurt. Se găsesc următoarele tensiuni :

$$U_{10} = 28 V \text{ în loc de } 26 V.$$

$$U_{BT903} = 27,3 \text{ în loc de } 18,5 V.$$

$$U_{ET903} = 28,0 V \text{ în loc de } 19 V ; U_{CT903} = 0 V.$$

$$U_3 = 28 V !! U_5 = 12,7 V ; U_6 = 12 V ; U_7 = 22 V ; U_8 = 12,7 V.$$

Situația se explică prin aceea că T903 este blocat și nu consumă din „linia” U_{10} prin R921 cei cca. 260 mA, deci încărcarea barei U_{10} scade, mai ales dacă volumul este mic și AAF nu consumă (dovadă este $U_{CT903} = 0 V$). Din această cauză U_{10} crește de la 26,1 V spre 28 V. Imaginea este mai

luminoasă decât normal și „respiră” la volum sonor mare, sunetul la volum mare cu distorsiuni importante.

c) R925 întreruptă, cam același efect ca și în cazul a) ; U_3 crește spre 27—28 V.

d) R922 întreruptă ; dacă volumul sonor deci consumul spre AAF este mare, nu se întâmplă nimic. Dacă însă AAF consumă puțin, tensiunea pe ET903 crește spre 27 V, crește U_{BE} la BD136, crește curentul prin jBE, dioda D906, prin R925 spre masă. Crește tensiunea la bornele R925 deci și pe baza BD136 astfel că dioda Zener nu mai conduce și stabilizatorul se destabilizează iar U_3 variază funcție de consumul AAF între 24 și 28 V, căci scăzând consumul general al barei de 26 V (U_{10}), tensiunea barei crește spre 28 V.

e) C912 scurt ; baza T903 se duce la masă, dioda D906 este blocată tensiunea joncțiunii BE a BD136 crește mult, mult peste 0,7 V iar U_3 scade spre 1—1,2 V și tot curentul disponibil prin R921 curge prin tranzistor topind baza (scurt BE. EB). „Curentul ce curge prin R921 crește spre 0,6—0,8 A și ca urmare U_{10} (bara de 26 V) scade la 21—22 V ceea ce are ca urmare arderea D705—BA157 din BO.

f) D906 în scurt. Nici un efect ; doar U_3 scade de la 19,2 la 18,5 V.

Dacă D906 se întrerupe, U_3 crește spre 28 V, nu avem stabilizare.

g) T903 scurt CE : la volum mic nu se observă deoarece U_3 rămâne la cca. 17—18 V. La volum mare când AAF consumă mult, U_3 scade (variază în ritmul sunetului) dar C308—2200 μF „susține” totuși alimentarea, volumul scade. La volum maxim apare „înnecarea” etajului final cu distorsiuni la pasaje forte.

h) Dacă avem scurt BE la T903, U_3 crește spre 27—28 V.

★

COMPONENTE ȘI CIRCUITE SPECIFICE PENTRU TV. COLOR

3.1. Componente specifice televizoarelor în culori.

Cea mai importantă piesă specifică a televizorului în culori este tubul cinescop color, descris pe larg în BT 8. Continuăm descrierea componentelor specifice, insistându-se ca și în cazul cinescopului mai mult asupra proprietăților componentelor și deocamdată în mai mică măsură asupra aplicațiilor în circuite precise.

3.1.1. Linia de întârziere de luminanță.

Spre deosebire de televizoarele alb-negru se utilizează în televizoare color, indiferent de sistemul ales (NTSC, PAL, SECAM), atât semnalul de luminanță, care se transmite cu o bandă de frecvență de cel puțin 5 MHz cât și semnalele diferență de culoare R—Y și B—Y a căror bandă de frecvență este mai redusă, de max. 1,5 MHz.

Utilizarea liniei de întârziere de luminanță.

Analizăm situația în care se transmite o imagine color cu un salt brusc de strălucire și de culoare la mijlocul ecranului (imaginea conține o linie verticală).

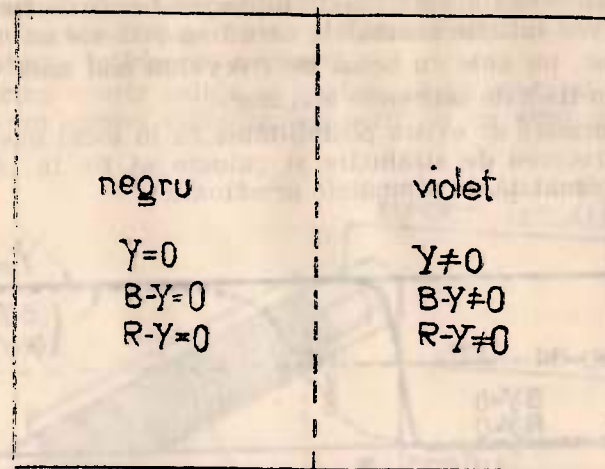


Fig. 3.1. IMAGINE CU SALT AL SEMNALULUI DE LUMINANȚĂ ȘI AL SEMNALULUI DE CROMINANȚĂ

Pentru redarea corectă a imaginii transmise este necesar ca salturile celor trei semnale transmise să fie într-o perfectă coincidență temporală.

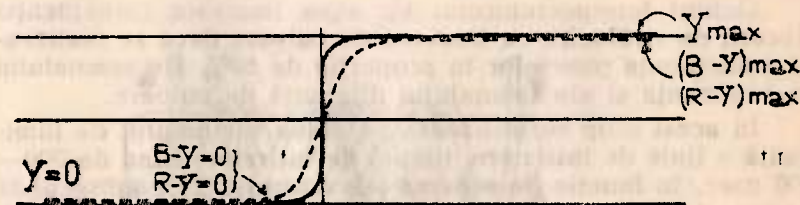


Fig. 3.2. VARIAȚIA ÎN TIMP A SEMNALELOR Y ; B-Y ; R-Y ; CO-RESPUNZĂTOARE IMAGINII DIN FIG. 3.1. (SPRE SIMPLIFICARE S-A PRESUPUS CA VALORILE DUPĂ SALT SINT EGALE).

Deoarece benzile de frecvență ale semnalelor Y respectiv R—Y și B—Y diferă, circuitele pe care le parcurg aceste semnale vor avea frecvențe limită superioare diferite. Simplificând foarte mult una din legile de bază din teoria circuitelor

electrice se poate afirma că circuitele cu benzi de frecvență mai mari vor întârzia semnalele care trec prin ele cu un timp τ mai mic, iar cele cu benzi de frecvență mai mici vor introduce un timp de întârziere mai mare.

Prin urmare ar exista posibilitatea ca în locul unei coincidențe, trecerea de strălucire și culoare să fie în cele din urmă reprezentată de semnalele următoare :

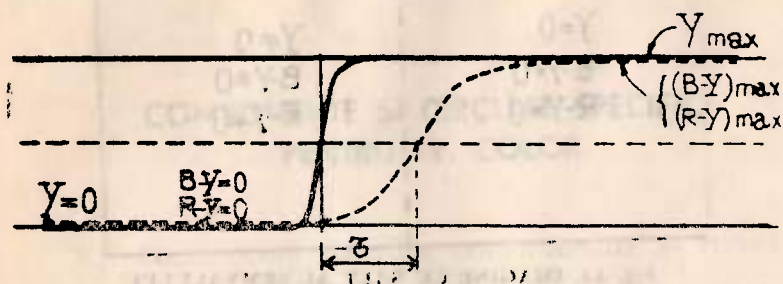


Fig. 3.3. SEMNALUL DE LUMINANȚĂ ȘI SEMNALELE DIFERENȚĂ DE CULOARE DUPĂ PARCURGerea UNOR CIRCUITE FĂRĂ LINIE DE ÎNȚIRIERE. (IPOTEZĂ SIMPLIFICATOARE: CIRCUITELE DE LUMINANȚĂ NU INTRODUC NICI-O ÎNȚIRIERE).

Ochiul telespectatorului va avea impresia coincidenței trecerii de strălucire cu trecerea de culoare dacă se realizează coincidența punctelor în proporție de 50% ale semnalului de luminanță și ale semnalului diferență de culoare.

În acest scop se utilizează pe calea semnalului de luminanță o linie de întârziere, timpul de întârziere fiind de 300—900 nsec, în funcție de schema televizorului. O nanosecundă

(nsec) este egală cu $\frac{1}{1.000.000.000}$ secundă (10^{-9} sec).

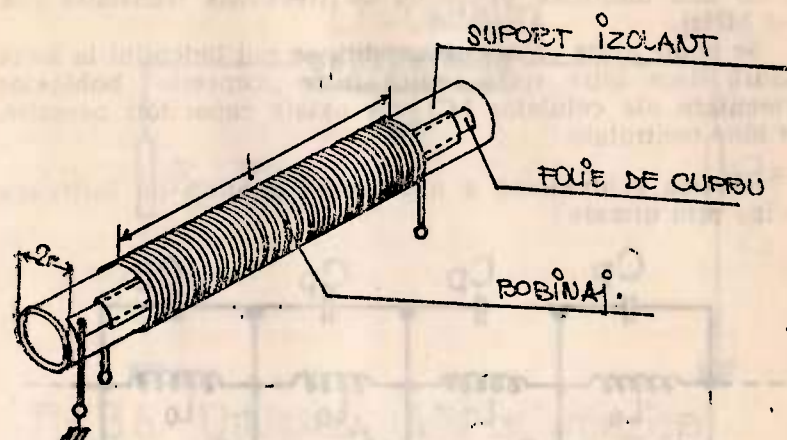
Construcția și principiul de funcționare.

Linii de întârziere de luminanță se utilizează atât în dispozitivele de codare din studio cât și în televizoare.

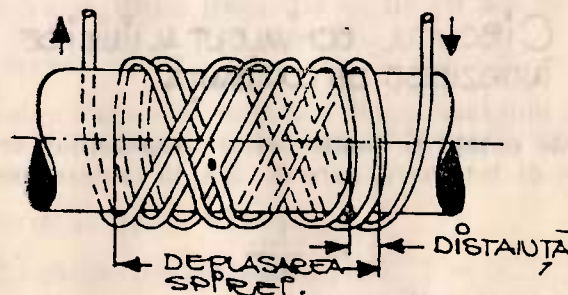
Pentru televizoare s-a dovedit practică și economică linia de întârziere bobnată.

Trecerea unui semnal printr-o celulă LC introduce o întârziere. Dacă s-ar lega în serie foarte multe celule LC s-ar putea asigura întârzierea necesară.

Practic, aceste celule se realizează cu ajutorul unei bobine pe un suport cilindric, acoperit cu un strat conductor metalic.



a. BOBINAJ SIMPLU



b. BOBINAJ FAGURE

Fig. 3.4. REPREZENTARE SCHEMATICĂ A UNEI LINII DE ÎNȚIRIERE DE LUMINANȚĂ.

Spirele depuse pe cilindrul conductor pot fi dispuse „una lângă alta” sau într-un bobinaj de tipul „fagure”. Scopul propus este realizarea celulelor LC care asigură performanțele impuse liniei de întârziere.

Este foarte important ca atât atenuarea, cât și timpul de întârziere introduse de linia de întârziere de luminanță să fie cât mai uniforme în banda de frecvență transmisă (ca. 0—5 MHz).

Se poate arăta că aceste condiții se pot îndeplini în bună măsură dacă între spire (adică între „capetele” bobinelor elementare ale celulelor LC) vor exista capacități parazite, dar bine controlate.

Schema echivalentă a unei astfel de linii de întârziere devine prin urmare :

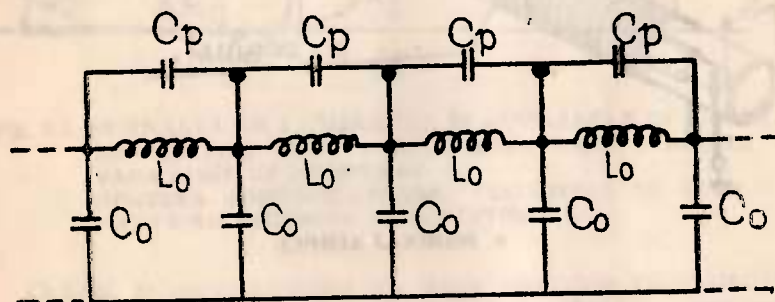


Fig. 35. CIRCUITUL ECHIVALENT AL LINIEI DE ÎNȚIRIERE DE LUMINANȚĂ

Cu aceste notații se poate defini „impedanța caracteristică” a liniei de întârziere, care devine, în ipoteza unor pierderi mici :

$$Z = \frac{L_0}{C_0}$$

Timpul total de întârziere este :

$$\tau = \frac{L}{Z}$$

unde L = inductivitate totală a bobinei.

În cazul montării unei linii de întârziere într-un amplificator de luminanță este absolut necesar ca atât impedanța de generator, cât și impedanța de sarcină a liniei să fie tocmai impedanța caracteristică a liniei de întârziere.

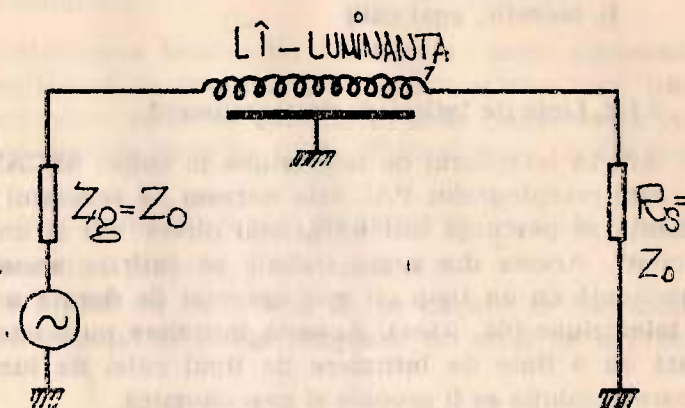


Fig. 3.6. UTILIZAREA LINIEI DE ÎNȚIRIERE ÎNTR-UN CIRCUIT

Capacitățile C_p vor fi realizate în mod practic în așa fel încât frecvența limită transmisă să fie cât mai mare.

Exemplu

În cele ce urmează se indică datele unei linii de întârziere fabricate la Intreprinderea Elfema-Mitweida din R.D. Germană.

Linia de întârziere VL1200.

- Banda de frecvență transmisă $f = 0 \dots 5$ MHz
- Frecvența limită superioară $f_f = 5$ MHz
- Impedanța caracteristică : $Z = 1200 \pm 100$ ohmi
- Timpul de întârziere $\tau = 0,9 \mu s \pm 10 \%$

- Atenuarea la $f = 5 \text{ MHz}$ $d = 2,7 \frac{+ 1,1}{- 0,9} \text{ dB}$
- Timpul de creștere a impulsului la ieșire (dacă la intrare ar fi, teoretic, egal cu 0) $t_c \leq 120 \text{ ns}$

3.1.2. Linia de întârziere de cromaticitate.

Atât în receptorul de televiziune în culori SECAM cât și în cazul receptoarelor PAL este necesar ca semnalul de cromaticitate să parcurgă atât un „canal direct” cât și un „canal întârziat”. Acesta din urmă trebuie să întârzie semnalul de cromaticitate cu un timp cât mai apropiat de durata unei linii de televiziune ($64 \mu\text{sec}$). Această întârziere nu poate fi realizată cu o linie de întârziere de tipul celei de luminanță, deoarece soluția ar fi greoaie și neeconomică.

Se utilizează în acest scop linii de „întârziere” cu ultrasunete care se bazează pe principiul propagării ultrasunetelor în solide. Viteza de propagare fiind astfel mult redusă, linia de întârziere va avea dimensiuni reduse, practice.

Linia de întârziere este constituită din trei părți: transductorul de la intrare, mediul de transmitere și transductorul de la ieșire.

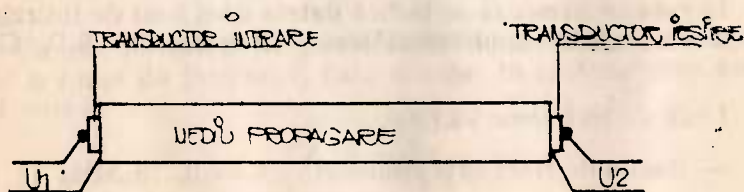


Fig.37. REPREZENTAREA PRINCIPALĂ A LINIEI DE ÎNȚÂRZIERE DE CROMATICITATE

Timpul de întârziere este dependent de lungimea spațiului parcurs în materialul care produce întârzierea precum și de tipul materialului utilizat.

Transductorii.

Transformarea tensiunilor electrice în unde ultraacustice se realizează cu transductoare piezoelectrice care transformă semnalele electrice aplicate în unde transversale. Amplitudinea acestor unde va fi cu atât mai mare cu cât grosimea transductorului va fi mai apropiată de $\frac{\lambda}{2}$, unde λ = lungimea de undă a propagării în transductor.

Dacă notăm cu c_w viteza de propagare în transductor și cu f frecvența de lucru, lungimea de undă se exprimă:

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

Având în vedere că viteza $c_w = 200 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ pentru transductoarele uzuale, frecvența semnalelor întârziate fiind de ca. 4,3—4,5 MHz, va rezulta grosimea transductorului de ca. 0,23 mm.

Randamentul transductorului depinde de suprafața lui. Pe de altă parte, cu cât suprafața acestuia este mai mare, grosimea mai mică și constanta dielectrică mai mare rezultă o capacitate terminală mai mare care trebuie să fie compensată cu o inductivitate, în scopul realizării rezonanței circuitului.

Transformarea undelor ultra-acustice în semnale electrice se realizează cu transductorul de la ieșire. Forța de forfecare ce se aplică pe materialul piezoelectric va produce o polarizare electrică care dă naștere la o tensiune de ieșire U_2 .

g. Clau

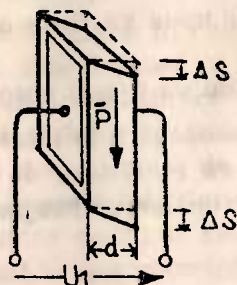


Fig 3.8. TRANSDUCTORUL PIEZOELECTRIC
DE LA INTRARE

- \bar{P} - DIRECTIA DE POLARIZARE ELECTRICA
- U_1 - TENSIUNEA DE INTRARE APLICATA
- d - GROSIMEA TRANSDUCTORULUI
- ΔS - AMPLITUDINEA OSCILATIEI

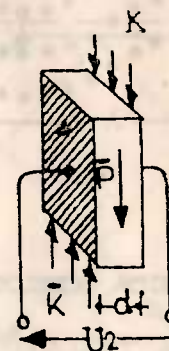


Fig 3.9. TRANSDUCTORUL PIEZOELECTRIC LA IESIRE

- \bar{P} - DIRECTIA DE POLARIZARE ELECTRICA
- U_2 - TENSIUNEA DE IESIRE
- d - GROSIMEA TRANSDUCTORULUI
- K - FORȚA DE FORȚECARE

Mediul de propagare.

Practic s-a constatat că ultrasunetele se propagă bine într-o sticlă special fabricată în acest scop.

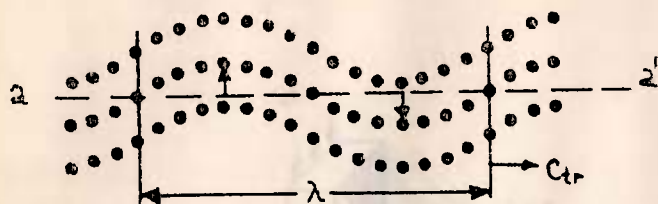


Fig.3.10. PROPAGAREA UNDELOR TRANSVERSALE ÎN STICLĂ.

aa' - AXA TRANSMISIUNII.
 c_{tr} - VITEZA DE TRANSMISIUNE.
 λ - LUNGIMEA DE UNDĂ.

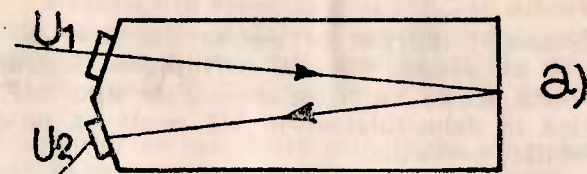
Dacă viteza de propagare este c_{tr} și timpul de întârziere necesar τ_0 , spațiul necesar pe care trebuie să-l parcurgă unda ultra-acustică este :

$$l = \tau_0 c_{tr}$$

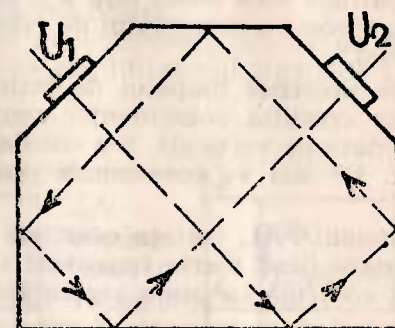
Pentru $c_{tr} = 2600 \frac{m}{s}$ și $\tau_0 = 64 \mu sec$ rezultă

$$l_{nec.} = 165 \text{ mm}$$

Dimensiunea relativ mare precum și dificultatea realizării exacte a timpului de întârziere necesar fără a modifica în procesul de fabricație spațiul care urmează să fie parcurs de unda ultraacustică a fost motivul dezvoltării liniilor de întârziere „în V” sau „cu reflexii multiple”, de dimensiuni reduse.



a)



b)

Fig.3.11. FORME CONSTRUCTIVE ALE LINIILOR DE ÎNTÂRZIERE

a) în V

b) CU REFLEXII MULTIPLE.

Utilizând asemenea linii de întârziere va fi posibilă realizarea unor timpi de întârziere cu mare exactitate prin șlefuirea foarte exactă a suprafețelor de reflexie.

Cerințe specifice sistemelor SECAM și PAL.

În prezent există mulți fabricanți care recomandă utilizarea aceleiași linii de întârziere în SECAM și PAL.

Prin specificul său, fiecare sistem va impune însă condiții deosebite în ceea ce privește respectarea unor performanțe.

Pentru SECAM se precizează următoarele :

Semnalul întârziat la ieșirea din linia de întârziere va avea și un semnal parazit, perturbator, suprapus peste cel util. Dacă acesta va fi un semnal de tipul MF, pătrunderea lui pînă la demodolatoarele MF poate să producă semnale demodate nedorite.

Dacă acest semnal este o parte a semnalului de la intrare, care a pătruns spre ieșire fără a fi întârziat se va constata de fapt o trecere a semnalului de crominanță în canalul celălalt (diafotie).

În privința preciziei timpului de întârziere realizat se pornește de la condiția coincidenței conținuturilor liniilor directe și întârziate pe verticală. S-a constatat că abaterea pe ecran de max. 1,7 mm va corespunde unei toleranțe de ± 70 ns.

Pentru sistemul PAL, cerința esențială este precizia timpului de întârziere fiind foarte important ca faza semnalului de la ieșire să coincidă cu cea a semnalului de la intrare.

Timpul de întârziere nu poate fi exact 64 μ sec. Condiția de fază va fi îndeplinită pentru :

$$\tau_0 = 63,94325 \mu s$$

Pentru liniile de întârziere utilizate în PAL se admite o toleranță de ± 10 nsec. Eroarea de fază care ar putea fi produsă de această toleranță poate fi compensată cu circuitele de acord.

O problemă deosebită o reprezintă și stabilitatea termică a liniei. Este de dorit ca creșterea timpului τ_0 datorită alungirii liniei să fie compensată de o scădere a vitezei cauzate de modificarea densității sticlei. Pentru o variație de $\pm 10... \pm 60^\circ C$ nu se admit decît ± 5 ns.

Adaptarea liniei de întârziere.

Funcționarea optimă a liniei de întârziere este condiționată de adaptarea corectă a impedanțelor terminale echivalente.

Fiecare transductor este din punct de vedere electric echivalent cu un condensator în paralel cu o rezistență. A-

daptarea corectă va asigura transferul maxim pentru semnalul util, reflexii nedorite cît mai mici pentru ambele sisteme, precum și erori de fază cît mai reduse în cazul sistemului PAL.

Reflexiile nedorite se manifestă prin faptul că semnalul este „reflecat” la ieșire, ajunge din nou la intrare, este retransmis spre ieșire, întârzierea totală fiind prin urmare de 3 ori mai mare decît cea dorită.

Circuitul liniei de întârziere, „calea de întârziere”, se află în SECAM între amplificatorul limitator și comutatorul secvențial.

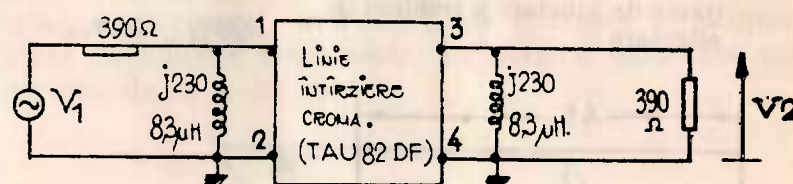


Fig. 3.12. Circuit de utilizare pentru linia de întârziere.

În prezent se fabrică deseori linii de întârziere care prezintă la intrare și ieșire impedanța capacitivă (390—j230) ohmi.

Rezistența de adaptare va fi tocmai 390 ohmi.

Bobina de adaptare necesară reprezintă o reactanță inductivă de 230 Ω (j230) :

$$230 = \omega L = 6,28 \times 4,43 \times 10^6 \times L$$

$$L = \frac{230}{6,28 \times 4,43 \times 10^6} = 8,3 \mu H$$

Exemplu : Linia de întârziere de tipul TAU82DF.

- destinată televizoarelor color SECAM sau PAL ;
- frecvența de referință : 4,43319 MHz ;
- temperatura de regim $+ 25^\circ C$;
- impedanța de adaptare la capete ;

390 ohmi, în paralel cu $j230$ ohmi ($8,3 \mu H$);

- întârzierea: $63,943 \mu s \pm 0,005 \mu s$;
- atenuarea de inserție: $8 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$
- banda de trecere la 3 dB: 1,8 MHz;
- variația întârzierii cu temperatura ($\Delta t. + 10^\circ C \dots + 60^\circ C$): $\pm 0,005 \mu s$;
- semnale nedorite la ieșire;
- reflectate, cu întârziere triplă — 27 dB (23 ori)
- alte semnale nedorite: — 32 dB (40 ori)
- gama de temperatură: $0^\circ \dots 70^\circ C$
- gama de ajustare a bobinei de adaptare: $-20\% \dots +35\%$

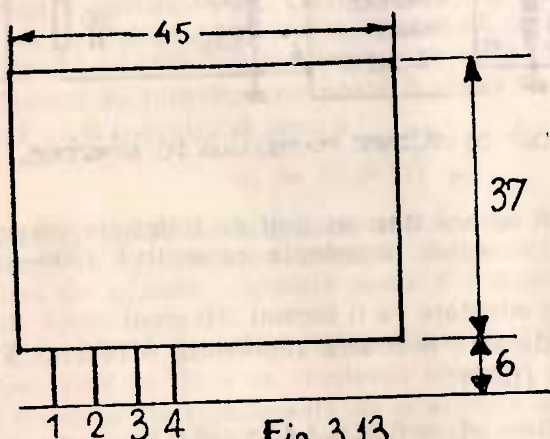


Fig. 3.13

FORMA ȘI DIMENSIUNILE LINIEI DE ÎNȚĂZIERE T.A.U. 82 DF.

3.1.3. Cristale de cuarț.

Domeniile de utilizare ale cuarțului în scopul generării unor oscilații de mare stabilitate și precizie în frecvență sunt variate și cuprind și televiziunea în culori.

În cele ce urmează ne propunem elucidarea unor aspecte fizice legate de acest element important de circuit precum și unele probleme fundamentale legate de utilizarea lui.

Vibrația cuarțului.

Oxidul de siliciu ($Si O_2$) cristalin, este cel mai des utilizat material pentru realizarea cristalelor piezoelectrice. Acesta poate fi natural sau realizat artificial, prin creștere în direcție axială.

Vibrația cuarțului poate avea loc după multe direcții, acestea determinând în cele din urmă modul de vibrație. Astfel, dacă cuarțul vibrează „prin forfecare în grosime”, modul de vibrație fundamental va permite generarea unei frecvențe de ca. 1—25 MHz.

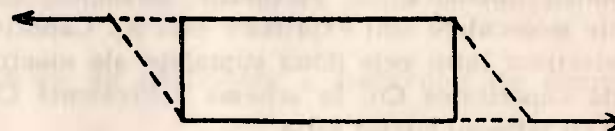


Fig. 3.14. MODUL FUNDAMENTAL DE VIBRAȚIE A CUARȚULUI (FORFECARE ÎN GROSIME)

Oscilațiile mecanice ale cuarțului sunt rezultatul unei sarcini electrice, aplicate pe cuarț cu ajutorul unor electrozi foarte subțiri.

În scopul menținerii unui factor de calitate ridicat, cuarțul este ferit de influențele atmosferei exterioare cu o capsulă specială. Aceasta protejează cuarțul și de șocuri mecanice.

Schema echivalentă a cuarțului.

Această schemă rezultă parțial prin transpunerea electrică a diferitelor proprietăți mecanice ale cuarțului.

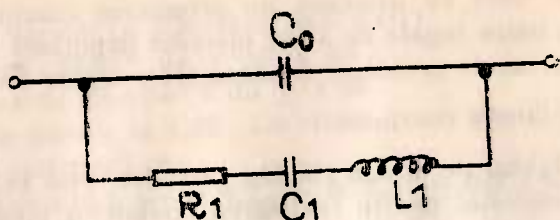


Fig. 3.15. SCHEMA ELECTRICĂ ECHIVALENTĂ A CUARȚULUI ÎN REGIM DE OSCILAȚIE

Comportarea cuarțului în regim de oscilație este descrisă de circuitul serie. Masa de vibrație este reprezentată prin inductivitatea dinamică L_1 , elasticitatea cuarțului prin capacitatea dinamică C_1 . Pierderile mecanice, cauzate de frecările moleculare sînt exprimate prin R_1 . Capacitatea proprie, electrică între cele două suprafețe ale electrozilor reprezintă capacitatea C_0 . În schema echivalentă C_0 este în paralel cu întregul circuit serie.

Frecvența de rezonanță serie f_s este acea frecvență la care rezistența aparentă a cuarțului devine practic zero, în ipoteza unei rezistențe, R_1 foarte mici.

$$f_s = \frac{1}{2\pi L_1 C_1}$$

Frecvența de rezonanță paralel este acea frecvență la care rezistența aparentă a cuarțului tinde spre infinit, considerînd de asemenea că R_1 are o valoare foarte mică.

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot L_1 \cdot \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}$$

Relația între frecvența de rezonanță serie, frecvența de rezonanță paralel și elementele de circuit este :

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0}$$

Factorul de calitate.

Cuarțul este echivalent cu un circuit oscilant cu un factor de calitate excelent. Notăm factorul de calitate cu Q .

Formula este :

$$Q = \frac{2\pi f_s L_1}{R_1} = \frac{1}{2\pi f_s R_1 C_1}$$

Cuarțurile au factori de calitate de ordinul 100.000 — 1.000.000, în timp ce Q -ul bobinelor cele mai bune nu pot depăși valoarea 1000.

În domeniul frecvențelor cuprinse între f_s și f_p , cuarțul este echivalent cu o bobină cu un factor de calitate foarte bun.

Posibilitatea de modificare a frecvenței de rezonanță serie.

Cu toate că frecvența de rezonanță este în mare măsură determinată de parametrii cuarțului, aceasta poate fi influențată și de elemente externe.

O astfel de posibilitate o reprezintă legarea în serie a unui condensator.

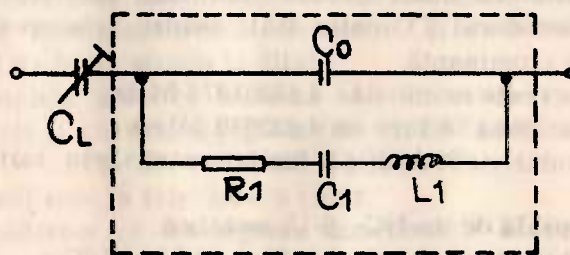


Fig. 3.16. CUARȚ CU CAPACITATE EXTERNĂ, LEGATĂ ÎN SERIE.

Decalarea frecvenței are expresia :

$$\Delta f_s = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0 + C_L} f_s$$

Dacă condensatorul C_L va fi ales mic, decalarea frecvenței va crește.

Variația frecvenței cu temperatura.

Variația frecvenței de rezonanță cu temperatura depinde de modul de vibrație a cuarțului.

Coeficientul de temperatură $\frac{\Delta f}{f}$ /°C este și el la rîndul său dependent de temperatură.

Îmbătrînirea.

Frecvența de rezonanță a cuarțului variază în timp după o lege logaritmică. Aceasta înseamnă că modificarea cea mai însemnată se produce în primele săptămîni. Cea mai neînsemnată îmbătrînire o au cristalele care se află în capsula de sticlă ($0... 1 \times 10^{-6}/\text{an}$). Dar și cuarțurile de fabricație recentă, în capsule metalice au o rată de îmbătrînire foarte mică ($0... 2 \times 10^{-6}/\text{an}$).

Exemplu practic.

— Cristal de cuarț destinat realizării oscilatoarelor locale din decodorul TV color PAL, pentru refacerea subpurtoarei de cromatică.

— Frecvența nominală : 4,43361875 MHz
(marcarea se face cu 4,433619 MHz).

— Modul de vibrație : fundamental, prin forfecare în grosime.

— Capsula de tip HC—6/U, metalică.

— Toleranța frecvenței $\pm 20 \times 10^{-6}$ la 25 °C.

— Domeniul de temperatură : 0... +60 °C.

— Variația frecvenței în acest domeniu : $\pm 20 \times 10^{-6}$.

— Elementele circuitului echivalent :

$$R_1 = 20 \text{ ohmi}$$

$$L_1 = 260 \text{ mH}$$

$$C_1 = 0,005 \text{ pF}$$

$$C_0 = 5 \text{ pF}$$

— Factorul de calitate :

$$Q = \frac{2\pi f_0 L_1}{R_1} = \frac{6,28 \times 4,43 \times 10^6 \times 260 \times 10^{-3}}{20} = 360.000$$

— Îmbătrînirea : $5 \times 10^{-6}/\text{an}$.

— Posibilitatea de decalare a frecvenței.

● conform catalogului : mai bună decît 525 Hz pentru $C_L = 5 \text{ pF}$.

● din calculul :

$$f = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0 + C_L} f_s = \frac{1}{2} \frac{0,005}{5 + 5} 4,43 \times 10^6 = 1,1 \text{ kHz}$$

3.2. Circuite specifice, utilizate în televizoare color SECAM sau PAL.

Circuitele specifice televizoarelor color, care de obicei nu se utilizează în televizoare alb-negru pot fi utilizate indiferent de sistem sau, în alte cazuri, doar în funcție de sistemul de TV color aplicat.

La descrierea circuitelor care se utilizează indiferent de sistem se precizează rolul circuitului, și eventualele particularități de la un sistem la altul.

Exemplele practice tratează atît circuitele cu elemente discrete cît și circuite integrate (de ex. MCA640, = TCA640, MCA650 = TCA650, MCA660 = TCA660 care sînt astăzi deseori utilizate în televizoare color).

Considerăm că înțelegerea funcționării acestor circuite va ușura studiul întregului televizor în culori care va fi prezentat în viitor, de asemenea într-un buletin tehnic, la timpul potrivit.

3.2.1. Comutatorul secvențial.

În cazul sistemului SECAM se transmite pe fiecare linie doar unul din cele două semnale de cromaticitate, refacerea informației netransmise făcându-se cu ajutorul liniei de întârziere de cromaticitate precum și a unui comutator secvențial.

În decodarea pe sistemul PAL se ține cont de faptul că subpurătoarea F_{ov} a semnalului de cromaticitate V este comutată secvențial, de la o linie la alta cu 180° .

Demodularea în sistemul PAL fiind sincronă (se realizează în prezența unei subpurătoare care are aceeași frecvență și fază cu subpurătoarea de referință de la emisie) este necesar ca F_v (sau F_{ov}) să fie comutat, și în receptor, cu 180° de la o linie la alta.

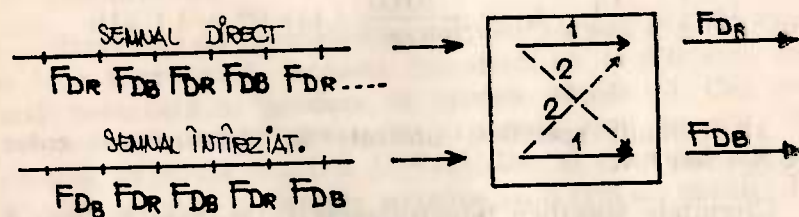


Fig. 3.17. PRINCIPIUL COMUTATORULUI SECVENȚIAL DIN DECODERUL S.E.C.A.M.

Prin urmare este necesară utilizarea unui comutator care realizează, cu frecvența egală cu jumătatea frecvenței liniilor conexiunile „1” și „2”, așa cum s-a reprezentat în figurile 3.17 și 3.18.

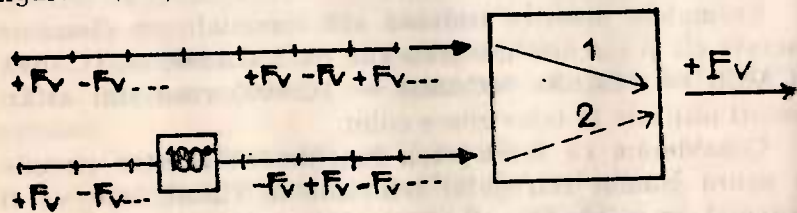


Fig. 3.18. PRINCIPIUL COMUTATORULUI SECVENȚIAL, DIN DECODERUL P.A.L.

Comutatorul secvențial din C.I. tip MCA650 este următorul

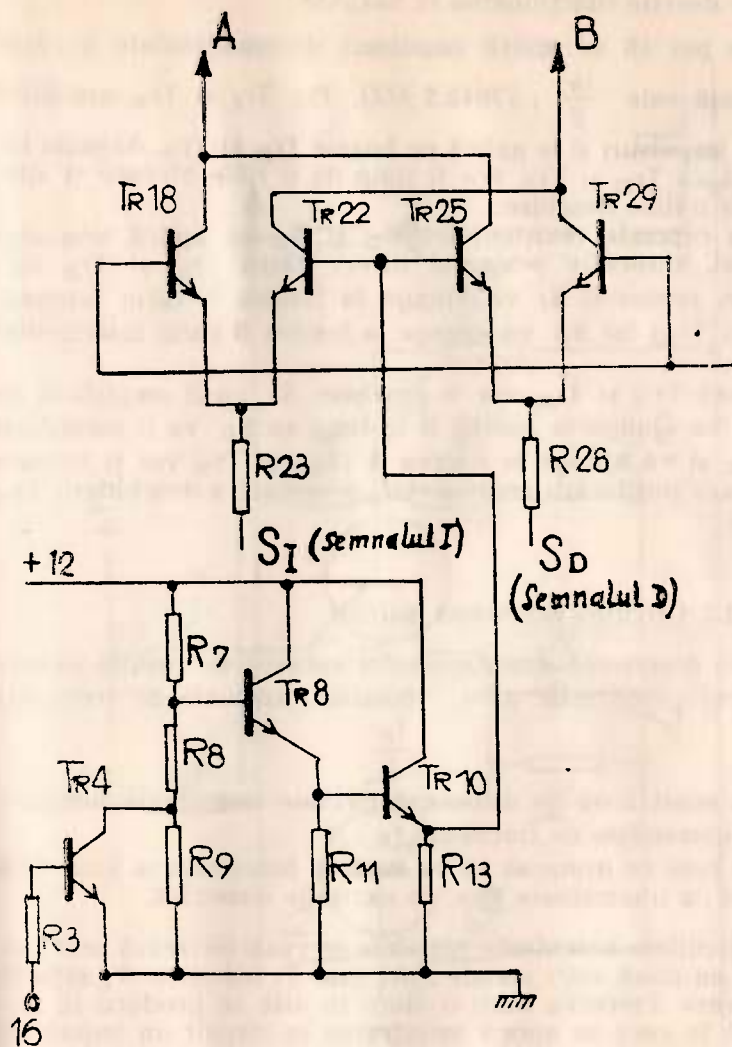


Fig. 3.19. COMUTATORUL DIN C.I. TIP MCA 650

Se descrie funcționarea în SECAM :

Pe pin 16 se aplică impulsuri dreptunghiulare a căror frecvență este $\frac{f_H}{2}$, (7812,5 HZ), Tr_4 , Tr_3 și Tr_{10} amplifică aceste impulsuri și le aplică pe bazele Tr_{22} și Tr_{25} . Aceasta înseamnă că Tr_{22} și Tr_{25} vor fi timp de o linie blocate și apoi timp de o linie deschise.

La capetele rezistențelor R_{23} și R_{28} se aplică semnalul întârziat, respectiv semnalul direct. Dacă Tr_{22} și Tr_{25} sînt blocate, semnalul S_I va ajunge la ieșirea A (prin intermediul lui Tr_{18}) iar S_D va ajunge la ieșirea B (prin intermediul lui Tr_{20}).

Dacă Tr_{22} și Tr_{25} vor fi deschise, S_I va fi amplificat de Tr_{22} și va ajunge la ieșirea B în timp ce S_D va fi amplificat de Tr_{25} și va ajunge la ieșirea A (Tr_{18} și Tr_{29} vor fi blocate din cauza pozitivării emitoarelor — urmare a deschiderii Tr_{22} și Tr_{25}).

3.2.2. Circuitul basculant bistabil.

Din descrierea comutatoarelor secvențiale rezultă că este necesară producerea unor impulsuri speciale de frecvență

$$\frac{f_H}{2}.$$

În acest scop se utilizează circuite basculante bistabile (CBB) comandate de frecvența f_H .

În cele ce urmează se va descrie funcționarea unui CBB echipat cu tranzistoare npn, cu excitație simetrică.

Circuitele basculante bistabile se caracterizează prin faptul că au două stări stabile: ori este T_1 blocat și T_2 saturat, ori invers. Trecerea dintr-o stare în alta se produce în momentul în care se aplică la intrarea în circuit un impuls de comandă. Dacă frecvența de repetiție a acestor impulsuri este f_H , fiecare tranzistor își va schimba starea de la o linie la alta. Impulsurile care se obțin în colectorul oricărui din

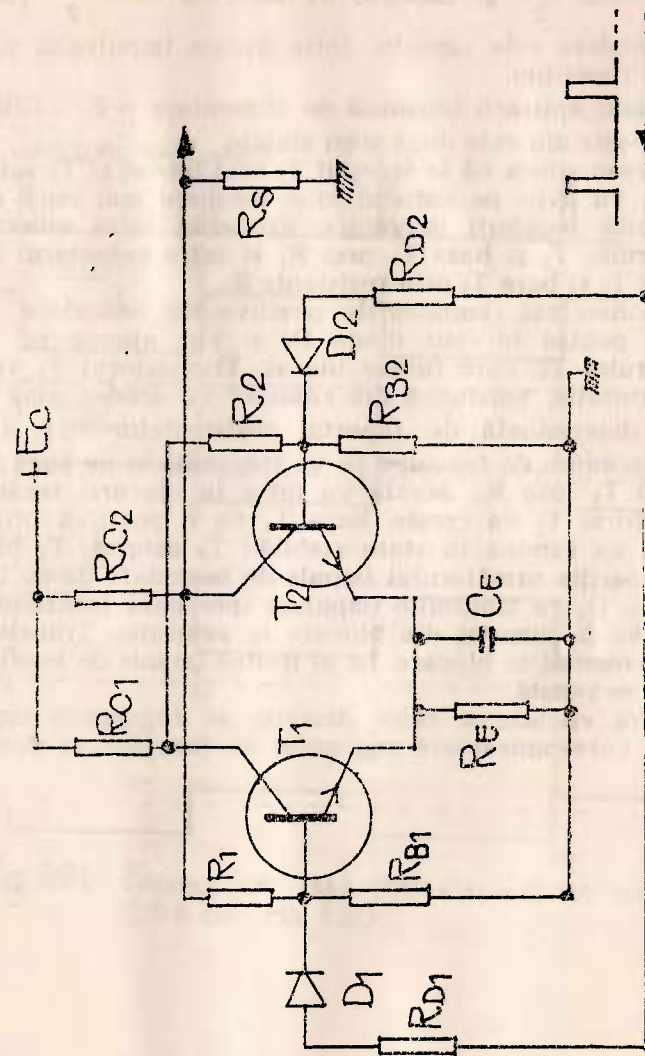


Fig. 5.20. C.B.B. cu comandă simetrică.

cele două tranzistoare sînt dreptunghiulare, frecvența lor de repetiție este $\frac{f_H}{2}$ și factorul de umplere este $\frac{1}{2}$ (factorul de umplere este raportul între durata impulsului și perioada de repetiție).

În cazul aplicării tensiunii de alimentare $+E_c$, CBB va trece într-una din cele două stări stabile.

Să presupunem că la început T_1 este blocat și T_2 saturat. Dioda D_1 va avea pe catodul ei o tensiune mai mică decît D_2 , datorită legăturii galvanice existente între colectorul tranzistorului T_2 și baza T_1 prin R_1 și între colectorul tranzistorului T_1 și baza T_2 prin rezistența R_2 .

În consecință, impulsurile pozitive de basculare vor deschide pentru început dioda D_1 și vor ajunge pe baza tranzistorului T_1 , care fusese blocat. Tranzistorul T_1 va intra în saturație, tensiunea din colector va scădea pînă la o valoare determinată de raportul rezistențelor R_{C1} și R_E . Această scădere de tensiune se va transmite și pe baza tranzistorului T_2 prin R_2 , acesta va intra în blocare, tensiunea pe colectorul T_2 va crește, baza T_1 va fi pozitivă prin R_1 . Circuitul va rămîne în stare stabilă: T_1 saturat, T_2 blocat.

La apariția următorului impuls de basculare dioda D_1 va fi blocată, D_2 va transmite impulsul spre baza tranzistorului T_2 care va fi comutat din blocare în saturație. Tranzistorul T_1 va fi comutat în blocare. La al treilea impuls de basculare, procesul se repetă.

Pentru elucidarea celor descrise se reprezintă formele de undă corespunzătoare regimului de funcționare descris.

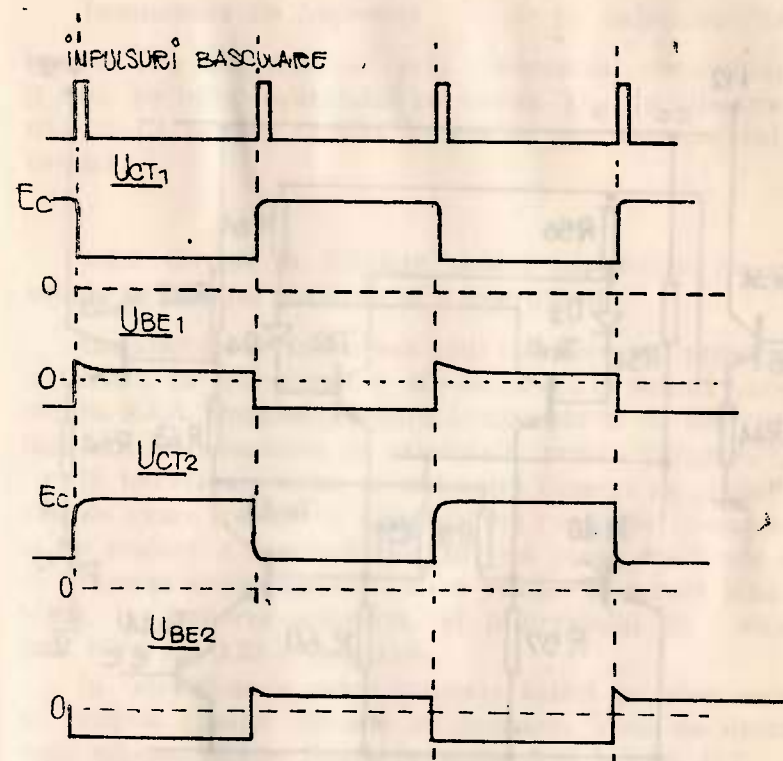


Fig.3.21. FORMELE DE UNDĂ CORESPUNZĂTOARE FUNCȚIONĂRII CBB DIN FIG.3.20

Un exemplu practic de utilizare a CCB descris este cel utilizat în C.I. tip MCA 640.

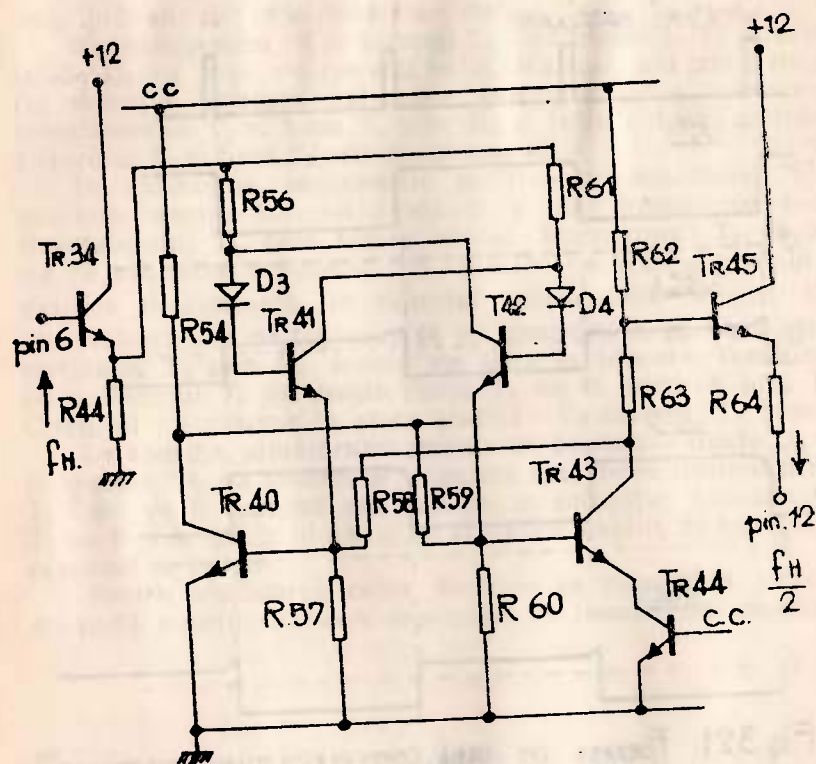


Fig. 3.22 C.B.B. din MCA. 640

Impulsurile de basculare sînt aplicate pe pin 6 a circuitului integrat, transmise spre cele două diode D_3 și D_4 și apoi, în modul descris mai sus, spre bazele tranzistoarelor Tr_{40} și Tr_{43} prin intermediul repetoarelor Tr_{41} și Tr_{42} .

Impulsurile de frecvență $\frac{f_H}{2}$ de pe colectorul tranzistorului Tr_{43} sînt aplicate, prin intermediul divizorului R_{62} și R_{63} , pe baza repetorului pe emitor Tr_{45} . Impulsurile oferite de CI pe pin 12 sînt transmise spre comutatorul secvențial.

3.2.3. Circuit de formare pentru impulsurile de axare, situate pe palierul posterior al stingerii linii.

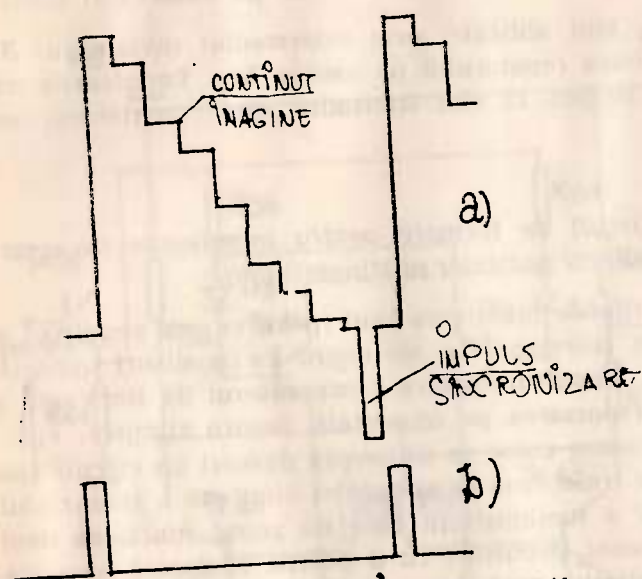
Impulsurile de întoarcere linii (pozitive sau negative) se utilizează în televizoarele alb-negru ca impulsuri „poartă” pentru RAA, impulsuri pentru comparatorul de frecvență și fază din sincronizarea pe orizontală, pentru stingere, etc.

În televizoarele color se utilizează deseori un circuit special de axare (refacerea componentei continue a semnalului) și de reglare a luminozității care nu poate funcționa decît în prezența unor impulsuri cu o poziție și durată bine stabilită, pe palierul posterior, al intervalului de stingere linii. (vezi fig. 3.23 la pag. 116).

În televizoarele color utilizate astăzi pe plan mondial se propun diferite circuite de formare. Vom da exemplul unei scheme relativ simple (vezi fig. 3.24 la pag. 117).

Impulsurile pozitive de întoarcere, de frecvența liniilor sînt transmise prin grupul R_2 , C_2 pe catodul unei diode Zener D_1 care limitează net impulsurile la valorile $-0,6 \div +10$ V. Aceste impulsuri vor asigura blocarea diodei D_2 pe durata întoarcerii și deschiderea ei pe durata porțiunii active a liniei (a cursei directe), cum arată fig. 3.25.

Circuitul oscilant format din L_1 și C_1 este realizat în așa



F323. POZITIA IMPULSURILOR DE AXARE
pe PALIERUL POSTERIOR AL STINGERII H

a) SEMNALUL DE LUMINANTA ÎNCLOSĂ STINGEREE ȘI
SINCROUZARE

b) IMPULS DE AXARE PE PALIERUL POSTERIOR

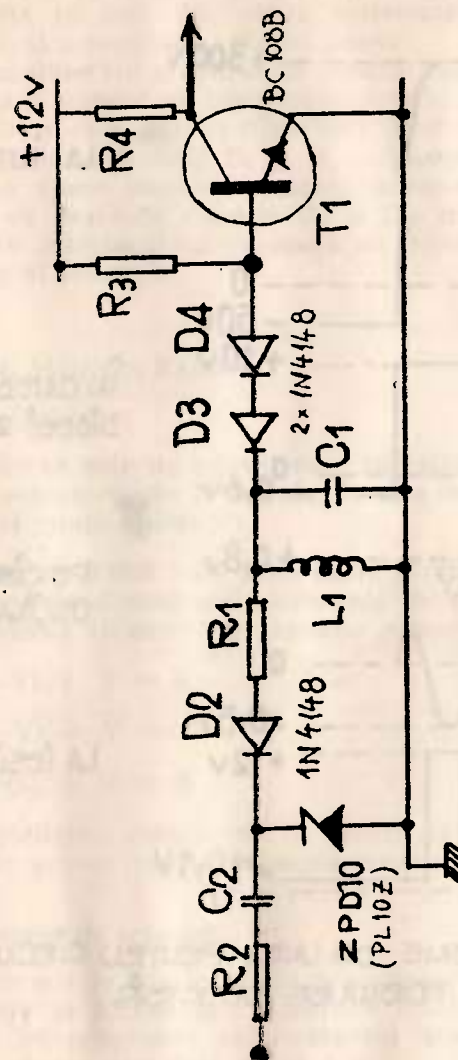


Fig. 3.24. Circuit de formare a impulsurilor de axare,
situate pe palierul posterior al stingerii.

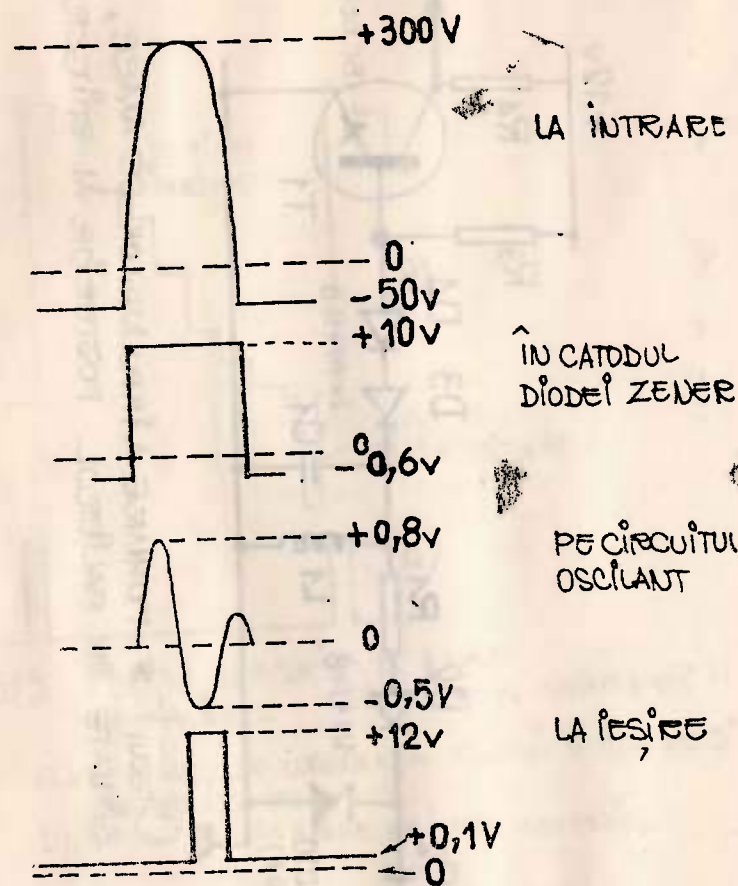


fig. 3.25 FORME DE UNDĂ PENTRU CÎRCUITUL DE FORMARE DESCRIS.

fel încît perioada oscilației proprii este ceva mai mică decît jumătatea spațiului de stingere. Oscilația va avea o amplitudine mare pe durata stingerii (a blocării diodei) și va fi amortizată în rest, din cauza rezistenței R_1 , a rezistenței diodei D_2 și a rezistenței diodei Zener.

Semnalul care a apărut în punctul cald al circuitului oscilant va fi aplicat pe baza tranzistorului T_1 care în absența impulsurilor este saturat (Curentul de divizor foarte mic nu poate deschide diodele D_3 și D_4 — acestea rămîn blocate).

Dacă apare impulsul descris, alternanța negativă a acestuia va deschide diodele D_3 și D_4 , tranzistorul T_1 va fi blocat. În colectorul lui va apare un impuls situat pe flancul posterior al stingerii.

3.2.4. Matricea R.G.B.

Generalități.

Matricea este un circuit care transformă prin operațiuni lineare semnalele de la intrare în alte semnale la ieșire pe baza unei relații biunivoce.

Matricea R.G.B. este acea parte a televizorului în culori care transformă semnalele diferență de culoare și semnalul de luminanță în cele trei semnale primare de culoare.

$$(R-Y) + Y = R$$

$$(G-Y) + Y = G$$

$$(B-Y) + Y = B$$

Majoritatea circuitelor de matriciere sînt realizate cu elemente active, ca de exemplu tranzistoare și circuite integrate.

Exemplu de schemă.

Deoarece în foarte multe televizoare color existente în exploatare se utilizează ca matrice R.G.B. circuitul integrat TBA530 ne propunem să prezentăm acest circuit, a cărui schemă internă este dată în fig. 3.26.

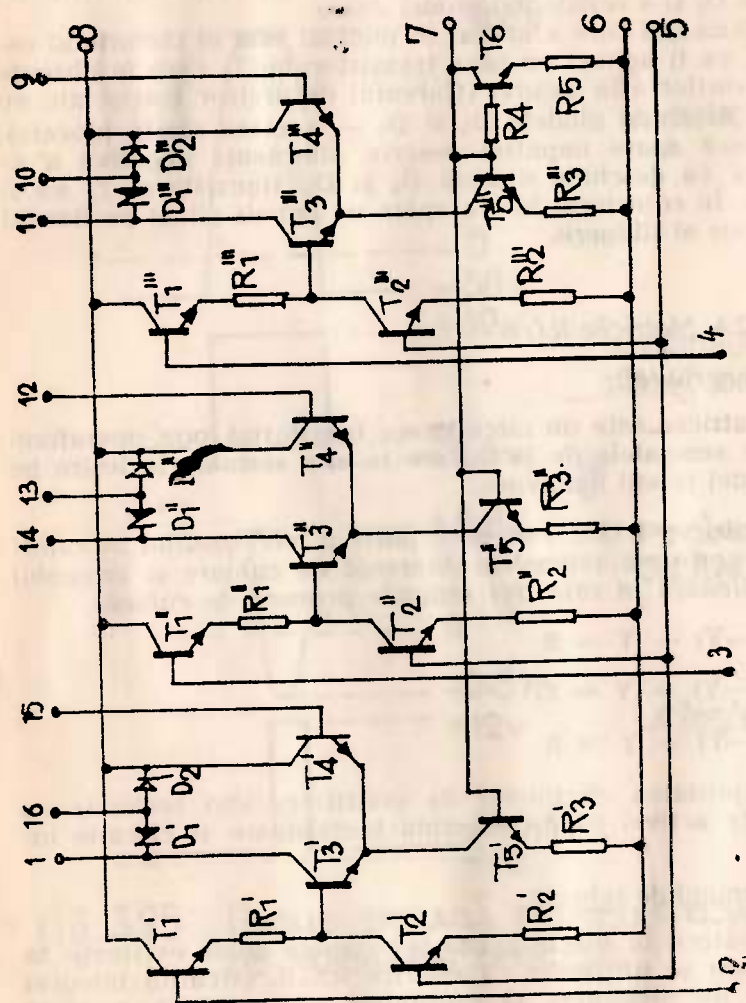


Fig. 3.26. Schema internă a C.I. nr. T.B.A. 530

Schema de utilizare a acestui C.I. cuprinde în plus componentele aferente ale circuitului precum și indicația referitoare la conectarea între matrice și etaje finale de culoare (fig. 3.27).

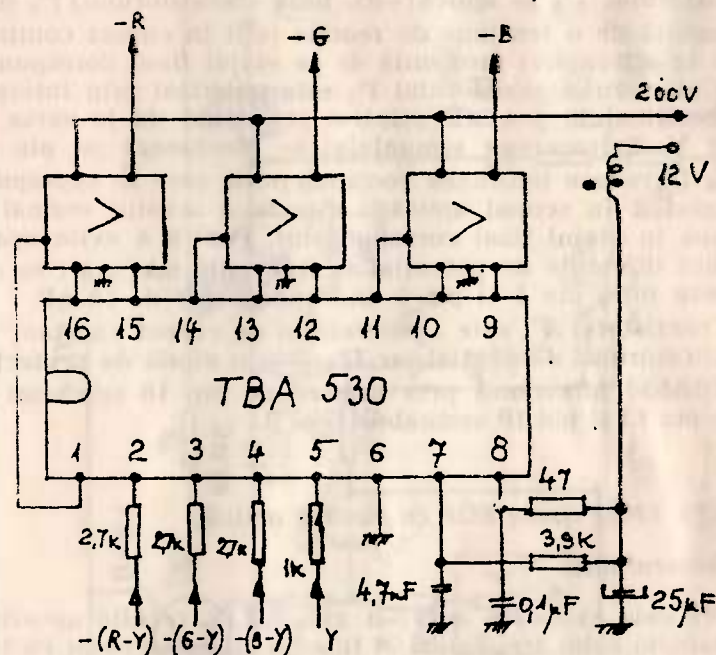


Fig. 3.27. Schema de utilizare pentru C.I. de tipul TBA 530

Se constată că circuitul cuprinde în principal trei secțiuni identice care transformă semnalul R—Y (respectiv G—Y sau B—Y) și semnalul Y în semnalul R (G sau B).

Tranzistorul T_1 este un repetor pe emitor pentru semnalul — (R—Y) asigurând o impedanță de intrare suficient de mare în matrice. Pe baza tranzistorului T_2 se aplică semna-

lul de luminanță Y, care va fi amplificat și inversat. În colectorul tranzistorului T_2 se efectuează operația :

$$-- (R-Y) - Y = - R$$

T_3 și T_4 formează un amplificator diferențial. Pe baza tranzistorului T_3 se aplică $(-R)$, baza tranzistorului T_4 fiind comandată de o tensiune de reacție (atât în curent continuu cât și în alternativ) provenită de la etajul final corespunzător. Colectorul tranzistorului T_3 este polarizat prin intermediul terminalulu 1 al CI printr-o rezistență de la sursa de $+12V$. Extragerea semnalului se efectuează pe pin 16. Dioda D_1 reduce tensiunea continuă peste care se suprapune semnalul R în scopul aplicării directe a acestui semnal la intrarea în etajul final corespunzător. Pentru a evita apariția unor diferențe de potențial la frecvențe mai mari se conectează între pin 1 și pin-6 un condensator de $10nF$.

Tranzistorul T_5 este „generatorul de curent constant” al amplificatorului diferențial, iar D_2 este o diodă de protecție.

TBA530 furnizează prin urmare pe pin 16 semnalul R, iar pe pin 13 și pin 10 semnalele G și B.

3.25. Etape finale RGB cu sarcină activă.

Generalități.

Din cele explicate în BT 8, cap. 8.2.12. rezultă necesitatea atacului celor trei catodi ai tubului cinescop color cu trei semnale primare de culoare cu amplitudini suficient de mari, perfect ponderate (pentru redarea corectă a albului) și suprapuse peste nivelele de curent continuu corespunzător ajustate (pentru asigurarea „punctului de negru”).

De asemenea, se impune necesitatea refacerii componentei continue a celor trei semnale R. G. B. prin procedeul de „axare”.

Exemplu de schemă.

Toate aceste funcțiuni se pot realiza cu ajutorul etajelor finale de tipul celui prezentat mai jos (vezi fig. 3.28).

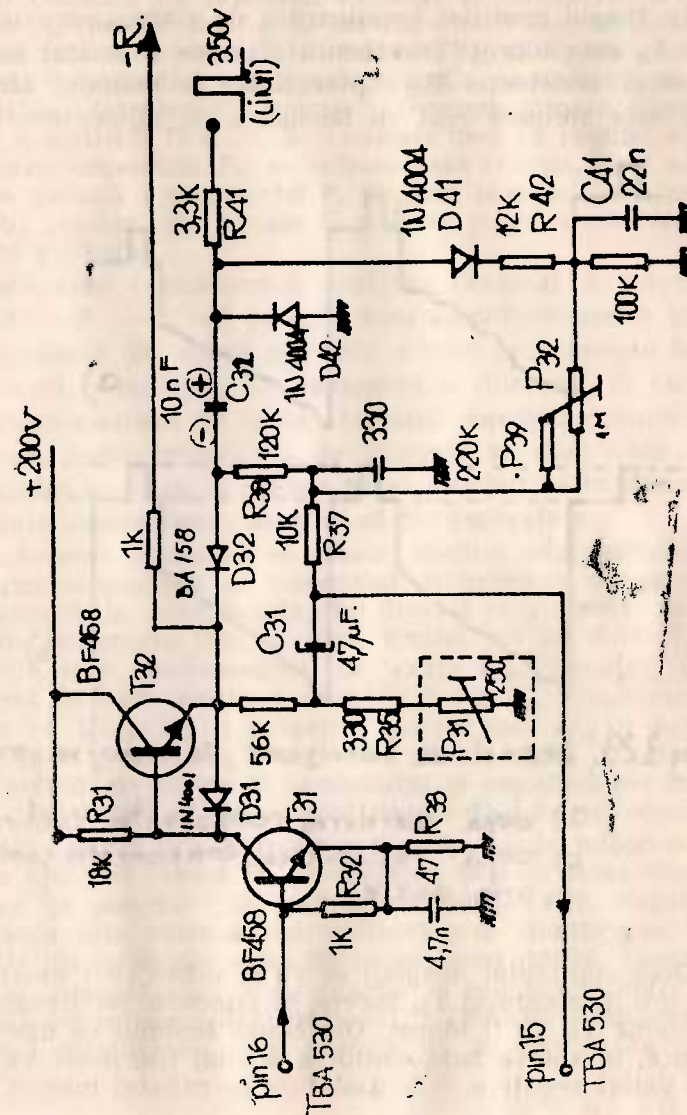


Fig. 3.28 ETAJ FINAL CU SARCINĂ ACTIVĂ ȘI AXARE

În această schemă tranzistorul T_{31} este amplificatorul propriu zis, în timp ce T_{32} este sarcina activă a acestuia.

În timpul apariției impulsurilor de sincronizare tranzistorul T_{31} este blocat. Tranzistorul T_{32} este polarizat prin intermediul rezistenței R_{31} ; potențialul pe catodul cinescopului este aproape egal cu tensiunea de alimentare.

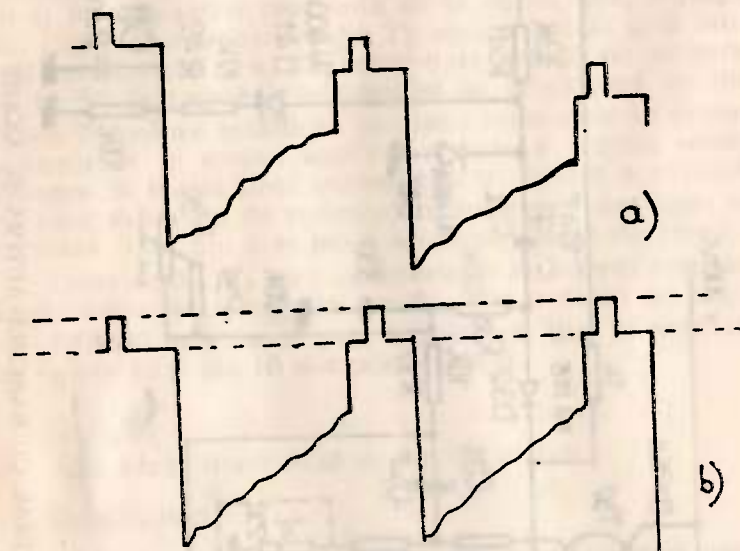


Fig. 329. Semnal de televiziune, în videofrecvență

- a) după pierderea componentei continue
b) după restabilirea componentei continue prin axare

Dacă conținutul imaginii se va modifica (vor apare porțiuni gri), tranzistorul T_{31} începe să conducă, iar tranzistorul de sarcină T_{32} va fi blocat. Din cauza faptului că dioda D_{31} conduce, tensiunea bază-emitor a acestui tranzistor va avea chiar valori negative. Potențialul de pe catodul tubului cine-

scop începe să se reducă (prin descărcare) urmînd ca pe ecran să se reproducă lunii mai luminoase.

Se constată că semnalul existent în colectorul tranzistorului T_{31} (practic deci și în anodul diodei D_{31}) se aplică în punctul cald al divizorului format de R_{34} și R_{35} în serie cu P_{31} . Prin intermediul condensatorului C_{31} se aplică semnalul divizat la „intrarea de reacție” (corespunzătoare semnalului R) a matricii TBA530. Se constată deci că reglînd valoarea potențiometrului P_{31} se influențează reacția, deci amplificarea globală a semnalului R. Reglînd și ceilalți doi potențimetri similari din etajele G și B se poate ajusta redarea corectă a albului.

Refacerea componentei continue (axarea) a celor trei semnale —R, —G, —B pe colectori amplificatoarelor finale, este necesară din cauza pierderii acestei componente în urma trecerii semnalelor de luminanță și diferență de culoare prin condensatoare de cuplaj. Înaintea pierderii componentei continue, toate intervalele de stingere și sincronizare ale semnalului se aflau la același nivel, urmînd ca în urma trecerii prin condensator, acestea să fie denivelate.

Refacerea necesară se poate efectua prin compararea nivelului semnalului pe intervalul de stingere cu un nivel de referință. În cazul montajului descris se utilizează un impuls de întoarcere linii, pozitiv, limitat jos cu dioda D_{42} și transmis spre condensatorul de axare C_{32} . Impulsul va fi suficient de mare pentru a deschide dioda D_{32} . Condensatorul C_{32} se va încărca (cu potențial pozitiv spre D_{42} și negativ spre D_{32}) la o tensiune U care este tocmai egală cu diferența între nivelul de negru al semnalului și amplitudinea impulsului. „Minusul” de pe anodul diodei D_{32} se va aduna cu „plusul” obținut prin detectarea impulsului de întoarcere linii cu ajutorul diodei D_{41} . Însumarea acestor două tensiuni se face în punctul „de jos” al rezistenței R_{38} . Tensiunea rezultantă este pozitivă, dar reflectă prin modificarea ei abaterea nivelului de negru de la valoarea dorită. Tensiunea aceasta, adunată cu cea de reacție în regim alternativ este aplicată pe intrarea de reacție a CI. TBA530. Astfel se corectează instantaneu orice abatere de la nivelul de negru corect.

Este comod să se utilizeze circuitul descris și pentru reglajul „punctului negru”. Aceasta se realizează prin ajustarea tensiunii pozitive cu potențiometrul P_{32} .

Circuitul de axare descris are avantajul că se corectează toate abaterile, inclusiv cele datorate variațiilor tensiunii de alimentare și a modificărilor unor parametrii cu temperatura. În acest fel nu mai este necesar ca etajele finale să fie alimentate la tensiune stabilizată.

3.3. Circuite specifice, utilizate în televizoare în culori SECAM.

În BT 8 s-a arătat modul în care sistemul de televiziune în culori SECAM rezolvă transmisiunea simultană a semnalului de luminanță și a semnalelor diferență de culoare prin modularea în frecvență a două purtătoare distincte. Deoarece acest tip de modulație nu se utilizează în cazul sistemului PAL vor exista câteva tipuri de circuite în SECAM, specifice acestui sistem.

3.3.1. Circuitul clopot.

Acest circuit selectiv utilizat în receptoarele de TV în culori SECAM este destinat extragerii semnalelor de cromaticitate din semnalul complex de TV în culori și compensării caracteristicii anticlopot a amplificatorului de cromaticitate din dispozitivul de codare SECAM, dezaccentuând semnalul de cromaticitate modulată.

Procedeul este invers celui de „preaccentuare IF” din dispozitivul de codare.

Conform celor descrise în BT 8, cap. 7.8 este necesară realizarea unei curbe cu funcția de transfer ca în fig. 3.30:

Din punct de vedere practic este ușor să se realizeze circuitul clopot cu ajutorul unui circuit selectiv, tip derivație.

Circuitele de decodare din receptoarele TV color SECAM se realizează deseori cu circuite integrate specifice. Asemenea circuite sînt și cele de tipul MCA640, MCA650, MCA660.

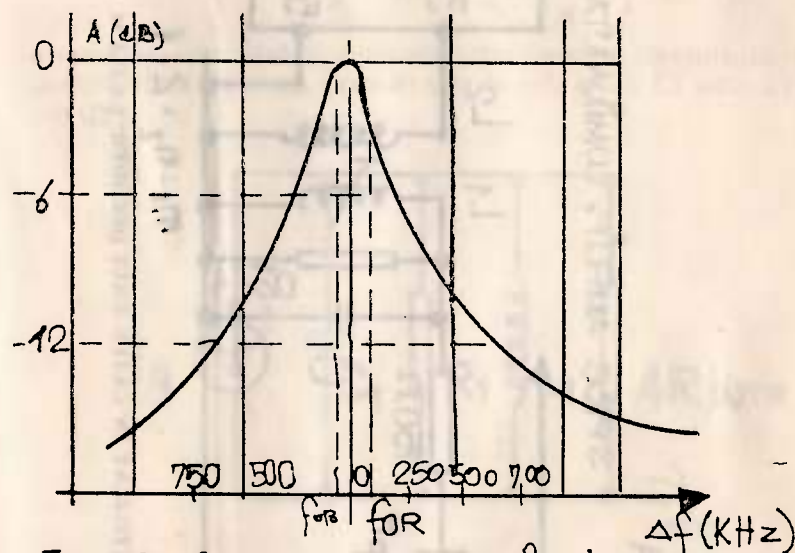


Fig 3.30. CURBA CLOPOT A CIRCUITULUI DE DEZACCENTUARE I.F.

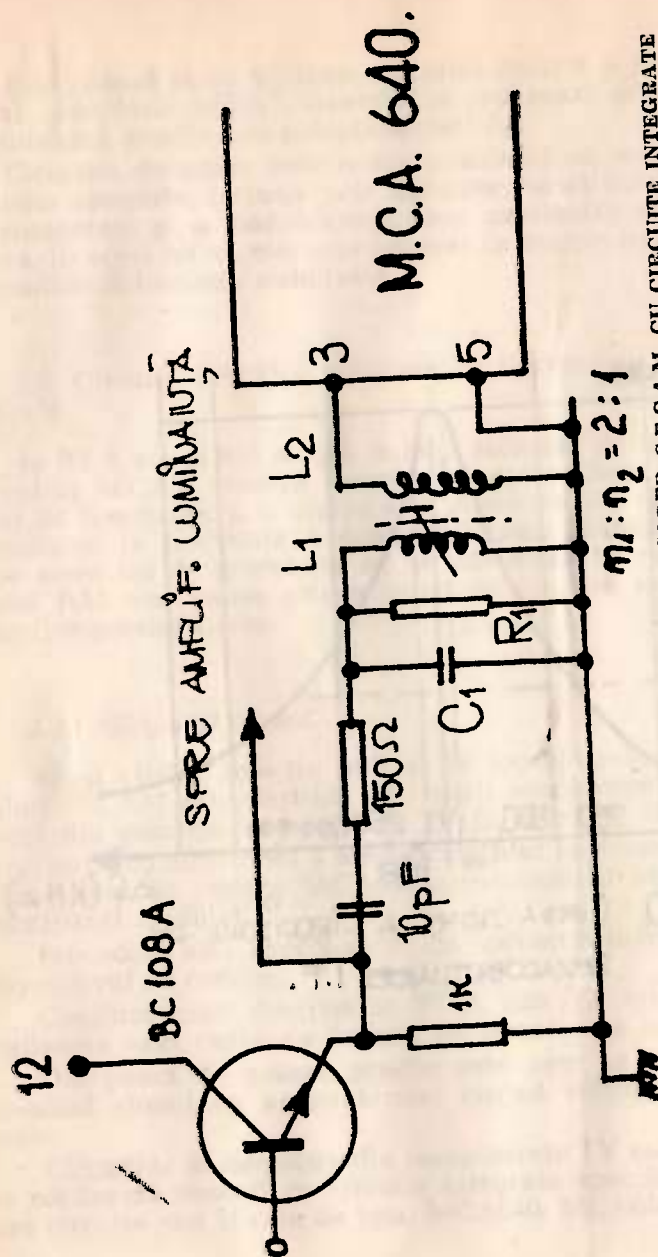


Fig. 3.31. CIRCUIT CLOPOT UTILIZAT ÎN CAZUL UNUI DECODER S.E.C.A.M. CU CIRCUITE INTEGRATE

Circuitul clopot este situat în fața primului amplificator-limitator, a cărui impedanță de intrare este de ca. 500 ohmi.

Pentru a reduce atenuarea circuitului oscilant de către rezistența de intrare a circuitului integrat, se realizează un cuplaj inductiv, strâns, cu raportul de transformare 2 : 1.

Deoarece :

$$\frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

atenuarea circuitului derivație din partea circuitului integrat devine 2 kohmi, (rezistența de intrare a CI este de cca. 500 Ω).

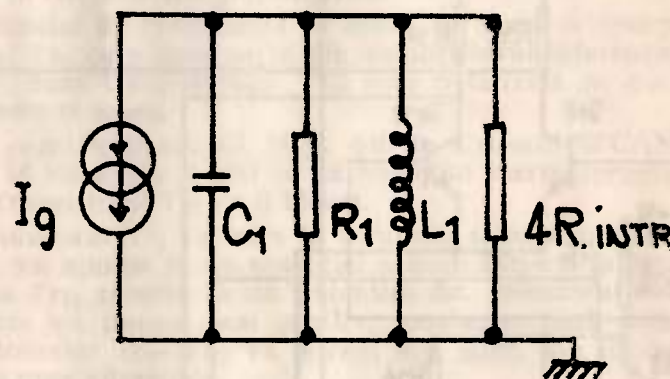


Fig. 3.32. CIRCUITUL ECHIVALENT AL CELUI PREZENTAT ÎN FIG. 3.31.

Din cauza cuplajului slab cu generatorul (10 pF), impedanța de generator nu trebuie să fie luată în considerare.

Din curba redată în fig. 3.30 rezultă o bandă la 3 dB necesară de ca. 280 kHz, ceea ce înseamnă că factorul de calitate necesar este :

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{0,28}{4,286} = 16$$

Rezistența totală de atenuare va fi practic :

$$R_p = 2 \pi f_0 L_1 Q$$

Dacă se alege în mod corespunzător R_1 și L_1 se va realiza curba de trecere dorită.

3.3.2. Limitatorul semnalului complex de cromaticitate.

În procesul de decodare realizat în televizorul în culori pe sistemul SECAM se limitează atât semnalul de cromaticitate

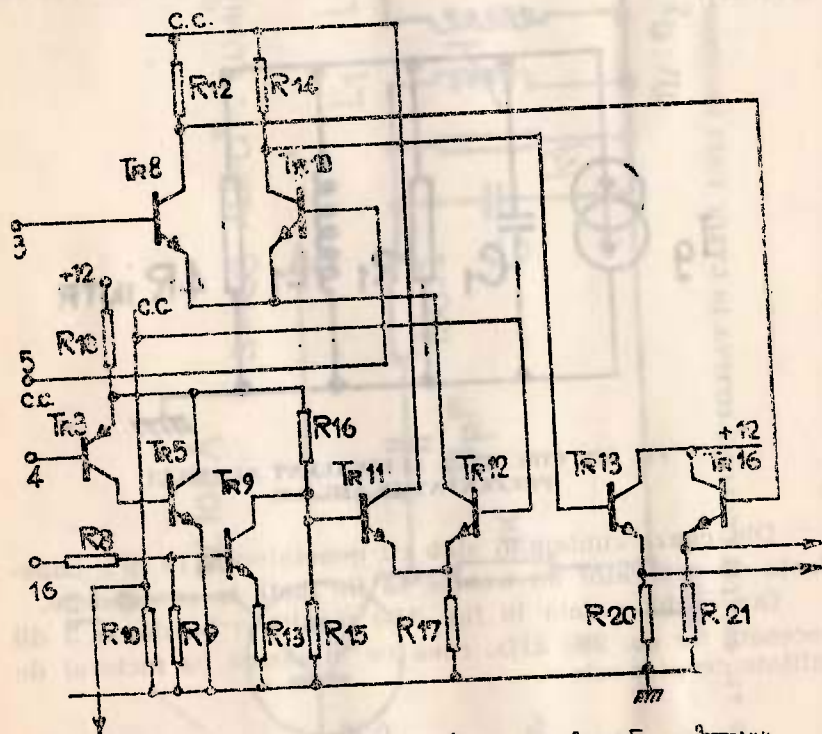


Fig. 3.33. Limitatorul semnalului de cromaticitate în sistemul SECAM, parte integrantă a CI tip MCA 640

după separarea sa din amestecul complex FBAS (SVCC) *, cît și separat, cele două semnale de cromaticitate, după separarea lor.

Aici vom prezenta problema primului limitator. Acesta îndeplinește următoarele :

— Egalizarea amplitudinii semnalului în urma trecerii acestuia prin AFI cale comună și a situării eventuale a acestuia parțial pe palier parțial pe flancul posterior al caracteristicii de frecvență a AFI—VS.

— Egalizarea amplitudinii în urma compensărilor aproximative ale curbei de dezaccentare IF.

— Egalizarea amplitudinii datorită fluctuațiilor amplitudinii semnalului recepționat.

În cele ce urmează vom prezenta un circuit limitator utilizat în circuitul integrat MCA640.

Semnalul de cromaticitate se aplică pe pin 3 și ajunge pe baza lui Tr_8 care face parte din amplificatorul diferențial limitator. Baza tranzistorului Tr_{10} este polarizată în c.c., iar în c.a. este la masă.

În cazul utilizării CI MCA 640 în sistemul SECAM, atât pin 16 cît și pin 4 sînt la un potențial foarte apropiat de masă. Tranzistorul Tr_9 va fi blocat.

Tranzistorul Tr_5 va intra în saturație și baza tranzistorului Tr_{11} va ajunge la un potențial scăzut. Din cauza faptului că baza Tr_{12} rămîne la un potențial fix, colectorul acestui tranzistor va deveni mai pozitiv, tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor Tr_8 — Tr_{10} va deveni mai mică. S-a produs limitarea unei alternanțe.

Ca o consecință a celor descrise mai sus, colectoarele tranzistoarelor Tr_8 și Tr_{10} vor deveni mai pozitive. Semnalul, acum cu polaritate inversă se aplică pe bazele Tr_{13} și Tr_{16} care sînt foarte apropiate de potențialul colectoarelor Tr_{13} și Tr_{16} , (adică tensiunea de alimentare). Limitarea se produce acum pe joncțiunile colector-bază.

Semnalul complet limitat va fi preluat din emitoarele Tr_{13} și Tr_{16} și prelucrat în continuare.

* SVCC = Semnalul video complex color.

3.3.3. Demodulatorul de fază.

Semnalele de crominanță modulate în frecvență vor fi demodulate cu ajutorul discriminatoarelor de fază, principiul de bază fiind proprietatea circuitelor acordate tip derivație de a introduce defazaje diferite în funcție de diferența între frecvența de lucru și frecvența de acord.

În BT 8 s-a explicat pe larg problematica transmiterii informației de crominanță prin realizarea unor deviații instantanee de frecvență care poate atinge 500 kHz.

Este deci necesar să se realizeze o caracteristică de demodulare („curba în S”) care să permită demodularea acestor semnale.

De asemenea este important ca:

- Distanța între „cocoase” să fie min. 1,2 MHz.
- Nelinearitate maximă de $\pm 5\%$ în zona deviațiilor nominale.
- Nelinearitate maximă de $\pm 25\%$ pînă la deviațiile maxime.
- Instabilitatea punctului de zero de max. ± 10 kHz.

Exemplu :

Circuitul analizat va cuprinde parțial CI tip MCA650 și unele componente aferente. (vezi fig. 3.34 de la pag. 133).

Demodularea semnalelor de crominanță în circuitul integrat MCA650.

Demodulatoarele utilizate în acest circuit integrat pentru semnalele F_{DR} și F_{DB} sînt identice și funcționează după principiul demodulatorului de fază (vezi fig. 3.35 de la pag. 134).

Demodulatorul va fi „atacat” atît de semnalul de crominanță propriu zis, cît și de semnalul care rezultă în urma defazării acestuia din urmă cu ajutorul unor circuite acordate pe purtătoarea respectivă.

Descriem demodulatorul pentru F_{DB} .

Un circuit derivație acordat, cu impedanța de generator și de sarcină pur rezistivă introduce un defajaz de 0° . În

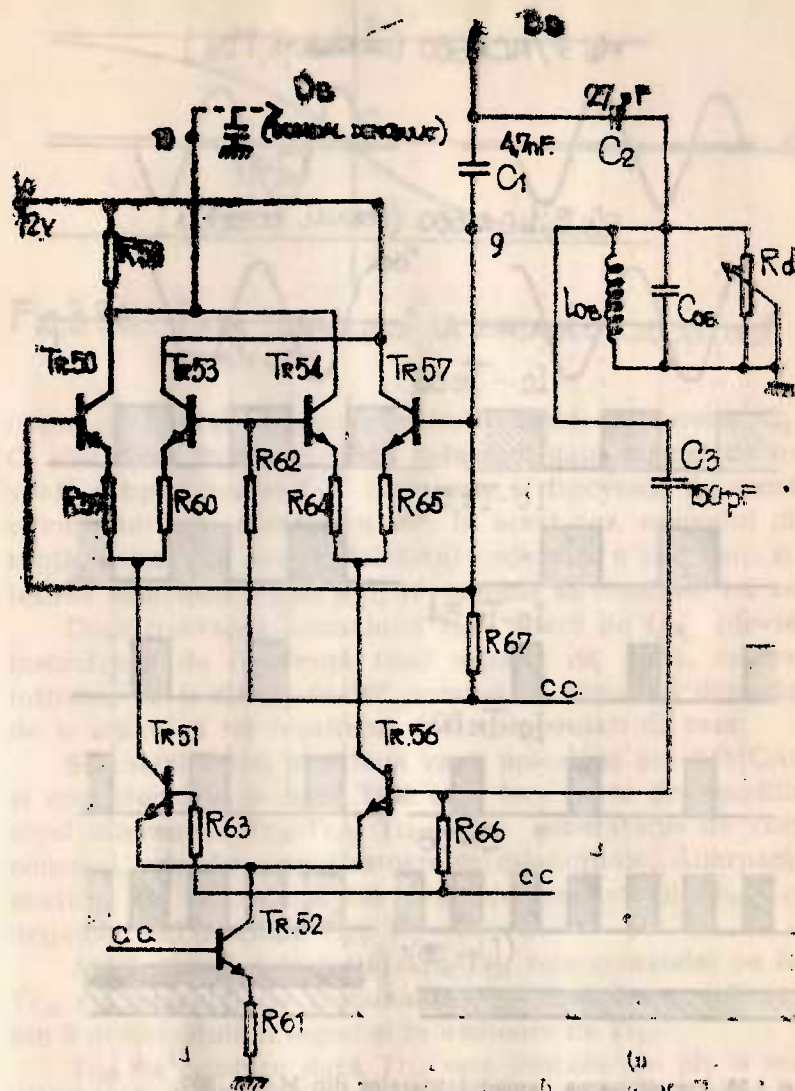


Fig. 3.34. Demodulatorul pentru F_{DB} CI tip MCA.650.

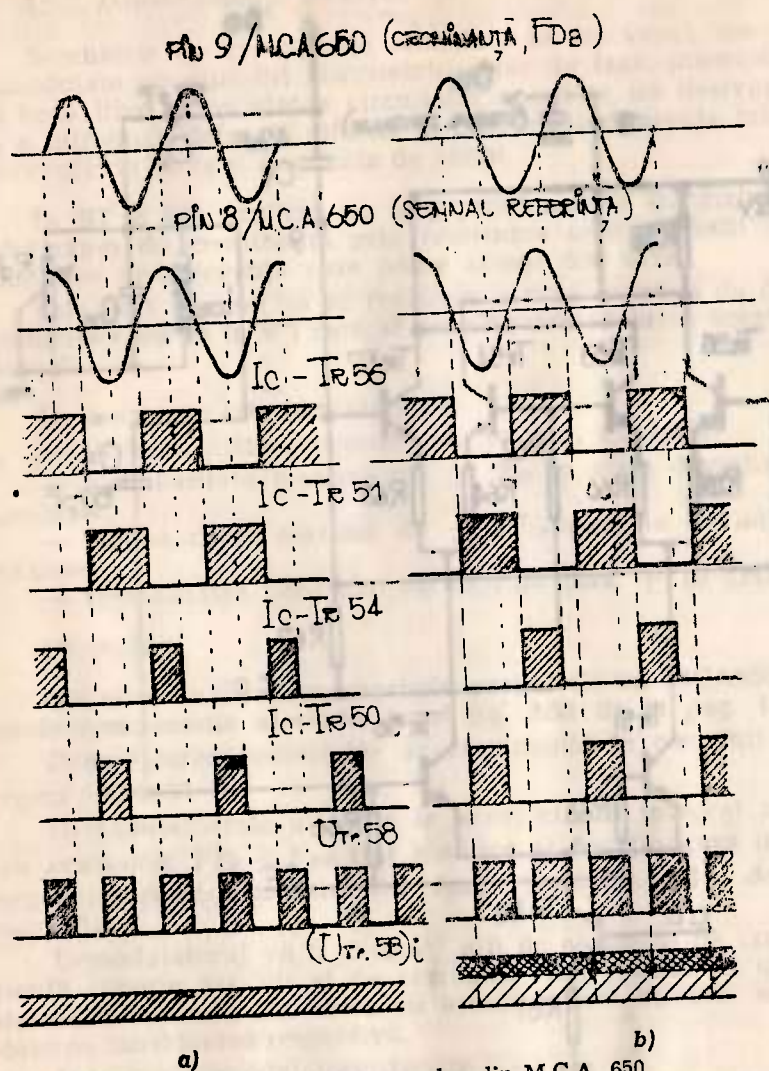


Fig. 3.35. Funcționarea demodulatorilor din M.C.A. 650.
a) Semnalul modulator zero, semnale de intrare la 90° ; la ieșire tensiune continuă.
b) Semnal modulator diferit de zero, semnale la intrare cu defazaj diferit de 90° ; la ieșire s-a modificat tensiunea.

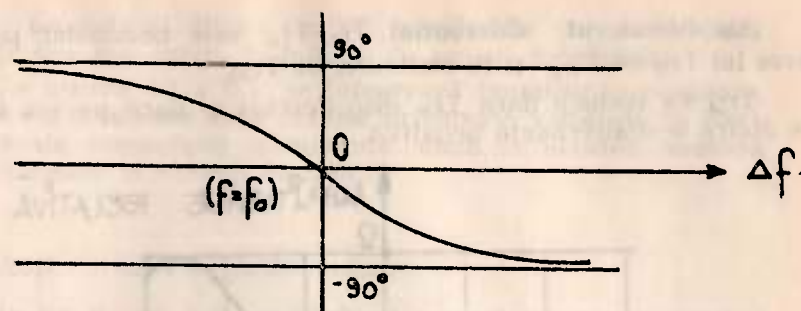


Fig. 3.36. Faza semnalului la bornele circuitului derivativ.

cazul circuitului prezentat, valorile condensatoarelor C_2 și C_3 sînt alese în așa fel încît defazajul unui semnal de frecvență subpurătoare f_{OB} (care este și frecvența de acord a circuitului) este defazat cu 90° . În acest caz, semnalul diferență de culoare din modulatorul coderului a fost zero și la ieșirea demodulatorului (pin 10) trebuie să rezultate tot zero.

Dacă frecvența semnalului f_{DB} diferă de f_{OB} , (deviația instantanee de frecvență fiind diferită de zero), defazajul introdus va fi diferit de 90° , urmînd ca semnalul demodulat de la ieșire să fie rezultatul unei demodulări de fază.

Semnalul astfel modificat va fi aplicat pe pin 8/MCA650 și apoi transmis pe baza Tr56 care face parte din amplificatorul diferențial Tr51-Tr56, Tr52 este generatorul de curent constant, specific amplificatoarelor diferențiale. Alternanțele pozitive ale semnalului vor deschide tranzistorul Tr56, cele negative vor deschide Tr51.

Amplificatorul diferențial Tr50-Tr53 este comandat pe baza Tr50 cu semnalul de crominanță F_{DB} nedefazat, aplicat pe pin 9 al circuitului integrat și în emitoare de Tr51.

Tr50 va conduce dacă Tr51 este deschis (pe pin 8 semialternanța negativă) și dacă pe pin 9 se aplică în același timp semialternanța pozitivă.

Amplificatorul diferențial $Tr_{45}-Tr_{57}$ este comandat pe baza lui Tr_{57} cu F_{DB} și în emitoare, de Tr_{56} .

Tr_{54} va conduce dacă Tr_{56} este deschis și dacă pe pin 9 se aplică semialternanța negativă.

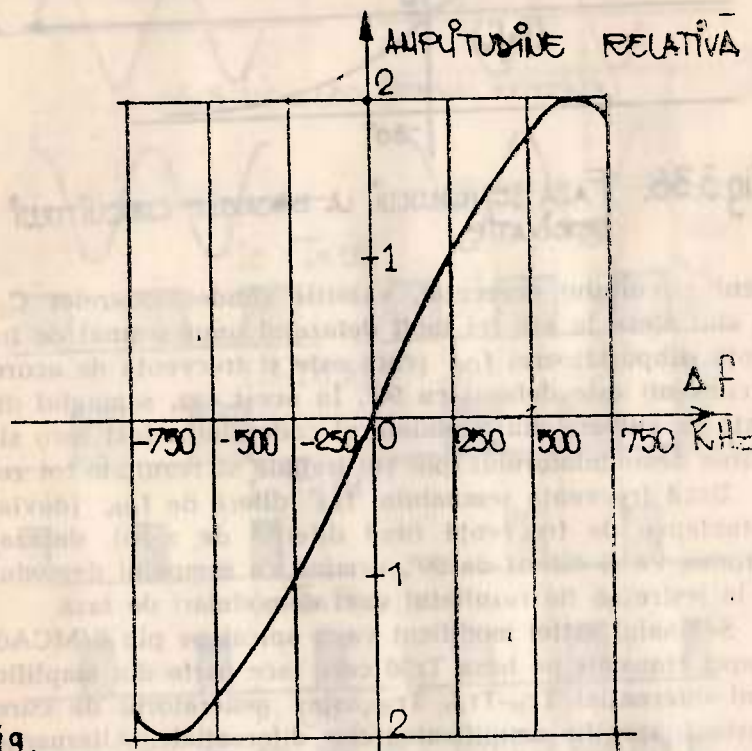


Fig. 3.37. CARACTERISTICA DE DEMODULARE NECESARA IN S.E.C.A.M

Suma curenților de colector prin Tr_{50} și Tr_{54} circulă prin rezistența R_{58} ; se provoacă astfel o cădere de tensiune pe această rezistență care diferă în funcție de defazajul între semnalele aplicate pe pin 8 și pin 9. Dacă acest defazaj este 90° Tr_{50} și Tr_{54} vor fi deschise câte un sfert de perioadă. Dacă

apare un defazaj diferit de 90° , impulsurile vor deveni mai scurte sau mai lungi, în funcție de sensul defazajului.

La ieșirea 10 a C.I. se integrează impulsurile rezultate, astfel că tensiunea care rezultă urmărește variațiile în frecvență ale semnalului cromatic, după ce acestea fuseseră transformate în variații de fază.

3.3.4. Circuite de dezaccentuare.

În BT 8 cap. 7.4. s-a explicat necesitatea preaccentuării de videofrecvență, efectuate asupra celor două semnale diferență de culoare ponderate D_R și D_B .

În receptor se utilizează după demodulatoare un circuit special care compensează această modificare a spectrului de frecvență a semnalului transmis.

Caracteristica necesară acestui circuit este arătată în fig. 3.38.

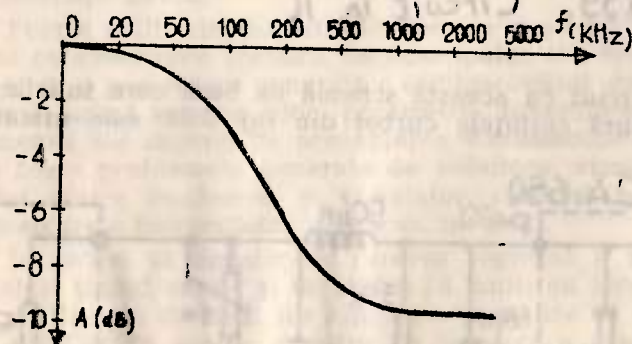


Fig. 3.38. CARACTERISTICA DE DEZACCENTUARE DIN RECEPTORUL DE T.V. COLOR S.E.C.A.M.

Firmele producătoare propun diverse circuite de dezaccentuare.

Acestea sînt de fapt filtre trece jos care realizează caracteristica din fig. 3.38 și atenuează complet subportătoarea

care rezultă, în afara semnalului util, demodulat la ieșirea discriminatorului.

Exemplu de schemă practică.

Deseori se utilizează circuite „în π (pi)” conform schemei de bază.

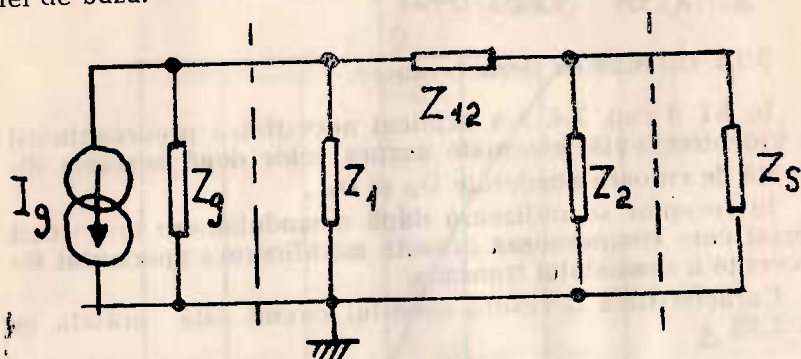


Fig. 3.39. Circuit în π

Un circuit cu această schemă de bază care satisface în bună măsură cerințele curbei din fig. 3.38. este următorul

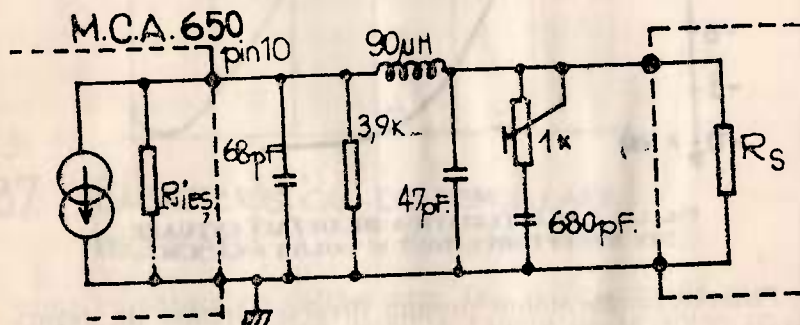


Fig. 3.40. Circuit practic de deaccentuare VF.

Capitolul 4

FOLOSIREA VOBULOSCOPIULUI

În BT 6 s-a descris sumar folosirea osciloscopului românesc E0101 aflat în dotarea RT județene. Între timp unele reprezentanțe au primit în dotare osciloscopia de calitate înaltă E102 a căror folosire este absolut identică, chiar mai ușoară deoarece însuși osciloscopul 102 este mai bun la sincronizare și stabilitate. Treptat vor fi dotate toate RT cu osciloscopia E0102.

Foarte mulți electroniști din Service și-au manifestat părerea că descrierea folosirii osciloscopului 101 trebuia însoțită și de o prezentare generală a osciloscopului ca aparat de măsură, adică schema bloc, parametrii, funcțiile interne. De asemenea s-a sugerat ca prezentarea vobuloscopului să conțină toate problemele generale de vobulare, vizualizare, raportul dintre osciloscop și vobulator, căile și posibilitățile de marcare a frecvențelor, sonde de tot felul.

Încercăm să satisfacem cererea legitimă a multor depanatori ținând seama și de faptul că mulți au absolvit școlile postliceale de mult, iar alții au o pregătire de autodidact. De altfel și în școlile noastre de formare a electroniștilor tehnica măsurării și aparatura de măsură a fost mai puțin învățată pentru simplul motiv că și școlile sînt modest dotate (mai ales sub aspect cantitativ) cu aparate mai bune.

Știind că toate aparatele de măsură fabricate acum în țară au o carte tehnică extrem de detaliată în care sînt prezentate absolut toate problemele necesare cunoașterii folosirii (parametri, schema bloc, schemele etajelor, modul de întrebuințare) nu vom repeta aceste date în BT ci vom căuta

să apropiem pe electronist de modul practic de folosire a acestor aparate în Service.

●● Nu de puține ori în Service este necesar reacordul căii comune de FI care este elementul absolut determinant în asigurarea calității imaginii oricărui televizor. Mai rar este necesar acordul selectorului de canale (numai dacă s-a umblat în mod necalificat la bobine și pobiționări).

Mai frecvent se cere reacordul căii de sunet, a demodulatorului de MF 6,5 MHz și foarte rar verificarea caracteristicii video în zona de frecvență cuprinsă între 0 și 6,5 MHz. Mai este necesar uneori acordul rejecției dop de 6,5 MHz care împiedică pătrunderea purtătoarei de 6,5 MHz spre catodul cinescopului.

Scopul acestui capitol este tocmai învățarea folosirii voblerului în TV.

4.1. VOBULOSCOPIUL

Prin vobuloscop se înțelege un aparat complex care conține în aceeași casetă :

- un vobulator (vobler)
- un osciloscop (oscilograf)
- un generator de marcare

1. VOBULATOR (vobler) este un generator vobulat de RF care acoperă o gamă de frecvențe, de obicei cuprinzând :

- a) domeniul de FI—MA : 440 ... 480 kHz
- b) domeniul de FI—S : 5 ... 7 MHz
- c) domeniul de FI—MF : 10,5 ... 11 MHz
- d) domeniul de FI—VS : 27,5 ... 42,5 MHz
- e) bandă I și II de TV : 48 ... 110 MHz
- f) bandă III de TV : 160 ... 240 MHz
- g) benzile IV și V de TV : 460 ... 800 MHz

● Prin vobulare se înțelege varierea automată a frecvenței în stînga și în dreapta frecvenței centrale de RF, astfel că la ieșirea de RF a voblerului se oferă o tensiune sinu-

soidală a cărei frecvență variază în ritmul a 50 Hz (de regulă). Amplitudinea tensiunii sinusoidale este constantă dar frecvența variază într-o bandă de frecvență mai largă sau îngustă reglabilă manual după necesitate, numită deviație de frecvență sau bandă de vobulare.

De exemplu pentru acordul prin vizualizare a caracteristicii de trecere a unui amplificator de FI—MA de 455 kHz, tensiunea sinusoidală de RF debitată de vobler se stabilește de $f = 455$ kHz, iar deviația de frecvență la ± 10 kHz față de 455 kHz ca urmare, frecvența semnalului de RF variază în ritmul a 50 Hz între 445 kHz și 465 kHz, ceea ce înseamnă că domeniul de vobulare sau excursia de frecvență este de 20 kHz.

● În cazul alinierii caracteristicii globale de FI—VS, frecvența centrală a voblerului se stabilește la cca. 35 MHz iar excursia frecvenței (deviația de frecvență) se reglează la 15 MHz (între 27,5 și 42,5 MHz).

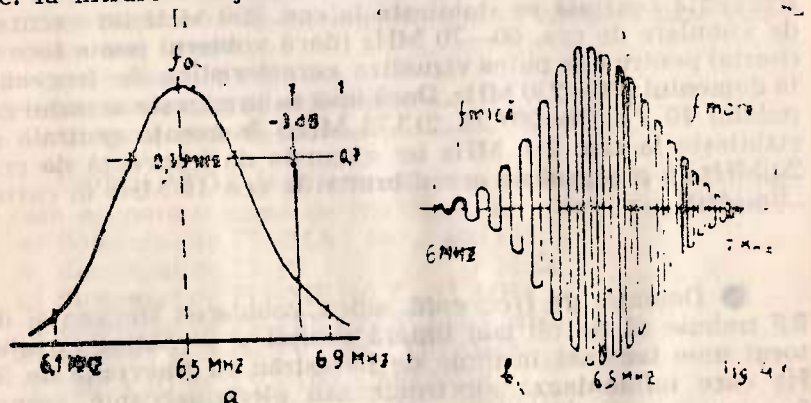
Tot așa, pentru acordul circuitului de intrare al unui selector de canale cu ajutorul vobulatorului, în banda III TV, frecvența centrală se stabilește la cca. 200 MHz iar excursia de vobulare de cca. 60—70 MHz (dacă voblerul poate face aceasta) pentru a se putea vizualiza caracteristica de frecvență în domeniul 170—230 MHz. Dacă însă se urmărește acordul canalului 10 TV ($f_i = 207,25 \dots 213,75$ MHz) frecvența centrală se stabilește la cca. 210 MHz iar excursia de frecvență de cca. 20 MHz în procesul de acord brut și la cca. 10 MHz în cursul „finisării”.

● Deviația de frecvență, adică vobularea frecvenței de RF trebuie să fie cît mai liniară posibil și se obține cu ajutorul unei tensiuni în dinte de fierăstrău cu frecvența de 50 Hz care influențează electronic sau electromecanic asupra frecvenței oscilatorului de RF al voblerului. Liniaritatea vobulării asigură reproducerea fidelă pe axa orizontală a curbei de trecere. Mai simplu vobularea liniară asigură o scară liniară de frecvență ; astfel dacă osciloscopul cu care se vizualizează curba are $\varnothing 100$ mm iar excursia de vobulare este

este de 20 MHz, pentru fiecare 5 mm a axei orizontale a ecranului corespunde o diferență de 1 MHz. Domeniul de vobulare se poate regla continuu sau în trepte, de ex. la 5, 10, 15, 20 MHz.

● *Tensiunea de RF vobulată* debitată de oscilatorul voblerului de cca. 50—100 mV eficace și este trecută (în interiorul voblerului) printr-un atenuator rezistiv cu trepte sau cu acționare continuă care permite dozarea semnalului vobulat ce ajunge la borna de ieșire a voblerului în limite largi, de regulă cam de 60 dB (1000 ori). Astfel, dacă tensiunea maximă este de 50 mV iar atenuatorul voblerului este așezat pe poziția de 40 dB, înseamnă că atenuarea este de 100 ori iar la borna ieșire se obține un semnal vobulat de 0,5 mV eficace (cca. 1,4 mV_{VV}).

● De la ieșirea voblerului semnalul se aplică prin intermediul (unei sonde de injecție cu condensator separator de c.c. la intrarea etajului ce urmează a fi acordat. Etajul am-



plificator analizat, amplifică semnalul vobulat mai mult în zona de rezonanță a circuitului acordat și mai puțin spre „marginile” caracteristicii de trecere. Ca urmare, de fapt, semnalului de RF i se aplică o modulație de amplitudine pro-

porțională cu forma curbei de răspuns a circuitului selectiv din etajul examinat. De pildă la un AFI—S cu frecvența centrală de 6,5 MHz și banda de trecere de cca. 0,3 MHz la —3 dB (vezi fig. 4.1.a), semnalul vobulat va fi amplificat maxim la $f_0 = 6,5$ MHz și foarte puțin amplificat la frecvențele laterale de ex. la 6,1 MHz (jos) și 6,9 MHz (sus), așa cum se arată în fig. 4.1.b.

● Prin urmare la ieșirea etajului de FI—S se poate culege semnalul de RF vobulat și întretimp modulat în amplitudine corespunzător caracteristicii de trecere a circuitului selectiv.

● Semnalul vobulat (modulat în frecvență și în amplitudine) de la ieșirea etajului analizat se culege prin intermediul unei sonde detectoare (detector de MA) după care rezultă înfășurătoarea curbei de selectivitate ca cea din fig. 4.1.a. După modul de conectare a diodei detectoare din sondă se face detecția alternanțelor pozitive sau a celor negative obținându-se o tensiune cu frecvența de vobulare (50 Hz) și care ca formă reproduce fidel caracteristica (curba) de selectivitate a etajului analizat. Curba de selectivitate se vede pe ecranul osciloscopului ca o oscilogramă.

● *Tensiunea detectată are deci forma caracteristicii de selectivitate* și se repetă cu frecvența de 50 Hz, deci poate fi aplicată la intrarea amplificatorului vertical a unui osciloscop. Osciloscopul permite împreună cu voblerul vizualizarea caracteristicii amplitudine-frecvență a etajului sau subansamblului ce urmează a fi acordat.

Baza de timp a osciloscopului este comandată de regula de frecvența rețelei sau de un submultiplu al acestuia (de ex. 25 Hz sau 10 Hz).

Vobulatorul nu are un osciloscop încorporat în aceeași casetă și necesită conectarea la orice osciloscop separat, de ex. E0101 sau E0102.

Vobuloscopul conține în aceeași casetă și un osciloscop mai modest (osciloscop de AF).

The diagram illustrates the internal components and signal flow of a television receiver. Key elements include:

- Inputs:** Intr. Y (Vertical), Intr. X (Horizontal), Sincr. internă, Sincr. SDR, Sincroniz. EXTERNĂ, Sincroniz. LIBERĂ, Intr. X, Semnal ext., and Comut. mod de lucru al amplif. X.
- Processing Blocks:** Atenuator, Amplificator vertical (Y), AMPLIF. DE SINCRONIZ., Gen. pt. bază timp., Amplificator orizontal (X), and Bloc FIT 1 3KV.
- Control and Timing:** Reglajul frecvenței bazei de timp, BT, and Uacc.
- Output:** The signal is sent to a speaker and a power supply section.

FIG. 4.2.

144

Principalii parametri ai osciloscopului necesar pentru
vobulare :

— *Sensibilitatea verticală* este raportul dintre deplasarea spotului pe verticală și tensiunea aplicată la intrare: 10 mV/cm ...20 V/cm, comutabilă.

— *banda de frecvențe** 0—500 kHz (deoarece tensiunea vizualizată are $f = 50$ Hz);

— *baza de timp* reglabilă sau comutabilă: între 1 μ s și 1 milisecundă (ms);

— *impedanța de intrare*: rezistență de ordinul a 0,5—3 Mohmi și capacitate de ordinul a 3...50 pF;

— *sensibilitatea sincronizării*: 1...20 mV. (Este nivelul minim al semnalului de intrare, pentru care generatorul bazei de timp poate fi sincronizat cu acest semnal).

●● *Conectarea la osciloscop a semnalului detectat* obținut la ieșirea sondei demodulatoare se face direct la intrarea Y (verticală).

Spre deosebire de aceasta, atunci când la intrarea osciloscopului se aplică impulsuri sau tensiuni cu amplitudinea vîrf-vîrf mai mari la 200 V este necesară o sondă divizoare 10 : 1 de tip RC. Astfel, la osciloscopul E0102 se livrează sondă 10 : 1 (Philips sau Tektronix) care are un trimer de

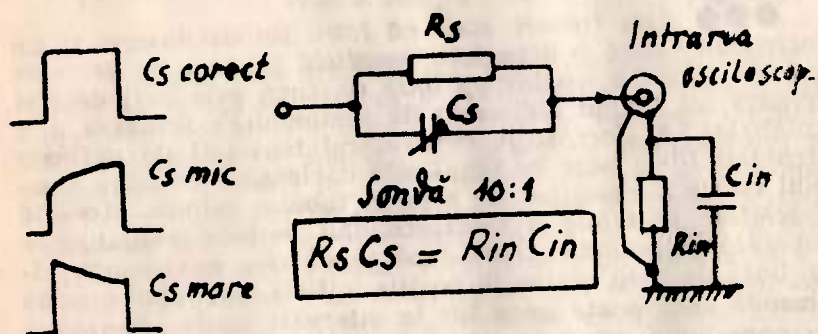


Fig. 4.3.

*) Dar pentru a vizualiza semnalul video complex de TV este necesar un oscilograf cu banda de frecvență a amplificatorului vertical de cel puțin 1—2 MHz. Tipul E0101 are 5 MHz, iar E0102 are 8—10 MHz.

echilibrare capacitivă prin rotire; în scopul ca semnalul de vizualizare să nu fie distorsionat (afectat ca formă). O sondă divizor 10 : 1 se poate confecționa cunoscând R_{in} și C_{in} ale osciloscopului (fig. 4.3.), respectîndu-se relația de egalitate; după cum e ușor de înțeles, pentru raportul 10 : 1 sînt necesare următoarele valori:

$$R_s = 10 R \quad (1 \text{ Mohmi la E0102})$$

$$C_s = 0,1 C \quad (40 \text{ pF la E0102})$$

Trimerul C_s este de valoare mică (0,5—3 pF) și se reglează astfel ca un semnal dreptunghiular cu $f = 10$ kHz să nu fie distorsionat deloc, adică să nu fie integrat, nici derivat și cu palier perfect orizontal așa cum se vede în fig. 4.3.

● *Etalonarea osciloscopului* (amplificatorul vertical) nu este critică în cazul vizualizării caracteristicilor de frecvență cu vobler. Totuși dacă osciloscopul nu are o tensiune internă (dreptunghiulară) pentru etalonare, se poate folosi o tensiune alternativă de 50 Hz de cca. 0,32 V_{ef} (atent măsurată cu avometrul) pentru etalonarea verticală a deviației pe ecran. (Oscilosoapele E0101 și E0102 au în interior o sursă de tensiune dreptunghiulară pentru etalonare — vezi BT 6 pag. 156). Aplicînd la intrarea osciloscopului tensiunea alternativă de 0,32 V_{ef} oscilograma pe ecran va avea amplitudinea de 1 V_v. Pentru a vedea pe oscilograf o dungă verde lată de 1 cm de exemplu, (1 cm = 1 V) se va fixa baza de timp pe frecvența de cîțiva kHz (perioada de 0,1—0,5 msec), mărindu-se în acest fel precizia etalonării.

4.3. **GENERATORUL DE MARCARE.** Frecvența scalei generatorului de RF vobulat este aproape întotdeauna insuficient de precisă pentru a ști exact frecvența centrală a vobuloscopului; aceasta pentru că precizia citirii cît și alune-cările inerente ale sistemului ax-buton-scală nu ne dau garanția că frecvența citită este aceeași cu frecvența generată de vobler.

● Pentru marcarea exactă a frecvenței centrale, voblerul are înglobat un generator de frecvențe fixe și foarte exacte obținute mai întotdeauna cu unul sau mai multe oscilatoare cu cuarț și un sistem de mixer cu filtre pasive.

Tensiunea sinusoidală de amplitudine relativ mică dar de frecvență exactă și stabilă (de ex. $f = 38$ MHz) dată de blocul de marcarea este dusă la ieșirea de RF a voblerului și parcurge împreună cu semnalul vobulat amplificatorul de FI—VS. La ieșirea din AFI—VS, are loc în sonda detectoare un amestec aditiv între tensiunea de marcarea și tensiunea vobulată (datorită caracteristicii neliniare a diodei de detecție). „Bătaia” dintre cele 2 frecvențe produce o frecvență diferență care apare pe curba oscilografiată sub forma unei oscilații cu amplitudinea de 5—10 mm suprapusă peste curbă. Acest „semn” pe oscilogramă este markerul de frecvență. Amplitudinea markerilor poate fi reglată manual la orice vobler.

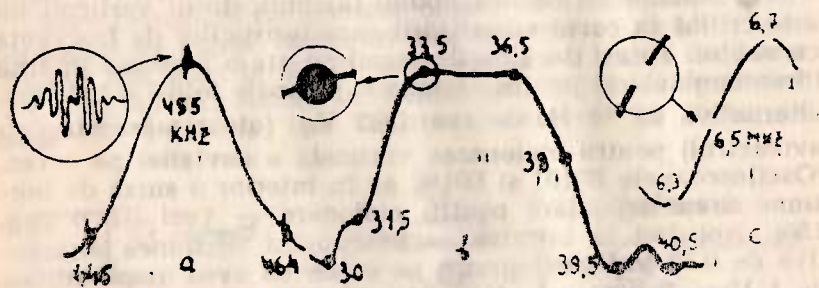


FIG 4.4.1

Blocul de marcaj al voblerelor de service ca de ex. TR—0813 oferă o serie de frecvențe fixe de pildă din MHz în MHz sau din 10 în 10 MHz; spre a deosebi markerii de 1 MHz de cei de 10 MHz aceștia din urmă se „fac” uneori de amplitudine mai mare. La voblerelor profesionale specializate pentru UIF, pentru FI—VS, etc., generatorul de markeri asigură marcarea exactă a multor frecvențe, de ex. a frecvenței fiecărui canal de FIF cu 2 markeri (fpi și fps adică purtătoare de imagine și purtătoare de sunet). La voblerul TELONIC 1011—IF folosit în fabricația de TV pentru acordul modulului de FI—

VS, blocul de marcarea oferă următorii 7 markeri de frecvență:

30; 31,5; 33,5; 36,5; 38; 39,5; 40,5 MHz

adică toate frecvențele „cheie” pentru acordul căii comune după norma OIRT. Markerii pot fi de tip „păsărică”, punct luminos sau „cu stingere” așa cum încearcă să sugereze fig. 4.4. Una sau cealaltă metodă de marcarea se realizează cu diferite sisteme de filtre și formatoare, scopul final fiind marcarea cât mai precisă a frecvenței pe curba de selectivitate, mai ales pe flancurile abrupte, cum este flancul lui Nyquist pe care „stă” purtătoarea de imagine și unde un marker de tip „păsărică” nu este prea indicat deoarece se cere ca purtătoarea să fie precis plasată la nivelul de 0,5 (—6 dB) cu o abatere de + 2%...—5%. Markerul „păsărică” are un spectru larg de frecvență rezultat din amestec care se suprapun și se combină cu curba oscilografiată îngreunând citirea De aceea un osciloscop mai modest (de bandă mai mică) redă pe ecran o curbă de selectivitate mai curată căci combinațiile de frecvență mai mare nu sînt amplificate și nu mai apar pe curbă.

●● Marcarea frecvenței la orice vobler este posibilă și prin injectarea unei tensiuni sinusoidale nemodulate de frecvență dorită dată de un generator obișnuit de RF, ca de exemplu PG1 sau PG2. Nivelul tensiunii (10...100 mV) pentru markerul extern poate fi ușor dozat din atenuatorul generatorului de RF, pînă cînd pe curbă markerul se distinge ușor. Injectia markerului extern se face la intrarea, pe traseul sau la ieșirea etajului analizat, în orice caz înainte de sonda detectoare.

●● Dacă se urmărește acordul unor rejecții, ex. 30 MHz; 39,5 MHz, 40,5 sau 6,5 MHz (spre cinescop) tensiunea generatorului de marcarea externă poate fi modulată în amplitudine cu $f = 400...1000$ Hz. Cu acest fel de marcarea se poate sesiza foarte comod acordul corect al oricărei rejecții, observînd minimul modulației de amplitudine a curbei de pe

ecranul osciloscopului. De pildă, reglajul detectorului de raport din calea de sunet se face optimal aplicînd o marcăre cu semnal de 6,5 MHz, MA cu 400 Hz și efectuînd reglajul secundarului cum și a potențiometrului de echilibrare a detectorului de raport pentru minimum de oscilație MA de 400 Hz pe ecran. La fel se face și acordul optim al filtrului dop de 6,5 MHz conectat între finalul video și catodul cinescopului.

Deci combinația dintre un vobulator, un bloc de marcăre și un osciloscop constituie un vobuloscop.

Pentru a putea fi folosit și separat, osciloscopul din unele vobuloscoape are uneori intrări separate pentru Y precum și celelalte organe de comandă: comutator de atenuare pe verticală, comutator și generator propriu de bază de timp pentru BO precum și buton pentru sincronizare. Un astfel de vobuloscop este aparatul TR—0813 fabricat în R.P.U. și aflat în dotarea multor laboratoare de Service din toată țara.

4.4. Vobuloscopul TR—0813 (Sweep* generator). Are următorii parametri principali:

— Domeniul de frecvență: 1—100 MHz; 160—240 MHz cu 2 ieșiri separate.

— Excursia de vobulare: minimă 0,5 MHz, maximă 10 MHz la capătul inferior și 15—20 MHz spre capătul superior al benzilor de RF.

— Tensiunea de ieșire (RF): 50 mV maxim, în banda de 1—100 MHz și 100 mV pe banda de 160—240 MHz cu atenuator continuu de 60 dB adică în raportul 1 : 1000 (prin urmare $U_{ies} = 0,05 \text{ mV}$ (50 μV)50 mV (1000 mV).

— Mărcarea frecvențelor: din MHz în MHz și din 10 în 10 MHz.

— Sensibilitatea osciloscopului: 50 mV/cm (pe scara 1 : și vert. gain la maxim) adică 25 mV/div.

— Tensiunea maximă de intrare Y a osciloscopului: cca. 500 V_v.

— Banda de frecvență a osciloscopului: cca. 20 Hz—300 kHz cu $\pm 3 \text{ dB}$.

*) Sweep = vobulare în 1. engleză, Sweep generator = generator vobulat (vobler).

— Diametrul ecranului: 70 mm cu caroiaj de 50 x 50 mm (1 div = 5 mm). Tubul catodic DG7—113A, cu luminiscentă verzuie. Remanența 50 msec. Schema bloc a vobuloscopului TR—0813 este arătată în fig. 4.5.

După cum se vede, vobulatorul cuprinde două oscilatoare:

— unul de frecvență fixă 160 MHz pilotat de cuarț

— unul cu frecvența manual variabilă între 160 MHz și 240 MHz, (de fapt 260 MHz) care este modulată în frecvență (vobulat) de către un generator acționat de tensiunea sinusoidală cu $f = 50 \text{ Hz}$ a rețelei.

Aceste două oscilatoare debitează asupra unui mixer la ieșirea căruia se obține un semnal vobulat cu frecvența egală cu diferența frecvențelor celor două oscilatoare.

Generatorul de marcăre produce markeri de 1 MHz și de 10 MHz. În banda 1—100 MHz sînt prezenți 11 markeri de 10 MHz, primul la 10 MHz, ultimul la 110 MHz, iar în banda de 160—240 MHz avem 12 markeri, primul la 150 MHz, ultimul la 270 MHz. Lărgimea markerilor de tip „păsărică” (birdy): cca. 250 kHz.

Panoul frontal al vobuloscopului 813 este arătat în fig. 4.6.

Funcția butoanelor de comandă este următoarea:

1 — Oprit (OFF), pornit (ON) și reglarea strălucirii spotului.

2 — Deplasarea spotului pe orizontală (centrare orizontală).

3 — Deplasarea pe verticală a liniei orizontale trasată de spot.

4 — Reglajul focalizării spotului.

5 — Ecranul osciloscopului ($\varnothing 70 \text{ mm}$).

6 — Amplitudinea markerilor de frecvență pe curba vizualizată.

7 — Comutator pentru domeniul de frecvență al vobulatorului: 160—240 MHz sau 1—100 MHz (Sweep range = domeniu de frecvență vobulată).

Comutator pentru frecvența bazei de timp (neetalonat), avînd 5 poziții pentru baza de timp (kipp frequency): 1, 2, 3, 4, 5.

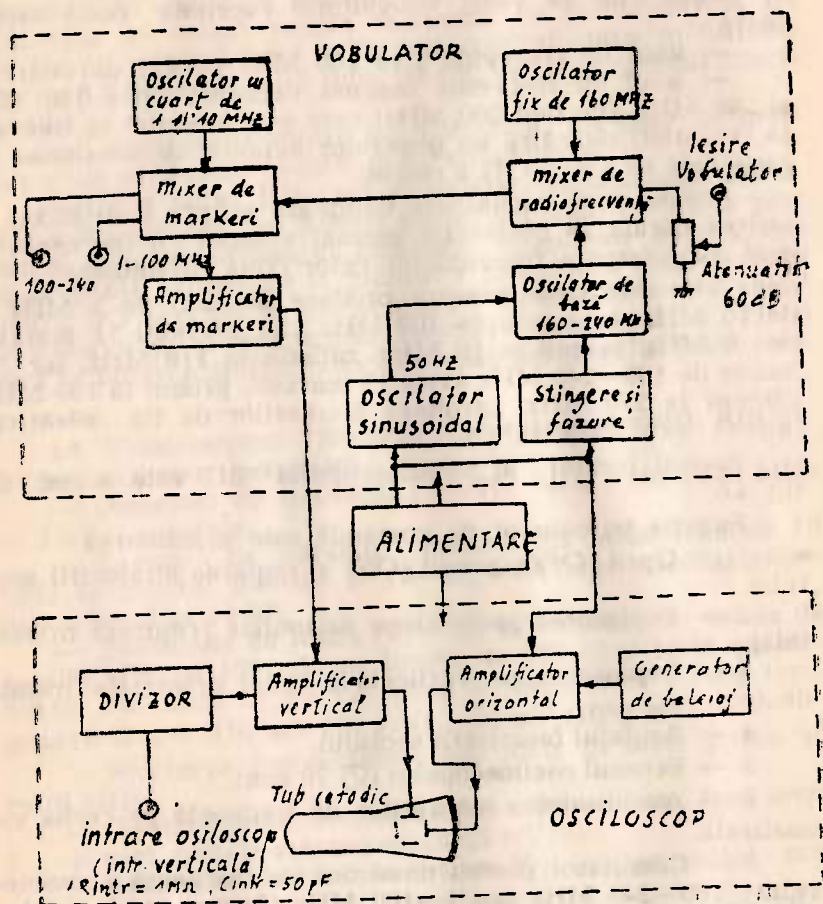


FIG. 4.5.

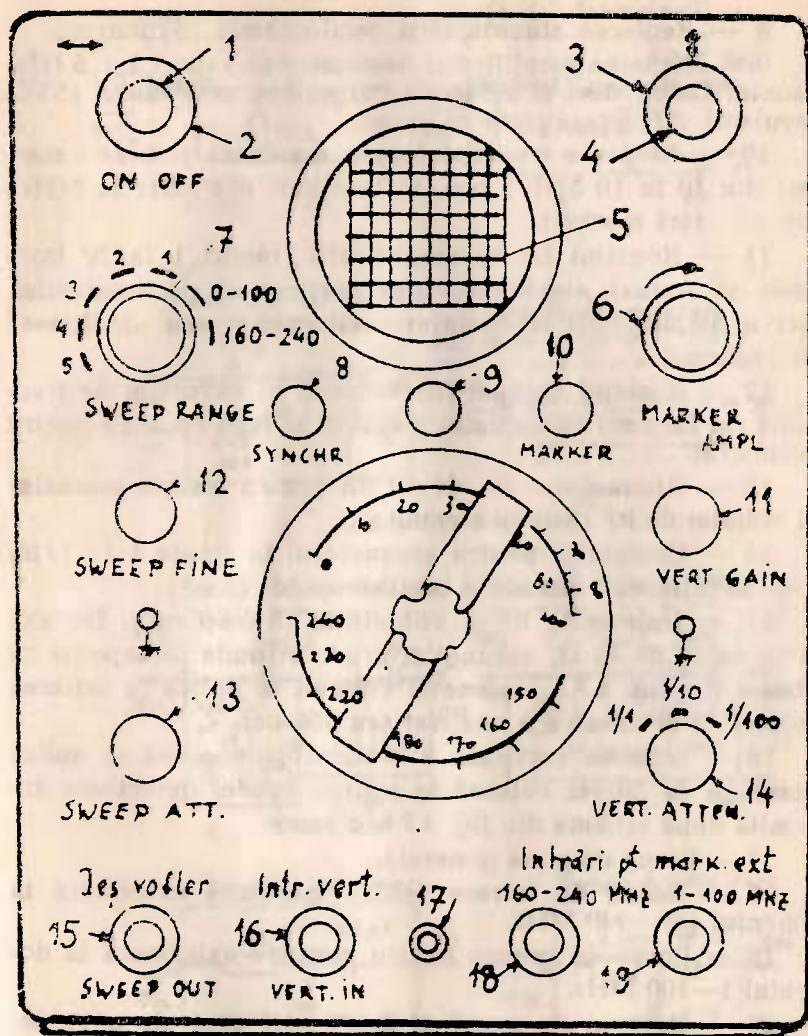


fig. 4.6.

Pentru 50 HZ și BV poz. 1 ; pentru BO (15625 Hz) poz. 4.

8 — Reglarea sincronizării oscilogramului (Synchron).

9 — Reglarea amplificării orizontale în raport 1 : 5 (Horizontal Gain), deci și a lățimii curbei sau semnalului (SVC, impulsuri, AF) vizualizate pe ecran.

10 — Alegerea frecvențelor de marcare : poz. 10 : markeri din 10 în 10 MHz ; poz. 1 : markeri din MHz în MHz ; poz. off : fără markeri.

11 — Reglajul lin al amplificării (raport 1 la 30 între Amin și Amax) amplificatorului vertical al osciloscopului, deci a amplitudinii semnalului oscilografiat sau „înălțimea” oscilogramului.

12 — Reglajul manual (neetalonat) al excursiei de frecvență (al lărgimii domeniului vobulat) și lupă de timp pentru osciloscop.

13 — Atenuatorul lin de 60 dB pentru ieșirea semnalului vobulat de RF (Sweep attenuator).

14 — Comutator pentru atenuatorul în trepte 1/1 ; 1/10 ; 1/100 la intrarea verticală a osciloscopului.

15 — Ieșirea de RF a voblerului (Sweep out). De aici cu un cablu de 75 Ω , ecranat și printr-o sondă de injecție cu schema din fig. 4.7.a., semnalul vobulat se aplică la intrarea etajului ce urmează a fi analizat sau acordat.

16 — Intrarea verticală a osciloscopului. Aici se aplică tensiunea de 50 Hz culeasă la ieșirea sondei detectoare în-tocmită după schema din fig. 4.7.b, c sau e.

17 — Bornă de masă generală.

18 — Bornă de intrare pentru marcarea exterioară în domeniul 160—240 MHz.

19 — Bornă de intrare pentru marcare exterioară în domeniul 1—100 MHz.

20 — Butonul de acord al frecvenței centrale a voblerului.

21 — Buton de polaritate a oscilogramului (pe spatele voblerului, sus = pozitiv).

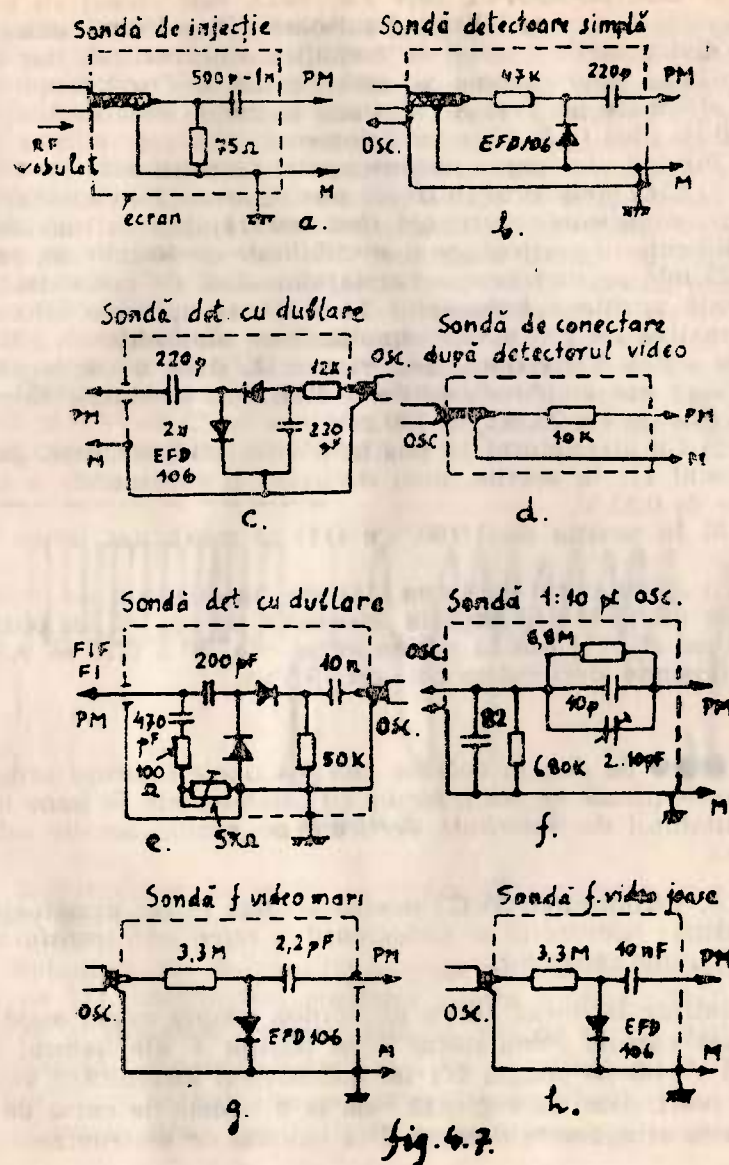


fig. 4.7.

5. **OSCILOSCOPUL DIN TR—0813**, este slăbuț cu toate că prezintă o sensibilitate bună (50 mV/cm) adică 25 mV/diviziune de caroiă la amplificatorul vertical, dar sincronizarea este greoaie și cam nestabilă. Osciloscopul nu are etalonare pe Y și X (tensiune și timp). Baza de timp de la 20 Hz până la 50 KHz, cu 5 domenii.

Privind etalonarea osciloscopului pe verticală:

1) Cu atenuatorul în trepte pus pe scara 1/1 (butonul 14) și cu amplificarea verticală (butonul 11) pus la maximum, amplificatorul vertical are o sensibilitate de 50 mV/cm, adică de 25 mV pe diviziune a caroiăului. Așa, de pildă dacă în această poziție a butoanelor 14 și 11 se aplică o tensiune alternativă de 200 mVv, amplitudinea sinusoidei va fi de 4 cm adică 8 diviziuni. Sau viceversa, dacă o oscilogramă oarecare are amplitudinea de 4 diviziuni, tensiunea respectivă este de $4 \times 25 \text{ mV} = 100 \text{ mV}$.

2) Cu atenuatorul 14 pus în poziția 1/10, și „vert. gain” (butonul 11) la maxim, unei diviziuni îi corespunde o tensiune de 0,25 V.

3) În poziția de 1/100, cu (11) la maximum, avem 2,5 V/div.

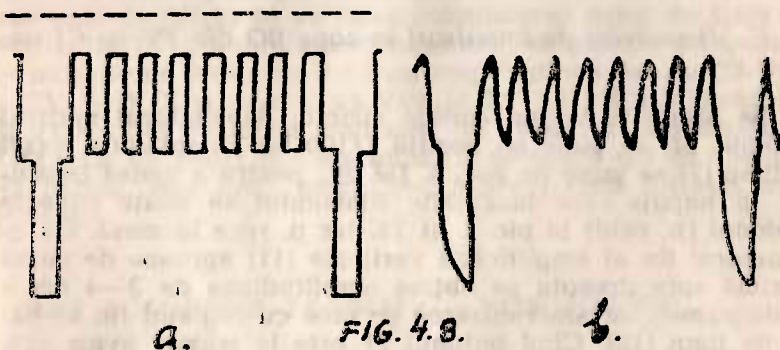
4) Atenuatorul continuu (11) are un domeniu de reglare de 30 dB (30 : 1). Aceasta înseamnă de ex. că în poziția 1/10, cu at. (11) pus la minim avem cca. $30 \times 0,25 = 7,5 \text{ V}$ pe diviziune deci putem citi cam 75 Vv.

●●● Se dau în cele de mai jos unele indicații privind măsurile uzuale ce pot fi făcute cu osciloscopul. Se pune întâi comutatorul de polaritate verticală pe poziția pozitiv adică în sus.

A. Vizualizarea SVC: pentru aceasta se fac următoarele pregătiri: televizorul se conectează la rețea prin transformator de rețea separator.

Intrare la borna 16 cu un cordon simplu având masă la ambele capete, comutatorul 7 pe poziția 4, atenuatorul intrării Y (14) pe poziția 1/1 iar atenuatorul amplificării verticale (vert. gain) se reglează cam la o șesime de cursă de la extrema stângă spre dreapta. Din butonul de sincronizare (8)

se sincronizează oscilograma cu înălțimea de 2—3 cm a semnalului video complex negativ. Din butonul (12) se reglează lupa bazei de timp astfel ca impulsurile de sincronizare să se afle la cca. 6 diviziuni unul de altul (butonul 12 aproape spre poziția maximă). Se va observa că impulsurile de sincronizare sînt integrate (rotunjite) pe flancul anterior ceea ce arată că osciloscopul are o capacitate de intrare mare iar banda de frecvență a amplificatorului vertical mică. Nu știm exact cît de mare este SVC decît dacă trecem cu butonul (14) pe poz. 1/10, butonul (11) la maxim. În această poziție avem 0,25 V/div., așa că dacă oscilograma SVC are 10 diviziuni, amplitudinea vîrf-vîrf este de cca. 2,5 Vv. În fig. 4.8.a se arată un SVC negativ (cam anormal) dat de mira TR—0809 și obținut la pic. 9 a FI—VS TV5—6 CI sau în M107 la TV—2 CI și acelaș SVC negativ, dar distorsionat văzut cu osciloscopul din TR0813.



B. Vizualizări pe cadre în TV cu CI (conectat cu cablu simplu fără sondă).

Butonul bazei de timp (7) se pune pe poz. 1, atenuatorul (14) pe 1/1, atenuatorul continuu pentru verticală (11) aproape de minimum (extremă stînga), axa de zero a spotului se așează din butonul (3) ceva mai jos de mijloc (cu 2—3 diviziuni de pe ecran). Din „synchron” butonul (8) și cu ajutorul „sweep fine” butonul (12) se sincronizează oscilograma.

— Se pot astfel vedea la TV2CI impulsurile de sincronizare verticală integrate pe C800 sau C801 (se văd impulsuri de polaritate negativă cu $f = 50$ Hz), se poate verifica funcționarea oscilatorului vertical (pe AD801) se vede oscilograma 21 cu impulsurile pozitive de cca. 20 Vv care comandă amplificatorul final de cadre. Oprirea pe loc a oscilogramelor se face din butonul (12) cu care se reglează de fapt frecvența bazei de timp.

— Oscilograma 24 de la TV2CI care arată tensiunea la bornele rezistenței de reacție negativă R821 și care reflectă exact forma curentului de deflexie verticală ce curge prin BDV, se citește punând masa cablului la tensiunea U4 și punctul cald la piciorul 2 al conectorului bobinelor de deflexie. Pentru a vedea bine tensiunea în d.d.f. se mărește amplificarea verticală din butonul 11 cam pînă la 1/3 din cursă cînd amplitudinea oscilogramelor va fi de cca. 4 cm, adică de 1 Vvv.

C. Vizualizări de impulsuri în zona BO din TV cu CI sau Sport.

Se folosește tot un cordon simplu. Atenuatorul vertical (butonul 14) se pune pe poziția 1/100 iar comutatorul bazei de timp (7) se pune pe poz. 4. De ex., pentru a vedea tensiunea în impuls care încălzește filamentul se poate conecta cordonul (p. cald) la pic. 1 al TK iar p. rece la masă. Cu atenuatorul lin al amplificării verticale (11) aproape de cursa maximă spre dreapta se obține amplitudinea de 3—4 cm a oscilogramelor, iar sincronizarea se face cu reglajul fin al bazei de timp (12). Cînd butonul 11 este la maxim avem cca. 2,5 Vvv pe diviziune, iar cam la 1/8 din cursă (spre minim) avem cca. 50 Vvv pe diviziune astfel că putem vedea impulsurile negative de cca. 220—230 Vvv de pe pic. 5 TL (se aranjează cam 4,5 div. pe verticală) și impulsurile de pe colectorul BU205 (pic. 2 TL, pozitive de 450—480 Vvv 10 diviziuni) sau de pe emitorul BU205 (pic 3 TL, negativ de 450—480 Vvv). Pentru a vedea clar tot impulsul se va deplasa din butonul (3) axarea pe verticală a oscilogramelor. Pe prefinalul de linii, pe colector vom vedea impulsuri, de cca. 140 Vvv (vezi oscilograma 14 de la TV2CI sau 13 de la TV5—6 CI). Tot așa se poate examina oscilatorul de linii

din TV Sport sau 2 CI, văzînd tensiunea aproape sinusoidală pe colectorul tranzistorului de reactanță (T700 la 2 CI), adică oscilograma 11; păstrăm atenuatorul în trepte pe poz. 1/100 iar atenuatorul 11 la maximum (2,5 V/div). Se va vedea o oscilogramă de cca. 5 diviziuni înălțime.

— Impulsul în N care sosește la mediana activă a comparatorului de fază (oscilograma 9 la TV 2 CI) poate fi verificat atunci cînd sincronizarea orizontală este nestabilă. De asemenea impulsurile de linii pozitive și negative care sosesc de la TL la brațele comparatorului (oscilogramele 8 și 10 la TV 2 CI).

D. Filtrajul tensiunilor de alimentare se poate verifica făcînd în prealabil o etalonare a deviației verticale cu o tensiune alternativă de cîtiva V sau în comparație cu un televizor bun. Atenuatorul 14 pe scara 1/100, iar (11) la maxim. Pentru a vedea pulsația alternativă de 50 sau 100 Hz pe primul elco de filtraj se va pune comutatorul bazei de timp pe poz. 1. La TV 2 5—6 CI pe primul elco se găsește o tensiune de pulsație de forma de d.d.f. cu amplitudinea de cca. 22 Vvv la TV 5—6 CI și de cca. 25 Vvv la TV 2 CI. Cu atenuatorul lin (11) spre maxim se văd cam 10 diviziuni (amplitudinea d.d.f.). La TV Sport se vede un d.d.f. de cca. 1 div. și $f = 100$ Hz (d.d.f. mai des), adică 2—2,5 Vvv, cînd filtrajul este normal.

4.6. FOLOSIREA TR—0813 CA VOBULOSCOPI.

Pentru a se acorda calea comună de frecvență intermediară (FI—VS) de la TV 2 CI, se fac următoarele pregătiri: TV alimentat prin trafo separator, vobuloscopul direct la priză.

1. Comutatorul 7 pe poz. 1—100 MHz; comutatorul de markeri (10) pe poziția 10 MHz; butonul de acord al generatorului vobulat (20) pe zona neagră de la 40 MHz, ajustînd butonul 12 astfel ca pe ecran să vedem linia de zero cu 2 markeri de 10 MHz: primul este cel de 30 MHz, în dreapta cel de 40 MHz. Eventual se poziționează din butonul 2 axarea orizontală pentru ca markerii să fie așezați exact la marginile caroiajului de 10 diviziuni.

2. Sonda de injecție T3 (ca cea din fig. 4.7.a) se conectează la borna de injecție PM2 a selectorului (de unde prin 0,5 pF semnalul vobulat ajunge în contact cu primul circuit acordat de FI (L14). Sonda de citire (simplă, fără detector) practic un cablu coaxial se conectează cu punctul cald la piciorul 9 al FI—VS (emitorul preamplificatorului video T103) adică M107, iar punctul rece la M108 (masă). Pe emitorul T103 suntem după dioda de detecție video și de aceea nu este necesară sondă detectoare. Se dau markeri de 1 MHz și se observă curba globală. Se deconectează puntea de fludor dintre piciorul 3 al modului și sistemul de RAA al TV și se introduce un potențiomtru de 10—15 K cu un cap la masă, celălalt la U_7 iar cursorul la piciorul 3. Se reglează pe cursor de tensiune de 15,5...16,5 V. În aceste condiții atenuatorul de ieșire pentru semnalul de RF, butonul 13, dacă este pus pe poz. 0 (nu atenuază deloc și aplică 50 mV la intrarea FI—VS) iar curba de selectivitate (chiar cu atenuatorul vertical 11 la minimum) este limitată sus și are o amplitudine de cca. 10 mm. Polaritatea curbei se comută din spatele voblerului (sus = pozitiv, jos = negativ). Punând însă atenuatorul de RF (13) pe poziția de atenuare de 10 dB (atenuatorul în trepte pe poz. 1/1) este necesară mărirea amplificării verticale din butonul 11 pînă cînd pe ecran oscilograma curbei are amplitudinea de cca. 3 cm (6 diviziuni). La un TV normal, cu butonul 11 cam la 1/6 din cursă curba are cam 6 diviziuni înălțime iar markerii de 1 MHz se văd limpede pe curbă. Amplitudinea markerilor se reglează din butonul 6, astfel ca ei să fie cam de 8—10 mm amplitudine; markerii prea mari pot deforma oscilograma. Dacă calea comună este bine acordată pe ecran se vede o curbă ca în fig. 4.9. la care markerul de 38 MHz „cade” pe flancul din dreapta cam la jumătatea înălțimii (nivelul de 0,5 sau —6 dB față de vîrf (3 diviziuni).

Mărind apoi amplificarea verticală cam pînă la jumătatea cursei (buton 11) se observă locul rejecțiilor de 30; 31,5; 39,5 MHz. Se vede bine doar rejecția de 31,5 care este de fapt trasă pe 31,7 MHz (așa trebuie) pentru a se crea o treaptă pe curbă pe care „să stea” purtătoarea de sunet. Abaterile admisibile ale curbei de FI—VS sînt arătate punctat pe fig. 4.9.

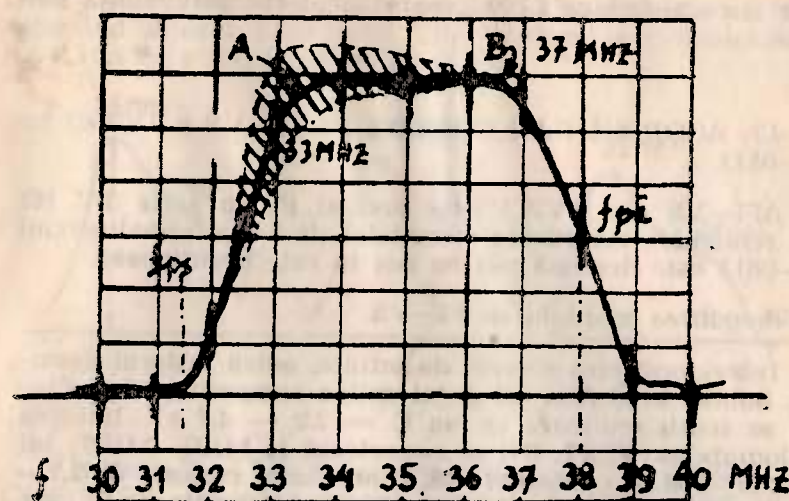


FIG. 4.9.

●● Dacă curba nu este ca cea din fig 4.9. se poate face corectarea :

— bobina de FI din selector produce bascularea stînga-dreapta și împreună cu L104 permite nivelarea celor două „colțuri” de sus (A și B) ;

— bobina L105 permite aranjarea palierului superior al curbei influențînd puțin și poziția cotului A. Un pic de depresiune între A și B sau un pic de cocoasă (în limitele unei diviziuni, nu deranjează) ;

— bobina L103 acționează asupra flancului lui Nyquist (dreapta) și trebuie astfel reglată încît flancul de 38 MHz să fie liniar ;

— bobinele L106 și L109 permit poziționarea purtătoarei de imagine (38 MHz) la nivelul de 0,5 (—6 dB) ; se menționează că L109 nu se poate acorda în nici un caz cu șurubelniță de fier căci se deformează grav curba globală, deoarece în L108—L109 nivelul semnalului este foarte mare ;

— bobina L108 permite poziționarea markerului de 33

MHz și ca și bobina L109 „simte” neplăcut șurubelnița metalică.

4.7. ACORDUL CĂII COMUNE DE FI—VS a TV2 CI cu TR—0813.

AFI—VS din TV2CI este preluat de la seria TV H2 fără schimbări. Acordarea circuitelor de FI cu vobuloscopul TR—0813 este descrisă pas cu pas în cele ce urmează.

Pregătirea acordului de FI—VS.

Televizorul fără semnal de intrare, adică tasterul dezarmat. Bobina L106 (din cel de al doilea compartiment al FI—VS) se scurtcircuitează cu un $C = 2,2 - 4,7$ nF. Intrarea oscilografului (VERT. IN) se conectează la M107—M108; tot la M107—108 se conectează un condensator ceramic de $2,2 - 4,7$ nF pentru a pune la masă resturile de purtătoare FI care mai există pe emitorul preamplificatorului video și care cuplându-se cu ieșirea de RF a voblerului (SWEEP OUT) ar putea produce deformarea curbei de FI. Ieșirea de RF a voblerului se conectează la intrarea ultimului etaj de FI în punctul M104 din ultimul compartiment FI—VS; M104 este jos iar M105 (masa) este sus văzută din față. Injecția semnalului vobulat se face cu o sondă de injecție ca cea din fig. 4.7.a; atenuatorul voblerului (13) se pune pe 0 dB a-tenuatorul în trepte pe poz. 1/1 iar potențiometrul de reglaj al amplificării verticale a osciloscopului (butonul 11) la cca. 1/4, astfel ca oscilograma să aibă cam 6 diviziuni înălțime.

A. Se observă forma curbei de FI a ultimului filtru de bandă L108 C123—L109 C125 și cuplat sus prin C124 care trebuie să arate ca în fig. 4.10.c.

Operația 1—L109. Dacă oscilograma nu arată ca în fig. 4.10.c. este necesar acordul filtrului de la ieșirea FI și pentru aceasta întâi îl desacordăm prin înșurubarea miezurilor L107 și L108. Înșurubând miezurile L107 și L108, ferita iese din centrul bobinei, inductanța scade iar frecvența circuitelor rezonante L107 C119 și L108 C123 crește mult peste 40 MHz și va influența minimal circuitul secundar al FB L109

C125 care trebuie tras cam pe 35 MHz. Aceasta se face acționând miezul L109 pînă cînd vedem oscilograma din fig. 4.10.a cu vîrfurile la 35 MHz.

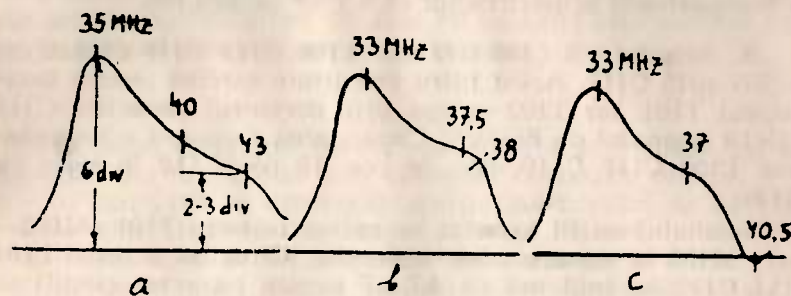


FIG. 4.10.

Operația 2—L108. Se acordă acum circuitul primar L108 C123 al FB, acționând miezul bobinei L108 pînă cînd curba se ridică și se translează spre stînga. Vîrfurile lui L109 fost la 35 MHz este împins spre 32,5 MHz și apare vîrfurile datorat lui L108 în zona 37—38 MHz. Acum circuitele selective ale FB sînt acordate cam pe aceeași frecvență centrală de 35 MHz, dar datorită cuplajului supracritic ($KQ = 2 - 2,5$) apar două vîrfuri distanțate la cca. 5 MHz: primul la 32,5 MHz celălalt la 37,5 MHz. Dacă am micșora acum pe C124 de la 3,9 pF la 2,2 pF vîrfurile s-ar apropia la cca. 3 MHz unul de altul iar amplitudinea curbei ar crește. Dealtfel și așa amplitudinea curbei a crescut cînd am acordat pe L108 căci am fost nevoiți să reducem amplificarea verticală din but. 11. După reglajul corect al L108 oscilograma va arăta ca în fig. 4.10.b.

Operația 3—L107. Rejecția de 40,5 MHz L107 C119 se acordă observînd curba în zona 40—41 MHz. Pentru aceasta mărim amplificarea verticală din (11) cam pînă la jumătatea cursei și tragem frecvența centrală a voblerului spre 50 MHz; comutînd markerii de 10 MHz și cei de 1 MHz ne încredințăm asupra markerului de 40 MHz și a markerului de 41 MHz. Lupa de vobulare (butonul 12 — sweep fine) ne permite să lărgim distanța între markerii de 40 și 41 MHz la 2—3 cm unul de altul și să observăm atent minimul curbei. Din miezul L107 se acordă astfel încît minimul curbei să cadă exact

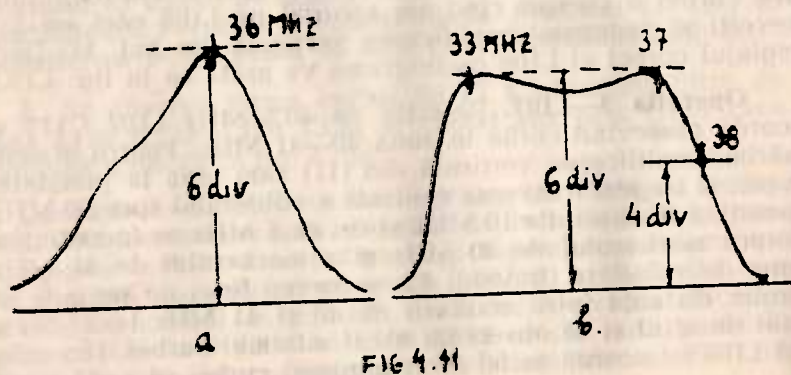
la mijloc, adică pe 40,5 MHz. Se revine cu amplificarea verticală la loc și cu lupa (12) de asemenea; caracteristica de trecere a ultimului etaj de FI trebuie să arate ca în fig. 4.10c. Se îndepărtează scurtcircuitul cu 4,7 nF de la L106.

B. Acordul FB L105 C115 — L106 C118 C119 cuplat capacitiv prin C117. Acest filtru constituie sarcină pentru tranzistorul T101, iar T102 culege prin divizorul capacitiv C118 — C119 semnalul de FI—VS. Capacitatea de acord a secundarului L106 C118 C119 este de cca. 18 pF (C118 în serie cu C119).

Semnalul de FI vobulat se aplică la baza T101 (M102—jos); M103 la masa sondei voblerului. Circuitul acordat L104 C111 C112 se șuntează cu 4,7 nF pentru ca acest circuit să influențeze cât mai puțin acordul.

Ceea ce vom vedea pe ecranul oscilografului va fi curba de FI a celor două etaje. Amplificarea fiind acum mai mare, trebuie aplicat în M102 un semnal de FI mai mic: atenuatorul voblerului se trece în poz. 20 dB iar amplificarea verticală a osciloscopului la cca. 1/5 din cursă. Curba trebuie să arate ca în fig. 4.11b dacă filtrul de bandă L105—106 este corect acordat.

Operația 4—L106. Dacă nu avem această oscilogramă, se desacordă L105 introducând departe miezul de ferită și se reglează miezul la L106 pînă la obținerea curbei cu un singur vîrf la cca. 36 MHz, fig. 4.11.a.



Operația 5—L105. Urmează un reglaj mai dificil și care necesită atenție sporită: acordul L105 astfel ca să se ajungă la curba din fig. 4.11.b. unde vîrfurile curbei sînt distanțate la 4 MHz iar purtătoarea de imagine plasată cam la 65% din amplitudinea curbei. De fapt FB cu L105 este acordat cam pe 36 MHz și este tot supracritic cuplat.

● Dacă efectuînd corect operațiile 4 și 5 curba nu are aspectul din fig. 4.11.b. este necesară retușarea astfel:

- din L108 se ajustează poziția markerului de 33 MHz
- din L105 se va regla palierul curbei
- din L106 se va poziționa markerul de 38 MHz

În cazul cînd forma caracteristicii de selectivitate a celor 2 etaje de FI nu „iese” nici după retușare, operațiile 1, 2, 3, 4 și 5 se repetă.

După reaccordare se înlătură scurtcircuitul cu 4,7 nF la L104.

C. Acordul circuitului singular L104 C111 C112 se face aplicînd semnalul de FI vobulat la baza primului etaj de FI—VS, adică la M100 (cald), M101 (rece).

●● Amplificarea celor 3 etaje de FI trebuie considerată astfel:

- ultimul etaj de FI (T102) amplifică de cca. 40 ori
- al doilea etaj de FI (T101) amplifică de cca. 12 ori

Deci ultimele două etaje amplifică de cca. 500 ori, amplificarea este fixă. Aplicînd 5 mV eficace (14 mV_v) la intrarea T101, la bornele L109 se culege o tensiune de cca. 2,5 V eficace adică 7 V_v iar după dioda de detecție se obține o tensiune demodulată de cca. 2,5 V_v. Pînă aici nu a fost necesară reducerea amplificării generale de FI deoarece reducînd nivelul de FI vobulat ce iese din vobler la cca. 5 mV (atenuare de 20 dB = 10 ori față de 50 mV) etajele T101 și T102 au putut prelucra semnalul în condiții de liniaritate (fără limitare).

Acum aplicînd semnalul de FI vobulat la baza T100 este necesară reducerea nivelului la cca. 0,5 mV (atenuatorul de RF pe poz. 40 dB = 100 ori); reglajul amplificării verticale

(11) se pune cam la începutul cursei. Se aplică un scurtcircuit de IF în paralel cu C107. Dacă după această pregătire curba de selectivitate este prea mare, este necesară reducerea amplificării primului etaj de FI măbind tensiunea aplicată pe baza T100 de la 13—13,5 V la 16,5—17 V. Pentru aceasta se montează un potențiomtru de 10 kohmi între M106 (+20 V) și masă iar cursorul pus cam la mijloc se leagă la M502. Se separă apoi lipitura dintre insula lui M502 și sistemul de RAA al TV (R506, R502, D501). Măbind tensiunea de la 13,5 la 16,5 V, curentul T100 crește de la cca. 4 mA la cca. 5 mA iar U_{CET100} scade de la 6,5 V la 3 V; mărirea curentului de lucru concomitent cu scăderea tensiunii între colector și emitor determină o reducere a amplificării primului etaj cu cca. 20 dB (10 ori).

Operația 6—L104. Se acordă bobina L104 cam pe 36,5 MHz, astfel că oscilograma selectivității celor 3 etaje de FI arată ca în fig. 4.12, unde purtătoarea de imagine urcă la ju-

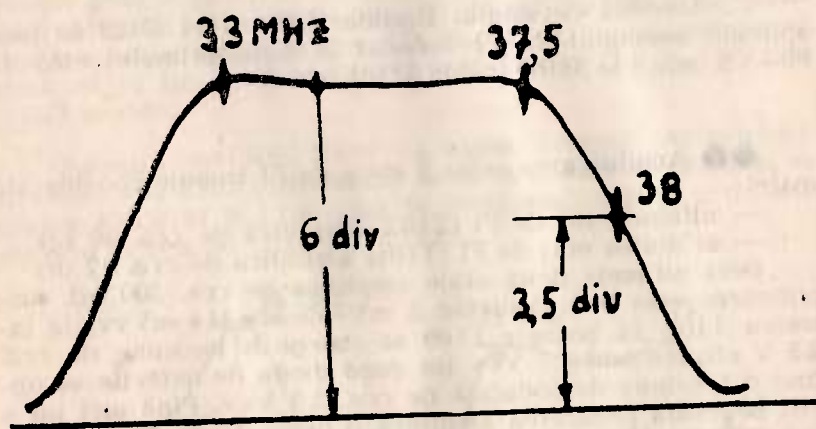


FIG. 4.12

mătate iar cele două vîrfuri ale curbei sînt la 33 MHz și 37,5 MHz. Circuitul singular cu L104 este sarcina T100 și este puternic amortizat de către R111—3,9 K, aproape de loc de rezistența de ieșire a T100 (20 kohmi), și mai ales de rezis-

tența de intrare a T101 (250 ohmi) reflectată la L104 cu raportul 2 la pătrat, adică $4 \times 250 = 1000$ ohmi. Raportul 2 este tocmai raportul de transformare determinat de C111 și C112 în sensul că baza T101 primește 50% din tensiunea de la bornele L104 datorită divizorului capacitiv.

Operația 7. Acordul filtrului în T podit (L100, L101, L102).

Aceasta este o operație foarte delicată și este greu de făcut cu vobuloscopul 813. Totuși se poate încerca acordul celor 3 rejecții astfel:

- Ieșirea voblerului se conectează la PM2 (selector), atenuatorul de RF la 0 dB.

- Se înlătură scurtcircuitul de la C107.

- Reglajul amplificării verticale a osciloscopului la maximum.

Trebuie găsită posibilitatea de a vedea baza curbei de selectivitate și pentru aceasta se folosește și butonul 3 (de poziționare verticală) precum și potențiomtrul de 10 K conectat la M502 pentru „RAA” manual.

Rejecția de sunet se va plasa astfel din miezul L102 încît markerul de 32 MHz să fie pe flancul abrupt al curbei, deasupra treptei de sunet. Rejecția de 31,5 MHz (de fapt 31,7 MHz) se vede ușor.

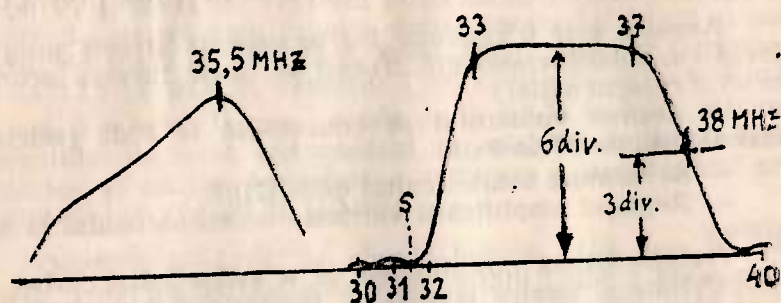
În schimb rejecțiile de 30 MHz și 39,5 MHz se văd greu. Pentru a le vedea totuși, butonul 3 se pune complet la stînga, iar atenuatorul de „vert-gain” cam la 2/3 spre maxim. Se trage atent din L101 rejecția de 39,5 MHz observînd cu lupa (sweep fine) zona din stînga markerului de 40 MHz. Rejecția de 30 MHz din păcate nu se prea vede la TR—0813, dar trebuie căutată cu răbdare și acordată din L100 la markerul de 30 MHz. Se aduce apoi la loc butonul 3. Curba globală arată ca în fig. 4.12.

Operația 8—L14 (primul circuit selectiv al FI—VS) și curba globală.

- Semnalul aplicat tot la PM2, nivel maxim la RF, atenuatorul 11, cam la 1/4.

- Din potențiomtrul de RAA (de 10 K) se reglează 16,5—16 V pe M502.

— Se scurtcircuitază bobina L100 cu 4,7 nF.
Acum se va regla bobina L14 (care împreună cu C30 din selector formează un circuit singular acordat pe 35,5 MHz) până când pe ecranul osciloscopului curba va arăta ca în fig. 4.13.a.



Apoi se înlătură scurtcircuitul de la L100 și se reglează bobina L103 pentru a obține curba globală de FI—VS așa cum arată fig. 4.13.b.

Din păcate la orice osciloscop obișnuit rejecțiile se observă greu, din cauza deviației liniare pe verticală și a atenuării mari a semnalului tocmai din cauza deviației liniare pe verticală și a atenuării mari a semnalului la frecvența rejecției (40—50 dB = 100...300 ori) :

Metoda de acord a FI—VS de la TV 2 CI este aplicabilă identic la TV—H2 precum și la TV Sport, aparate care au aceeași structură. (La TV Sport frecvențele se vor lua din caietul de Service).

Notă : În cursul operațiilor de reglaj la TV 2 CI este absolut necesară și obligatorie respectarea punctelor de masă M101, M103, M105 și M108. Nu se va lega masa sondei la blindaje sau la șasiu deoarece curba de FI—VS va fi deformată iar acordul corect va părea imposibil.

● La TV cu 5—6 CI, acordul căii comune este prezentat detaliat în caietul de service precum și în buletinul tehnic Nr. 5 (vezi BT 5 pag. 27—32) și nu o mai repetăm.

●● Trebuie menționat că în cadrul operațiilor de acord a FI—VS nu se pot face măsurători absolute de *sensibilitate*, adică nu se poate verifica simultan și amplificarea etajelor de FI. Totuși așa cum am indicat mereu, nivelul amplificării ultimelor 2 etaje de FI se poate aprecia după poziția necesară a atenuatorului de RF cum și a potențiometrului de reglare a amplificării baleiajului vertical al osciloscopului (11). La primul etaj de FI amplificarea depinde de RAA : amplificarea este maximă când la intrarea TV nu avem semnal sau un semnal sub 50 μ V. În situația de amplificare maximă, de ex. la TV cu 2 CI, pe borna de RAA—FI M502 trebuie să avem o tensiune de +13,4 V iar pe emitorul T101 vom măsura +12,7 V. Această tensiune depinde de punctul de lucru al etajului amplificator-distribuitor de RAA (T500) și indirect de reglajul punctului de funcționare al porții de RAA (T501) care trebuie să fie de +6,6 V fără semnal (reglabil din R515), după ce în prealabil s-a reglat corect din R119 regimul prefinalului video și implicit al detectorului video.

Sensibilitatea generală a FI—VS, se verifică indirect măsurând regimul de lucru al tranzistoarelor din FI—VS, inclusiv al celui comandat de RAA. Astfel, dacă tensiunea de alimentare a FI—VS ($U_7 = 20$ V la TV 2 CI) este în regulă, U_{RAA} fără semnal de 13,4 V pe M502 și tensiunile pe emitoarele T100, 101, 102, cele prescrise, putem fi siguri că amplificarea generală este normală, căci atunci când curentul de lucru al unui etaj este cel prescris, panta tranzistorului este automat asigurată. Având panta normală de 140—150 mA/V la T101 și T102 (BF173 sau BF199 care lucrează cu 7 mA) și de cca. 90—100 mA/V la T100 (BF167 sau BF198) care lucrează la cca. 4 mA în lipsa semnalului, avem asigurate amplificările de tensiune nominale. Tensiunea de 13,4 V indicată mai sus are o dispersie naturală cuprinsă între 13 și 13,5 V, respectiv putem avea 12,3...12,8 V pe emitor T101.

4.8. ACORDUL SELECTOARELOR DE CANALE CU TR—0813.

Pentru acordul selectoarelor de canale FIF este necesar un vobuloscop cu banda de frecvență între 25 și 230 MHz, avînd markeri pentru fiecare canal, cum este de pildă aparatul METRIX 231, 232 sau METRIX WX601A. Dar pentru service se poate folosi și vobuloscopul TR—0813 urmărind markerii din 10 în 10 MHz și auxiliar markerii de 1 MHz. Este necesar un aranjament de măsurare în care în afară de TR—0813 se folosesc două generatoare de marcare pentru frecvența intermediară în scopul de a vedea poziționarea frecvențelor de 31,5 MHz și 38 MHz pe curba de FI.

În fig. 4.14. se arată configurația de măsurare cu două generatoare, organizată ca dispozitiv sau UC.

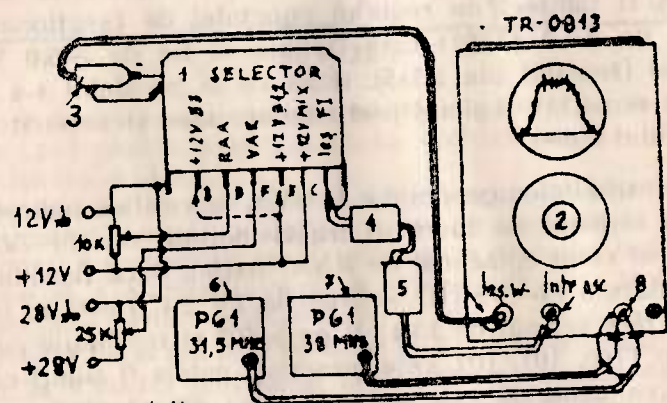


FIG. 4.14

Selectorul de canale P 22211 primește următoarele alimentări:

- la borna D se aplică o tensiune de +4,5 V de la un potențiometru de 10 kohmi conectat între +12 V și masă, tensiunea de RAA (manual);
- la borna F se aplică de la cursorul unui potențiometru de 25—50 kohmi tensiunea de comandă a diodelor varicap, variabilă între 2 și 28 V;
- la borna C se aplică tensiunea de +12 V pentru alimentarea mixerului.

— la borna B se aplică +12V cînd se recepționează B3 adică canalele 6—12;

— la borna E se aplică +12 V cînd se recepționează B1—2 (canalele 1—5).

Notă: Bornele selectorului apar — din motive greu de înțeles — notate cu cele mai diverse litere. Astfel în caietul de reparații al selectorului P 22211 apar literele date mai sus; pe schemele TV cu 5—6 CI apar alte litere la borne:

C = RAA; D = varicap; B = +12 V, B3; E = +12, B1—2; F = +12 V mixer;

La TV Sport apar literele: b = RAA; c = varicap; d = +12 V, B3; e = +12 V, B1—2; B = +12 V mixer.

— Intrarea selectorului primește semnal de RF vobulat de la ieșirea de RF (15) a voblerului (sweep out) prin sonda 3 care este o sondă de injecție cu schema din fig. 4.7.a și care ca anexă la TR—0813 are denumirea „sondă T3” (T3 este marcat pe corpul sondei).

— Ieșirea de FI a selectorului este conectată la filtrul 4 care conține un circuit acordat pe FI, circuitul care împreună cu circuitul de FI din selector (de la ieșirea mixerului), L14 G30, formează un filtru de bandă cu o caracteristică de frecvență cu lărgimea de cca. 7,5—8 MHz la 70% din înălțimea curbei (—3 dB). Schema electrică a circuitului secundar este dată în fig. 4.15.a iar caracteristica de trecere în fig. 4.15.b.

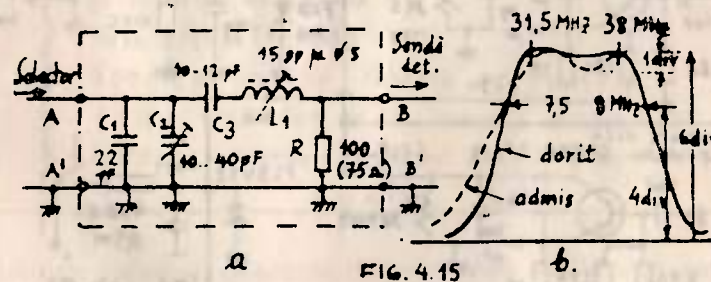


FIG. 4.15

Pentru bobina L1 se folosește inductanța L103 din modulul de FI—VS cu TDA440.

Deci ieșirea de FI se conectează cu punctul cald la punctul A al secundarului, masa A' a secundarului la masa selectorului, iar punctul B al secundarului la punctul cald al

sondei și B' la masa sondei. Sonda detectorului va avea schema din fig. 4.7.c.

— Sonda detectoare are numărul 5 pe schema din fig. 4.14. Ieșirea sondei—cablul coaxial, sau un cablu ecranat de AF se conectează la intrarea de osciloscop (16) a TR—0813.

— Generatoarele PG1 se conectează la intrarea 18 sau 19 pentru marcare externă prin intermediul a două condensatoare ceramice de 220 pF (8), la borna de 1—100 MHz când se verifică canalele 1—5 și la borna de 160—240 MHz când se verifică canalele 6—12. Ambele generatoare PG1 se comută pe gama 6 iar comutatorul de mod se pune pe poziția „No M”, pentru a furniza un semnal de 31,5 MHz (pentru purtătoarea de sunet) nemodulat care va produce un marker de 31,5 MHz; celălalt PG1 se va comuta la fel, dar se va regla pe 38 MHz.

● Deoarece RT nu dispun simultan de două generatoare PG1 se va folosi un generator de markeri construit împreună

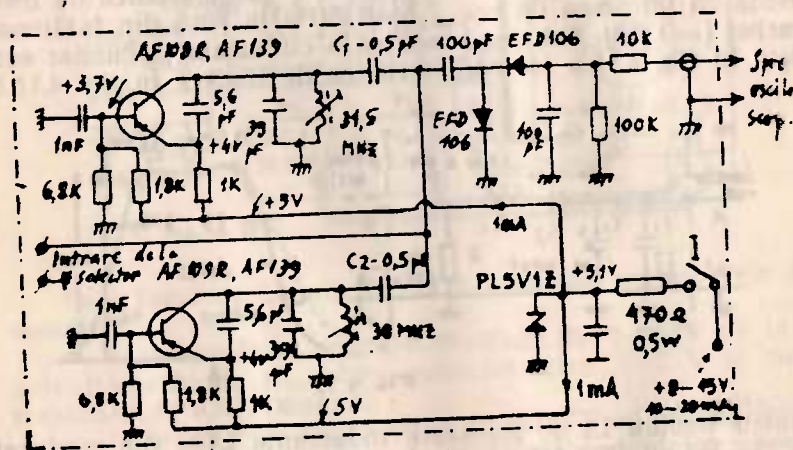
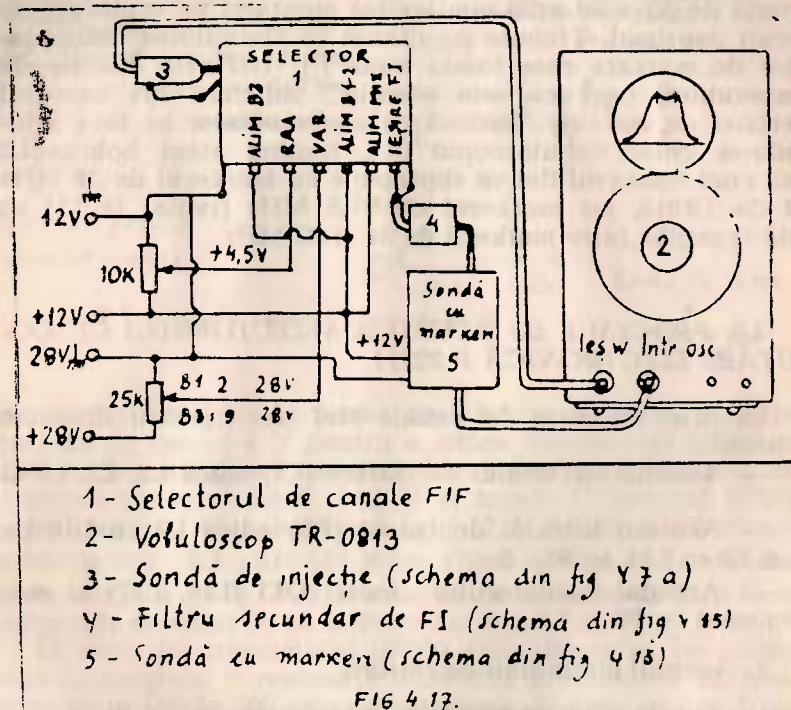


FIG 4.16.

cu sonda de detecție, conform schemei din fig. 4.16. într-o cutie (ecran de FI) de 50 x 50 x 28 mm.

Analizând schema din fig. 4.16 se vede că avem de a face cu două oscilatoare Colpitts la care circuitul acordat are $C = 39$ pF și o bobină de FI cu 6 spire, de ex. L105 de la TV cu5—6C1. Bobina L1 se acordă pe 31,5 MHz iar bobina L2 pe 38 MHz. Alimentarea în c.c. este stabilizată cu o diodă Zener de 5 V, consumul oscilatoarelor fiind sub 3 mA. Am-



plitudinea tensiunii generate de cele două oscilatoare este de cca. 3 VvV adică 1 V eficace. Injectia tensiunii oscilatoarelor se face prin condensatoarele C1 și C2 de cca. 0,5 pF, astfel că tensiunea de marcare este de 20—30 mV, suficientă pentru a se obține markeri de 10—12 mm înălțime pe curba de trecere de pe ecran.

Tensiunea de FI obținută de la ieșirea circuitului secun-

dar de FI se aplică la intrarea sondei cu markeri iar ieșirea sondei se conectează la intrarea de osciloscop a vobuloscopului, așa cum se arată în fig. 4.17.

În felul acesta nu mai sînt necesare generatoarele PG1 care sînt înlocuite prin generatorul de markeri avînd sonda de detecție încorporată.

Sonda de detecție cu markeri se poate construi într-o cutiuță de 50 x 50 x 28 mm iar tot montajul pe o plăcuță de circuit imprimat. Trebuie menționat că stabilitatea oscilatoarelor de marcă este foarte bună (± 100 kHz, funcție de temperatură) ceea ce este absolut suficient sub aspectul preciziei de marcă. Etalonarea oscilatoarelor se face folosindu-se chiar vobuloscopul 813, reglînd atent bobina L2 pînă cînd markerul dat se suprapune cu markerul de 38 MHz dat de TR813, iar markerul de 31,5 MHz (reglaj la L1) să cadă la mijloc între markerii de 31 și 32 MHz.

4.9. PROCESUL DE ACORD A SELECTORULUI CU COMUTARE ELECTRONICĂ P 22211.

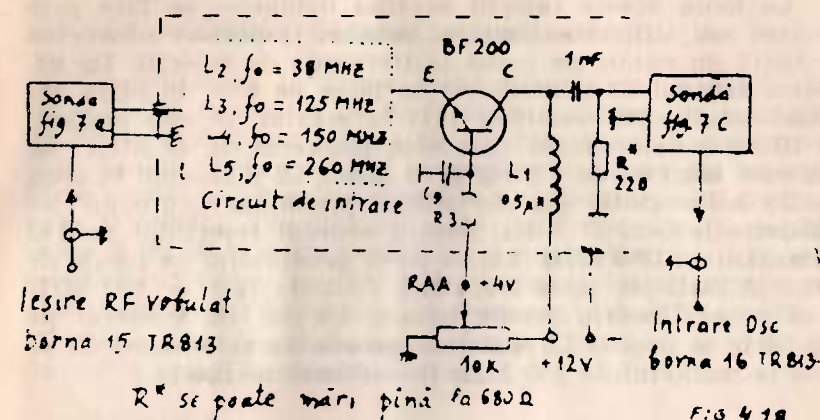
La orice selector de canale sînt trei operații distincte de acord :

- Acordul circuitului de intrare (CI) adică L2, L3, L4 și L5.
- Acordul filtrului de bandă (FB) adică L7 cu L10 pe B3 și L8 cu L11 pe B1—2.
- Acordul oscilatorului local (OL) (L16, L17) și sincronismul cu FB.

1. Acordul circuitului de intrare.

De la început trebuie spus că acordul circuitului de intrare se poate face bine doar cu un vobler cu excursie de vobulare de cca. 80—100 MHz cum este Polyscop I, Polyscop II sau Telonic 1011—VHF pe care se poate vizualiza caracteristica de frecvență a CI pe B1—2 (între 30 și 140 MHz), pe B3 (între 140 și 300 MHz) cu toate rejecțiile prescise. Totuși și cu un vobler mai modest (TR—0813 sau Metrix 231, 232) se pot verifica rejecțiile circuitului de intrare, care dacă sînt corect trase caracteristica de trecere a

CI rezultă în mod automat. Pentru verificarea CI se conectează ieșirea voblerului la borna de antenă a selectorului prin intermediul sondei de injecție din fig. 4.7.a, realizîndu-se



schema din fig. 4.18. La borna de RAA se aplică o tensiune continuă de cca. +4 V pentru a aduce tranzistorul BF200 în situație de amplificare maximă (de la un potențiomtru de 10 kohmi conectat între +12 V și masă). Colectorul BF200 se deslipește și se conectează la +12 V printr-o inductanță cu aer de cca. 0,5 μ H (25 spire sîrmă \varnothing 0,4—0,5 bobinată pe un burghiu \varnothing 3). Tot la colector se conectează prin C = 1 nF sonda de detecție cu schema din fig. 4.7.c.

În acest fel tranzistorul BF200 este alimentat, iar inductanța L1 prezintă o reacțanță inductivă crescătoare cu frecvența de la 100 la 500 ohmi și șuntează dinamic ieșirea tranzistorului. Rezistența de 220 ohmi menține la 75—150 ohmi rezistența de sarcină pentru BF200, etajul amplificînd astfel de 5—10 ori; fără R amplificarea BF200 este prea mare în banda 3 și etajul poate intra în oscilație. Din vobler se aplică intrării o tensiune maximă (atenuatorul 13 la zero) în banda 1—100 MHz pentru a trage din L2 rejecția de 38 MHz; rejecția la 125 MHz (L3) nu se poate acorda cu TR813 deoarece voblerul nu are această bandă de frecvență. Se mai poate

acorda L4 pe cca. 145 MHz și L5 pe cca. 260 MHz. La acordul L4* se aplică +12 V pe borna B a selectorului astfel ca dioda de comutare D1 să conducă iar grupul L4, C5, C4 să rezoneze pe 145 MHz.

La toate aceste rejecții acordul bobinelor se face prin lărgirea sau stringerea spirelor bobinei respective observând să apară un minim pe curbă la frecvența de rejecție. De ex. pentru acordul L2 generatorul se pune pe $f = 40$ MHz, reglajul amplificării verticale (11) la maxim, se dau markeri de 10 MHz determinând care este markerul de 40 MHz; se dau apoi markeri de 1 MHz și se mișcă L2 pînă cînd în zona 36—38 MHz curba are un minim pronunțat; „groapa” se stabilește la cca. 37 MHz. Pentru acordul rejecțiilor de 145 MHz (L4) și 260 MHz (L5) se trece generatorul pe banda de 160...240 MHz, se pune frecvența centrală la $f = 150$ MHz și se acordă pentru minim bobina L4, iar cu voblerul pe 260 MHz se acordă L5 astfel ca groapa caracteristicii CI să cadă la markerul de 260 MHz (penultimul marker).

● O metodă mai eficace de acord a rejecțiilor L2, L3, L4, L5 din CI necesită folosirea generatorului PG1, care să debiteze un semnal de RF modulat în amplitudine cu 1 kHz (deci pus pe poziția „Self AM”) și acordînd generatorul pe 38, 125, 145, și 260 MHz. Datorită tensiunii de RF modulată MA, după sonda de detecție va apare o tensiune sinusoidală vizibilă pe ecranul osciloscopului sub forma unei ondulații verzii. Se „trag” bobinele L2...L5 pe rînd aplicînd de la PG1 frecvențele respective. Criteriul de acord este indicația minimă pe ecranul osciloscopului.

●● Atenție la circuitul de rejecție dop L4 C5 și respectiv L4 (C5 + C4): Pe banda 1 + 2 bobina L4 are în paralel capacitatea C5 de 12 pF și are frecvența de rezonanță

*) Pentru a realiza această situație normală de acord, este necesar ca atunci cînd se acordă bobina L4 să se aplice o tensiune de +12 V pe borna de alimentare pentru B3 (borna B).

unde va la 200—210 MHz. Pe banda 3, bobina L4 primește în paralel și pe C4 de 22 pF, astfel că L4 se acordă cu cca. 34 pF și rezonează la cca. 145 MHz.

4.10. ACORDUL GLOBAL AL SELECTORULUI.

Se realizează în prima etapă schema de conectare din fig. 4.17, cu deosebire că de la ieșirea voblerului, tensiunea de RF se aplică prin sonda de injecție (fig. 4.7.a) printr-un $C = 15$ —22 pF la emitorul tranzistorului mixer din selector. Masa sondei se va aplica direct la un punct de masă de lîngă baza mixerului. Tranzistorul mixer se constituie în amplificator de FI. Frecvența centrală a voblerului 813 se plasează pe sectorul negru de 40 MHz, reglajul amplificării verticale (butonul 11) la maxim iar atenuatorul de RF la 0 dB.

Selectorul de canale se alimentează cu +12 V la mixer, dar nu se aplică tensiunea varicap.

Operația 1.

Se va acorda întîi secundarul de FI (4) conectat la ieșirea selectorului, căutînd (dacă este posibil) să nu mișcăm miezul L14. Variînd condensatorul trimer C2 și miezul bobinei L1 al secundarului se realizează o curbă de trecere ca în fig. 4.15.b, adică astfel încît markerul de 38 MHz să fie pe partea dreaptă sus iar markerul de 32 MHz încă pe palier în partea stîngă a curbei. Curba va avea o denivelare în formă de șea care nu va depăși 1 diviziune din cele 6 ale curbei. Lungimea cablului dintre ieșirea de FI a selectorului și circuitului secundar influențează capacitatea de cuplaj „în picior” a filtrului de bandă format din primarul L14 C30 (din selector) și L1 C3 (din exteriorul selectorului). Este cel mai bine ca circuitul secundar să fie realizat imediat lîngă selector. În procesul de acord a FB astfel format se va vedea că C2 reglează cuplajul, deci lărgimea de bandă a filtrului de FI iar L1 poziția vîrfului din stînga. Dacă totuși se cere umblat și la L14 din selector, se va memora exact poziția miezului lui L14, aducîndu-l la loc după terminarea reglajului global al selectorului, aceasta deoarece L14 contribuie esențial la formarea caracteristicii globale de FI—VS. Se

admite ca oscilograma din fig. 4.15.b să aibă flancul purtătoarei de sunet mai puțin înclinat decât flancul spre 40 MHz (vezi fig. 4.15.b). După terminarea acordului filtrului de la ieșirea selectorului, sonda de injecție se deslipește de la emitorul mixerului și se conectează la intrarea selectorului.

Se alimentează selectorul și sonda cu markeri (cea din din fig. 4.16) realizându-se complexul de măsurare din fig. 4.17.

Operația 2.

Pentru a acorda selectorul pe B3 se aplică alimentarea de +12 V pe borna B (+12 V, B3), voblerul se pune pe selectorul negru la $f = 180$ MHz, se dau markeri de 10 MHz la 170 MHz și 180 MHz și apoi de 1 MHz nemorind locul markerului de 175 MHz, iar tensiunea varicap se reglează la cca. 8—9 V. Atenuatorul de RF al voblerului pe zero, iar „Vert. gain” cam la $1/4$. Pe ecran va apare curba globală de trecere a selectorului transpusă în frecvență intermediară. Pe partea superioară a curbei se vor vedea markerii de FI dați de sonda cu markeri. Vom vedea în total 4 markeri: cei doi markeri (170 și 180 MHz) dați de vobuloscop precum și cei 2 markeri de FI. Variind ușor tensiunea varicap și frecvența de acord a voblerului se va aduce curba astfel în- cît markerul de 38 MHz (FI imagine — cel din stînga) să se suprapună peste markerul de 175 MHz care marchează frecvența imagine a canalului 6. Markerul de FI sunet (cel din dreapta) trebuie să se găsească pe partea dreaptă a curbei, cam la 182 MHz, pe „virful” din dreapta sau mai jos pe flancul drept, eventual căzut dar nu mai jos de 2 diviziuni din cele 6 la cît s-a ajustat curba globală din butonul de amplificare verticală a osciloscopului (butonul 11).

Dacă curba globală nu este în ordine (prea îngustă, iar markerul de sunet este căzut undeva jos pe dreapta sau nu se vede de loc, se va mișca puțin spira bobinei oscilatorului local de B3, adică L16. Prin bobina L16 se variază frecvența OL din selector, aducînd-o astfel încît aceasta să fie cu exact 38 MHz mai mare decât frecvența purtătoarei de imagine a canalului 6. Dacă micșorînd bobina L16 curba se deplasează într-o parte și alta fără a se lărgi înseamnă că filtrul de bandă pt. B3 format din L7 și L10 cu spiră de cu-

plaj petrecută peste L7 este fie dezacordat fie prea îngust. Pentru a trage bobinele L7 și L10 pe frecvența canalului 6 (175,25—181,75 MHz) se acționează miezurile de alamă iar pentru a lărgi curba de RF a filtrului de bandă se va apropia spira de cuplaj a bobinei L10 de bobina L7 la cca. 1 mm distanță egal pe toată circomferința.

● Începătorul în acordul selectoarelor este poate derutat de cele scrise mai sus. Una din întrebările ce și le pune este: „cum reglez eu filtrul de bandă de RF cînd de fapt pe ecran văd curba de FI?” (pe care am reglat-o la operația 1 stabilindu-i banda de trecere la cca. 8 MHz). Pentru a da răspuns la această întrebare trebuie spus că filtrul de bandă de după BF200 este acordat pe canalul 6 cînd sîntem

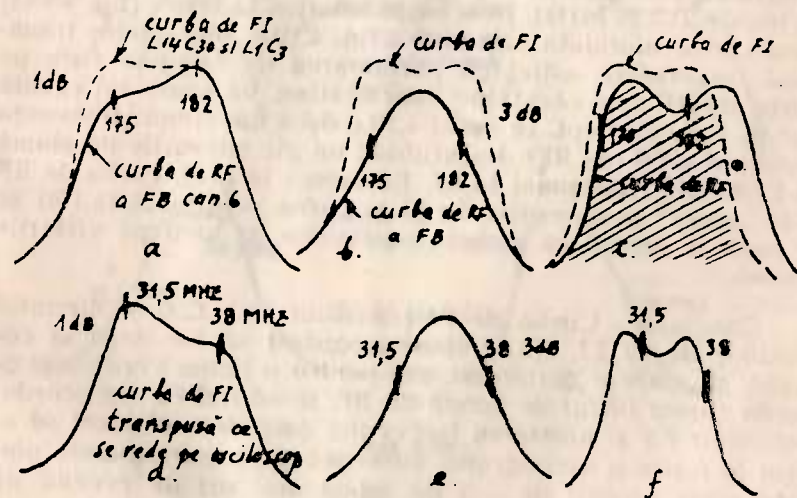


FIG. 4.16

conectați pe B3 iar tensiunea varicap este în jurul lui 8—9 V. Caracteristica de selectivitate (de RF) a FB pe care nu o vedem de fapt poate avea forme ca în fig. 4.19.a, b sau c. În cazul 4.19.a acordul este aproape perfect și ca urmare vom

vedea pe ecran acea parte din curba filtrului de bandă care se înscrie în curba de selectivitate de FI (a filtrului de FI format din L14 C30 și L1 C3 auxiliar), adică suprafața de suprapunere a celor două curbe.

În cazul 4.19.b curba de RF este îngustă, purtătoarele de imagine (175,25) și de sunet (181,75) sînt poziționate la limită, adică la cca. 70% (-3 dB) din amplitudinea oscilogramei. Pe ecranul osciloscopului se vede curba de RF transgreamei. Pe ecranul osciloscopului se vede curba de RF transpusă în FI, tot mai mică în amplitudine și îngustă ca bandă de trecere iar purtătoarele sînt tot căzute, dar inversate de trecere iar purtătoarele sînt tot căzute, dar inversate (sunetul în stînga, imaginea în dreapta). În cazul 4.19.c, curba de RF este cam largă (strîns cuplată spira de pe L7 sau desaccordat unul din miezurile L7 sau L10 și un pic deplasată față de curba de FI, dovadă că oscilatorul ludeplasată cu cca. 2 MHz mai jos decît trebuie (la cca. 211 MHz în loc de 213,25 MHz). În această situație, la ieșire (fig. 4.19.f) vom vedea suprafața hașurată a fig. 4.19.c, bineînțeles transpusă (inversată), astfel că purtătoarea de imagine care pe curba de RF este căzută pe flancul stîng, va apare tot căzută dar pe flancul drept. În cazul 4.19.c dacă am cobori frecvența de acord a FB (de RF) desșurubînd un pic miezurile de alamă la L7 și L10 (fie numai la L7, fie numai la L10), curba de RF s-ar „așeza” peste curba de FI și curba rezultantă (4.19f) ar fi bună în sensul că ambele purtătoare ar veni pe vîrfurile curbei.

Concluzie: Curba de FI (circuitul L14, C30 și circuitul auxiliar de FI L1, C3) trebuie neapărat să fie largă și corectă, cu ambele purtătoare sus pentru a putea verifica și acorectă corect filtrul de bandă de RF, urmărind ca din acordul bobinelor FB și ajustarea frecvenței oscilatorului local să avem la ieșire o oscilogramă simetrică și cu purtătoarele plasate peste nivelul de -3 dB adică mai sus de nivelul de 70% al curbei (de exemplu peste 4 diviziuni din cele 6 ale curbei) și cu o amplitudine cît mai mare.

Operația, 3. După acordul canalului 6 se crește încet tensiunea varicap, mărind în mod sincron și frecvența centrală a vobuloscopului spre 200 MHz și apoi spre 230 MHz. Curba de pe ecranul osciloscopului trebuie să se deplaseze mereu

spre dreapta, purtînd mereu ambii markeri de FI deasupra, peste nivelul de 2/3. La o tensiune varicap de 20...25 V (diferită de la selector la selector) se ajunge la canalul 12.

a. Dacă aici curba se îngustează și purtătoarea de 31,5 MHz cade pe flancul stîng al curbei (vezi fig. 4.20.a), înseamnă că FB de RF a rămas în urmă ceea ce este acelaș lucru cu situația în care oscilatorul a fugit prea „înainte” ca frecvență. Curba de FI de pe ecran reflectă de altfel direct situația frecvenței oscilatorului local.

b. Dacă curba se îngustează iar markerul de 38 MHz cade în jos pe dreapta curbei înseamnă că filtrul de bandă (de RF) s-a deplasat înainte ori că oscilatorul local a rămas în urmă (vezi fig. 4.20.b).

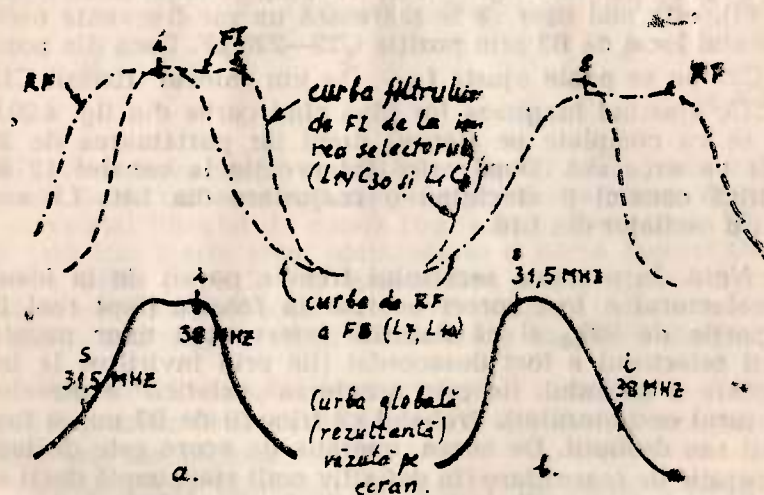


FIG. 4.20.

În oricare din aceste situații nu umblăm la miezurile L7 și L10 și nici la bobina L16 a oscilatorului pentru a respecta un principiu elementar ce guvernează alinierea circuitelor:

— la frecvența inferioară a benzii acordul se face din inductanță.

— la frecvența superioară a benzii acordul se face din capacitate.

Se va încerca corectarea acordului astfel :

În cazul 4.20a micșorăm trimerii bobinați C13 și C15 (tăind puțin din lungimea trimerilor se reduce capacitatea) frecvența de acord a FB crește iar curba rezultantă (fig. 20.a, jos) se completează pe flancul stîng, purtătoarea de 31,5 MHz urcă sus. Același lucru se poate face reducînd frecvența oscilatorului de B3 fără a umbla la L16 ci doar modificînd poziția condensatorului de reacție C25—4,7 pF conectat între C și E la T2.

— În cazul 4.20.b întrucît nu putem lungi trimerii C13 și C15 (decît punînd alți trimeri bobinați și tăind pas cu pas din ei), este mai ușor să se mărească un pic frecvența oscilatorului local de B3 prin poziția C23—220 pF. Dacă din poziția C23 nu se poate ajusta f_{osc} , se vor înlocui trimerii C13 și C15, ajustînd lungimea lor pînă cînd curba din fig. 4.20.b jos se va completa pe flancul drept iar purtătoarea de 38 MHz va urca sus. După orice intervenție la canalul 12 se verifică canalul 6 efectuînd o reajustare din L10, L7 sau pentru oscilator din L16.

Notă. În practica servisiului trebuie pornit de la ideea că selectorul a fost corect acordat în fabrică (fapt real în proporție de 98% și că datorită intervenției unor necalificați selectorul a fost desacordat (fie prin învîrtirea la înțimplare a miezului, fie prin aranjarea „estetică” a pieselor din jurul oscilatorului). Probabil că trimerii de B3 nu au fost tăiați sau deslipiți. De aceea, operația de acord este de fapt o operație de reaccordare (în definitiv mult mai simplă decît a-cordul inițial din fabrică). Operația de reaccordare mai este necesară atunci cînd se înlocuiește numai o diodă varicap sau uneori chiar dacă s-a schimbat tot terțetul. O situație oarecum norocoasă la selectorul P 22211 este faptul că filtrul de bandă de RF pe banda 3 are o evoluție avantajoasă în sensul că banda de trecere este mai îngustă și anume 7—9 MHz la C6 și se lărgeste treptat spre frecvențele canalelor mari, B = 12...15 MHz și uneori chiar 20 MHz cînd selectorul este acordat mai „larg”, la C12. În această situație așa cum se arată în fig. 4.21 sincronismul dintre FB și

oscilator se realizează ușor. Ca urmare, dacă oscilatorul de B3 se trage atent pe canalul 6, la canalul 9 frecvența oscilatorului poate fi diferită cu $\Delta f = \pm 1,5-2$ MHz față de cea teoretică necesară iar pe canalul 12 „toleranța de frecvență” a oscilatorului poate fi de 6 MHz sau chiar de 7

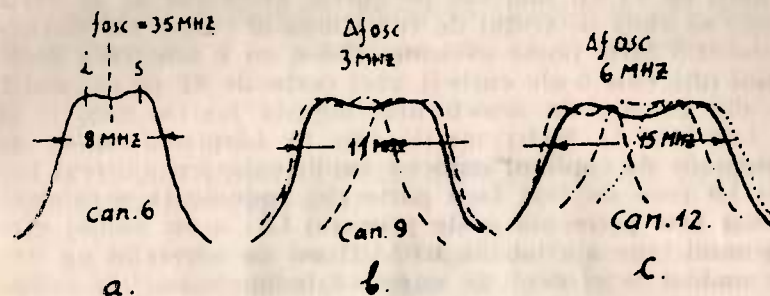


FIG. 4.21.

MHz, căci curba de FI cu lărgimea de 6,5 MHz poate să se înscrie fie pe partea stîngă, fie pe mijloc fie pe partea dreaptă a suprafeței filtrului de bandă (fig. 4.21.c). Doar dacă FB de RF este tras foarte atent obținîndu-se o curbă îngustă (B = 10—11 MHz pe C12) (de amplificare mare) atunci sincronismul oscilatorului local este mai critic și trebuie f. atent urmărit „dealungul” întregii benzi, de la canalul 6 pînă la 12.

Operația 4. Acordul benzilor 1 și 2 (canalele 1—5) este ceva mai critic decît pe B3 (canalele 6—12), deoarece curba de RF este mai îngustă.

a) Se aplică tensiunea de +12 V pe borna E (+12 V, B1—2), tensiunea varicap se aduce la cca. +2,5 V, domeniul de frecvență al voblerului se trece pe poziția 1—100 MHz, atenuatorul de RF la 0 dB, iar atenuatorul „vert. gain” la 4/5, frecvența centrală se așează cam la 54—55 MHz astfel încît să se vadă markerul de 50 MHz în stînga caroiajului iar cel de 60 MHz exact la marginea dreaptă a caroiajului. Micșorînd tensiunea varicap se aduce curba astfel încît markerul de 38 MHz să se suprapună cu markerul de 50 MHz al voblerului. Tensiunea varicap trebuie să fie cel puțin de 2,2 V

dar nu mai mare de 2,8 V pentru acordul canalului 1. Pentru aceasta, frecvența oscilatorului de B1 (bobina L17) se reglează din miezul de alamă astfel încît curba canalului 1 să fie la locul ei pentru $U_{var} = 2,5$ V. Din miezurile bobinelor L8 și L11 se obține o oscilogramă simetrică și cu markerii de FI cît mai sus pe curbă. Markerul de 38 MHz trebuie să cadă pe colțul de sus stînga al curbei iar markerul de 31,5 MHz poate eventual cădea cu 1 sau chiar 2 diviziuni (din cele 6 ale curbei), căci curba de RF pe canalul 1 este din construcția selectorului îngustă jos (la can. 1) și mai lată (10—11 MHz) sus (la can. 5). Lărgimea curbei de RF depinde de cuplajul inductiv suplimentar cu ajutorul bobinei L9 care de fapt face parte din inductanța secundară L11 dar este petrecută peste primarul L8; acest cuplaj este în general bine ajustat din uzină (fixat cu adeziv și nu trebuie umblat la el decît în cazul că bobinele au fost masacrate).

b) Se mută încet frecvența centrală a voblerului spre 100 MHz concomitent cu mărirea treptată a tensiunii varicap spre 4,5—5 V (canalul 2), 10—11 V (canalul 3), 13—15 V canalul 4 și 20—25 V (canalul 5). Se observă evoluția curbei pe ecranul osciloscopului, poziția markerilor de FI. Markerii de 10 MHz care se succed indică frecvența de acord a voblerului. Sus, la canalul 5 dacă este necesar se ajustează frecvența oscilatorului din poziția C26, sau din trimerul C32 (facultativ) conectat paralel pe L17, micșorarea C32 mărește frecvența oscilatorului iar mărirea C32 scade $f_{osc.}$, făcînd necesară eventual varierea tensiunii varicap, pentru a reveni la canalul 5. Se va avea grijă ca markerul de sunet să se suprapună cu markerul de 100 MHz al voblerului. Dacă s-a „umblat” la C26, C32 sau L17, va fi absolut necesar să se revină la canalul 1 pentru o eventuală reajustare a L8 și L11.

● Amplificarea selectorului este esențial dependentă de gradul de injecție al tensiunii oscilatorului la intrarea mixerului. Injecția se face pe B3 și B1—2 prin C21—1,5 pF care uneori are în paralel un trimer bobinat care este conectat paralel cu C21. În principiu mărirea C21 conduce la mă-

rirea amplificării, dar nu egal pe toate canalele din B3. Injecția $U_{osc.}$ pe B1—2 este mărită prin cuplajul inductiv între L11 și L17 este importantă și din poziția ei se dozează amplificarea de conversie, deci amplificarea crește în special la canalele mici.

Atenție: Aproximarea spirei de injecție la L17 modifică f. oscilatorului și ca urmare se verifică acordul de la C1 la C5.

4.11. ACORDAREA SELECTORULUI FĂRĂ DECONECTAREA DE LA TELEVIZOR.

La televizoarele cu CI, în măsura în care nu s-a făcut economie la lungimea cablajelor de interconectare șasiu-selector-taster, se poate face tot acordul folosind alimentarea din TV, comutarea și acordul din tasterul televizorului, adică fără instalația de măsurare din fig. 4.17 care este operativă cînd se repară și se acordă la un loc de muncă mai multe selectoare (în centre județene).

Voi exemplifica acordul selectorului de canale la TV —2 CI:

— Se desșurubează cele două șuruburi care fixează mufa de antenă a TV eliberînd cablul coaxial (ansamblul) care duce la intrarea selectorului.

— Se dezarmează clapa care ține ansamblul selector în suport și se scoate selectorul din TV, menținînd conectorul spre taster.

— Se scoate conectorul care leagă șasiul TV de selector și se delipește de la conector cablul coaxial care aduce semnalul de FI de la selector.

Cablul coaxial se aduce în afara TV iar conectorul se înfinge la locul său.

În acest fel se poate avea selectorul alimentat, cu RAA, cu tensiune varicap și putem folosi tasterul televizorului pentru acord și comutare.

— Cablul de FI se lipește la circuitul secundar de FI din exterior (vezi fig. 4.15.a), iar ieșirea circuitului secundar

de FI se conectează la sonda de detecție (cu schema din fig. 4.7.c).

— Ieșirea sondei de detecție se conectează la intrarea de osciloscop a voblerului TR-0813 (borna 16). Voblerul se pune pe gama 1—100 MHz.

Operația A. Acordul filtrului de FI.

1. Ieșirea de RF a voblerului (borna 15) se conectează prin sonda de injecție T3 (cu schema din fig. 4.7.a) la emitorul mixerului din selector prin $C = 15-33$ pF sau chiar 47 pF. Masa sondei se conectează la un fir ce se lipește direct la masa c.i. în imediata apropiere a mixerului. Atenuatorul de RF a voblerului pe poziția 0 dB iar butonul de amplificare verticală a osciloscopului la maximum. Voblerul se acordă pe $f = 40$ MHz, astfel ca markerii de 30 MHz și 40 MHz să încadrează marginile caroiajului. Lărgimea pe orizontală a liniei de zero cu markeri se reglează din butonul 12 (sweep fine).

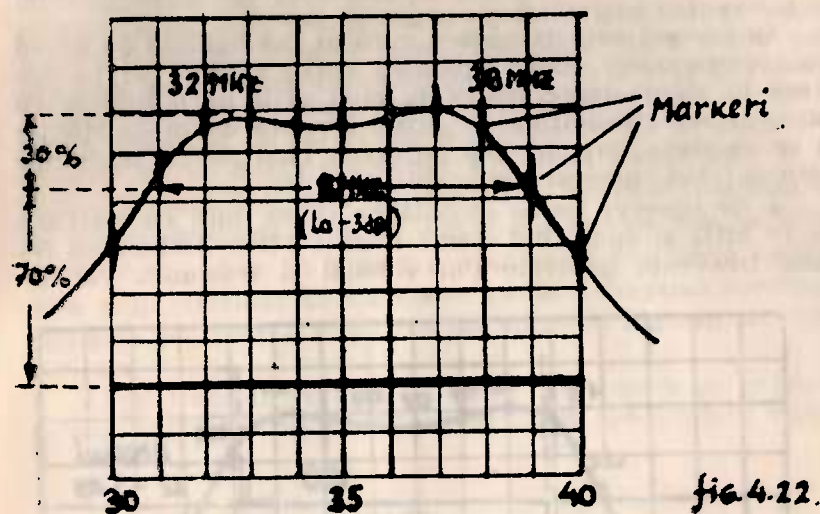
2. Se pornește televizorul iar tasterul se dezarmează. În acest fel este alimentat numai etajul mixer al selectorului iar celelalte etaje nu lucrează pentru a nu influența caracteristica de frecvență a filtrului de FI.

3. Se acordă trimerul C2, bobina L1 și eventual bobina L14 din selector filtrul de bandă de FI creat ad-hoc, astfel ca pe ecran să se vadă o curbă de FI ca cea din fig. 4.22., unde flancul stâng va fi mai puțin abrupt decât flancul de 40 MHz. Aici trebuie spus că valoarea condensatorului fix C1 (22 pF) în schema din fig. 4.15 poate fi schimbat în 12—15—18—27—33 pF, după necesități, astfel: mărirea C1 și a trimerului C2 produc îngustarea curbei, iar micșorarea C1 și C2 au ca efect creșterea cuplajului și deci lărgirea curbei odată cu creșterea groapei caracteristice cuplajului supracritic.

Din bobina L1 se încearcă obținerea formei curbei de FI, eventual și cu ajutorul miezului bobinei L14 din selector.

După ce s-a acordat filtrul de bandă pentru FI, filtru care constituie o rezistență de sarcină de valoare scăzută

pentru etajul mixer, se va trece la acordul selectorului: alinierea FB cu oscilatorul local.



Operația B. Acordul de banda 3.

Se deconectează cablul ce aduce tensiunea vobulată de RF de la emitorul mixerului, se trece voblerul pe gama 160—240 MHz și se conectează la intrarea selectorului, mai bine zis la mufa de antenă, cu ajutorul unei mufe tată, lipită la sonda de injecție a voblerului.

1. Se armează tasterul pe una din clapele pentru canalele 6—12.

2. Se deplasează acordul spre canalul 6, verificându-se la selector dacă primește toate tensiunile:

- pe borna de RAA : cca. 3—4 V (de dorit 4,5 V) ;
- pe borna de varicap : cca. 8—9 V (pentru canalul 6) ;
- pe borna de 12 V — B3 : cca. 12,7 V ;
- pe borna de mixer : cca. 12,7 V.

3. Vobulatorul se acordă astfel ca indicatorul să calce cam pe mijlocul sectorului negru de 180 MHz, se dau markeri

de 10 MHz; atenuatorul voblerului pe 0 dB iar amplificarea verticală cam la 1/4 din cursă (butonul 11 — vert. gain).

Pe ecran apare curba globală de trecere a selectorului pe frecvența canalului 6.

Se variază ușor tensiunea varicap din butonul de acord fin corespunzător clapei apăsate; curba globală se va deplasa în stînga (spre frecvențe mici cînd ne apropiem cu cursorul potențiometrului de acord fin spre marginea stîngă) și se va muta spre dreapta pe ecran cînd mărim tensiunea varicap (cînd cursorul merge spre dreapta).

4. Se observă curba globală pe ecran, întîi cu markerii de 10 MHz și apoi dînd markerii de 1 MHz. Trebuie să reglăm frecvența generatorului vobulat și tensiunea varicap

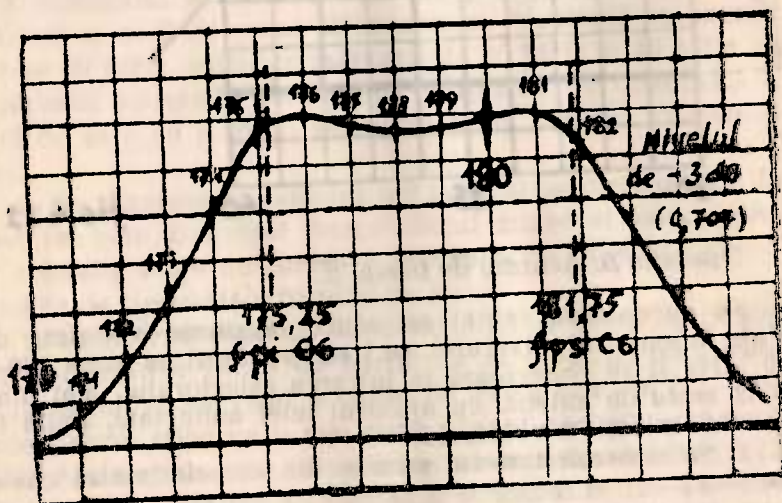


FIG. 4.23.

astfel încît să vedem ceea ce este arătat în fig. 4.23. Menționez că la un selector normal acordat, amplificarea globală pe banda 3 este cam de 15—20 ori (23—26 dB), astfel că atenuatorul de RF al voblerului este mai bine să fie pus pe poziția de 10 dB (cca. 5 mV se injectează la intrarea selectorului); în acest caz amplificarea verticală a osciloscopului

se dă spre maxim. Amplificarea verticală a osciloscopului (buton 11) se reglează astfel încît curba să aibă o înălțime de 7 diviziuni; în acest caz nivelul de —3 (0,707) va fi cam la 5 diviziuni. Se poate citi la acest nivel lărgimea de bandă a caracteristicii globale: cca. 8—9 MHz. Dacă curba este așa cum arată figura 4.23, nu mai avem ce acorda la capătul inferior al benzii 3. Dacă însă curba nu este așa, se vor acorda micșurările de alamă ale bobinelor de B3 iar dacă este necesar se va mișca (deforma) și bobina oscilatorului de B3 (L16). *Canalul 6 trebuie obținut la o tensiune varicap de 8—9,5 V.* Se va observa că voltmetrul trebuie pus pe scara de 30 V sau chiar 60 V pentru a nu șunta tensiunea varicap prea mult. Dealtfel se va vedea că la măsurarea tensiunii, curba se deplasează în jos, tocmai datorită scăderii tensiunii varicap.

5. Se trece la verificarea curbei de trecere pe celelalte canale, acționînd asupra acordului fin și concomitent asupra

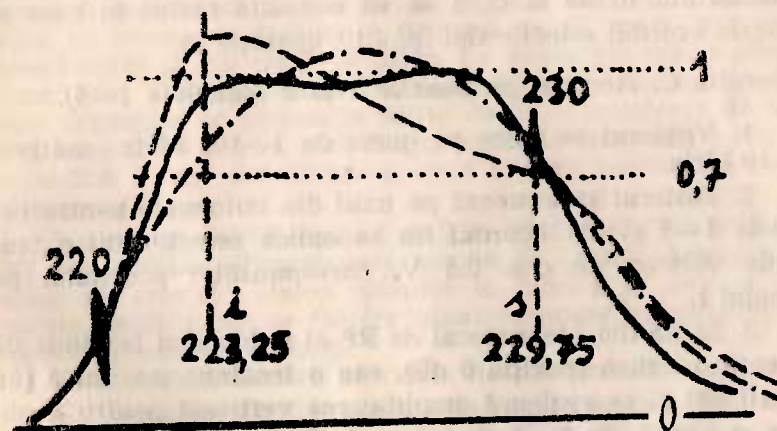


FIG. 4.24.

frecvenței centrale o voblerului. Curba trebuie să-și păstreze lărgimea de 7—8 MHz la nivelul de —3 dB și în oarecare măsură forma pînă ce ajungem la canalul 12, cînd tensiunea

S. Cămin

varicap poate fi de 20—27 V iar frecvența centrală a voblerului la cca. 226 MHz, deoarece purtătoarele canalului 12 sînt la 223,25 (i) și 229,75 MHz (s). La canalul 12, curba trebuie să fie cuprinsă între markerul de 220 MHz și cel de 230 MHz, așa cum se vede în fig. 4.24. Se admit toleranțe largi la forma curbei, cu condiția ca purtătoarele să nu cadă sub -3 dB (sub nivelul de 0,7). Aceste toleranțe sînt sugerate prin curbele punctate de pe fig. 4.24; se poate spune că este de preferat ca ambele purtătoare să fie cît mai sus pe curbă, dar aceasta este obligatoriu numai dacă la reglarea curbei de FI am realizat caracteristica standard arătată în fig. 4.15.b (cu linie plină). Dacă însă deja acolo sunetul (31,5 MHz) era căzut cu 1 dB (nivelul de 0,89 sau 89%), sau chiar cu 2 dB (nivelul de 80%) atunci și pe curba globală sunetul va fi căzut; se va ține seama de eventuala cădere a purtătoarei de 31,5 MHz atunci cînd se va aprecia poziția purtătoarei de sunet pe caracteristica globală. Pentru reacordul selectorului în B3 la C.12 se va consulta textul în care se descrie acordul selectorului (p. 4.10, operația 3).

Operația C. Acordul pe benzile 1 și 2 (canalele 1—5).

1. Voblerul se trece pe gama de 1—100 MHz; markeri de 10 MHz.

2. Tasterul se armează pe unul din butoanele pentru canalele 1—5 și din acordul fin se aplică selectorului o tensiune varicap de cca. 2,5 V, corespunzător acordului pe canalul 1.

3. Se dă din atenuatorul de RF al voblerului tensiune de injecție maximă (poziția 0 dB), sau o tensiune mai mică (at. pe 10 dB) și se reglează amplificarea verticală pentru a obține o curbă de 6—7 diviziuni înălțime pe ecran. Scopul acordului este de a obține din L8, L11 și L17 o curbă globală ca în fig. 4.25.a atunci cînd $U_{varicap} = 2,3...2,8$ V iar din elementele C26 și C32 o curbă ca în fig. 4.25.b, pentru canalul 5 la care tensiunea varicap poate fi de 20...27 V. Detaliile procedurii de reglaj au fost descrise la 4.10. operația 4.

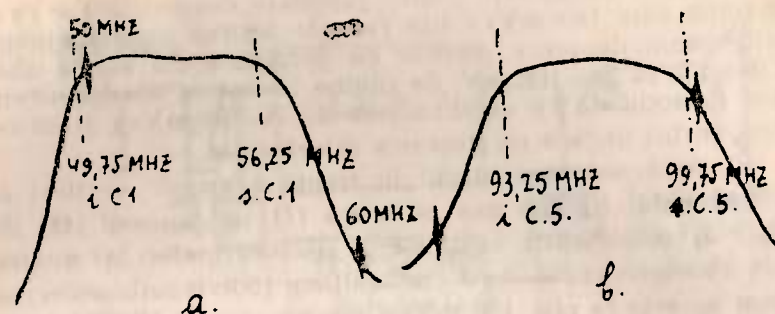


FIG 4.25.

● Privind amplificarea globală a selectorului de canale P 22211, știm că prin normă aceasta trebuie să fie mai mare de 20 dB (10 ori), măsurată cu un circuit de FI amortizat cu 75 ohmi (schema din fig. 4.15, în care R este 75 ohmi). Noi am pus în fig. 4.15 o amortizare de 100 ohmi, dar ea poate fi modificată la 150 ohmi, și chiar mai mult, cu condiția ca banda de trecere a filtrului de FI creat la ieșirea selectorului să fie de 7—8 MHz. La voblerele mai modeste (cum este TR0813) sensibilitatea osciloscopului fiind mică, este avantajos să punem la filtrul de FI o rezistență de sarcină mai mare pentru a obține o tensiune ceva mai mare ce se aplică sondei detectoare și apoi intrării verticale a osciloscopului.

Nu putem determina nici cu TR—0813 și nici cu METRIX 231 sau 232 amplificarea selectorului de canale. Totuși dacă avem un selector etalon măsurat în fabrică la care se cunoaște amplificarea pe fiecare canal, se poate compara selectorul reacordat cu etalonul.

O socoteală sumară ne poate da următoarele elemente:

a) Tensiunea de RF vobulată de la ieșirea voblerului este de 50 mV eficace adică de cca. 140 mV_v, cînd atenuatorul de RF este zero.

b) Dacă se aplică la intrarea selectorului doar 5 mV_{ef} (atenuatorul pus pe 20 dB) și selectorul amplifică de 20 ori (26 dB), vom obține cca. 100 mV_{ef}, deci 280 mV_v la ieșirea filtrului de FI, tensiune ce se aplică sondei detectoare.

c) Sonda detectoare „taie” jumătate din cei 280 mV_{VV}, rămânând cam 140 mV_{VV} din care la ieșirea sondei ajunge foarte puțin deoarece diodele cu germaniu din sondă abia se deschid la 80—100 mV. Se obține la ieșirea sondei o tensiune demodulată cu amplitudinea de 70—90 mV_{VV} și având forma curbei globale de trecere a selectorului.

d) De aceea atenuatorul în trepte a amplif. vertical al osciloscopului trebuie pus pe scara 1/1 iar butonul (11) de reglaj al amplificării verticale a osciloscopului la maxim. Dacă vedem o curbă de 3 cm înălțime (6 diviziuni) pe ecran putem aprecia la cca. 150 mV_{VV} tensiunea de la ieșirea sondei detectoare deoarece sensibilitatea osciloscopului este în această poziție maximă, de 50 mV/cm.

e) Se poate aprecia la 0,8 (80%) factorul de transfer al sondei detectoare (raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare), astfel că putem determina amplificarea globală a selectorului.

4.12 ALTE OPERAȚII DE ACORD ÎN TV.

1. *Calea de sunet* nu pune probleme deosebite. În toate caietele de reparații sînt descrise atent și detaliat operațiile de acord a FI-sunet (6,5 MHz) curba clopot și curba în „S” a demodulatorului de MF. Pentru acest motiv considerăm că nu mai este necesar să repetăm aici metodele de acord ale AFI—S.

2. Vizualizarea caracteristicii de video frecvență nu se poate face corect cu vobuloscopul TR—0813 din cauza benzii mici de frecvență a osciloscopului și de altfel este o operație mai delicată. Se folosește o sondă pentru a vizualiza zona de la 0,5 MHz spre 6 MHz și o sondă pentru frecvențele joase (pînă la 300—500 MHz) curbele obținute trebuiesc racordate grafic pentru a obține caracteristica.

Schema de măsurare pentru vizualizarea caracteristicii amplificatorului de videofrecvență (A.V.F.) este arătată în

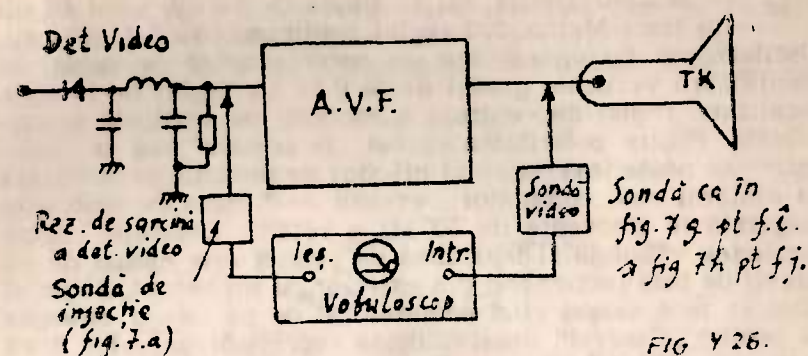


FIG. 4.26.

fig. 4.26. Excursia de frecvență a voblerului va fi de cca. 10 MHz, frecvența centrală se stabilește la cca. 4 MHz, semnalul de la ieșirea voblerului la cca. 10 mV. Sonda video pentru frecvențe joase are schema din fig. 4.7. h iar pentru frecvențele înalte are schema din fig. 4.7. g.

Vobuloscopul METRIX 231 (232).

Este un aparat bun pentru Service și laborator ce cuprinde un vobulator, asistat de un bloc de marcarea și un osciloscop cu ecran cu $\varnothing = 70$ mm. Voblerul METRIX 231 are domeniul de frecvențe: 5—220 MHz (o gamă). Voblerul METRIX 232 are: $f = 0,5 \dots 230$ MHz și $f = 470 \dots 830$ MHz. Tensiunea de ieșire a voblerului: 50 mV pe o impedanță de 75 ohmi. Excursia de frecvență: 0,5—2—5—10—15—20 MHz (comutator în trepte).

Marcare:

- din 1 MHz în 1 MHz și din 10 în 10 MHz
- canalele 1—12 FIF pot fi marcate cu f_{pt} și f_{ps} , de la un bloc de marcarea de tip rotator. Markerii de imagine și de sunet ai fiecărui canal pot fi stinși separat, iar amplitudinea markerilor se poate regla în limite largi cu un buton exterior.

Atenuator de RF:

— la tipul Metrix 231 în trepte de 10 dB, total 60 dB
 — la tipul Metrix 232 reglaj continuu, 60 dB (1000 ori).
 Osciloscopul încorporat are un potențiomtru de reglaj al amplificării verticale gradat de la 0 la 10, reglaj de lumină, focalizare, reglaj de centrare a spotului pe verticală și orizontală. Pentru polaritatea curbei „în pozitiv” sau în „negativ” se poate inversa rolul plăcilor de deviație pe verticală cu ajutorul unui comutator „+” sau „-”. Baza de timp este asigurată la frecvența de 50 Hz a rețelei. Defazajul dintre tensiunea vobulată și tensiunea de baleiaj este anulat de un circuit de fază (acionabil din exterior cu un buton). Reglajul fazei se face numai când comutatorul de pe panou este pus pe poziția „Control” observându-se suprapunerea celor două curbe ce apar pe ecran.

● Vobulatorul cuprinde ca și TR—0813 două oscilatoare și un mixer :

— unul ce lucrează pe o frecvență de 260 MHz, vobulată cu 50 Hz ;

— unul de frecvență variabilă avînd $f = 260... 490$ MHz, acționat cu butonul mare gradat în MHz.

Cele două semnale debitate de oscilatoare se aplică mixerului obținîndu-se la ieșirea acestuia semnalul vobulat avînd frecvența egală cu diferența frecvențelor celor două oscilatoare adică $f = 0...230$ MHz. Semnalul vobulat de UIF oscilatoare adică $f = 0...230$ MHz se obține amestecînd armonica a treia a frecvenței oscilatorului de 260 MHz cu frecvența oscilatorului de frecvență variabilă, astfel că atunci cînd scara gradată a voblerului este la 0, se obține și $f = 0$ MHz și $f = 520$ MHz iar cînd scara este la $f = 50$ MHz se obține și frecvența de 50 MHz dar și frecvența de UIF de 570 MHz. Deviația de frecvență (vobulare) se obține prin variația inductanței de acord a osciloscopului de 260 MHz. Inductanța are miezul de ferită (oală) astfel construit încît acesta poate fi saturat cu ajutorul unui cîmp magnetic alternativ exterior creat de o bobină de vobulare așezată în apropiere și alimentată de la transformatorul de rețea (la 50 Hz) prin intermediul unui circuit de reglaj. Saturarea în ritmul a 50 Hz a feritei inductanței de acord, provoacă reducerea permeabilității feritei și deci a inductanței, provocînd creșterea frecvenței. Excursia de vobulare va fi liniar proporțională cu tensiunea

care se aplică bobinei inductoare, tensiune care se comută în trepte de la butonul „Excursia de frecvență”.

Schema bloc a vobuloscopului Metrix este dată în fig. 4.27.

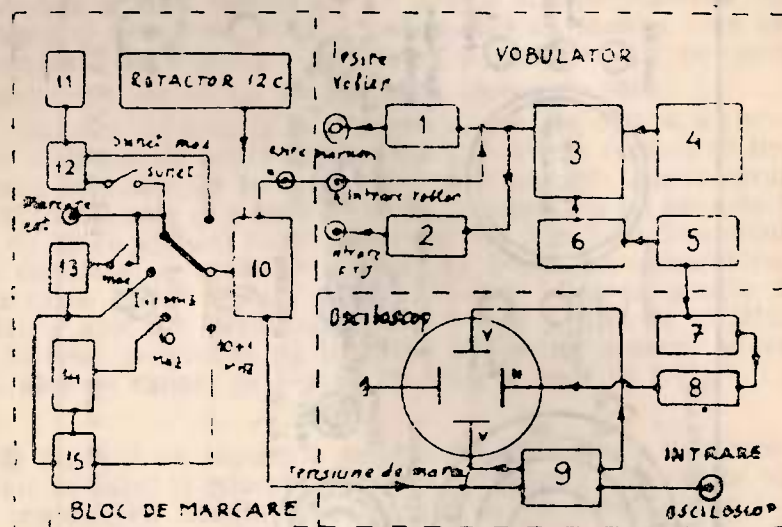
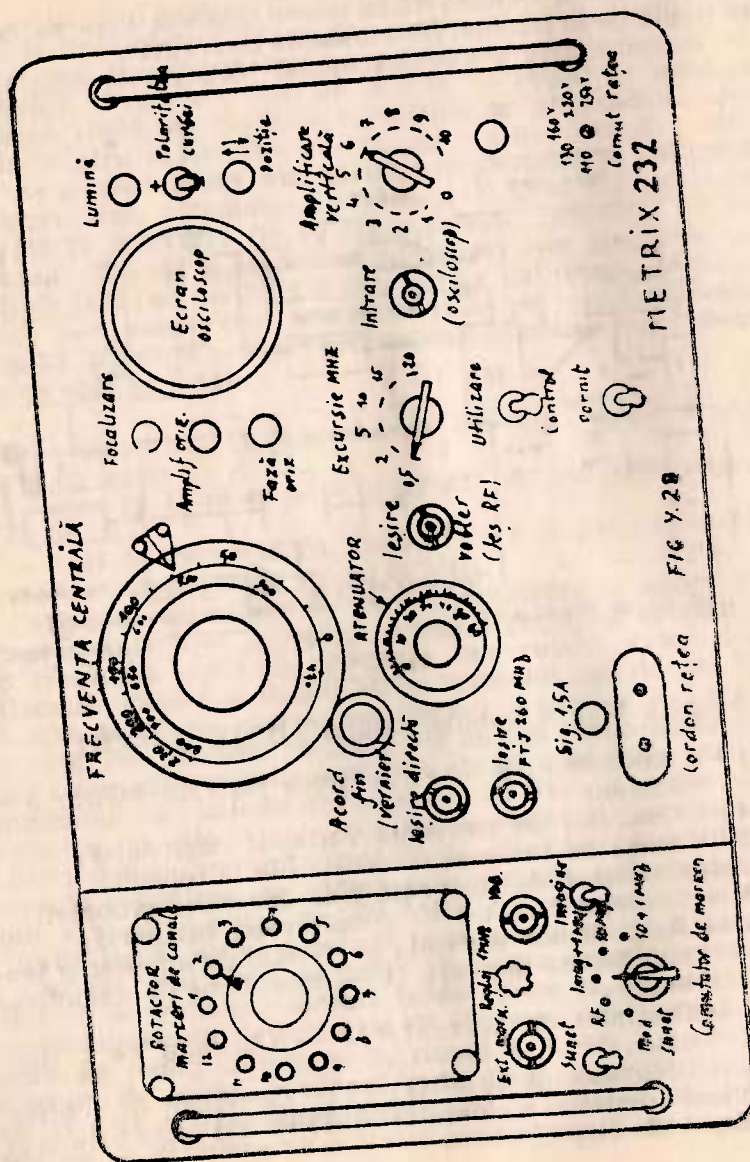


FIG 4 27

Schema bloc a vobuloscopului MERIX 231—232.

- 1 — Atenuator ; 2 — Filtru trece jos (260 MHz) ; 3 — Mixer ;
 - 4 — Oscilator de frecvență variabilă nemodulat ;
 - 5 — Sursă de tensiune de 50 Hz (de la rețea) ;
 - 6 — Oscilator de frecvență fixă 260 MHz (vobulat)
 - 7 — Reglajul fazei ; 8 — Amplificator orizontal ;
 - 9 — Amplificator vertical ; 10 — Etaj de amestec a tensiunilor de marcaj ; 11 — modulator de audiofrecvență ;
 - 12 — Oscilator de f. sunet ; 13 — Oscilator de f. imagine ;
 - 14 — Generator de 10 MHz ; 15 — Generator de 1 MHz.
- Panoul frontal al voblerului METRIX 231—232 este arătat în fig. 4.28.



În partea stîngă se află blocul de marcaj la care rotactorul cu cuarțuri pentru marcarea frecvențelor purtătoare de imagine și de sunet al fiecărui canal de la 1 la 12, este în partea de sus. Sub rotactorul de canale avem borna de introducere a unui semnal de RF pentru marcarea externă (în stînga) și borna de ieșire a tensiunilor de marcaj care se conectează la vobulator fie direct (borna de sus) fie prin filtrul trece jos cu $f_T = 260 \text{ MHz}$ (borna de jos).

Butonul de reglare a frecvenței centrale oferită de vobler la borna de ieșire (Sortie vobb = Ieșire vobler) se reglează brut sau fin cu un vernier multiplicator. Atenuatorul la tipul 231 este în trepte de 10 dB, la tipul 232 un atenuator de 60 dB cu acțiune continuă gradat din 2 în 2 dB. Domeniul de vobulare se reglează manual în trepte cu comutatorul „Excursie MHz” astfel: pentru FI—6,5 MHz la poziția 2 MHz și apoi 0,5 MHz; pentru FI—VS pe poziția de 15 MHz și în final pe poziția de 10 MHz, iar pentru acordul selecțiilor de canale pe poziția 20 MHz și apoi 15 MHz.

● Butonul de reglare a amplificării verticale a osciloscopului se pune în concordanță cu amplificarea blocului ce va fi acordat, cu poziția atenuatorului și cu înălțimea curbei de pe ecran. De exemplu când se acordă un selector de canale, va trebui ca amplificarea verticală să fie maximă (la diviziune 10) iar atenuatorul „cere” să fie cam între 20 și 30 dB. Cu atenuatorul pus pe 20 dB voblerul oferă la ieșire un semnal vobulat cam de 5 mV (20 dB = 10 ori, adică 50 mV împărțit la 10, respectiv 5 mV).

La lucrul pe AFI—VS atenuatorul de RF va sta pe la 40 dB (atenuare 100 ori) și va livra la ieșire un semnal de ieșire de 0,5 mV (500 μ V) sau chiar la 50 dB ($U_{ieșire} = 160 \mu$ V), iar reglajul de amplificare verticală pe pozițiile 2—3—4.

● Semnalul vobulat se culege la borna „Sortie vobb” și se aplică la blocul examinat printr-o sondă de injecție ca în fig. 4.7.a. Semnalul de la ieșirea blocului vobulat se culege cu o sondă detectoare ca cea din fig. 4.7.b sau 4.7.c.

În cazul acordului căii comune sau a verificării caracteristicii globale de frecvență a televizorului, semnalul se poate culege imediat după detectorul video sau după prefinalul video adică M104 sau M105 la TV Sport, M107 la TV 2 CI, M106 sau K100 la TV H2, M105 (SVC—) sau M104 (SVC+) la TV cu 5—6 CI și TV Sport cu CI fără a mai utiliza sondă detectoare ci o sondă simplă de cuplaj ca cea din fig. 4.7.d și se aplică la borna „Entrée” = intrare osciloscop.

Metodica de acord a selectoarelor de canale sau a AFI—VS este identică cu cea descrisă la folosirea TR—0813. La selector procesul de acord este mult ușurat de faptul că pentru fiecare canal avem markeri de canal foarte preciși.

● Pentru verificarea permanentă a sincronismului dintre oscilator și filtrul de bandă (RF—FIF) se va folosi fie sonda complexă cu markeri de FI din fig. 4.16 conectată de la ieșirea filtrului secundar (auxiliar) de FI spre intrarea oscilos-

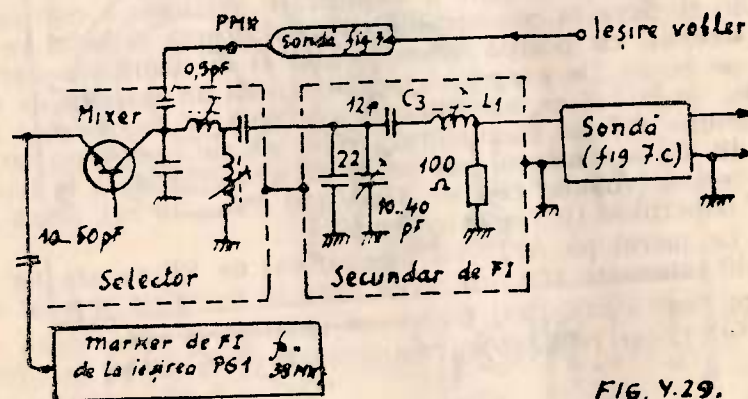


FIG. 4.29.

copului, fie un generator PG1 pusă să debiteze frecvența de imagine (38 MHz). Injectia markerului exterior de FI se face direct la intrarea mixerului din selector prin C = 6,8...15 pF ca în figura 4.29. Generatorul PG1 se pune pe gama Nr. 6, iar comutatorul de mod se comută pe poziția

„AM video”, nivelul de ieșire dozat cam la 30 mV. În timpul acordului selectorului se va urmări ca markerul exterior de 38 MHz să cadă mereu peste purtătoarea de imagine a canalului verificat. Acționînd asupra oscilatorului local al selectorului markerul exterior de 38 MHz se deplasează în stînga sau în dreapta, datorită modificării frecvenței oscilatorului. Dacă se folosește sonda cu markeri de FI (fig. 4.16) markerii voblerului se vor suprapune cu markerii dați de sondă, atunci cînd oscilatorul „merge” sincron cu filtrul de bandă (*Sincron* înseamnă că oscilatorul se află la o frecvență cu exact 38 MHz mai mare decît frecvența purtătoarei de imagine a canalului în cauză).

Voblerile TR 813 și METRIX 231 sau 232 pot fi folosite, pentru acordul amplificatoarelor de antenă pentru FIF sau pentru UIF (numai METRIX 232). Ca sondă de detecție se va utiliza cea din fig. 4.7.c. Vobuloscopul METRIX 232 se pretează pentru verificarea selectoarelor FIF—UIF cum și a convertoarelor de UIF/FIF, de exemplu a convertorului care transpune canalul 34 de UIF în canalul 2 de FIF, fabricat de Electronica pentru zona Brașov unde programul 2 de TV se emite pe canalul 34 (575,25—581,75 MHz).

CUPRINS

	Pag.
Prefață	3
Cap. 1. Televizoare portabile cu jocuri electronice	7
Televizorul OLT cu joc electronic	33
Cap. 2. Practica depanării televizoarelor cu CI	39
2.1. Defectarea cinescopului la TV cu CI	39
2.2. Dimensiune anormală pe orizontală	44
2.3. Diferite defecte la TV cu CI	48
2.4. Străpungere secundară la tranzistorul sta- bilizator serie	73
2.5. Alimentarea circuitelor la TV cu 2CI	80
Cap. 3. Componente și circuite specifice TV color	88
Cap. 4. Folosirea vobuloscopului	139
4.1. Vobuloscopul	140
4.2. Osciloscopul	144
4.7. Acordul FI—VS	162
4.8. Acordul selectorului de FIF	170

J. C. Smith