

punctul cld al pot. R812 avem $+40V$ cu dispersie de $\pm 4V$ cit este dispersia diodei PL68Z (61...72V).

Suprimarea punctului luminos pe ecran la stingerea TV se bazează pe efectul de negativare a G1 cu o tensiune de cea. 70V la care se încarcă C807 — $2,2 \mu F$ în timpul funcționării TV.

Procesul de suprimare a fost descris în BT. nr. 5 la pag. 118—121. La C807 se poate utiliza și valoarea de $1,5 \mu F$.

○○○ Defectele din zona video au fost descrise în detaliu în BT. nr. 5 (pag. 125). Aici se vor semnala totuși unele defecte:

1. TV nu are rastru.

— întreruperea circuitului spre filament sau întreruperea filamentului.

— întrerupere la R501, R503, R507, R806, R809, conexiune spre catod TK întreruptă.

— scurt BE la T501; când R503 este întreruptă $U_{ET501} \approx 10V$ iar $U_c \approx 100V$.

— lipsă tensiunea $+U_H$ (întrerupere la R805, scurt C805).

2. TV are rastru, nu are imagine.

— scurt EC la T501.

— întrerupere la R505 din care cauză U_{ET501} este de cea.

1V.

— întrerupere la L501.

— R112 de pe modulul FI—VS întreruptă.

— modulul FI—VS nu face contact la pic. 9,3 sau 10.

— Conexiunile spre potențimetrul de contrast întrerupte.

— Scurtcircuit la C501 din care cauză T501 este saturat ($U_c \approx 1V$).

3. Lumină foarte mare, nu se reglează.

— întrerupere la R810 sau la cursorul R812, conexiuni spre R812.

4. Imagine foarte întunecată.

— întrerupere la R508, eventual la R509.

5. Contrast foarte mic.

— întrerupere la C503.

6. Imagine f. umflată la lumină mare.

— scurt la D502 sau C503 (grupul de limitare a I fascicol).

7. Imagine fără definiție.

— scurt la C501, lipsesc frecvențele înalte video.

— L502 întreruptă.

8. Imagine întunecată în partea superioară.

— scurt la D501.

— C504 scurt sau cu rezistență de izolație sub $1K\Omega$.

I.I.S. Electronica Bucuresti

BULETIN TEHNIC NR.6

Televizorul sport cu CI (251/261)

Practica depanării la televizorul cu 6 CI cu 5 CI cu 2 CI

Sincropcesorul tranzistorizat

Folosirea osciloscopului E 0101

PREFAȚĂ

Buletinul tehnic Nr. 6 cuprinde două părți divizate în 6 capitole :

Partea I-a cu 3 capitole care tratează televizorul portabil cu SPORT 251/261 astfel :

Capitolul 1. Generalități și alimentarea circuitelor

Capitolul 2. Balajul orizontal

Capitolul 3. Schema electrică generală și modulele.

În această parte se prezintă în detaliu principiile de funcționare (fiziologia) a circuitelor, astfel încât orice tehnician să înțeleagă bine tehnica noului aparat în toate amănuntele. La aceste etaje se prezintă defectele mari și mici, cele care apar din rar sau mai des, ca și în celelalte buletine. Partea a II-a cu 3 capitole cuprinde sincronizarea de tip T (tranzitorizat) realizată în locul sincronizării cu TBA950 (capitolul 5), utilizarea osciloscopului EO101 de către depanatori în procesul de service (capitolul 6) și capitolul 4 unde se prezintă un mod nou de schimb de experiență în scopul de a ajuta procesul de service. Având acest capitol trebuie spuse următoarele :

În buletinele tehnice Nr. 4 și 5 s-a descris fiziologia circuitelor din noile televizoare până la ultimele detalii. O parte importantă a acestor buletine s-a rezervat avariilor. Defectele descrise acolo au fost provocate intenționat în condiții de laborator prin întrerupere, mărire sau micșorare la R, întrerupere sau arccircuit la C, etc. Această metodă de a simula avariile, care necesită luni de muncă migăloasă nu poate „atinge” toate sursele care se pot ivi în exploatare. În afară de aceasta, studiul defectelor se face aproape întotdeauna înainte ca aparatele să fie lansate pe piață.

În exploatare se ivesc multe avarii cu înălțuire, defecte care generează alte defecte uneori în cu totul altă parte, defecte care sînt mai greu de depistat și cer mult timp.

○ Capitolul 4 are ca scop prezentarea unor astfel de avarii, și ales cele care provoacă pagube mari, apărute în practica de ste un an, fie din experiența personală a autorului, fie culese la tehnicienii depanatori din întreaga țară (ai Electronicii și Cooperăției). Defectele au fost grupate pe etaje, respectiv pe module; descrierea defectului nu este întotdeauna prea detaliată; motive de spațiu și intrucit toate circuitele au fost descrise în 115 pagini cit cuprind Buletinul nr. 4 și Buletinul nr. 5.

Totuși la unele defecte pentru o mai bună înțelegere a problemelor din circuitul avariat s-au analizat în detaliu condițiile și cauzele. Veți putea citi pe rînd defectele din baleiajul orizontal (18, HU205, dimensiune redusă pe orizontală, desincronizare orizontală), din baleiajul vertical (avarie în grup la etajul final), probleme la stabilizatorul serie-unele legate de defecte la sistemul de acord varicap, altele cu referire directă la transformatorul serie T801 (T T902 la II).

Defectele la module sînt tratate pe scurt nefiind necesară o multă teorie acolo unde nurse poate drege nimic în circuitul avariat defect.

○○○ Reținem ca s-au mai întîlnit în practică și alte defecte grele. Pentru a se putea extinde schimbul de experiență la nivelul întregi țări Secția Service roagă pe toți specialiștii să contribuie în scris, pe scurt, defectele rare și greu de depanat la RT 100, str. Armata Roșie 12. Aceste cazuri vor fi analizate și introduse în Buletinele Tehnice. În afară de Buletinele Tehnice, Secția Service va edita începînd cu acest an o circulară lunară „ELECTRONICA SERVICE INFORMEAZĂ” în care vor fi difuzate în mod operativ diferite modificări sau îmbunătățiri care se operează la aparate, indicații pentru unele defecte mai frecvente cum și noutăți din domeniul televiziunii alb-negru și color, etc.

TELEVIZORUL PORTABIL CU CIRCUITE INTEGRATE (SPORT 251; 261)

Televizorul portabil SPORT, pus în fabricație în Septembrie 1973 este realizat într-o concepție nouă, cu un șasiu vertical de 17 X 167 mm, rabatabil la 45° și orizontal, cu următoarele module și componente mari deconectabile:

1. Calca comună de FI—VS
2. Calca de sunet
3. Sincroprocesorul
4. Baleiajul vertical
5. Bobina de deflexie
6. Selectorul de canale
7. Difuzorul (8 Ω, 3 W)

Partea de alimentare: transformatorul de rețea, comutatorul de rețea — baterie, puntea redresoare, tranzistorul stabilizator de T601—2N3055 cu radiatorul său și primul condensator electrolitic C606—4700 μF/25 V sînt amplasate pe rama orizontală din masă plastică.

Circuitul stabilizatorului de tensiune cu T602, T603 și D601 află pe placa de circuit imprimat.

Selectorul FIF—UIF sau numai FIF este legat la taster prin două conectoare (unul cu 7 contacte și altul cu 3 contacte).

Toate piesele sînt ușor accesibile la depanare; întregul aparat poate fi desmembrat în mai puțin de 5 minute.

Modulele de Calca comună și Calca sunet sînt intersanjabile cele dela televizoarele mari cu C.I.; sincroprocesorul este aproape identic și ușor de făcut intersanjabil. Modulul de baleiaj vertical nu poate fi același cu cel dela TV cu 5/6 C.I. deoarece la

Consumul în alternanță măsurat pe Si 1 este de 135mA cînd tensiunea de rețea este 220V iar consumul pe partea de c.c. de cca. 1,6A.

La 220V, în funcție de lumină, contrast și volumul sonor, consumul pe alternativă variază între 125 și 150 mA. La creșterea tensiunii rețelei la 242V, consumul prin Si 1 poate atinge 165 mA cînd volumul sonor este maxim.

Condensatoarele C601, C614 și C615 contribuie la antiparazitarea televizorului conform STAS 6043/9—71. Aceste condensatoare sînt asigurate la 380V ~. Eliminarea C601, C615, C614 nu este recomandabilă, dar nu deranjează funcționarea aparatului.

În secundarul trafo de rețea, la $U_R = 220V$ și sarcină normală pe partea de c.c. avem $U_{sec} = 13,9V$. Înfășurarea secundară suportă un curent alternativ de durată de cca. 2,4A fără a se încălzi peste 40°C.

Deparazitarea secundarului se face cu C602=0,1 μF ; scurtcircuitarea C601, C602, C614, C615 (oricare) provoacă arderea siguranței de rețea Si 1—0,6A.

2. Redresorul se bazează pe puntea cu siliciu de tip 3PM05, care suportă un curent de durată de 3A (pe partea continuă), tensiunea alternativă aplicată maximă admisă fiind de 50V. Aceste mărimi sînt exprimate în simbol. De ex. 1PM1 înseamnă o punte de 1 A și 100V. Condensatoarele C602, 603, 604, 605 de 2,2 nF au un rol important în suprimarea armonicilor tensiunii rețelei și a proceselor tranzistorii (de trecerea diodelor de la starea de conducție la starea de blocare și invers) procese în cursul cărora apar aceste C, iau naștere tensiuni și deci curenți cu caracter neharmonic ce măresc puterea disipată în diodele punții și produc oscilații pe imagine (brum, dungi orizontale de cadre, etc.).

Prin redresarea ambelor alternanțe, pulsația alternativă a tensiunii redresate are frecvența de 100Hz și amplitudinea de cca. 1,8 Vv (1,6....2Vv) la bornele condensatorului electrostatic de filtraj C606, cum se vede în fig. 1, comparativ cu o redresare monoalternanță.

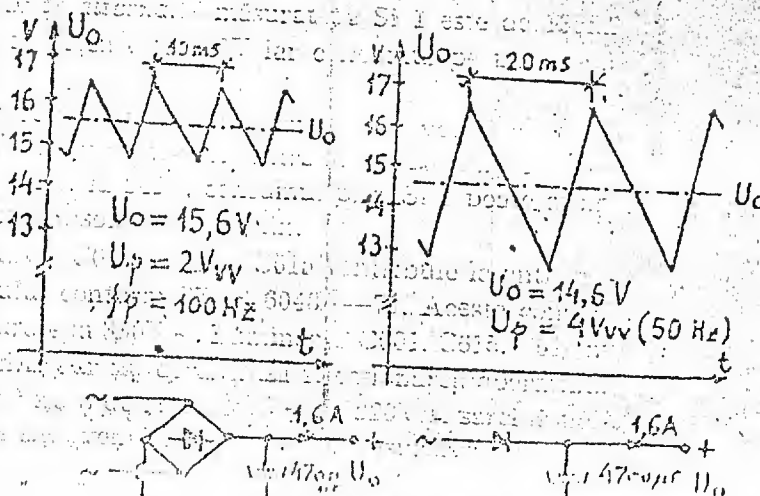


FIG. 1

Tensiunea continuă la bornele C606 se prezintă ca valoare efectivă (pe axa pulsației) și este cu 11—13 % mai mare decât tensiunea alternativă efectivă. Astfel la $U_R = 220V$ și $U_{sec} = 13,9V$ la bornele C606 $U_o = 15,6V$. Relația dintre tensiunile din primarul trafo, secundar și tensiunea redresată pe C606 este dată în tabelul 1. Abateri de $\pm 5\%$ sînt posibile datorită dispersiei valorii capacității electrice C606 4700 μF , (3700....6000 μF).

Se vede că tensiunea continuă la bornele C606 atinge 18V la tensiunea accidentală de rețea de 250V și scade pînă la 11,5V cînd tensiunea de rețea este de 170V.

TABELUL 1

U_R	170	180	190	200	210	220	230	240	250	V ~
U_{sec}	10,7	11,3	12	12,6	13,2	13,9	14,5	15,2	15,8	V ~
U_o	11,5	12,3	13,1	14	14,8	15,6	16,4	17,3	18	V =

3. Stabilizatorul serie avînd ca piesă principală tranzistorul T601—2N3055 asigură la ieșire o tensiune de 10,8V perfect stabilizată, reglabilă din R607 între 9 și 12 V. Tranzistorul T601 este amplasat pe ramura de minus, deoa-

Hand-drawn schematic diagram of a power supply circuit. The circuit starts with a 13.9V AC input connected to a 3PM05 vacuum tube rectifier. The rectified output goes through a Si2-2AT filter capacitor. The output voltage is $U_0 = 15.6V$. The circuit then splits into two paths: one leading to a +10.8V output and another leading to a -4.8V output. The -4.8V output is connected to a T601 tube and a 2601 tube. The +10.8V output is connected to a USTA8 tube. The circuit also includes an "Amplif. de erace" block and a "Circuitule TV" block. Currents are indicated as 1.6A, 1.42A, and 0.48A.

FIG. 2

La tensiuni mari de rețea tensiunea U_{CE} la bornele grupului T601—R601 crește spre 7V deoarece tensiunea nestabilizată U_0 pe C606 crește la 17-18V (vezi tabelul 1) iar tensiunea stabilizată U_A este constantă la 10,8V; puterea disipată pe grupul T601—R601 crește, ajungând să fie pe tranzistor cca. 6,5W iar pe rezistență sunt 4,5W.

10

Funcția de filtrare se menține atît timp cît tensiunea nestabilizată U_0 este mai mare decît tensiunea stabilizată $U_A = 10,8$ V cu jumătate din amplitudinea pulsației alternative plus tensiunea de saturație a T601. Pulsația alternativă pe tensiunea U_A este sub 50 mVv. La consum normal de 1,5—1,6 A pulsația pe U_0 este de cea 1,8 Vv, astfel că tensiunea U_0 trebuie să depă-

sească pe U_A cu : $0,9 + 0,3 = 1,2V$ care este tensiunea minimă U_{CE} min. la T601 pentru asigurarea filtrajului.

Prin umrare, la stabilizatorul de tensiune din TV Sport 251—261, filtrajul se menține cît timp tensiunea U_0 nu scade sub 12V, corespunzător tensiunii de rețea 175V, iar stabilizarea se menține pînă la $U_0 = 11,2—11,3V$ adică pînă la 170V. Sub $U_R = 175V$, pulsația la ieșirea stabilizatorului crește la cca. 0,9Vv și brumul se vede pe imagine.

Coefficientul de stabilizare este atît de bun încît, variind tensiunea de rețea între 175V și 250V, tensiunea U_A nu variază cu mai mult de 0,05V, de ex. între 10,77V și 10,82V.

4. Tensiunile $U_A, U_B, U_C, U_D, U_E, U_F, U_G$.

U_A . Tensiunea generală U_A trebuie să fie egală cu 10,8V $\pm 0,1V$. De aceasta depind toate tensiunile B, C, D, E, F, G.

Tot de tensiunea U_A depinde direct și proporțional tensiunea recuperată U_J și tensiunea anodică U_H . Relația între U_A și U_J respectiv U_A și U_H este următoarea :

$$\begin{aligned} U_J &= 2,42U_A & U_J &= 2,42 \cdot 10,8 = 26,2V \\ U_H &= 10,5U_A & U_H &= 10,5 \cdot 10,8 = 113,5V \end{aligned}$$

De nivelul tensiunii U_A depinde consumul general al TV, impulsul de întoarcere pe colectorul tranzistorului final de linie, tensiunea de FIT, curentul de fascicol, tensiunea de accelerare, tensiunea de alimentare a baleiajului vertical, precum și tensiunile de alimentare a tuturor etajelor.

Reglarea U_A se face din potențiometrul semireglabil R607, măsurînd fie direct U_A , fie tensiunea recuperată U_J pe piciorul 3 al trafo liniei (26V).

Domeniul de reglare al U_A depinde în primul rînd de dispersia diodei Zener D601—PL5V1Z de 5,1V (4,8... 5,4V) dar și de dispersia R606, R607, R608, precum și de dispersia amplificării B a tranzistoarelor T601, T602 și T603.

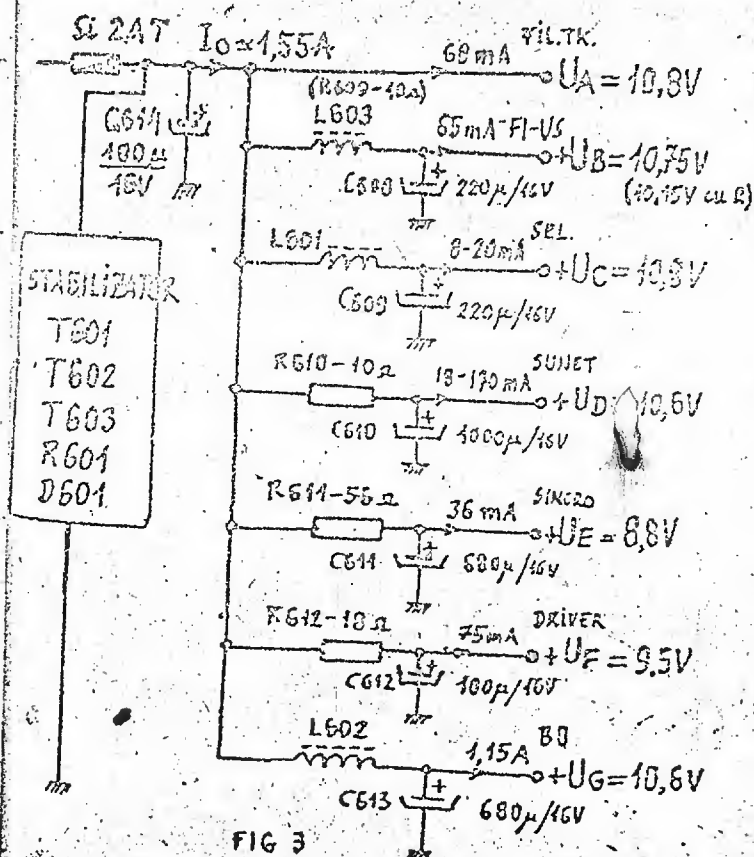
Cînd dioda D601 este de tensiune mică (4,7—4,8V) tensiunea U_A se reglează între 8,3V și 11,3V iar cînd D601 este de 5,4V tensiunea U_A se reglează în domeniul cuprins între 10V și 13,1V.

Dispersia de 0,6V la D601 modifică pe U_A cu 1,8—2V.

Notă : la întocuirea diodei Zener D601, a rezistențelor R606, R607, R608 și a tranzistoarelor din stabilizator este necesară reajustarea tensiunii U_A

De altfel și deriva termică în timp a tensiunii Zener determină modificarea tensiunii U_A . Se știe că toate diodele Zener au un coeficient de temperatură al tensiunii stabilizate ; diodele de 5V au coeficient de temperatură în jurul lui zero, cu alte cuvinte tensiunea Zener rămîne constantă și ca urmare nu modifică nici tensiunea stabilizată U_A în timp.

Tensiunile derivate din U_A alimentează circuitele arătate în schema din fig. 3.



○ $U_A = 10,8V$, alimentează filamentul TK, care consumă 68 mA.

○ $U_B = 10,75V$ alimentează modulul de FI — VS cu cca. 58 mA:

precum și divizorul R511—512 cu cca. 7 mA.

Curentul de 65 mA este filtrat cu bobina L603 (8 μH) și C608—220 μF . Bobina L603 înlocuiește rezistența R609—10 Ω . În cazul cu R609, tensiunea U_B este de numai 10,15V ceea ce este cam puțin pentru TDA440.

○ $U_C = 10,8V$, alimentează selectorul de canale care consumă între 8 și 20 mA:

— pe B1—2 : 8 mA fără semnal și 13—14 mA cu semnal maxim.

— pe B3 : 14 mA FS și 19—20 mA la semnal maxim.

— pe UIF : 11 mA FS și 16—17 mA cu semnal f. mare.

Filtrajul tensiunii U_C se face cu bobina L601 (8 μH) (identică cu L603) și C609.

○ $U_D = 10,6 \dots 9V$, depinzând de puterea etajului final de sunet.

Consumul modulului de sunet este de cca. 18 mA în repaus și 170 mA la volum sonor maxim, când puterea de ieșire este de 1,1—1,2W.

Pe R610—10 Ω cade o tensiune de 0,27V în repaus și cam 1,6V la volum maxim, iar U_D variază în ritmul sunetului. Condensatorul C610—1000 μF este rezervor de energie și împiedică variația în ritmul sunetului a tensiunii U_A și a celorlalte tensiuni, ceea ce ar perturba funcționarea etajelor televizorului.

○ $U_E = 8,8V$ (8,5 ... 9,2V) se obține prin R611—47 Ω (56 Ω) și este susținută de C611—680 μF . Alimentează sincronizatorul cu 36 mA tipic (32 ... 40 mA). Valoarea mai potrivită pentru R611 este 56 Ω pentru a preveni supraîncălzirea circuitului integrat TBA950 care suportă maximum 45 mA.

○ $U_F = 9,5V$ (9 ... 9,8V) alimentează prin R612—18 Ω etajul prefinal de linii, al cărui consum tipic de 75 mA cu dispersie între 55 și 95 mA, în funcție de durata impulsului pozitiv dat de TBA950 și aplicat pe baza T701 și de rezistența de intrare a tranzistorului final de linii care funcționează de amplificator dinamic B. „cere” din secundarul trafo driver Tr701 mai mult sau mai puțin curent spre baza sa.

Rezistența R612 asigură protecția tranzistorului T701 prin limitarea curentului și previne arderea primarului trafo-driver în cazul când T701 este scurt colector-emitor.

○ $U_G = 10,6V$. Din U_A , prin L602 curge tot curentul absorbit de baleiajul orizontal și care funcționează de poziția potențioanelor de lumină și contrast poate fi între 1050 și 1250 mA.

Deci : $I_{BO} = 1,05 \dots 1,25A$.

Pe droselul L602 cade o tensiune de 0,2—0,25V, iar C613 menține pe U_G la variația consumului BO în ritmul a 64 μs . (5626 Hz) și filtrează (înlătură) unele tensiuni perturbatoare care ajung din BO în U_A .

●●●● Bilanțul consumurilor la TV Sport 251, 261

$U_A = 10,8 V$	Filamentul cinescopului	68mA
$U_B = 10,75V$	FI—VS + polarizare video	65mA
$U_C = 10,8 V$	Selectorul de canale	8 ... 20mA
$U_D = 10,6 V$	Calca de sunet	18 ... 170mA
$U_E = 8,8 V$	Sincroprocesorul	32 ... 40mA
$U_F = 9,5 V$	Prefinalul de linii	55 ... 95mA
$U_G = 10,6 V$	Baleiajul orizontal	1050 ... 1250mA
	T O T A L	1,32 ... 1,75 A

Cum se vede, consumul aparatului măsurat pe siguranța Si2 poate varia funcție de contrast, lumină și volum sonor între 1,3 și 1,7A. Valori tipice :

minim : 1,32A cu C_M , L_M , AFm
1,36A cu C_M , L_M , AFm
1,5A cu reglajele la mediu
1,55A cu C_M , L_M , AFm

maxim : 1,72A cu C_M , L_M , AFm

(m = minim ; M = maxim ; C = contrast ; L = lumină ; F = sunet).

●●●● Efectele reglajului greșit al tensiunii U_A sau al creșterii accidentale a U_A .

Datorită dispersiei componentelor din stabilizator, tensiunea poate fi reglată la unele aparate, manual la peste 12V sau

chiar la 13V. Pe de altă parte, în cazul anumitor defecte, din stabilizator, tensiunea U_A la ieșirea stabilizatorului poate ajunge la 14 sau chiar 15V. Orice tensiune mai mare de 11,1V este periculoasă !!

Se consideră normală tensiunea U_A cuprinsă între 10,6V și 11V. $U_A = 10,8 \pm 0,2V$.

La U_A sub 10,5V este posibilă deteriorarea parametrilor (stabilitatea sincronizărilor, sensibilitatea, sistemul de RAA, etc).

La tensiuni U_A mai mici de 10V sînt afectate în mod nedestructiv circuitele din televizor, iar la $U_A = 8,5 \dots 9V$ apar dereglări în funcțiunea baleiajului orizontal și variații mari de consum, dar imaginea se poate menține la unele TV, la altele nu, din cauza nefuncționării FI-VS. Sub 8,5V se pierde efectul de stabilizare al diodei circuit integrat TAA550, scade tensiunea varicap și ca urmare folosirea televizorului nu mai este posibilă.

La U.A. peste 11V, televizorul funcționează încă normal dar fiabilitatea aparatului scade mult.

Dacă U_a depășește 11,5V, funcționarea este „forțată” și periculoasă: aparatul se va defecta în mod sigur după un timp mai lung sau mai scurt în zona balcilaajului orizontal: BU407D, D801, tubul cinescop, balcilaajul vertical, TV13, etc., deoarece tensiunea recuperată depășește 28V și suprasolicită etajele de balcilaaj linii și cadre.

În cazul ararilor în stabilizator, când U_A se ridică la 13—14V sau 15—16V (depinde de tensiunea de rețea), consumul aparatului prin siguranța S72 crește mult peste 2A și siguranța se va arde.

Dacă Si de 2A nu se arde, în televizor se vor produce avarii foarte costisitoare. De pildă la $U_A = 13V$, consumul general este de cca. 2A și Si 2 încă nu se arde, dar în TV avem: tensiunea recuperată 32V, tensiunea anodică 137V, tensiunea de FIT 13 KV în loc de 11KV, impulsul de întoarcere pe BU407D la 250 Vv, impulsul pe punctul 8 al trafo linii crește de la 850Vv la 1100Vv!!!, curentul de fascicol crește de la 200 la 300 μA . Pentru a se aprecia defectele distorsionate...

Pentru a se aprecia defectele distructive ale tensiunii U_A , se arată în tabelul nr. 2 sinteza măsurătorilor cu valorile tipice din care se vede că la U_A peste 13V orice circuit (primul este TBA950), se poate avaria.

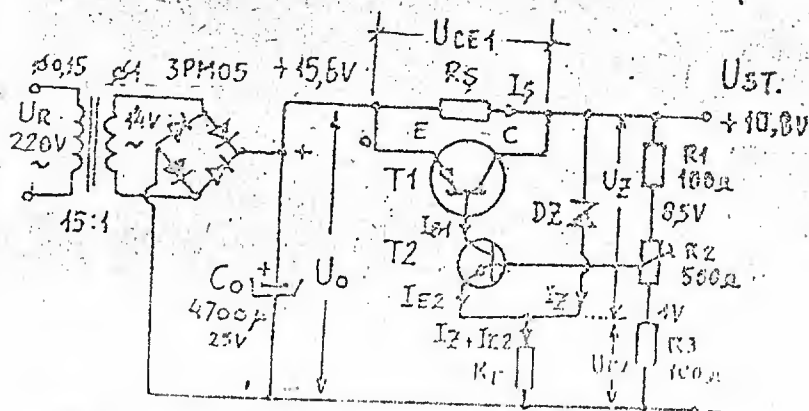
TABLE 2

U_A	8	9	10	10,2	11	12	13	14	15	V_{max}
I_0 (consum)	1,2-2	1,4	1,5	1,55	1,59	1,73	1,95	2,11	2,32	Λ
U_j (recup)	19,5	21,7	24,2	26,1	28,6	29	31,6	34	35,3	V
U_{anodic}	70	94	105	113	117	127	137	147	157	V
I_{TB4950}	27	31	34	36	38	52	70	87	96	mA
U_{FIT}	8	9	10	10,2	11	12	13	14	16	KV

PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL STABILIZATORULUI SERIE

1. Stabilizator cu autoblocare la suprasarcină sau scurt circuit cu 2 tranzistoare.

Schema celui mai simplu stabilizator cu autoprotecție este dată în fig. 4. Aceasta reprezintă totodată și cel mai eficient stabilizator cu autoprotecție.



DZ: PL5V1Z; T1 - ASZ 15, 16, 17, 18; T2 - BD135

FIG 4

Tensiunea redresată U_o filtrată cu C_o este de 15,6V când $U_R = 220V$, iar curentul normal debitat I_o este de 1,4—1,7A (ca la TV Sport 251/261). Tranzistorul serie T1 este de tip ASZ15, 16, 17 sau 18 cu un radiator de 100 cm². Tranzistorul T2 este BD135, dioda Zener PL5V1Z, valoarea $R_E = 100 \Omega/1W$. Divizorul de tensiune R1, R2, R3 are în total 700 Ω din care R2 = 500 Ω . Tranzistorul T7 este șuntat cu $R_S = 82 \Omega/2W$.

Din R2 se poate regla tensiunea stabilizată U_{ST} de la cca. 6V, până aproape de tensiunea U_o , adică până la 13—14V.

Mecanismul de stabilizare este următorul:

Tensiunea U_{ST} de la ieșirea stabilizatorului este mai mică decât tensiunea nestabilizată U_o . Tensiunea U_{ST} împune din tensiunea U_Z la bornele diodei Zener și tensiunea U_{E2} la bornele R_E : $U_{ST} = U_Z + U_{E2}$. Când $U_{ST} = 10,8V = 10,8 - 5,1V = 5,7V$, iar când $U_{ST} = 6V$, $U_{E2} = 6 - 5,1 = 0,9V$. Pe cele două tensiuni, U_{E2} este „mai flotantă” iar U_Z este practic constantă oricare ar fi tensiunea U_{ST} de la ieșire (reglată R2).

Când tensiunea de rețea crește, crește și U_o deoarece tensiunea la bornele diodei Zener este practic constantă. Va apărea o creștere puțin tensiunea U_{E2} și deci curentul prin rezistența R_E datorită creșterii curentului prin dioda Zener. Concomitent scade curentul prin T2. Scăderea curentului prin T2 înseamnă scăderea curentului bazei la T1, ceea ce micșorează conductibilitatea lui T1. Din curentul I_o o parte mai mică va trece de la U_o spre U_{ST} prin T1 iar curentul prin șunt va crește. Când curentul prin șunt, va crește tensiunea la bornele șuntului și deci diferența dintre U_o și U_{ST} . În acest fel, orice creștere a tensiunii U_o este înlocuită de creșterea căderii de tensiune U_{CE1} și astfel cu cât a crescut U_o astfel ca la ieșire tensiunea rămâne constantă.

La scăderea tensiunii de rețea, scade U_o , scade un pic U_{E2} și deci scade curentul prin DZ și crește curentul prin T2. Idem. Curentul prin șunt R_S scade, scade corespunzător U_{CE1} iar tensiunea este readusă imediat la normal. Procesul este practic instantaneu (durează câteva milisecunde).

La variația sarcinii (curentului debitat de stabilizator), orișcui curent I_o curge prin tranzistorul serie, mărindu-se deci I_{E2} , crește curentul prin R_E și cu aceasta căderea de tensiune pe R_E , deci crește U_{E2} compensând scăderea lui U_{ST} datorită creșterii consumului. Altfel spus, orice variație de curent debitat, produce modificarea conductibilității tranzistoarelor T1 și T2 și apoi modificarea căderii de tensiune pe grupul T1. Elementul de referință este dioda Zener, iar amplificatorul de curent este T2.

Să analizăm curenții și tensiunile din schemă sub aspect cantitativ:

a) Dacă $I_0 = 1,6A$ și $U_{CE1} = 15,6 - 10,8 = 4,8V$, prin R_5 va curge un curent I_5 :

$$I_5 = \frac{U_{CE1}}{R_5} = \frac{4,8}{82} = 0,06A \text{ (60mA)}.$$

iar prin T_1 va curge „diferența” pînă la $1,6A$, adică $1,54A$; deci $I_C = 1,54A$.

Cînd U_R este mare, U_{CE1} va fi mai mare, de exemplu la $250V$ $U_0 = 18V$ deci $U_{CE1} = 7,2V$, iar curentul prin șunt va crește la $90mA$. La tensiuni mici de rețea, de exemplu $180V$, avem $U_0 = 12,3V$, iar $U_{CE1} = U_0 - U_{ST} = 12,3 - 10,8 = 1,5V$ și $I_5 = 20mA$. Șuntul de 82Ω descarcă deci foarte puțin tranzistorul T_1 , cu $20 \dots 90mA$ și ca urmare T601 conduce aproape tot curentul debitat de stabilizator $1,5 \dots 1,6A$.

b) Știind că tranzistoarele de putere din seria ASZ au $\beta = 25 \dots 100$ la $I_C = 1,5A$ rezultă că I_{B1} (curentul bazei T_1) va fi de $25 \dots 100$ ori mai mic decît I_{C1} :

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{1,5}{25 \dots 100} = 60 \dots 15mA.$$

Curentul de bază al T_1 este totodată curent de colector pentru T_2 , deoarece I_{B1} „iese” din T_1 și intră în T_2 . Iar curentul de emitor al lui T_2 este aproximativ egal cu curentul de colector al lui T_2 deoarece BD135 are $\beta = 100 \dots 250$.

$$I_{B1} = I_{C2} = I_{E2} = 15 \dots 60mA.$$

$$I_{E2} = I_{C2}/\beta = 0,15 \dots 0,25mA.$$

Curentul prin tranzistorul T_2 este deci curentul bazei lui T_1 și curge mai departe prin R_E la borna minus (masă).

c) Prin dioda Zener va curge un curent spre R_E și apoi la masă. Deci prin R_E va curge curentul I_{RE} care poate fi ușor calculat:

$$I_{RE} = U_E/R_E.$$

unde $U_E = U_{ST} - U_Z$, în cazul nostru la $U_{ST} = 10,8V$ și $U_Z = 5,1V$ rezultă $U_E = 5,7V$ și ca urmare $I_{RE} = 5,7/100 = 0,057A$.

Curentul prin R_E este în orice moment suma celor doi curenți: I_{E2} și I_Z , și este de $57mA$ cînd $U_{ST} = 10,8V$. Dacă U_{ST} se gleează la $13V$ vom avea: $U_{E2} = 13 - 5,1 = 7,9V$ iar curentul $I_{RE} = 7,9V/100\Omega = 79mA$.

Tot așa la tensiune minimă reglată din R_2 , de ex. $6,1V$, tensiunea U_{E2} va fi doar de $1V$ iar curentul prin R_E de $10mA$.

d) Dacă avem un tranzistor T_1 cu β mare, I_{B1} va fi mic deci mic ca urmare I_Z va fi mare, suma lor constantă și dependentă de mărimea tensiunii stabilizate și a mărimii rezistenței R_E . Luînd $R_E = 200\Omega$ curentul prin R_E va fi doar de $28,5mA$ cînd $U_{ST} = 10,8V$.

Dacă T_1 este cu β mic curentul prin zener va fi mic: de la $I_0 = 1,5A$ și $\beta = 30$, vom avea $I_{B1} = 1500/30 = 50mA$, $I_{E2} = 50mA$, iar $I_Z = 7mA$, deoarece prin $R_E = 100\Omega$ nu va curge încă mult de $57mA$ la $U_{ST} = 10,8V$.

Rezistența R_E stabilește deci mărimea curentului prin dioda Zener în cazul cînd prin R_E curge numai curentul I_Z adică atunci cînd $I_{E2} = I_{B1}$ este nul. Curentul I_{B1} este nul cînd $I_{C1} = 0$ deci cînd stabilizatorul nu debitează spre circuitele televizorului (funcționează în gol).

e) În condiții normale de lucru, I_0 fiind $1,5 \dots 1,6A$ la tranzistoare T_1 cu $\beta = 50 \dots 70$ avem un curent I_{B1} deci I_{E2} de $20 \dots 30mA$ ce curge în R_E iar diferența pînă la $57mA$ curge prin dioda Zener în R_E .

Dacă din diferite motive curentul I_{B1} deci I_{E2} crește pînă la valoarea curentului maxim ce poate curge prin R_E , curentul prin dioda Zener scade la zero, iar tensiunea la bornele diodei scade la zero astfel că tensiunea stabilizată scade de la $5,1V$, dela $10,8V$ la $5,7V$ și apoi spre zero într-un proces de inhibiție în avalanșă. Stabilizatorul se blochează. În cazul exemplului urmărit, dacă T_1 are $\beta = 50$, vom avea:

$$I_{C1} = 30 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = 30 - 3 = 27 \text{ mA}$$

Diodei Zener de curent va avea loc cind curentul de bază I_{B1} e de 57 mA deci cind curentul de colector va fi $I_{C1} = I_{B1} = 57 \text{ mA} = 57 \text{ mA}$ adică 2,85 A.

Cu alte cuvinte, dacă prin tranzistorul serie trece un curent de 2,85 A, dioda Zener se „golește” iar stabilizatorul se blochează. Tensiunea U_{ST} dela ieșire scade la zero; stabilizatorul mai debitează doar puțin curent iar tensiunea U_O crește. Spre sarcină, respectiv spre locul avariei, curge numai curentul ce străbate rezistența R_E : $I_O = U_O / R_E$, în cazul nostru cca. 0,2 A. Curentul de blocare depinde de U_{ST} , β tranzistorului T_1 și valoarea R_E :

$$I_{BLOCARE} = \frac{(U_{ST} - U_Z) \cdot \beta_1}{R_E} \quad (1)$$

Se vede că prin modificarea R_E se poate regla curentul de blocare la valoarea dorită:

$$R_E = \frac{(U_{ST} - U_Z) \cdot \beta_1}{I_{BLOCARE}} \quad (2)$$

din relația (2) se vede că dacă T_1 are amplificare mare, este necesară o rezistență de emitor mare. În cazul $U_{ST} = 10,8 \text{ V}$, $U_Z = 5,1 \text{ V}$, și $I_{BLOC} = 2,5 \text{ A}$ se obțin următoarele valori R_E cu relația (2):

$$R_E = 2,22 \text{ k}\Omega \text{ (vezi tabelul 3).}$$

β_1	20	40	50	65	80	100	120	T_1
R_E	47	68	91	110	130	160	220	Ω

În fabricație de serie potrivirea R_E pentru fiecare tranzistor nu este posibilă. Se pune însă la R_E o rezistență semireglabilă de putere potrivită în serie cu o rezistență fixă: 47 Ω fix și 200 Ω reglabil cu care se poate ajusta curentul de blocare la 2,5 A pentru orice tranzistor cu β cuprins între 20 și 120.

La acest stabilizator U_{ST} se poate regla în limite largi sau înguste dimensionind rezistențele R_1 , R_2 , și R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{STmin} - U_Z + 0,6 \text{ V}}{I_{div}}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{STmax} - U_Z + 0,6 \text{ V}}{I_{div}} \quad (3)$$

$$R_1 = R_{div} - (R_2 + R_3)$$

$$I_{div} = \frac{U_{ST}}{R_{div}} = \frac{U_{STmedia}}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Mărimea curentului prin divizorul R_1 , R_2 , R_3 trebuie să fie de 2—15 mA, deci R_{div} poate fi de cca. 0,7 k Ω ... 5 k Ω preferate fiind valorile mici.

Dacă stabilizatorul este reglat pentru $U_{ST} = 6 \text{ V}$, blocarea se va face pentru $I_O = 0,4 \text{ A}$; la tensiune $U_{ST} = 14 \text{ V}$ blocarea se va face la un curent de cca. 4 A. Situația este avantajoasă deoarece la tensiuni mici U_{ST} stabilizatorul se blochează la curenți mici, iar la tensiuni mari U_{ST} la curenți mari.

Caracteristica externă este foarte bună: tensiunea U_{ST} se menține constantă la ieșire la variații ale tensiunii de rețea între 175 și 250 V și la variații de sarcină (curent debitat) între 0,2 A și 2 A. La suprasarcină, cind curentul debitat crește peste 2,5 A stabilizatorul se blochează, nu mai debitează curent iar tranzistoarele T_1 și T_2 sînt supuse la o tensiune U_{CE} egală cu tensiunea U_O , care bineînțeles fără sarcină crește la 17—18 V. La sarcini mici sub 0,15 A, U_{ST} crește spre U_O .

La variația tensiunii de rețea cu 75 V și a curentului debitat între 1 A și 2 A tensiunea stabilizată variază cu mai puțin de 0,1 V, ceea ce este absolut suficient pentru alimentarea oricărui televizor portabil cu ecran de 110"/31 cm. Rezistența internă a stabilizatorului este de ordinul a 5—6 Ω .

2. Stabilizator cu autoprotecție la scurtcircuit cu 3 tranzistoare.

Pentru obținerea unei rezistențe interne de ordinul a 0,05—0,1 Ω , deci a unei caracteristici externe perfect liniare, la care

U_{ST} să nu varieze mai mult de 10 sutimi de volt la $\Delta I_0 = 1A$ (între 1A și 2A), este necesară mărirea amplificatorului tranzistorului serie T₁, de la $\beta = 25-100$ la $\beta = 1000-10000$ ori.

Aceasta se asigură cu ajutorul conexiunii Darlington utilizând două tranzistoare conectate în tandem ca în fig. 5.

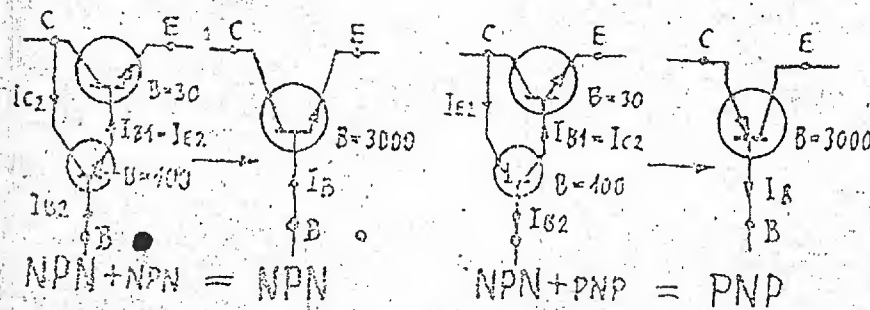


Fig. 5

Dacă se conectează un tranzistor de putere de tip NPN cu $B=30$ cu un tranzistor NPN de mică putere cu $B=100$, se obține un tranzistor echivalent NPN cu amplificarea egală cu produsul amplificării celor 2 tranzistoare $B = B_1 B_2$.

Pentru a forma un tranzistor echivalent de tip PNP se conectează un tranzistor NPN de putere cu un tranzistor PNP de mică putere așa cum se arată în figura 5b. (vezi și Buletinul tehnic nr. 3, pag. 85-86). La un grup Darlington curentul de comandă = curentul bazei este foarte mic; de ex. dacă $I_C = 3A$ iar $B=3000$, rezultă $I_B = 1mA$.

Grupul Darlington din fig. 5b este valoros sub aspect economic deoarece tranzistoarele de putere de tip PNP cu Siliciu se fabrică extrem de greu și sînt scumpe. Ori este mai ușor a se folosi de ex. un tranzistor de putere 2N3055 (NPN) cu un tranzistor PNP de tip BD140 cu $U_{CE} > 50V$ obținîndu-se un tranzistor PNP de putere f. mare și $I_C = 15A$, cu $U_{CE} = 65V$. Grupurile Darlington NPN sau PNP se fabrică acum în mod curent, într-o

capsulă fiind amplasate tranzistorul mare, cel mic, o diodă anti-paralelă și 2 rezistențe de protecție.

Un stabilizator cu tranzistor PNP echivalent format din 2 tranzistoare, este arătat în fig. 6.

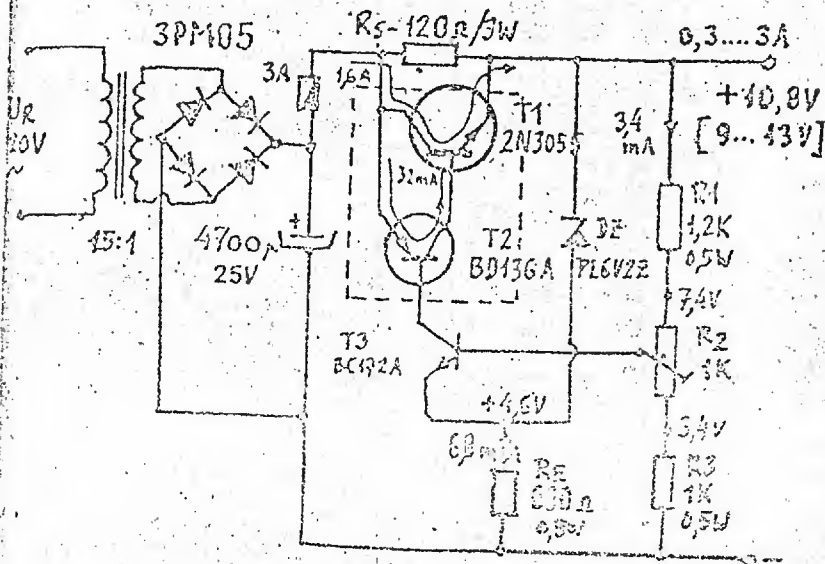


Fig. 6

Tranzistoarele T₁—NPN și T₂—PNP formează un tranzistor PNP echivalent. Cu această precizare schema din fig. 6 este identică cu schema din fig. 4. Dioda Zener este de 6.2V, iar tensiunea pe emitorul T₃ este +4.6V cînd $U_{ST} = 10.8V$. Curentul prin RE este de cca. 7mA și provine din T₁ (0.5—1mA) și din Dz (6mA). Dacă $B_1=50$ și $B_2=60$ rezultă $B=3000$ astfel că la un curent de 1.6A prin T₁, curentul bazei T₁ este de 32mA care este totodată curent de colector pentru T₂. Curentul bazei T₂ este de 60 ori mai mic decît I_{C2} , adică 0.5mA. Divizorul de alimentare a bazei are în total 3.2K; cînd cursorul R₂ este sus, el culege 7.4V ce se aplică pe BT₁; pe emitorul T₃ tensiunea ca și cu 0.6V mai mică decît pe bază, deci 6.8V. Deoarece tensiunea $U_{ST} = U_{E3} + U_Z$, rezultă că tensiunea U_{ST} va fi de $6.8 + 6.2 = 13V$.

Cînd cursorul R_2 este jos, $U_{ST} = 2,8 + 6,2 = 9V$, deoarece U_{E2} scade la $3,4 - 0,6 = 2,8V$.

La suprasarcină sau scurtcircuit pe „linia” de $10,8V$, stabilizatorul se blochează atunci cînd dioda Zener se goleşte de curent, aceasta cînd curentul debitat de stabilizator este :

$$I_{BLOC} = \frac{(U_{ST} - U_Z) \beta_1 \cdot \beta_2}{R_E} = \frac{(10,8 - 6,2) 50 \cdot 60}{650} = 20,2 A !!$$

Practic, blocarea totuşi are loc deoarece procesul este foarte rapid iar sig. de $3A$ nu are timp să ardă deoarece nu este rapidă ci temporizată (cu întârziere).

După blocare, prin $S:3A$ nu mai trece decît curentul prin R_s de cca. $0,15A$ spre locul scurtcircuitului.

Dacă însă R_E ar fi de $4,7K$ blocarea ar avea loc la $I_0 = 3A$ tot fără arderea siguranţei. Dar la $R_E = 4,7K$, curentul prin dioda Zener ar fi doar de $0,3 - 0,5mA$, curent la care unele diode Zener nu reuşesc să intre în zona netă de stabilizare.

Trebuie menţionat că diodele Zener de tensiune mică ($5 - 10V$) din seria PL. Ce $1W$ necesită un curent de cca. $1,5 - 2mA$ pentru a se afla sigur în zona de avalanşă controlată.

În concluzie, stabilizatoarele cu 2 tranzistoare au avantajul unei blocări sigure la suprasarcină în timp ce stabilizatorul de acest tip cu 3 tranzistoare au performanţe foarte bune (prea bune) în schimb nu se blochează la suprasarcină ci numai la scurtcircuit.

În stabilizatorul din fig. 6 tranzistorul T_1 trebuie montat pe radiator cu izolator de mică sau pe un radiator izolat electric de restul schemei.

3. STABILIZATORUL TV SPORT 251/261.

Din necesitatea de a monta tranzistorul serie pentru o răcire mai bună direct pe radiator, cum şi pentru a utiliza un tranzistor NPN tip 2N3055 foarte fiabil, în TV Sport nou tranzistorul serie este conectat pe bară de minus, aşa cum se vede din fig. 7.

În schemă sînt indicate toate tensiunile cînd $U_{ST} = 10,8$ şi $U_R = 220V \sim$, măsurate faţă de masă.

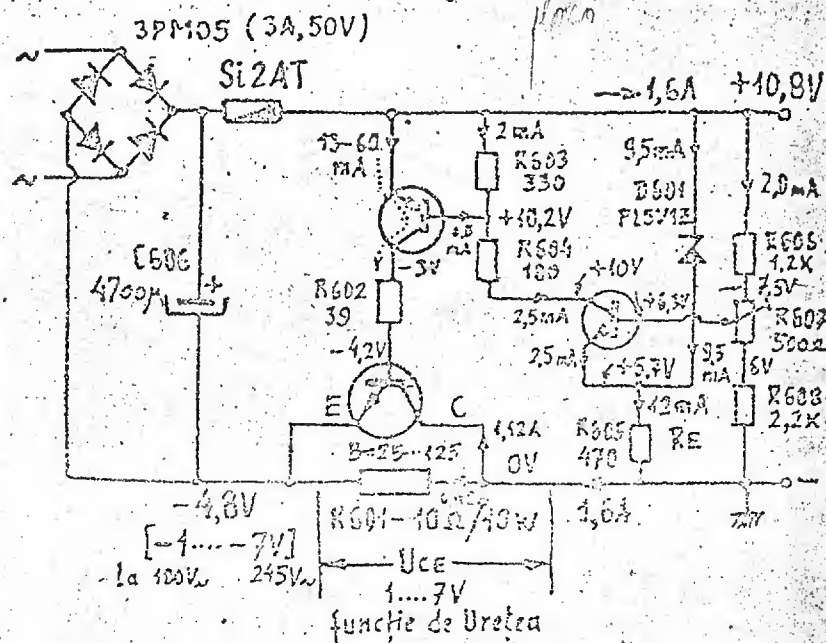


FIG. 7

După cum se vede C606 este izolat faţă de masa aparatului şi se încarcă la $U_0 = 15,6V$ cînd $U_R = 220V$. Tensiunea U_0 variază între $12V$ şi $18V$ cînd U_R variază între $175V$ şi $250V$ (vezi tabelul 1), deci U_{CE} la T601 variază între $1V$ şi $7V$.

Tensiunea $U_{E3} = 5,7V$ cînd $U_{ST} = 10,8V$, iar $R605 (R_E)$ este străbătută de un curent de cca. $12mA$, care provine parte din dioda Zener D601 ($5,1V$) şi parte din T603.

Situaţia curenţilor: T601 este şuntat cu $R601 - 10\Omega$, astfel că la $220V \sim$ cînd $U_{CE} = 4,8V$ prin $R601$ curge $I = 0,48A$ iar prin T601 $I = 1,12A$, curentul total debitat de stabilizator fiind $1,6A$.

(consumul normal al TV Sport 251). T601 poate avea $B=25\dots 125$, astfel curentul bazei T601 poate fi cuprins între 13 și 60mA. Curentul bazei T601 este de 50... 250 ori mai mic decât I_C , deoarece B la BD136 poate fi cuprins între 50 și 250. Deci I_{B502} este de cca. 0,5mA cu dispersie între 0,05mA și 1,2mA. Curentul bazei T602 curge în tranzistorul T603 și devine pentru T603 curent de colector-emitor.

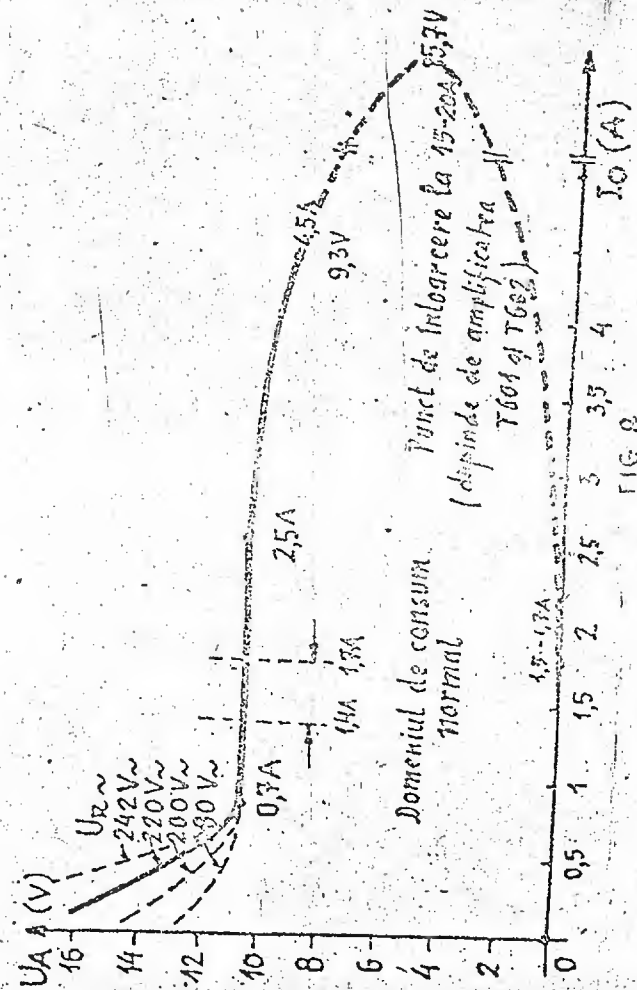
Un tranzistor de tip BC lucrează bine la curenți peste 0,3—0,4mA dar este relativ instabil cînd $I_C = 50\dots 150\mu A$ deoarece curentul bazei este prea mic. De aceea s-a conectat R603 între bază și emitor la T602; tensiunea U_B fiind 0,6—0,7V (cu și fără R603), prin R603 va curge $I_B=2mA$, care se însumează cu I_{B502} și fac împreună cca. 2,5mA. Astfel T603 va lucra cu 2,5mA (cu dispersie între 2,1 și 3mA); acești 2,5mA curg în R605, restul de 9,5mA prin R605 provine din dioda Zener.

Acest stabilizator nu se blochează la suprasarcină ci doar la scurtcircuit direct pe linia de 10,8V, adică pe U_A , U_B , U_C , sau U_G (acele tensiuni care se obțin prin filtraj LC).

Caracteristica externă $U_A = f(I_O)$ adică tensiunea stabilizată în funcție de curentul debitat de stabilizator, este arătată în fig. 8.

Se vede că :

- tensiunea $U_A = 10,8V$ se menține perfect constantă la un consum între 0,75A și 2,5A.
- La un consum mai mic de 0,6—0,7A tensiunea U_A crește spre 14—15—16V cu atît mai mult cu cît consumul este mai mic și cu cît tensiunea rețelei este mai mare.
- Dacă curentul crește peste 2,5A tensiunea U_A scade cu o pantă din ce în ce mai mare. În caz de scurtcircuit pe bara de 10,8V tensiunea scade vertiginos avînd „punctul de întoarcere” la 15—20A după care tensiunea la ieșirea stabilizatorului scade spre zero. Stabilizatorul se autoblochează: prin T601 nu mai curge supracurent. Puntea redresoare și transformatorul nu se distrug deoarece debitează doar 1,5A prin R601.



La creșterea tensiunii rețele, crește U_0 și ca urmare $U_{str} = 10,8V$ tinde să crească, ceea ce provacă mărirea curentului prin D601 ce curge prin R605. Dacă I_z crește, curentul T603 scade, scade curentul bazei T602 deci „deschiderea” lui BDI36. Va scade curentul prin T602 și deci I_{R601} care antrenează scăderea curentului prin tranzistorul serie T601, respectiv creșterea curentului în șuntul R601.

Crescînd curentul R601 crește căderea de tensiune la bornele T601, deci U_{CE} cu atât cu cît a crescut U_0 . Procesul de reglare automată a tensiunii stabilizate are un caracter diferențial și durează un timp foarte scurt (cîteva milisecunde). Rolul rezistențelor R602 și R604 este de protecție: R602 pentru tranzistorul T601 în caz de scurt CE la T602 iar R604 pentru T602 în caz de scurt CE la T603. Eșuarea lor nu perturbă funcționarea stabilizatorului, fiind necesară doar reajustarea tensiunii de 10,8 V din R607.

Pentru a se asigura blocarea sau cel puțin scăderea tensiunii stabilizate este necesar ca T601 și T602 să aibă amplificarea B cît mai mică (25 ... 50). Mărirea R605 la 1,5 - 2K contribuie hotărîtor la procesul de blocare.

În această situație:

$$I_{BLOCARE} = \frac{(U_{str} - U_z) B_{601} B_{602}}{R_{605}} = \frac{(10,8 - 5,1) 25 \cdot 50}{1500} = 4,76A.$$

AVARII LA STABILIZATORUL DE TENSIUNE SAU ÎN REDRESOR

Defectele în stabilizator se manifestă sub trei aspecte:

1. Tensiunea U_A depășește cu mult nivelul de 10,8V (este 12 ... 15V).
2. Tensiunea U_A este mult mai mică (în jurul a 7-8V).
3. Tensiunea U_A este zero semn că stabilizatorul este blocat: avem scurt direct.

În cazurile cînd $U_A = 12 \dots 15V$ apare pericolul avarierii e-tajelor din TV, cu pagube mari. La $U_A = 7-8V$, televizorul nu

funcționează de cele mai multe ori din cauza subțensiunii FI-S și ieșirii din cot a TAA550. Dacă funcționează, imaginea are dimensiuni foarte reduse și este întunecată.

La scurtcircuit pe U_A , $U_A = 0$ prin Si2 curge un curent de cca. 1,5A și stabilizatorul, puntea, trafo rețea nu suferă.

Se vor enumera acum principalele defecte de alimentare:

1. $U_A = 12 \dots 15V$ și nu se reglează din R607. Imagine cu brum sub forma unei dungi mai luminoase orizontale plîmbătoare de sus în jos.

Cauza:

Tranzistorul T601 este supracomandat sau în scurtcircuit.

Următoarele defecte pot provoca mărirea tensiunii U_A :

- scurt la T601 EC sau BC;
- scurt la T602 EC sau BC;
- scurt la T603 EC sau BC;
- dioda D601 în scurt

- R608 întrerupt sau întrerupte la R607 spre R608.

La aceste defecte consumul prin Si2 este de 1,8 ... 2,4A, proporțional cu tensiunea rețelei. La $U_R = 220V$, $U_A = 14V$ și $I_0 = 25A$.

2. Televizorul nu funcționează, lipsă rastru, lipsă sunet.

Tensiunea U_A este mică: 7 ... 8V și nu se reglează. Consumul prin Si2 este de cca. 0,5-0,8A.

Cauza:

Tranzistorul T601 este blocat sau întrerupt.

Defectele care pot provoca această avarie sînt următoarele:

- T601 întrerupt la E, B, C.
- T601 are scurt la jBE.
- T602 scurt BE sau întrerupt E, B, C.
- T603 scurt BE sau întrerupt E, B, C.
- întrerupere la R602, R604, R605, R606, R607 (cursorul).

3. TV nu funcționează, nu avem U_A , consumul prin Si2 nul.

Cauza: R601 este întreruptă sau deslipită. Din această cauză circuitul sursei de alimentare nu se închide la minusul C606 și stabilizatorul nu pornește.

4. TV nu funcționează. $U_A = 0$. Consumul prin Si2 este de cca. 1,5A. Si2 bună. Avem stabilizatorul blocat datorită unui scurtcircuit pe U_A , U_B , U_C sau U_G adică C608, C609, C613,

C 614 sau trasee în scurt pe liniile tensiunilor sus menționate. Este posibil un scurtcircuit grav în BO care provoacă un consum de peste 10A, curent care asigură blocarea stabilizatorului serie. Defectul se găsește la una din următoarele piese :

- T702—BU107D scurt CE sau scurt CB
- C704, C705, C708, C710 în scurtcircuit
- 5. TV NF. $U_A = 0$. Siguranța Si2 este arsă.

Se verifică consumul I_0 prin Si2. Se măsoară 2,5 ... 6A deci stabilizatorul serie nu se poate încă autobloca.

Avem o avarie la U_D sau U_F (C610, C612) sau la U_j (C310), chiar C217 pe modulul de sunet sau C307 pe modulul de BV—T, sau o avarie în BO cu redresoarele auxiliare, ca de ex :

- C706 scurt ($I_0 = 6A$)
- scurt la BDO ($I_0 = 4,5A$)
- C805 scurt ($I_0 = 4A$)
- D801 sau C808 în scurt ($I_0 = 3—4A$)
- D802, C801 sau C802 în scurt ($I_0 = 2,6—2,9A$)
- D701 sau C701 în scurt ($I_0 = 2,8A$)

6. TV are U_A normal, tensiunea de rețea este peste 185V, chiar 200—210V, brum pe imagine cu desincronizare în ritmul brumului. Tensiunea U_0 este 12—13V în loc de 15V.

Cauza :

- C806 are capacitate foarte redusă sau este întrerupt prin supraîncălzire datorită radiatorului cald al 2N3055.
- Puntea redresorului este defectă (pulsatia este de 50Hz în loc de 100Hz) iar amplitudinea crește de la 1,8Vv la 4,5Vv. Defectul la punte poate fi intermitent sau numai la încălzire după un timp de funcționare.

○ În cazul cînd la R601 se pune 82 ohmi/2W în loc de 10 ohmi/10W în scopul de a menține pe U_A sub 11V (chiar atunci cînd baleiajul orizontal este deconectat) tensiunea $U_A = 2...3V$ în cazul cînd :

- la T601 este întreruptă baza
- la T602 este întrerupere la E, B, C.
- la T603 este întrerupere la E, B, C.

ABATERI ADMISE LA COMPONENTE

Valorile R606 și R608 nu sînt critice, dar orice înlocuire în zona divizorului R606—607—608 necesită reajustarea $U_A = 10,8V$ din R607.

Dacă se pune de ex. : la R606 1,8K sau 1,5K în loc de 1,2K, aduce tensiunea maximă U_A reglabilă. Dacă R608 se pune 1,5K sau 1,8K se lărgeste în jos spre 7—8V domeniul de rețea al tensiunii U_A . Valorile R602, 603, 604 sînt și mai puțin critice : se poate pune la R602 pînă la 82 ohmi, la R603 120—470 ohmi, iar la R604 pînă la 1K.

La C606 se poate utiliza în caz de nevoie și un condensator 200 μF în loc de 4700 μF . Pulsatia pe C606 crește la 3,6—4 tensiunea U_0 scade de la 15,6V la 14,6 (vezi fig. 1) iar stabilizarea la tensiuni mici de rețea se menține pînă la cca. 195V, de 175—177V. Conform standardului și NI stabilizarea treacă să se asigure pînă la 193V ($220 \pm 10\%$).

Dioda Zener D601 poate fi înlocuită și cu alte diode Zener, ex. PL5V6Z, PL6V8Z, PL6V8Z sau chiar DZ307, DZ308. În locul diodelor de peste 6,2V este necesar să se micșoreze valoarea mai mult cu cît dioda Zener este de tensiune mai mică. Se poate folosi o diodă DZ308 dar R608 trebuie să fie de 1K.

Valorile potrivite pentru R608 sînt date în tabelul 4 :

TABELUL 4

D601	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	V
R608	2200	1500	1000	820	560	330	Ω

lipsa tranzistorului final 2N3055 se poate utiliza și KD607S și se modifică nimic în schemă. La nevoie se poate folosi și BD233 sau BD237, serie NPN cu puterea disipată cu rațiune înfinit 25W și curentului de durată $I_c = 2A$. În cazul folosirii tranzistoarelor BD233—235—237 este absolut necesar ca valoarea să fie 10 ohmi, eventual 8,2 ohmi/10W.

La T603 se poate pune BC107, 108, 109, BC170, BC171, BC172, BC173 sau KT315, KC507, 508, 509, BC182, practic orice tranzistor mic de tip NPN.

La T602, avem $U_{CE} = U_0$ adică 15—18V sau chiar 20V cînd valoarea debitat de stabilizator este mic (fără BO) iar tensiunea de rețea este 240—245V. Curentul prin T602 este cu atît mai mic cu cît B la T601 este mai mic, astfel că puterea disipată ajunge la 0,8—1W. Se poate folosi deci un tranzistor 2N3055 strîns pe radiatorul T602, este necesară reducerea

R603 la 120—150—180 Ω atunci cind se folosește AC180K în locul lui BD136 și în același timp se reajustează U_A .

La orice înlocuire de T601, T602, T603 se va regla corect tensiunea generală stabilizată U_A din R607.

MĂSURĂTORI OHMETRICE ÎN ALIMENTARE

Acolo unde este vorba de componente pasive toate ohmetrele arată aceleași rezistențe, cu abateri de $\pm 5\text{--}10\%$. Dacă însă pe circuitul măsurat sînt conectate componente active, indicațiile ohmetrice diferă de la ohmetru la ohmetru funcție de rezistența internă a instrumentului, de starea bateriei, etc. De aceea este necesar ca fiecare tehnician să-și întocmească „harta ohmetrică” a televizorului cu ohmetrul său, măsurînd cu plusul ohmetrului locul respectiv.

Cu un avometru de tip MAVO—35 de fabricație românească se măsoară următoarele valori:

- 1) rezistența primarului trafo : 36—38 Ω
- 2) rezistența secundarului trafo de rețea : 0,3—0,4 Ω
- 3) R de la $+$ U_A spre masă : 55 Ω (pe Si2)
- 4) Rezistența măsurată de la diferite puncte de tensiune spre masă :

$U_B = 55 \Omega$	ET601=10 Ω
$U_C = 55 \Omega$	BT601=90 Ω
$U_D = 65 \Omega$	CT601=0
$U_E = 100 \Omega$	ET602=55 Ω
$U_F = 73 \Omega$	BT602=380—390 Ω
$U_G = 55 \Omega$	CT602=130—140 Ω
$U_H = 50K$	ET603=180 Ω
$U_I = 30K$	BT603=420—430 Ω
$U_J = 15\text{--}35K$	CT603=550—570 Ω

CAP. 2 BALEIAJUL ORIZONTAL

În acest capitol se vor analiza etajele prefinal și final de linie precum și redresoarele auxiliare : de FIT, tensiunea de accelerare-focalizare, tensiunea anodică și tensiunea negativă pentru grila Wehnelt.

1. ETAJUL PREFINAL

Circuitul integrat TBA950 debitează impulsuri de comandă de frecvență, amplitudine și durată definită ce se aplică pe baza T701 — prefinalul de linie.

a) În gol, pe pin 2 a CI TBA950 impulsurile au amplitudinea de 2—8,5V_{VV}, iar în sarcină de numai 0,7—0,8V_{VV}, practic atît este tensiunea de conducție a joncțiunii BE a tranzistorului prefinal T701—BD135.

b) Durata impulsului la pin 2 adică contactul 4 al modului microprocesor depinde de tipul CI și de dispersia de la exemplar :

TBA950—1 24 μs (22...26 μs)

TBA950—2 26 μs (25...28 μs)

c) Forma impulsului debitat de TBA950 este rectangular (V. 1a) cu flancuri perfect abrupte ; aici datorită prezenței condensatorului C110—100nF flancul anterior al impulsului este rotunjit așa cum se vede din fig. 1b cam cu 10 μs , iar flancul posterior are durata de cca. 2 μs .

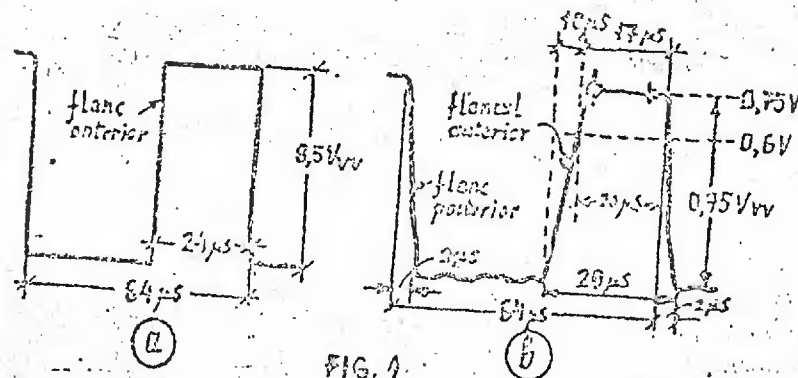


FIG. 1

La flancul anterior în momentul când apare impulsul condensatorului C410 începe să se încarce, tensiunea crește liniar și în cca. $10 \mu s$ C410 este încărcat la cca. $0.75V$. Tranzistorul T701 începe să conducă doar atunci când tensiunea pe bază ajunge la $0.6V$: $U_{BE} = 0.6V$. Durata de conducție a lui T701 de cca. $20 \mu s$, este practic durata impulsului la nivelul de $0.6V$ (se vede din fig. 1b că durata impulsului la vârf este de numai $17 \mu s$ iar durata impulsului la bază sa este de $29 \mu s$ cu toate că la ieșirea TBA950, în gol, impulsul are durata de $24 \mu s$. Plusul de $5 \mu s$ se datorește pe deoparte lui C410 și pe de altă parte timpului de stocare al tranzistorului BD135.

După cum este cunoscut (din BT. nr. 4) procesul de conducție la orice tranzistor durează încă un timp oarecare după ce impulsul de comandă pe bază s-a sfârșit; este timpul necesar evacuarii purtătorilor de sarcină din bază și din colector. Timpul de stocare este cu atât mai mare cu cât curentul prin tranzistor este mai mare în cazul de față $t_s = 3 \mu s$. Influența lui C410 se manifestă și la flancul posterior (descendent) al impulsului; datorită descărcării lui C410 prin jBE a T701 spre masă, procesul durează $2 \mu s$ în total. Astfel rezultă o mărire a duratei impulsului de comandă-măsurată la bază impulsului-cu cca. $5 \mu s$, adică de la tipic $24 \mu s$ la tipic $29 \mu s$.

d) Pe colectorul T701 pe timpul conducției tensiunea este de cca. $0.3V$ deoarece tranzistorul este saturat, adică puternic polarizat pe bază. În baza T701 curge un curent de cca. $6 \dots 8mA$ pe timpul conducției, din cauză că jBE a tranzistorului BD135 are rezistență de intrare mică ($100-150 \Omega$) în saturatie. În timpul pauzei care durează cca. $44 \mu s$ tensiunea este mare, astfel că față de bază, pe colector impulsurile sînt inversate și mult amplificate.

Amplitudinea impulsurilor pe colector depășește cu $30-40\%$ tensiunea de alimentare, din cauza energiei înmagazinate în bobina primară a transformatorului Tr701. Se arată în fig. 2 impulsurile din prefinalul de linii:

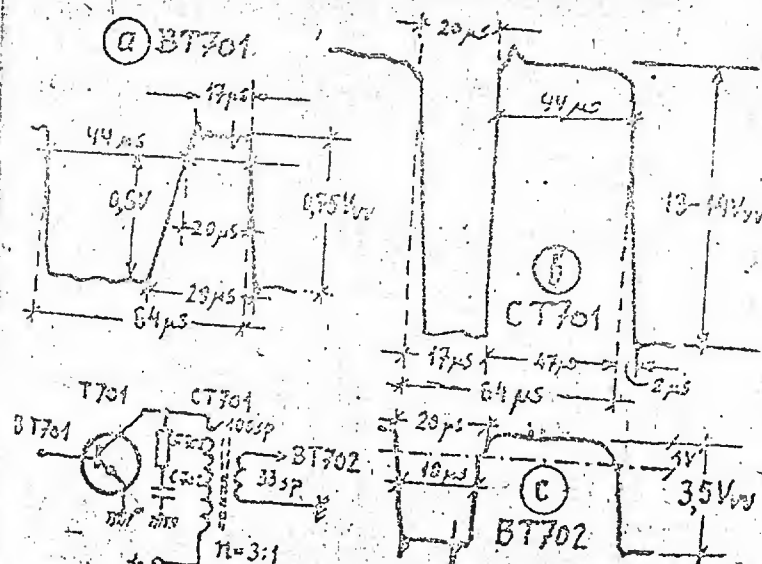


FIG. 2

Energia magnetică înmagazinată în primarul Tr701 în timpul conducției este cedată secundarului în interval de timp cât prefinalul este blocat. Secundarul o cedează tranzistorului final BT702 care în acest timp conduce și pentru a conduce trebuie comandat pe bază cu un impuls pozitiv de tensiune. Tranzisto-

rele T701 și T702 lucrează în contrainf : cind unul conduce celălalt este blocat și viceversa.

Curentul prin T701 în timpul conducerii este de 180—250 mA, dar conducția durează doar 20 μ s (valoare tipică), astfel că pe perioada de 64 μ s curentul mediu este de cca. 70mA. În secundar curentul „disponibil” poate fi cca. de 3 ori mai mare (aproximativ proporțional cu raportul de transformare = 3 : 1); iar tensiunea secundară cam de 3 ori mai mică (3,5—3,8 Vv). așa cum se arată în fig. 2c.

Juncțiunea BE a tranzistorului final constituie sarcină pentru secundarul transformatorului driver T701. Se știe că datorită dispersiei inerente de la tranzistor la tranzistor, amplificarea lui BU-37, B=10 (tipic) are o dispersie între 7 și 12, astfel că și curentul bazei este diferit de la caz la caz. Știind că $I_{CMT702} = 3,7...4A$ rezultă că $I_B = 0,35...0,5A$. Deci, pentru a conduce cca. 4A unele exemplare de BU-37D „cer” curent de bază de 0,35A, altele pînă la 0,5A. Această dispersie a curentului spre baza T702 determină și dispersia curentului din primar deci curentul T701. Dacă se ține seama și de dispersia timpului de conducție al T701, care este practic cu 4—5 μ s mai scurt decît durata impulsului dat de TBA950, se explică dispersia în exploatare a consumului mediu al tranzistorului T701 : $I_C = 55...95mA$ și ca urmare și dispersia tensiunii $U_{CT701} = 9...9,8V$.

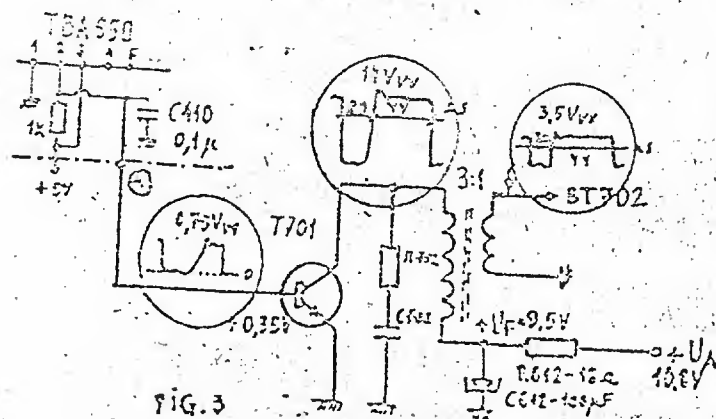
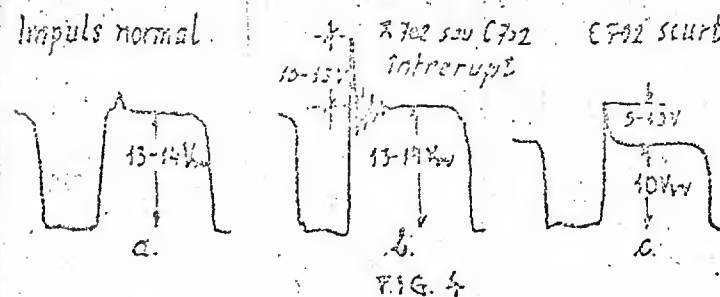


FIG. 3

e) Paralel cu primarul trafo driver este conectat grupul R702 cu constanta de timp $T=R702C702=0,69 \mu$ s. Acest grup „întârzie” supratensiunea ce ar apărea la blocarea T701 (atunci cînd „termină” impulsul pozitiv pe baza T701). Blocarea are loc într-un timp de 2 μ s, timp în care curentul de colector scade de 0,2A la zero ; acest proces rapid produce o supratensiune pozitivă cu caracter de oscilație amortizată care adunată cu U_F poate pune în pericol tranzistorul T701.

Fără grupul C702R702 sau cu una din componente întreprinsă, pe colectorul T701 tensiunea de impuls are forma din fig. 4a, iar tensiunea continuă pe colector rămîne neschimbată. În cazul cînd C702 este scurt, amplitudinea impulsului scade la 5Vv iar tensiunea continuă pe colectorul T701 scade la 7,3—7,5V în loc de cca. 9—9,7V, consumul etajului crește la cca. 200mA deoarece numai prin R702 curge un curent de 110—120mA pe masă.



Forma impulsului și amplitudinea nu ar deranja comanda etajului final, dar curentul de 200mA care curge prin primarul T701 saturează miezul și ca urmare tensiunea de impuls în secundar fiind grav deformată nu mai poate comanda corect tranzistorul final, care intră într-un regim periculos de lucru. Consumul BO crește cu 0,5—0,6A deci cu 5—6W, putere care mare parte este preluată de T702. Consumul TV este de 2,1—2,2A, tensiunea recuperată scade la 23,5—24V din cauza deformării și micșorării impulsului de întoarcere. Siguranța Si2 se poate arde.

În depanare, eliminarea lui C702 este admisă (pentru probă).

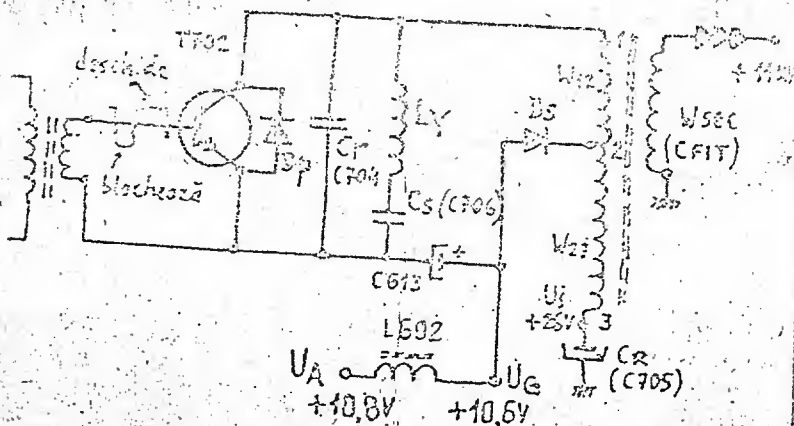
2. Etajul final de baleiaj orizontal.

Ca și etajul final de BO de la TV Sport vechi, alimentare BO se face din $U_A = 10,8V$ mai exact de la tensiunea U_{c2} se obține din U_A prin filtrare LC (L602C613). „Inductanța” se „Bobina” L602 are o rezistență în c.c. de 0,2 ohmi și produce o cădere de tensiune de cca. 0,24V, așa că $U_G \approx 10,6V$ când $U_A = 10,8V$.

Utilizând recuperarea serie, alimentarea BO se face în realitate la tensiunea recuperată U_R sau $U_j = 26V$ care apare pe pic. 3 a TL adică pe C705. Așa cum am mai menționat, între tensiunea generală stabilizată U_A și tensiunea recuperată U_j există un raport fix determinat de raportul numărului de spire dintre punctele 1—2 și 1—3 și de durata întoarcerii ($t = 12 \mu s$).

$$U_{\text{recup.}} = 2,42 U_A.$$

Schema electrică simplificată (fig. 5) cuprinde următoarele componente:



7- FIG. 5

- 1) un întrerupător bipolar format dintr-un tranzistor T702 și o diodă Dp.
- 2) bobina de deflexie ($L_y = 260 \mu H$) și capacitatea Cr care stabilește durata cursei inverse.

3) o diodă recuperare serie D_s și capacitatea de recuperare

4) un condensator C_s pentru separare în c.c., cuplaj în c.a. și corecție de tangență.

5) un transformator de linii (TL) cu primarul autotransformator și secundarul ridicător de tensiune pentru a produce FIT; bobina FIT are o capacitate proprie (parazită) de cca. 10pF.

Principiul de funcționare a schemei de BO cu tranzistor a fost expus în detaliu în BT. nr. 2. Aici se vor reaminti momentele esențiale în decursul unei linii (un ciclu) de $64 \mu s$.

În lipsa comenzii pe baza tranzistorului T702, C_R , C_r și C_s se încarcă de la U_G prin D_s și apoi prin primarul TL respectiv prin BD la tensiunea de cca. 10V. Încărcarea este rapidă: câteva constante de timp, practic câteva miliseconde.

Tranzistorul T702 suportă $U_{CE} = 10V$, nu conduce deoarece baza nu este polarizată iar dioda de recuperare paralelă Dp este solicitată la o tensiune inversă de 10V. (Tensiunea de 10V apare din cauza căderii de tensiune pe dioda serie Ds).

t1. Se aplică pe borna T702 un impuls pozitiv ($U_{in} > 0$). T702 se deschide și din U_G , prin TL și traseul CE al T702 curge curentul I_G de la $+U_G$ la $-U_G$. Curent mare curge din Cs prin BD (Ly) asigurând deflexia. Curentul I_{T702} trebuie să fie mare (0,4A) pentru a satura tranzistorul. Curentul de colector I_C crește spre 3,8A după o lege liniară; fascicolul se deplasează pe ecran spre dreapta (văzută din față) și atinge marginea ecranului la sfârșitul cursei directe. În bobina de deflexie s-a immagazinat energie. De fapt bilanțul curentilor la sfârșitul cursei directe în colectorul T702 este următorul; cam 2,6A „provine” din Cs și străbătut pe Ly (BDO) iar cca. 1,2A provin din sursa de alimentare prin primarul TL. Vezi fig. 6 (t1).

t2. Pe baza T702 se aplică acum din secundarul Tr.701 impulsul negativ de blocare cu durată de 20 (17... 22 μ s). Curentul bazei T702 începe să scadă de la +0,3A spre zero și apoi spre -0,1A. Durata de descărcare a bazei este cam de 1 μ s, dar în acest timp curentul pe colector mai curge: este timpul de stocare t_s . Timpul t_s depinde de proprietățile de comutare ale tranzistorului dar și de inductanța L704 de cca. 15 μ H conectată în serie cu baza. După descărcarea bazei I_C începe să scadă,

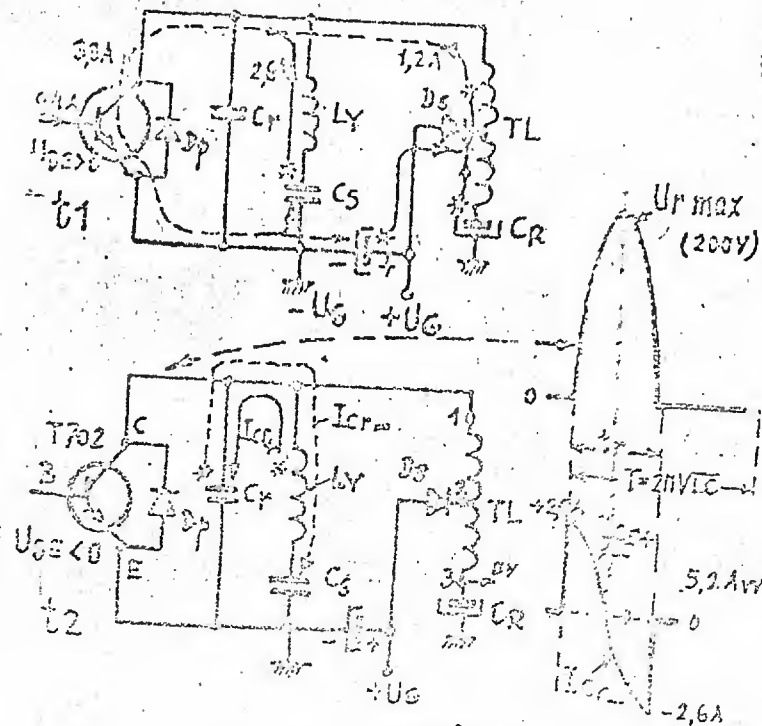


FIG. 6

întâi încet și după aceea foarte rapid spre zero. Timpul în care colectorul se golește de curent (toff) este de cca. $0,5 \mu s$. Transistorul T702 se blochează.

La sfârșitul t_1 , în bobina de deflexie L_y s-a înmagazinat o energie magnetică de cca. $0,88 mJ$:

$$W_y = \frac{1}{2} L_y I^2 = 0,5 \cdot 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 2,6^2 = 0,88 \cdot 10^{-3} \text{ joule}$$

în care:

$$L_y = 0,26 \cdot 10^{-3} \text{ (260 } \mu H) \text{ inductanța BD}$$

I = curentul maxim prin BD la sfârșitul cursei directe (2,6A).

După cum se cunoaște, inductanța L_y formează împreună

cu C_r și capacitatea parazită a bobinei de FIT transpusă la primar un circuit oscilant acordat pe frecvența de $42 kHz$, cărcia îi corespunde o perioadă de cca. $24 \mu s$ (dublul timpului rezervat cursei inverse a fascicolului prin standardul de televiziune).

Energia W_y trece din BD în C_r și C_{FIT} sub formă de curent I_{cr} încărcînd pe C_r la o tensiune U_r de cca. $180-200V$ și transformîndu-se în energie electrică E :

$$E_c = \frac{1}{2} C U^2 = \frac{1}{2} ((C_r + C_{FIT}) U_r^2 \quad \text{în care: } E_c = W_y$$

$C = C_r + C_{FIT}$ este capacitatea circuitului oscilant din BO.

$C_r = 27 nF$ $W_s = 2060$ spire $W_p = 18 + 32 = 50$ spire

$$C_{FIT} = 10 pF \text{ iar } C'_{FIT} = \left(\frac{W_s}{W_p} \right)^2 \cdot C_{FIT} = \left(\frac{2060}{50} \right)^2 \cdot 10^{-12} =$$

$$17000 pF = 17 nF$$

Deci capacitatea totală de întoarcere văzută la primarul TL este de $17 + 27 = 44 nF$.

Din formula de mai sus rezultă tensiunea U_r la care se încarcă C_r în timpul cursei inverse:

$$U_r = \sqrt{\frac{2 E_c}{C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,88 \cdot 10^{-3}}{44 \cdot 10^{-9}}} = 200V.$$

Condensatorul de întoarcere C_r se încarcă, deci la $200V$, după o lege sinusoidală, care reprezintă de fapt semialternanța pozitivă a primei oscilații, oscilație ce determină timpul cursei inverse.

Această tensiune este specifică oricărui circuit oscilant în care energia trece pe rînd din bobină în condensator și apoi din condensator în bobină cu o frecvență dată de formula bine cunoscută

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (42 kHz \text{ în cazul BO})$$

$$\text{deci cu o perioadă: } T = \frac{1}{f} = 2\pi \sqrt{LC} \quad (24 \mu s \text{ în cazul BO})$$

Jumătatea T corespunde duratei cursei inverse de $12 \mu s$:

$$t_r = \pi \sqrt{LC}$$

Simplificat, situația este ilustrată de figura 6, în care se vede semialternanța pozitivă a oscilației ce se aplică pe colectorul T702, pe bobina de deflexie și pe catodul diodei paralele. Dp, solicitându-l puternic: T702 este blocat pe bază și suportă $U_{cr} = 200V$; Dp suportă $U_{inv} = 200V$.

Semialternanța pozitivă este de fapt un impuls de tensiune, cu amplitudinea maximă la mijlocul cursei inverse, când Cr s-a încărcat deplin iar $I_{cr}+$ devine nul. Apoi legea cosinusului Cr se descarcă, curentul I_{cr} devine negativ (curge în sens invers), energia iese din Cr.

Energia din Cr se transferă în Cs străbătând BD sub forma curentului $I_{cr}-$, crescător pînă la $-2,6A$. Reținem că în timpul cursei inverse prin Cr curentul crește de la zero la $+2,6A$ brusc, iar apoi variază iute între $+2,6A$ și $-2,6A$ în timpul celor $12 \mu s$.

13. Sfîrșitul cursei inverse coincide cu sfîrșitul primei alternanțe pozitive și marchează începutul cursei directe. Alternanța negativă incipientă a oscilației cu frecvența de $42kHz$ aduce în stare de conducție dioda paralelă de recuperare Dp polarizînd-o cu plus pe A și minus pe C. Semialternanța negativă este absorbită de dioda Dp. Energia din BD (notată în fig. 6 cu L_p) curge o parte în condensatorul Cs care separă bobina de deflexie și o parte prin primarul transformatorului de linii TL în condensatorul de recuperare C_R (spre sursă energia nu poate curge deoarece Ds se opune).

Dacă nu am avea pierderi de energie în Dp și L_y , energia recuperată ar fi egală cu energia pe care a furnizat-o sursa de alimentare. Realitatea este însă alta: în Dp se pierde energie datorită căderii de tensiune pe diodă, în L_y deasemenea datorită rezistenței ohmice a bobinei de deflexie. În afară de aceste pierderi, secundarele trafo linii și sistemul FIT consumă putere pentru a asigura curentul de fascicol, tensiunea anodică de $110V (U_H)$, tensiunile de accelerare și focalizare, etc. Mai avem pierderi și în miezul TL ca și în bobinajul primar, în miezul bobinei de deflexie.

Și în condensatorul de întoarcere Cr apar pierderi, deasemenea în Cs. Din condensatorul C_R (de recuperare) se alimentează la tensiunea U_j balciajul vertical al televizorului, așa că sursa de alimentare U_G trebuie să livreze energie pentru toți

consumatorii menționați. Un calcul sumar arată următoarele puteri ce intră în bilanțul consumurilor din BO:

a) sursa FIT : $11KV$ și $200 \mu A$	2,2W
b) tensiunea anodică : $110V$ și $15mA$	1,7W
c) tensiunea de accelerare și focalizare : 300 cu $0,2mA$	0,6W
d) balciajul vertical : $26V$ cu $80mA$	2,1W

Putere utilă debitată de BO : 6,6W

e) în tranzistorul T702 și dioda paralelă	2,15W
f) în miezul trafo linii : cca	1,55W
g) în diodele Ds (D701), D801, D802, D803, D804	0,55W
cca :	
h) în bobina de deflexie (în miez și bobinaj)	0,55W
cca :	
i) în transformatorul de linii (bobinaje) cca :	0,35W
j) în bobinele de liniaritate și dimensiune,	0,25W
cca :	
k) în Cr (C704), Cs (C706), C701, C708, C710,	0,40W
etc. cca :	

Pierderi inerente în BO : 7,2W

Suma pierderilor adunată cu puterea utilă debitată de BO face aproximativ $13,8W$ ceea ce la tensiunea de $10,5V$ cu cit este alimentat BO, înseamnă un curent de $1,27A$.

Acest curent are în funcționare valoarea medie de $1,2A$, varînd în funcție de strălucire și conținutul imaginii între $1,1$ și $1,3A$.

Curentul de $1,2A$ debitat de sursă, deplasează în jos cu $1,2A$ axa energetică a deflexiei orizontale față de axa curentului de deflexie, așa cum se vede din fig. 7. Deplasîndu-se în jos cu $1,2A$, timpii de conducție a diodei Dp și a tranzistorului T702 se repartizează astfel : dioda Dp va trebui să conducă curentul negativ timp de $14 \mu s$ iar tranzistorul T702 restul de $38 \mu s$ din durata de $52 \mu s$ a cursei directe. Cînd consumul BO variază, timpii de conducție variază și ei astfel : la consum mare ($1,27A$) dioda conduce mai puțin timp ($13 \mu s$) iar la consum mic (lumină mică) dioda va conduce peste $15 \mu s$.

Deci : $t_{conducție} \approx 14 \mu s$ pentru Dp

$t_{conducție} \approx 38 \mu s$ pentru T702

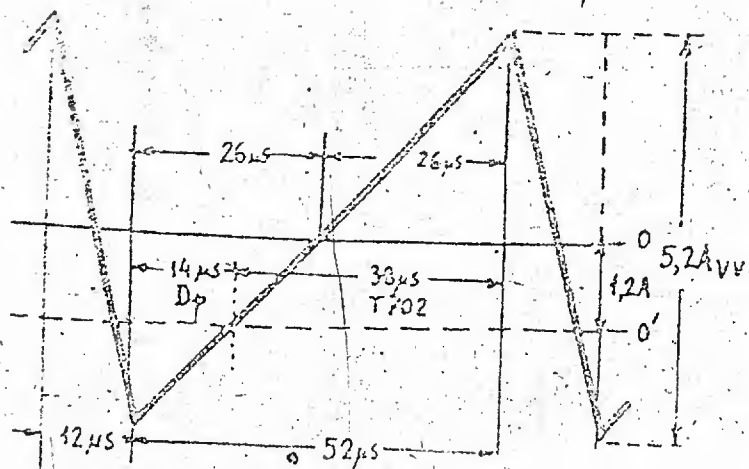


FIG. 7

Schimbându-se duratele de conducție se schimbă și curenții prin tranzistor și diodă. Astfel prin tranzistor va curge la sfârșitul cursei directe un curent maxim (de vîrf):

$$I_{C\max} = 2,6 + 1,2A = 3,8A$$

iar prin dioda Dp, un curent mai mic

$$I_{D\max} = 2,6 - 1,2 = 1,4A$$

De la momentul t3 cînd dioda paralelă intră în conducție, se desfășoară cursa directă care durează cca. 52 μs și se termină la t2.

Conducția diodei Dp durează în realitate un timp de aproximativ 6—10 μs și nu 14 μs după care Dp se blochează și curentul trece prin tranzistorul T702.

T702 înainte de a intra în conducție trebuie comandat pe bază cu un impuls pozitiv de tensiune de la secundarul trafo driver Tr.701. Fig. 8 arată o situație tranzitorie curiosă care are loc timp de 4...7 microsecunde, timp de „înjugare” a tranzistorului, cînd conducția curentului de deflexie are loc prin

ambele dispozitive: prin dioda Dp în sensul normal și totodată prin tranzistor în regim invers. Pentru T702 regim de conducție inversă înseamnă curgerea curentului de la bază spre colector respectiv a electronilor din C în B. Timpul de „înjugare” notat cu tx în fig. 8 B, C, E începe aproximativ odată cu momentul aplicării pe baza T702 a tensiunii pozitive de comandă. Durata t2 a tensiunii de blocare pe bază a T702 este de cca. 20 μs (17...23 μs), vezi neapărat fig. 2c și 8c. Dispersia se datorește dispersiei lărgimii impulsului debitat de TBA950 care poate fi de 22...25 μs la TBA950/1 și 24...28 μs la TBA950/2; ori, durata blocării T702 este cam cu 5 μs mai mică decît durata impulsului dat de TBA950. Durata tr a cursei inverse este tipică de 12 μs cu dispersie între 11,5 și 12 μs. Astfel, dioda Dp conduce timpul $t_D = t2 - t_r = (17...23) - (11,5...12,5) = 6...10 \mu s$.

Tranzistorul T702 conduce invers deoarece înainte ca baza să devină pozitivă, dioda bază-colector intră în conducție și curentul o surabate de la B spre C. Astfel T702 surtează practic dioda paralelă care încetează conducția cu 4—5 sau chiar 6—8 μs mai devreme decît durata teoretică de 14 μs arătată în fig. 7.

Tot în fig. 8 se arată limpede următoarele mărimi din BO — la A: curentul de deflexie $I_y = 5,2A_{VV}$ așa cum se poate oscilografia aceasta.

— la B: curentul colectorului T702 teoretic liniar crescător pînă la 3,8A.

În realitate curentul arată mai puțin liniar, avînd 4—5 ondulații datorate oscilației parazite din timpul cursei directe (ringing). Se vede clar și conducția inversă tranzitorie de cca. 0,3—0,5A timp de 4 μs.

— la C: curentul prin dioda paralelă de recuperare cu un vîrf f. scurt de 1,7—1,8A și apoi o valoare liniar (ondulînd) descrescătoare de la 1,4A spre zero. Intrarea în conducție a diodei paralele este dură, însoțită de oscilații sinusoidale amortizate.

— la D: evoluția tensiunii la bornele Cr și T702 și Dp: un impuls cu durata cursei inverse, marcat de șeaua specifică acordului de armonica a 3^{ea} a frecvenței cursei inverse. Amplitudinea: 180V_{VV}, cu axare de zero la nivelul tensiunii recupe-

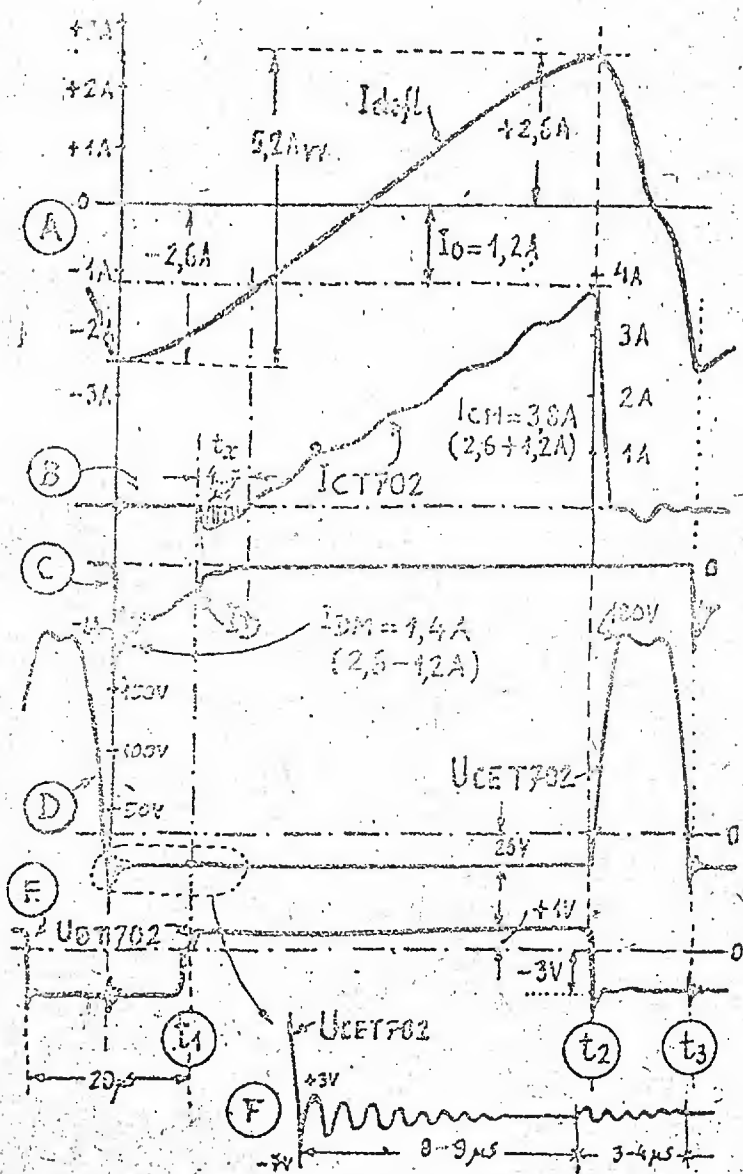


FIG. 8

ate, adevărată tensiune de alimentare a BO. Pe durata cursei directe avem câteva oscilații amortizate la începutul cursei directe (timp de 7—8 μ s sînt 8—9 perioade) datorate intrării în conducție a diodei paralele, și apoi 4—5 oscilații cu durata totală de 3—4 μ s la intrarea tranzistorului în conducție.

— la E: oscilograma tensiunii U_{BE} , cu durata de blocare (ramura negativă) de cca. 20 μ s și 3V și ramura pozitivă cu amplitudinea de 1V deasupra lui zero și durata de cca. 44 μ s. Partea negativă este „marcată” de începutul și finele cursei inverse.

— la F: oscilațiile amortizate de pe U_{CE} văzute la „după”. Aceste oscilații dacă sînt mai pronunțate (la unele aparate) produce o perdea discretă în partea stîngă a ecranului TK (văzută din față, vizibilă numai pe rastrul alb (fără zgomotul AFI—VS).

Conducția mai scurtă a diodei paralele (decît cea teoretic necesară) se obține în mod voit în scopul de a asigura o liniaritate bună a deflexiei orizontale în prima treime a cursei directe deci în stînga ecranului văzută din față. Conducția mai scurtă a diodei se obține aplicînd pe baza T702 un impuls de blocare de 12—13 μ s în loc de 24—26 μ s. Cum conducția diodei ia loc odată cu polarizarea pozitivă a bazei T702, durata blocării determină durata conducției diodei: $t_D = T_2 - t_r$ (aplicînd $T_2 = 18 \mu$ s iar t_r fiind 12 μ s dioda va conduce doar 6 μ s).

Distorsiunea de liniaritate este mai mică deoarece rezistența de „trecere” a tranzistorului în conducție inversă este foarte apropiată de valoarea de rezistență a tranzistorului saturat în conducție directă, astfel că panta curenților este liniară și apropiată de cea a diodei paralele cînd aceasta conduce cînt de 0,6—0,7A.

La curenți prin dioda paralelă sub 0,5A, rezistența de conducție (de trecere) crește brusc și aceasta ar face ca panta curenților să scadă apărînd o „fringere” a curenților de deflexie care se transpune pe ecran ca o alungire a imaginii cam la o treime de la marginea stîngă a ecranului, însoțită de o dungă verticală mai albă sau perdea.

Se preferă de aceea un timp de conducție a diodei paralele de ordinul a 6—8 μ s.

În completare la oscilogramele din fig. 8 se arată în fig. 9 oscilogramele reale :

- a — curentul prin BU407D. (Tși D)
- b — curentul prin Cr (C704)
- c — tensiunea la bornele C (C706) din schema BO-Sport.

C706—1,8 μ F se încarcă la cca. 25V și se descarcă în timpul ciclului de 64 μ s a fiecărei linii descriind o parabolă maxim la mijlocul cursei directe când I deflexie este nul.

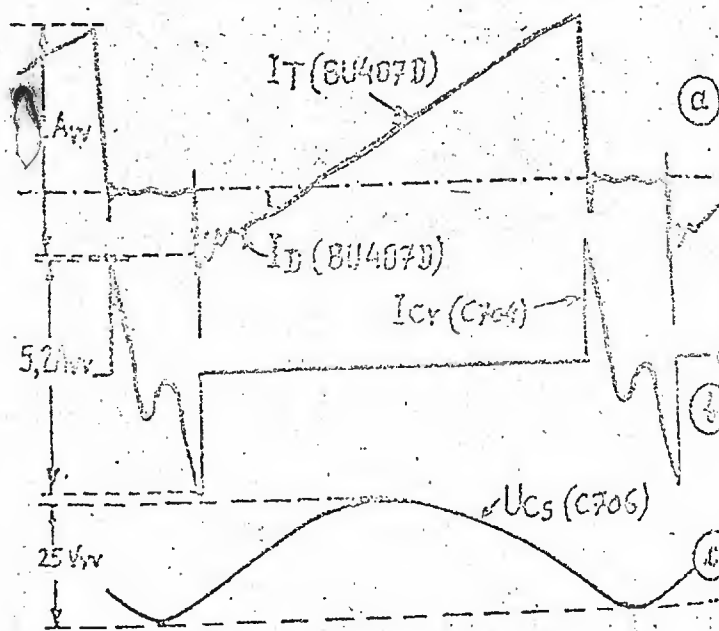


FIG. 9

Rolul lui Cs (C706) este triplu : separare în c.c. a bobinei de deflexie, rezervor de energie recuperată și corecție de gență (în S) deci asigurarea liniarității deflexiei orizontale marginile ecranului (S și D). C706 integrează oscilațiile transitorii din timpul conducerii diodei paralele de recuperare vizibile în fig. 9a. Condensatorul C711 conectat paralel la intr-

T702 are rolul de a „îndulci” procesele de comutație în scopul reducerii radiației spre alte etaje.

ACORDUL PE A3

Impulsul de tensiune sinusoidală din timpul cursei inverse este, după cum se știe, deformat de o oscilație pe armonica a 3-a a frecvenței de 42 KHz, adică pe cca. 120 KHz.

Circuitul oscilant în care are loc oscilația de A3 este format din inductanța de dispersie a TL și capacitatea parazită a bobinei de FIT. Inductanța de dispersie este măsura fluxului magnetic de scăpări dintre primar și secundar, flux care poate fi „stăpinit” cu ajutorul unei bobine de cuplaj (bobina de A3) plasată pe bobina de FIT deci cuplată strins cu secundarul de FIT și conectată la o parte a bobinajului primar (W23). În fig. 10 se ilustrează tensiunile și curenții legați de procesele din timpul cursei inverse. Astfel :

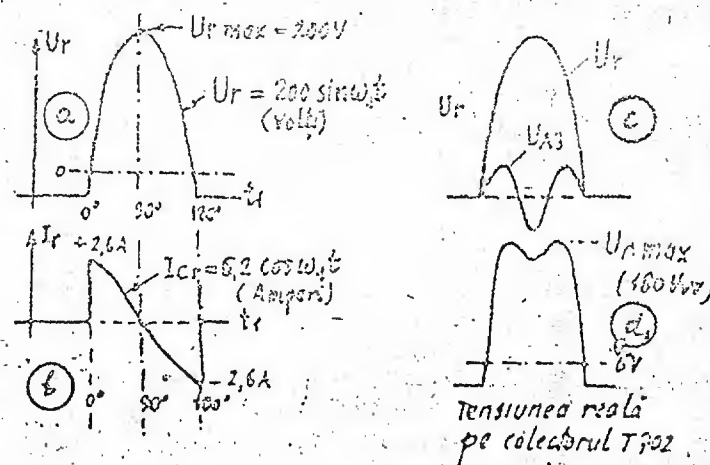


FIG. 10

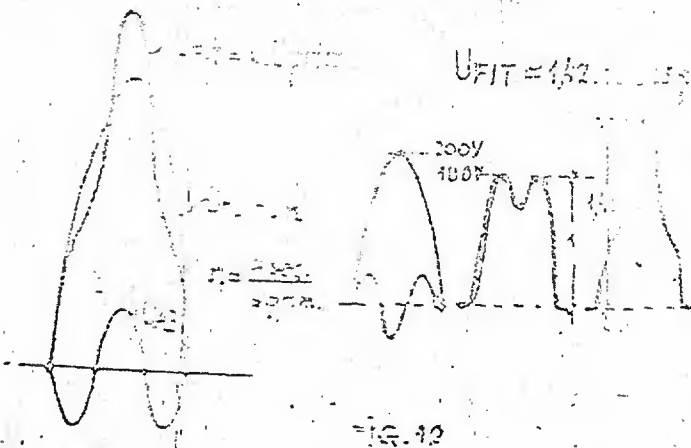
— în fig. 10a. se arată impulsul de tensiune în timpul înboarceerii ; impulsul este sinusoidal reprezentind prima armonică a oscilației cu $f=42$ KHz.

2. PIERDERERILE AUXILIARE

1. Sursa de FIT

Sursa de FIT are 1000 spire deci de 41 ori mai mult decât primarul. Dacă în primar impulsul de întoarcere este pur sinusoidal, care la amplificarea sa ar fi de 200—250V adică de opt ori mai mare decât tensiunea reală de alimentare a BO (25V). Cu $n=41$ se vede în secundar un impuls de FIT de cca. 3,3KV. Din cauza amplitudinii pe A3, impulsul din secundar este deformat de tensiunea de A3 care îl îngustează și îl mărește. În fig. 12 se vede însumarea tensiunilor din secundar: fundamentale cu $f=41\text{kHz}$ și tensiunea de A3 cu $f=41\text{kHz}$.

Se menționează că tensiunea din secundar este de cca. 180V față de primar și deci mai mare decât oscilația de A3. „Sursa” de FIT depinde de amplitudinea oscilației de A3.



Astfel, dacă amplitudinea oscilației de A3 este de cca. 180V față de fundamentale, impulsurile de FIT rezultă cu cca. 3,3KV mai înalte (1,25U) iar impulsurile în primar cu 120% mai mici (0,83U) astfel că raportul tensiunilor din secundar și primar devine: $K=1,25/0,83=1,5$ adică cu 42% mai mare decât raportul tensiunilor de A3. În cazul TV Sport 251/261 la 180V

în impulsuri de 180Vv iar în secundar de cca. 11KV. Dacă se ține seama de amplitudinea și frecvența oscilației de A3 care este de fapt de cca. 120kHz adică de 2,85 ori mai mare decât 42kHz și nu de exact 3 ori. La acest acord factorul de multiplicare $K=1,5$ sau chiar ceva mai mult.

○ Dioda TV13 face o redresare de vîrf a impulsurilor de FIT.

Filtrajul este asigurat de însăși capacitatea de 680—800pF a tubului cinescop de 31 cm. Rezistența internă a sursei FIT este determinată în principal de rezistența echivalentă a transformatorului de linii transpusă la secundar și de rezistența diodei de redresare. În TV Sport 251/261 rezistența internă a sursei de FIT este de cca. 4MΩ.

$$R_{FIT} \approx 4 \cdot 10^6 (\Omega)$$

La un curent de fascicol de 250 μA , (maximul admis pentru cinescop) căderea de tensiune este de cca. 1KV:

$$U = I_{fasc} \cdot R_{FIT} = 250 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^6 = 1000V$$

Ca urmare, la lumină maximă cînd curentul de fascicol este peste 200 μA , nivelul FIT scade de la 11KV la 10KV, provocînd o ușoară „umflare” a imaginii (3—4% adică 10—15 mm), ceea ce trebuie considerat firesc.

Puterea livrată de sursa de FIT este ordinul a 2,5W atunci cînd strălucirea este maximă:

$$P_{FIT} = 10 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-6} = 2,5W$$

Randamentul obținerii acestei puteri este de 90—93%, astfel că TL pentru a putea da 2,5W absoarbe cam 2,7W din sursa de alimentare, ceea ce corespunde unui curent de cca. 250mA la tensiunea de 10,6V cît este U_G , tensiunea de alimentare externă a TL.

Acesta explică variația consumului TV cînd se variază potențioarele de lumină și contrast aducînd catodul TK la un debit maxim de electroni spre ecran.

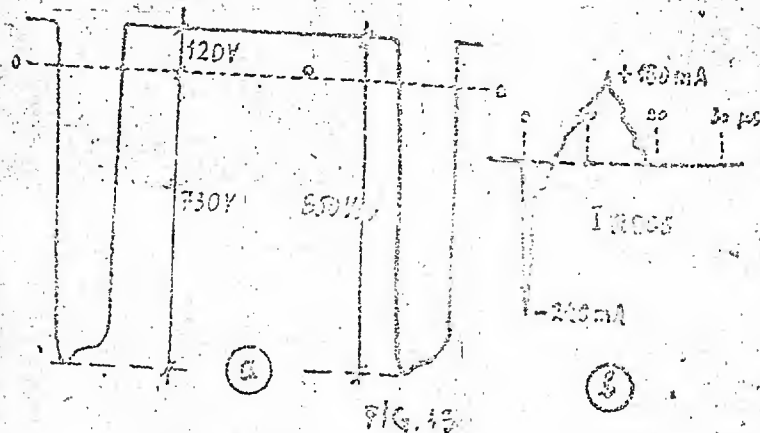
Depășirea curentului de fascicol de 250 μA datorită unor avarii din TV, ca de ex. creșterea tensiunii stabilizate la 14—15V, scurt la D502 sau C503 etc. și mărirea peste 12—13 KV a FIT conduce la distrugerea TV13 în cîteva minute.

Scurtcircuitarea tensiunii de FIT. Dacă dioda TV13 distruge dioda prin supracurent în câteva miliseconde, avariind de cele mai multe ori și bobina de FIT sau tranzistorul final de linie.

Avariile în zona FIT vor fi analizate împreună cu alte avarii ale B.O.

2. Redresorul anodic pentru tensiunea de $110V$ (U_H).

La piciorul 8 al TL se obțin impulsuri negative de cca. $850V_{VV}$, care au o axă energetică $\approx 1/7$ din amplitudine, deci cu o tensiune pozitivă de cca. $120V$ în timpul cursei directe și cca. $730V$ impuls negativ în timpul cursei inverse așa cum se arată în fig. 13.



Dioda D801—DRR114 sau BA158, care suportă $1000-1100V$ tensiunea inversă, redresează tensiunea cursei directe. Capacitatea C806— $10 \mu F/160V$ filtrează tensiunea redresată obținându-se tensiunea anodică $+U_H = 110 \dots 113V$.

Rezistența R805— 180Ω elimină pulsările de curent în timpul conductiei diodei D802. Curentul mediu debitat de redresorul anodic cu D801 este de $13mA$, variabil între 10 și $17mA$, maximum $20mA$, în funcție de consumul variabil al etajului final video. Dioda D801 este șuntată de C808— $220pF$ care are rolul de a reduce radiația electromagnetică datorată fenomenelor tranzitorii din timpul procesului de comutare (con-

ducție-blocare) a diodei. În fig. 13b se arată impulsurile de curent în redresorul anodic: un impuls negativ ce atinge $240mA$ durează doar $2-3 \mu s$ și un impuls pozitiv de cca. $180mA$ în formă triunghiulară cu durata de $12-15 \mu s$ la intrarea în conducție a D801 care asigură reîncărcarea C806, în ritmul fiecărei linii ($64 \mu s$).

Sursa de tensiune $+U_H$ debitează prin R814 un curent de $1mA$ spre stabilizatorul varicap TAA550 și tasterul cu potențiometrele de acord. Din acești $3,6mA$, $2,6mA$ „intră” în TAA550 și $1mA$ intră în R71, 72, 73, 74. Etajul final video consumă în medie $5,3$ și $12,7mA$ funcție de contrast și de conținutul imaginii (cca. $15-16mA$ în situația fără semnal și cu contrast maxim). Tensiunea U_H mai alimentează grupul D805, R811, R812, R804 un curent de cca. $0,5mA$ care aduce în regim normal de lumină dioda Zener PL68Z ($68V$).

Sînt posibile avarii în acest redresor auxiliar, avarii care pot fi din funcțiune televizorului (a) sau provoacă dispariția semnalului și a luminii (b).

a) scurt la D801, C808 sau C805 provoacă un consum la TV de $1-1,5A$, și arderea siguranței generale pe a.c. Si2. Dacă Si2 nu arde, avem brum mare de rețea, lipsă lumină, zgomot, cu totul în loc de sunet.

b) întrerupere la R805: lipsă $+U_H$, lipsă tensiune varicap, fără imagine, ecranul este stins iar consumul general al TV scade de la $1,5A$ la $1,3A$.

La D801 se pot folosi în caz de nevoie și diodele „nerapide” 1N4007 așa cum a arătat practica la TV Sport vechi.

3. Redresorul pentru tensiunile de accelerare și focalizare.

La piciorul 4 al TL avem impulsuri pozitive de $430-440V$ cu axa la cca. $65V$, respectiv cu o parte pozitivă de $370V$ și o parte negativă de $65V$. Dioda D802 de tipul DRR604 sau BA158 redresează tensiunea cursei inverse, astfel că pe C802— $47nF$ obținem o tensiune continuă bine filtrată de cca. $+360V$. Curentul debitat de acest redresor este foarte mic, cca. $0,2mA$ spre divizorul R809— 808 și grila de accelerare. R806— 470Ω atenuează pulsările de curent prin D802 iar C801— $470pF$ atenuează știa parazită. În fig. 14 se arată tensiunea de impuls la piciorul precum și curentul prin R806, destul de mare ($0,4Avv$).

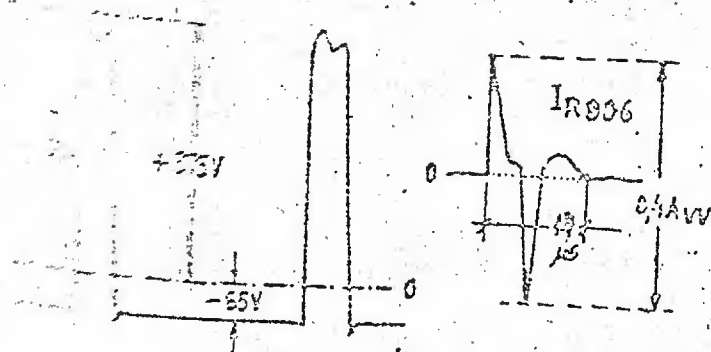


Fig. 44

mină. În care caz $U_{G2} = 10-20V$ și nu avem lu-

58

FIG. 15.

59

După R803 pe care se obțin $-175V$, avem R804—470K pe care cad $125V$ astfel că pe punctul rece (negativ) al potențiometrului de lumină se obțin cca. $-50V$.

Avarii redresorului auxiliar pentru tensiune negativă nu sînt prea grave, se observă mai greu dar deranjează reglarea luminozității. Astfel:

— D804 în scurt, produce mărirea consumului BO cu 0,2A, ceea ce nu se observă. Lumina devine maximă.

— Întreruperea D804 sau R803 provoacă lipsa tensiunii negative, lumina este mare, nu se reglează din potențiometrul de lumină iar pe cele 3 contacte ale potențiometrului R812 citim $+50V$.

— Întrerupere la C803, provoacă scăderea tensiunii negative de pe anoda D804 $-20 \dots 90V$ în loc de -175 iar pe borna de minus a potențiometrului de lumină $+10-15V$ în loc de $-45 \dots -50V$.

De la pic. 7 al TL, impulsul negativ de $210-220V_{vv}$ se aplică prin R807—C804 la grila de accelerare pentru stingerea cursei încrește de linii.

Întreruperea acestui circuit nu se observă, decât cu mare atenție datorită solderii focalizării și creșterea ușoară a I_f fascicului.

Scurt la C804 provoacă scurtcircuitarea tensiunii de accelerare ($U_{a2} = 2 \dots 10V$). Ecranul se luminează eventual numai la poziția liniei spre maxim a potențiometrului de lumină, dar pe imagine apar o înegrire lată de 3—4 cm pe marginea stîngă.

Dimensiunea pe orizontală se reduce cu $10-15\%$ deoarece se deranjează regimul de acord pe A3 a trafo linii.

AVARII LA BALEIAJUL ORIZONTAL

Sînt mai multe categorii de avarii care pot afecta BO:

A. Avarii care produc scurtcircuit general pentru redresorul stabilizat. Stabilizatorul se blochează debînd totuși cam 1,5A.

Situația este înșelătoare, căci $U_A = 0$ dar prin Si2 se măsoară un curent normal, deci consumul TV pare normal la primii vederi mai ales că U_0 măsurat pe bornele primului condensator electrolitic C606 este de $14 \dots 16V$. De fapt redresorul debitează

rezistența sunt R601 curentul de cca. 1,5A (dependent de înălțimea de rețea):

$$I = U_0 / R601 = 15V / 10 = 1,5A$$

B. Avarii care produc un consum foarte mare al BO: 3... La aceste defecte stabilizatorul nu reușește să se blocheze, Si2—2A se arde pentru a proteja transformatorul de rețea, cea redresoare, tranzistorul serie T601—2N3055, tranzistorul de linii, transformatorul de linii și alte circuite din BO.

C. Avarii care provoacă lipsa deflexiei orizontale (dunghă mică) și care întotdeauna arată că BO lucrează (avem deflexie verticală deci există tensiune recuperată), dar circuitul unei deflexii este întrerupt.

D. Alte defecte au ca efect reducerea dimensiunii pe orizontală și aproape întotdeauna micșorarea tensiunii recuperate. Aceste defecte sînt periculoase dacă TV funcționează multă vreme în această stare, putîndu-se defecta tranzistorul BU407D.

E. O serie mare de defecte provoacă în principal lipsa răsării a luminei pe ecran și din care unele sînt periculoase punîndu-se în pericol unele componente și chiar pe BU407D. Si2 nu se arde.

Alte defecte pot produce mărirea exagerată a luminei uzîndu-se copul sau oboșind repede pe TV13.

În cele ce urmează se vor analiza diferitele cazuri de defecte cu prezentarea manifestării defectului și defectul proba-

1. TV nu funcționează. $U_A = 0$. Siguranța Si2 este bună. Se verifică consumul prin Si2 și se găsește $I_0 = 1,3 \dots 1,6A$. Ce denotă că stabilizatorul s-a autoblocat din cauza unui circuit direct pe U_A , pe U_C sau în zona baleiajului orizon-

Defectele din BO care produc autoblocarea stabilizatorului:

- T702—BU407D scurt CE sau CB
- C704—27nF scurt (condensatorul de întoarcere)
- C705—47 μF /40V scurt (condensatorul de recuperare)
- C708—10nF scurt (existent la primele serii de TV)
- C710—470pF scurt

2. TVNF. Siguranța de 2A este arsă.

Se verifică consumul prin Si2 și se găsește $I_0 = 2,5 \dots 6A$.

deci stabilizatorul nu se poate bloca. Cauzele care pot provoca această avarie :

- C706—1,8 μ F scurt ($I_0 \approx 6A$)
- Scurt parțial în BD sau scurt la bornele BD ($I_0=4,3A$)
- C805—10 μ F/160F pe U_H scurtcircuitat ($I_0=4A$)
- D801 sau C803 în scurt ($I_0=3-4A$)
- D802 sau C801 sau C802 în scurt ($I_0=2,6-2,9A$)
- D701 sau C701 în scurt; $I_0=2,9A$ iar tensiunea recuperată este 7—8V
- Sincroprocesor defect sau cu frecvență de linii f. mică.

3. Dimpă verticală.

Însemnează că BO lucrează, este tensiune recuperată normală. Lipsește desfășurarea imaginii pe orizontală din cauza unei întreruperi în circuitul bobinei de deflexie :

- C706—1,8 μ F întrerupt ($I_0=1,4A$, $U_R \approx 25V$ în loc de 26V)
- Întrerupere la L700 (BD)
- Întrerupere la L701 (bobina de reglare a dimensiunii H)
- Întrerupere la L702 — liniaritate ($I_0 \approx 2A$)
- Întrerupere în conectorul CVT, conductoare sau trasee de c.c.

În cazul întreruperilor din circuitul bobinei de deflexie impulsul de întoarcere pe colectorul BU407D (pic. 1.TL) are o formă caracteristică arătată în fig. 16.

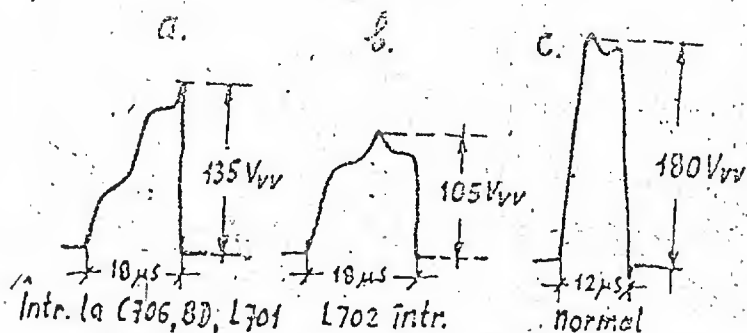


FIG. 16

În cazul întreruperii bobinei de liniaritate, consumul de BO este de 1,6—1,7 A puterea suplimentară consumată încălzește pe BU407D și îl poate avaria, dar după scurt timp se arde R701 care este de 0,5W.

4. Dimensiune redusă pe orizontală (lipsă 4...10cm).

Se datorește fie reducerii din diferite cauze a tensiunii recuperate măsurabile pe pic. 3 al TL fie din cauza depășirii grave a FIT.

Cauzele care provoacă reducerea dimensiunii H :

a) Bobina L701 prost reglată. Se admite scurtcircuitarea pentru a mări dimensiunea.

b) Întrerupere la C705 — cond. de recuperare.

(Urecuperată=23—24V).

c) Scurt la C702 din etajul prefinal. $I_0 \approx 2,1A$; $U_R \approx 24V$.

d) Scurt la C804, $U_{G2} = 10-20V$.

e) C704 întrerupt. Descărcări puternice de FIT!!

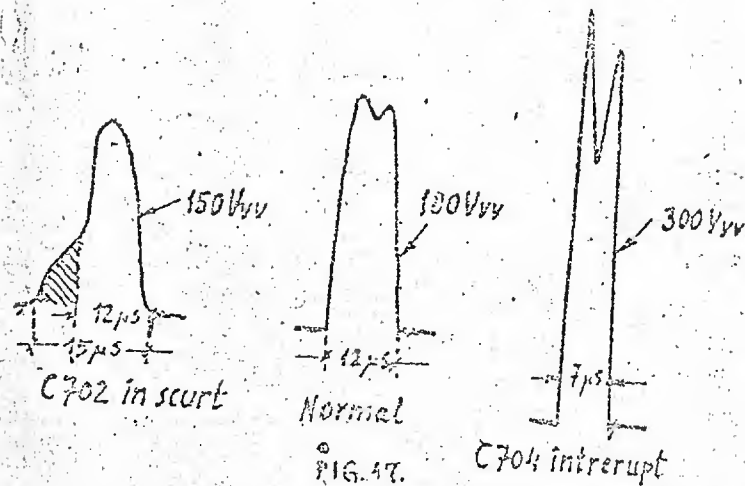
f) Scurt parțial (câteva spire în BDO).

g) Sincroprocesor cu frecvența de linii dereglată (f. mare).

Cazurile de mai sus sînt foarte diferite ca manifestare :

1) Cînd C705 este întrerupt, TV funcționează aproape normal deoarece filtrarea tensiunii U_R (recuperate) se face de către C310 care alimentează BV. Evident că datorită rezistenței R322 —27 Ω U_R scade la 24V în loc de 26V. R322 se încălzește tare, tensiunea pe piciorul 9 al BV scade de la 24V la 22—22,5V. Scăderea tensiunii de alimentare a BV sub 23,5V face ca durata cursei inverse să crească peste 1mS și produce două perechi de linii de „nestîngere” în stînga și dreapta sus a imaginii.

2) Scurtcircuitul C702 din etajul prefinal de linii provoacă un consum de 150—180mA a etajului prefinal, U_{CT701} scade la 7,3—7,5V, transformatorul de adaptare (driver) Tr701 se saturează și deranjează grav comanda pe bază a tranzistorului final. Impulsul pe colector se deformează și scade ca amplitudine la cca. 150Vv, din care cauză tensiunea recuperată scade la 23—24V, cu toate că BO consumă 1,6—1,8A în loc de 1,1—1,2A. Plusul de 0,6A înseamnă o încărcare de 5—6W în plus pentru BU407D ceea ce îl poate avaria. În fig. 17a este arătat impulsul de întoarcere deformat de pe colectorul T702, cu zona hașurată care scoate în evidență un regim periculos de funcționare pentru BU407D.



Pentru probă, C702 se poate elimina; de altfel TV funcționează normal și fără R702. C702 fără a se periclita fiabilitatea lui BD135 deoarece această are $U_{CE} > 45V$ iar impulsul pe colector, cu vîrf cu tot (vezi fig. 4b), nu depășește 20—25Vv.

3) Dacă C804 este scurtcircuitat, tensiunea de accelerare se scurtcircuitază prin R807—pic. 7TL și pic. 6TL la masă: $U_{G2} = 10 \dots 20V$, iar ecranul se luminează slab numai cu potențiometrul de lumină la maxim.

Dimensiunea orizontală scade cu 10—15%; apare o înnegrire lată de 3—4cm la marginea stîngă a ecranului (văzută din față). Consumul general al TV scade cu 0,15A față de normal.

4) Întreruperea condensatorului C704 care stabilește durata cursei inverse și „înălțimea” impulsului de întoarcere este periculoasă pentru tranzistorul final de linie și dioda TV13. Impulsul de întoarcere crește (vezi fig. 17c.) la 300Vv și se îngustează la 7—8 μs . Toate impulsurile din TL cresc cu 50—60%.!! Dioda D801 primește pe anodă un impuls negativ de 1300—1400Vv și are „dreptul” să se străpungă; idem în cazul D802 în loc de 440Vv primește 700Vv. Dioda D803—TV13 are de redresat impulsuri de 13—15KV și nu poate rezista decît minute, eventual ore. Tensiunea recuperată este însă de numai 25—26V iar consumul general al TV — cvasinormal. Din cauza

plului mare al FIT, dimensiunea imaginii este redusă cu cîm pe orizontală și proporțional pe verticală. Nu întotdeauna C707D se străpunge în această situație. La AU113 întreruperea C321 este fatală în 90% din cazuri.

Notă: Pentru mărirea dimensiunii generale se poate mări C704 cu 4,7nF sau 10nF (scade înaltă tensiune și din această cauză crește dimensiunea).

5. Lipsă rastru, lumină, sunet este sau nu (de la caz la caz)

Foarte multe cauze pot provoca acest defect. Măsurarea curentului general prin Si2 poate îndrepta mai repede pe tehnician spre locul avariei.

a. Dacă $I_0 = 1,3—1,6A$ (normal) defectul poate fi la:

- C802 întrerupt, $U_{G2} = 30—40V$
- R801 întrerupt, lipsește impulsul Z spre FI—VS, blocaje în video, zgomet peste sunet.
- întrerupere la R803, R802, $U_{G2} = 0$. Sunet este.
- R805 întrerupt, lipsește tensiunea amodică de pornire 140V, lipsă sunet.
- R810 întrerupt sau C809 scurt: $U_{G1} = 0$ iar $I_0 \approx 1,3A$.

b. Dacă prin Si2 consumul este de cca. 0,5A. BONF.

- T702 scurt BE: $U_R = 13—14V$; $U_{CT701} = 7,3 \dots 7,5V$. Nu este sunet.
- L704 întrerupt în circuitul bazei T702. Nu este sunet.
- R703 (1 ohm) întrerupt (la primele serii de TV). Nu este sunet deoarece nu există tensiune varicap și deci acord pe canal.
- T701: întreruptă jBE, întrerupere la C, B, E. Nu este sunet.
- C711 (între B și E la T702) scurtcircuitat: $U_R = 13—14V$.
- Sincroprocesor defect.

c. Dacă consumul general este de 2,5—2,8A și totuși Si2 este arsă.

- Scurtcircuit la D802, C801, sau C802. $U_{G2} = 0$.

d. La un consum foarte mic: $I_0 = 0,25 - 0,35 A$.

- D701 intreruptă (dioda de recuperare serie).
- Intrerupere la Tr.701 primar sau secundar.
- Sincroprocesor defect.

6. Lumină mare, nu se reglează din potențiometrul de lumină

— Se verifică prezența tensiunii negative de $-175V$ pe anoda D804 și a tensiunii variabile din R812 pe grila de comandă ($-50V \dots +40V$) a TK.

— R804 intrerupt, $U_{C1} = +80 - 90V$, $U_{R507} \approx 0,7V$ $I_{max} = 330 \mu A$.

— Intrerupere la D804: se măsoară $+50 - 60V$ pe toate terminalele potențiometrului de lumină.

Conectorul CII ce merge spre potențiometrul R812: CII 5, 6, 7.

— D804 în scurt; $I_0 = 2,1A$, posibilă și desincronizare orizontală.

— R803 intrerupt din cauza diodei D804 scurtcircuitată.

La reglaj insuficient al potențiometrului de lumină: Cău este intrerupt tensiunea negativă este de $-90V$ în loc de $-175V$. Iar pe punctul rece al R812 avem $+15V$ în loc de $-40V$.

7. Defecte din BO ce nu atrag atenția prin audio-vizual

Intreruperea unor componente cu rol auxiliar sau secundar (protecții, împarazitare, corecții de formă a impulsurilor) nu influențează întotdeauna vizibil, calitatea, stabilitatea, geometria sau strălucirea imaginii:

- C701, C702, C708, C710, C711, C801, C806, C808, C809.
- R701, R702, R802, R807, R808, R813.

8. Ararii din BO ce se depistează prin inspecție vizuală a circuitelor și componentelor.

- R701 este arsă. Cauza: bobina de linaritate intreruptă.
- R702 este arsă. Cauza: C702 este scurt.
- R703 este arsă. Cauza: T702 este scurt BE.
- R805 este arsă. Cauza: C805 este scurt.
- R803 este arsă. Cauza: C803 sau D804 în scurt.
- R806 este arsă. Cauza: C802 este scurt.

— Bobina de FIT este crăpată și ușor arsă: cauza, scurt intern.

— Descărcări de FIT de la +TV13:

— stabilizator defect iar $U_A = 13 \dots 16V$.

— C704 intrerupt sau deslipit.

— Suportii TV13 nestrânși.

○ Măsurarea tensiunii recuperate (pic 3TL) spune câte ceva:

Dacă $U_R = 24V$ la $U_A = 10,8V$, cauza probabilă este:

— C705 intrerupt

— C702 scurt

— Sincroprocesor cu frecvența mare (17—18 KHz)

Dacă $U_R = 13 - 14V$ la $U_A = 10,8V$, cauza probabilă este:

— T702 scurt BE

— C711 scurt

Dacă $U_R = 7 - 8V$ la $U_A = 10,8V$, defectul poate fi:

— scurt la D701

— scurt la C701

În cazul când $U_R = 27 - 28V$ la $U_A = 10,8V$, consumul general tinde spre 2A. Cauza poate fi un sincroprocesor defect (if linii este mică).

○ Echivalențe și înlocuiri de componente active în BO.

Apariția multor feluri de componente noi din țară sau import face necesară cunoașterea mai apropiată a posibilităților de înlocuire și echivalență.

a) T701—BD135 se poate înlocui cu BD137, BD139, BD233, 5, 237. Nu se poate pune AC181K.

b) Trafo Tr701 este același cu trafo driver de la TV Sport echi. (raport de transformare 100 : 33 spire).

c) T702 se poate utiliza: BU109, BU312, 2SC940 sau BU406, U407 fără D dar necesită dioda paralelă de recuperare BYx71, VX55, BAX157 cu punct roșu (sortată pentru $U_d \leq 1V$ la $I = 4A$). Sortarea simplă a diodei BA157 se poate face și cu o baterie de 4,5V în montajul din fig. 18 cu sau fără ampermetru, asigurându-se căderea de tensiune pe dioda BA157 sau DRR204, RR404 când prin diodă curge un curent de 0,4A.

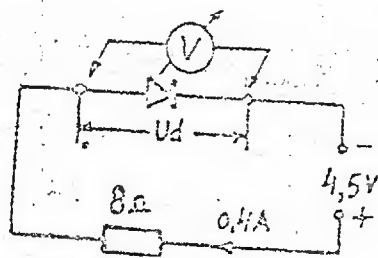


FIG. 12

Astfel cu $R_1 = 8\Omega$ avem $I_d \approx 0,4A$ și U_d trebuie să fie sub 1V; la $R = 10\Omega$, $I_d \approx 0,36A$ și deci U_d trebuie să fie sub 0,9V.

d) D801—DRR111 se poate înlocui cu dioda echivalentă BA159 în caz de nevoie și cu 1N4007 sau F407 dar consumul TV crește cu ceva (30mA).

e) D802—DRR604 (la primele serii de TV s-a utilizat DRR404) are echivalent pe BA158. Se poate înlocui și cu DRR114, BA159 sau chiar cu 1N4007, 1N4008, 1N4005, F407 F307 care sînt diode lente (redresare de rețea) și din această cauză au pierderi de comutație, creștînd puterea consumată de TV.

f) D804—DRR401 are ca echivalent pe BA157. Fîiînd un redresor fără sarcină mare se poate utiliza ca înlocuitor orice diodă de la 1N4004 (inclusiv) în sus și cu oarecare risc 1N4003, deasemenea F407, 307, 207.

g) D701—GDRR2 se poate înlocui cu 6DRR3, 6DRR4 sau BYX71.

h) D803 TV13 se poate înlocui cu dioda cu siliciu BY476 (18KV, 2mA); se poate folosi și dioda TV11 (11KV), mărind C704 (de întoarcere) de la 27nF la 32nF sau 35nF (punînd în paralel pe C704 un condensator stiroflex de 4,7nF/100V). În acest fel se reduce cu ceva 1KV tensiunea de FIT, dimensiunea generală a imaginii crește. Se poate — la limită—reduce cu ceva tensiunea U_A de la 10,8V la 10,5V (nu sub 10,4V).

Măsurători ohmmetrice în BO.

Se dau mai jos valori măsurabile în BO cu ohmetru, punînd plusul la masă. Valoarea rezistenței pe dispozitivele active depin-

de ohmetru, deoarece plusul ohmetrului aduce în stare de conducție dispozitivul: de ex. baza T701.

BT701 1...1,2K
CT701 : 73 Ω
BT702 : 120—130 Ω
CT702 : 30—50K
K D801 : 50K
K D802 : 1,4M

pic. 1. TL: 30—50K
pic. 2. TL: 30—50K
pic. 3. TL: 30—50K
pic. 4. TL: 7—8 Ω
pic. 5. TL: 0,25—0,3 Ω
pic. 6. TL: 0
pic. 7. TL: 3,5—4 Ω
pic. 8. TL: 15 Ω

Schema electrică completă a BO.

În fig. 19 se prezintă schema electrică completă cu îmbunătățiri aduse după seria zero și prima serie de fabricație.

Modificările făcute în scopul de a reduce radiația parazită și prin câmp electromagnetic și prin circuitele galvanice de U_A , U_B , U_C și U_T contribuie la: îmbunătățirea sincronizării orizontale la semnal mic, reducerea perturbațiilor BO asupra imaginii, influență, prin antena telescopică,

Față de schema electrică ce însoțește aparatul la vânzare ca schema tipărită pentru caietul de reparații (Service), avem următoarele schimbări:

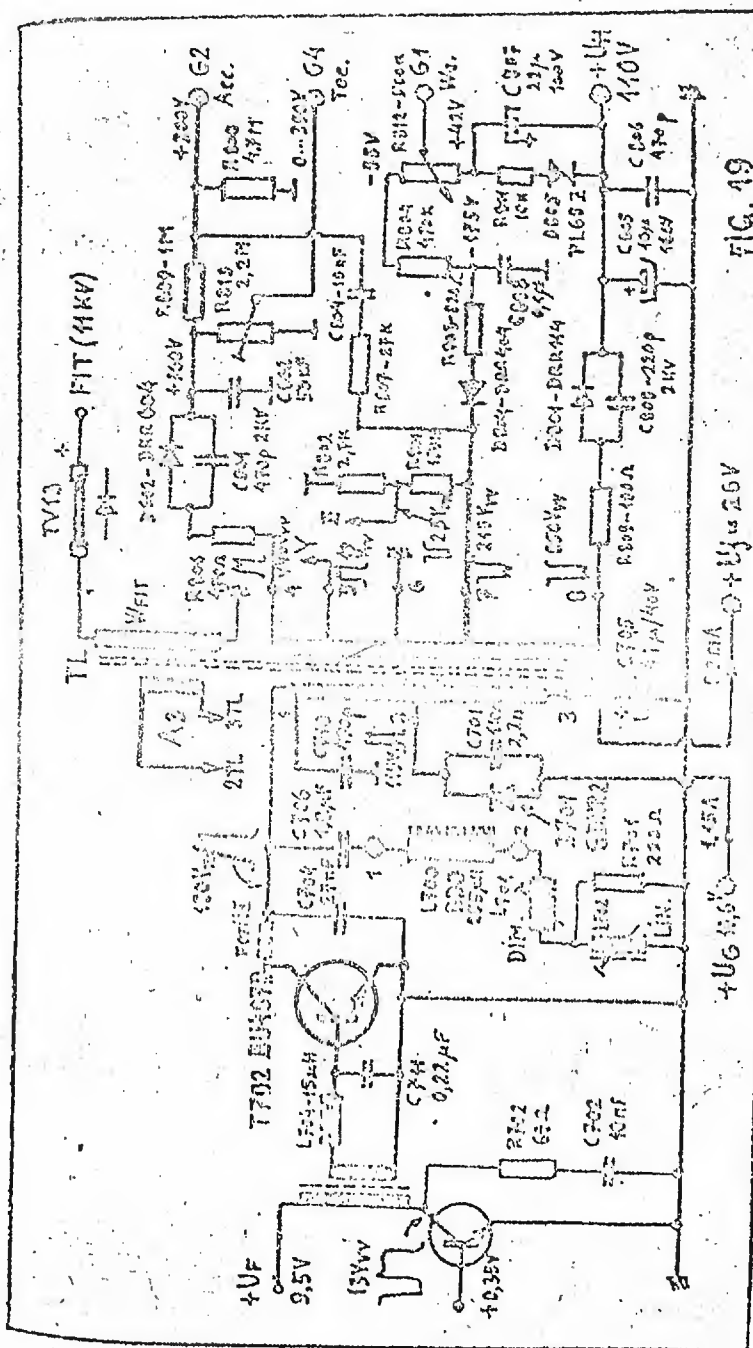
- în locul R703 s-a introdus o inductanță L704 de 15 μH P22810—03.
- între B și E la T702 s-a aplicat paralel C711—0,22 μF .
- s-au eliminat condensatoarele C707 și C709.
- s-a aplicat C710—470pF la piciorul I al trafo linii.
- s-a eliminat C708—10nF de pe ansamblul radiator (a-D701 — masă).
- C706 s-a micșorat de la 2,2 μF la 1,8 μF pentru îmbunătățirea liniarității orizontale.
- în redresoarele auxiliare s-au operat următoarele modificări:
- D802 devine DRR604 (BA158) în loc de DRR404 (BA

- C802 devine 47nF (50nF) in loc de 0,1 μ F.
 - C803 devine 0,1 μ F in loc de 1nF.
 - C806—47nF devine 470nF (ceramic).
 La trafo linii 1-4 devine 1-4

La trafo linii s-a eliminat droselul cu ferită înseriat
pic. 2.

Pe schema electrică se introduc următoarele tensiuni con-

- pe baza T701: $+0.35V$
- pe baza T702: $+0.25V$
- pe K 1a D802: $+360V$
- pe C803: $-175V$.



61.93

CAP. 3 SCHEMA ELECTRICĂ GENERALĂ A TV SPORT 251/261

Privind schema electrică a noului televizor portabil, se remarcă modulele funcționale cunoscute de la TV cu 5/6 CI: FI—VS, sunet sincron și baleiajul vertical. Se vor prezenta pe scurt modulele cu micile diferențe față de modulele televizoarelor mari.

1. CALEA COMUNĂ, prezintă (deocamdată) următoarele diferențe:

1) R106 este de 100 ohmi la TVP și 220 ohmi la TV5/6CI.

2) R110 este de 150 ohmi la TVP și 180 ohmi la TV5/6CI. În rest, modulul este identic cu cel folosit la TV mari.

Tensiunea de alimentare U_B de cca. 10,2V pe contactele 3 și 10 (față de 11,2—12,5V cit era la TV5/6CI) este obținută din U_A prin R609—10 ohmi. Prin eliminarea R609 și înlocuirea cu un droșel pe ferită tensiunea U_B se ridică la 10,8V astfel că se poate folosi modulul de FI—VS de la TV mari care are R110=180 ohmi. Valoarea R106 100 ohmi sau 220 ohmi nu este esențială în amplificarea etajului preamplificator de FI—VS.

Modulul funcționează normal conservându-și și toți parametrii până la $U_B = 10V$. Ca urmare nu se recomandă micșorarea tensiunii generale U_A sub 10,5—10,6V (cum se obișnuia la vechiul TV Sport în scopul protejării baleiajului orizontal).

Tensiunea de alimentare fiind mai mică decât la TV mari, consumul modulului în TV Sport este mai mic: cca. 50mA în pic. 10 și cca. 6mA în pic. 3, în total 56mA. Și tensiunile pe

pinurile CI TDA440 sînt ceva mai mici, de ex. pe pin 8 și 9 cca. 6—6,4V față de 7—7,8V.

2. CALEA DE SUNET

Modulul de la TV Sport este direct intersanjabil cu cel de la TV mari, indiferent dacă modulul are sau nu tranzistorul T201 (care de altfel nu este necesar la TV Sport și foarte puțin necesar la TV mari). Tensiunea de alimentare este 10,6V în repaus și scade pînă la 9V cînd consumul modulului la volum maxim atinge 160—170mA.

Puterea de ieșire este mai mică datorită tensiunii mai mici de alimentare:

$$\text{Pier cu } 10\% \text{ distorsiuni} = \frac{U_D^2}{10 R_{\text{difuzor}}} = 1W (1,1 \dots 1,3W)$$

În repaus, consumul TBA790 este de cca. 8mA iar al TAA 661 de cca. 10mA.

3. SINCROPROCESORUL

Modulul cu CI—TBA950 are următoarele diferențe față de modulul utilizat la TV mari, în scopul comenzii corecte a prefinalului-de linii:

1. R406 este aici 1K iar la TV mari 1,8K.

2. R408 de 1K care duce de la pin 2 TBA950 spre pic. 4 lipsește la TV Sport.

3. De la pin 2 TBA950, adică de la pic. 4 modul spre masă la TV Sport avem C410—0,1 μF .

4. La primele serii la TV Sport, există între pin 7 TBA950 și pic. 8 al modulului o rezistență R408—1K care s-a înlocuit prin C404—0,1 μF . (merg și 50nF).

5. C408 la TV Sport este de 33pF iar la TV mari de 100pF (neesențial).

6. Masa condensatorului C402 al oscilatorului este conectată la masa TBA950 (direct la pin 1).

○ Alimentarea cu $U_E = 8,6-9,4V$ este mai bine să se facă prin R611 de 33 ohmi și nu 47 ohmi pentru a reduce consumul și deci puterea disipată de TBA950.

○ Tipic, la TV Sport este prevăzut CI TBA950: 1 cu $t_p = 22-25 \mu s$, dar se poate utiliza foarte bine și TBA950: 2 ($t_p = 25-28 \mu s$).

Este mai potrivită pentru stabilitatea sincronizării la semnal slab ca R411 (de pe placa de c.i.) prin care se aduce SVC pic. 5 al modului să fie 4,7K în loc de 1,5K cît era la primă serie de TV. Consumul tipic al modului este de 36mA cu diodă serie între 32 și 40mA. Se află în curs de elaborare un modulator sincroprecursor cu tranzistoare (sincro T) perfect interșanjabil cu modulul sincro I (cu TBA950). Nu se potrivește modulul sincro T cu 7 tranzistoare elaborat pentru televizoarele mari deoarece comandă incorect și pune în pericol pe BU407D.

4. BALEIAJUL VERTICAL

Există două module de BV care nu sînt încă interșanjabile direct.

a) modulul cu tranzistoare (T)

b) modulul cu TDA1170 (I)

Ambele sînt alimentate la 25V obținuți din tensiunea recuperată de 26V. Prin R322—27 ohmi curge un curent tipic de 75mA; căderea de tensiune pe R322 este de 2V (1,9...2,2V) la ambele module.

În concepția inițială, modulul de BV de tip I era alimentat la 10,8V direct din U_E . Bobinele de deflexie verticală trebuiau în această variantă conectate paralel rezultînd o inductanță de 7,5mH și o rezistență de 40 ohmi necesitînd un curent de deflexie de 1,1Avv. Această variantă a apărut numai pe hîrtie. În producție, modulul de tip I este alimentat la 24V, bobinele sînt conectate în serie și au $L=30mH$ și $R=16$ ohmi. Pentru desfășurare completă pe verticală, plus o supraacoperire de 30%, bobina „cere” un curent de 0,55 Avv respectiv o tensiune de 10Vv pe timpul cursei directe (dînde de fierăstrău).

Pentru a înlocui modulul de BV—T cu un modul de BV—I sînt necesare unele modificări pe placa de c.i. a șasiului, modi-

ficări prin străpări ținînd seama de schema electrică, astfel:

1. Potențiometrul de frecvență verticală la modulul BV—T este conectat la contactele (picioarele) 4 și 7 ale modului iar la modulul BV—I la picioarele 4 și 5.

2. Potențiometrul R304 de dimensiune verticală la modulul BV—T este de $1M\Omega$ iar la modulul BV—I este de 250K !! La BV—T R304 este conectat la contactele 5 și 6 ale modului iar la BV—I la contactele 6 și masă.

3. Condensatorul de cuplaj C309 spre bobina de deflexie este conectat la BV—T cu minusul spre contactul 3 (al modului) iar la BV—I cu plusul; este necesară deci inversarea condensatorului de 1000 $\mu F/16V$ ca polaritate.

4A. Baleiajul vertical cu tranzistoare (la TV Sport 251)

Este practic identic cu BV—T dela televizoarele mari, cu excepția lipsei circuitului de mărire a tensiunii în timpul cursei inverse (D504—C507). Alci alimentînd cu 24V etajul final tensiunea în timpul cursei inverse este de aproape 30Vv ceea ce asigură un timp de întoarcere de cca. 1ms, adică exact la limita standardului de televiziune.

Tranzistoarele finale T305—T306 sînt perechea BD136—135 care avînd $U_{CE} \geq 45V$ lucrează departe de limitele admise. Amplificatorul de tensiune în d.d.f. cuprinde 4 tranzistoare: T303—BC251A (PNP de 45V) T304—BC171 (NPN de 45V) și T305—BD136 (PNP) cu T306 (NPN).

Deschiderea corectă este asigurată de trecerea unui curent de 9...10mA prin grupul serie R319—33 ohmi și D303—DC4, astfel că între bazele T305 și T306 se măsoară tensiunea continuă de cca. 1V (0,95...1,1V).

Regimul corect în curent continuu al celor 4 tranzistoare din amplificatorul de BV este dat mai jos:

T303: E+8,4V	T304: E: 0V	T305: E: +9V	T306: E: +9V
B: +7,8V	B: +0,6V	B: +8,5V	B: +9,5V
C: +0,6V	C: +8,5V	C: 0V	C: +24V

Aceste tensiuni pot diferi cu 5% față de valoarea tipică, de ex. pe BT303 poate fi +7,4V în loc de 7,8V. Important este

ca punctul median să aibă cam $+9V$ ($8,7 \dots 9,8V$) mai degrabă spre $10V$ nicidecum sub $8V$ căci imaginea va fi limitată jos sau se va deranja liniaritatea în partea de jos. Tensiunea mediană depinde de toleranța rezistenței $R315=1,5K$ care este bine să fie de $\pm 5\%$.

Funcționarea BV—T a fost descrisă în BT. 5 pag. 164—173. Oscilatorul este identic cu cel din BV—T de la TV mari. Cuprinde două tranzistoare PNP: T301—BC252 sau BC250 și T302—BC252 sau BC250.

Importantă este tensiunea de alimentare a oscilatorului, cca. $16,5V$ măsurată între plusul general de $24V$ și masa oscilatorului.

Căderea de tensiune pe $R303=1,8K$ trebuie să fie de cca. $7,2V$ ($7 \dots 7,7V$) „susținută” de $C302=50 \mu F$ conectat între + și masa „înaltă” a oscilatorului situată de fapt la $+7,2V$. Întreruperea $C302$ produce perturbații dificile la oscilator:

— Nestabilitate pe cadru, se sincronizează eventual numai la o anumită poziție a potențiometrului de liniaritate $R317$. Imaginea întinsă sus și întinsă jos.

— Dimensiunea verticală este foarte mare și puțin reglabilă.

— Căderea de tensiune pe $R303$ este de cca. $10V$ în loc $7,2V$.

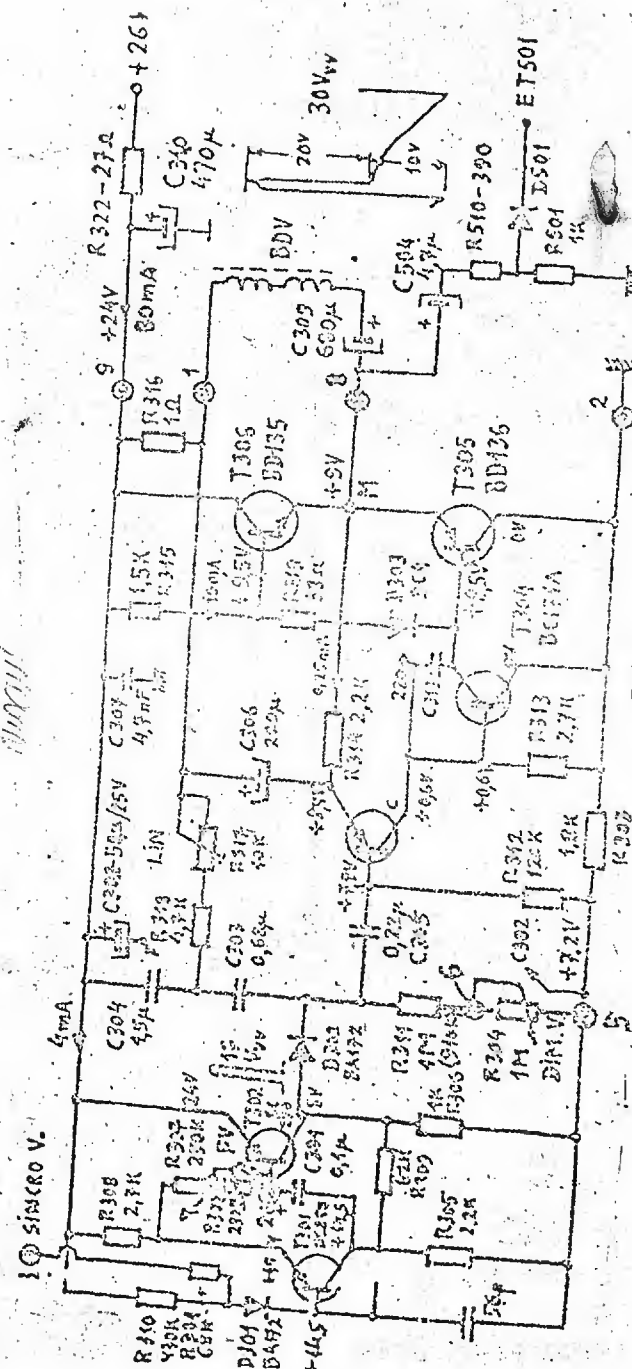
Tensiunile normale pe T301 și T302:

T301: E + $15V$; B + $14,5V$; C + $14,5$; T302: E + $24V$; B $26V$; C + $8V$.

Schema electrică desenată potrivit pentru o înțelegere mai ușoară a circuitelor este arătată în fig. 1. Schema conține îmbunătățirile de după prima serie de TV.

● Harta ohmetrică a circuitelor modului BV—T este dată (cifric) mai jos :

T301 E 30K B 68K C 4K	T302 E 32K B 30 C 2,5K	T303 E 38K B 120K C 1,5—2,7K
T304 E 0 B 1,5—2,7K C 8	T305 E 30K B 30 C 0	T306 E 30K B 32K C 0



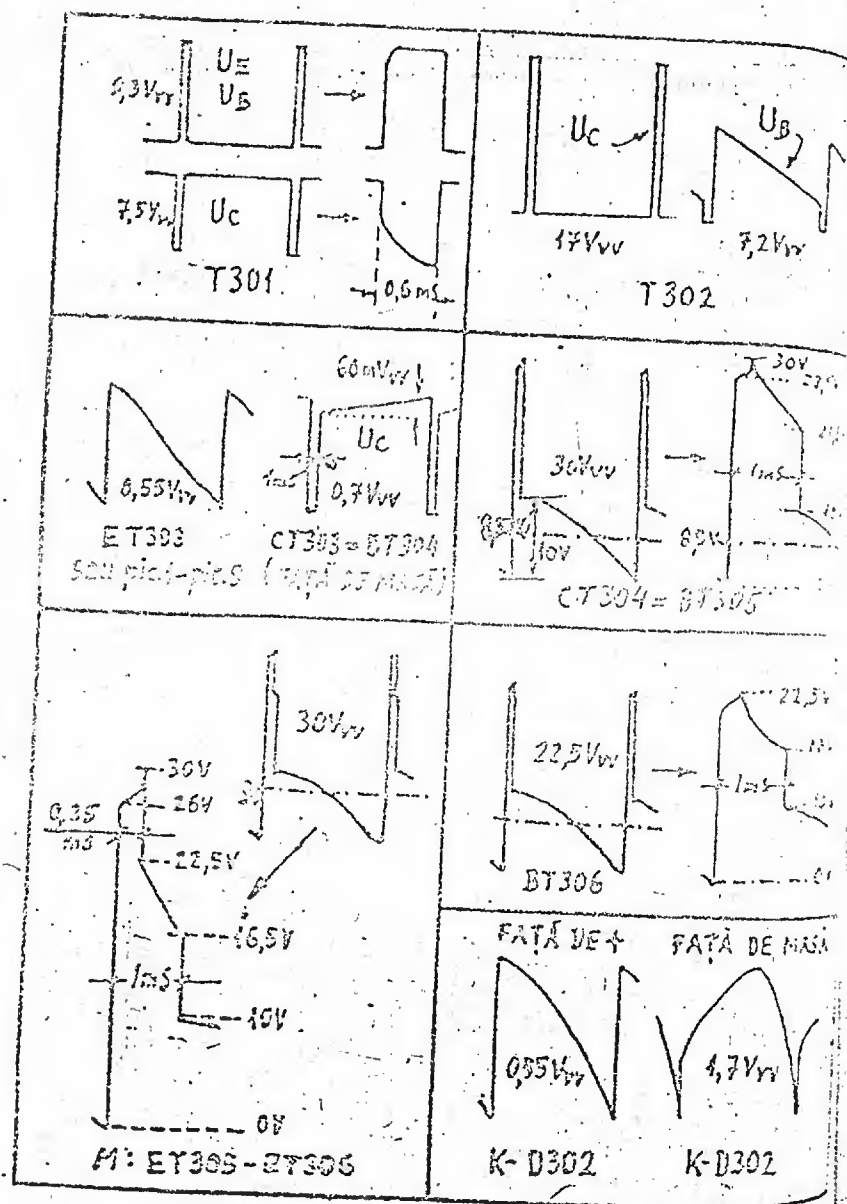


FIG. 2

Oscilogrammele din BV—T sînt date în fig. 2. Majoritatea sînt măsurate cu sonda, osciloscopului la punctul respectiv și masă sondei la +24V (picior 9), cu excepția celor la care se specifică „față de masă”. La T301 sînt arătate „în luptă” impulsurile pe E sau B și impulsul pe colector, cu durată de cca. 0,6ms.

Pe colectorul T302, amplitudinea impulsului este de 17V_{VV} iar pe bază se vede tensiunea lineară descrescătoare (de fapt pe C301). În baza T304 se observă rampa de tensiune lineară crescătoare de cca. 60mV_{VV} care comandă tranzistorul prefinal. În colectorul T304, deci pe baza T305 tensiunea de comandă a tranzistoarelor finale, un dinte de fierăstrău descrescător de cca. 10V amplitudine axat pe tensiunea continuă de -13,5V. Tensiunea care atacă bobina de deflexie este arătată în ET505—506 și are aproape 30V_{VV} în timpul cursei inverse.

AVARII LA BALEIAJUL VERTICAL AL TV SPORT 251

1. Lipsa desfășurării verticale (dunga orizontală).

Întreruperea unei din următoarele piese :

R302, R303, R304, R305, R306, R307, R308, R309, R310, R311, R312, R314, R315, R316 de pe modul sau C309, R322 de pe placa mare de c.i.

La întreruperea C309 dunga orizontală este serpuia.

Scurtcircuit la una din următoarele piese :

C301, C302, C303, C310, C313, T301, T302, T303 (CE), T304 (CE), T305 (CE).

Cînd T305—BD135 este scurt CE, consumul este 0,5—0,6A iar $U_{pic\ 9}$ = 10—12 V (pic. 9 a modului).

NOTA : R322 se poate arde și din cauza întreruperii C705 (din bal, orizontal).

2. Desfășurare verticală de numai 10—15 mm.

Întrerupere la : D302, C301, C303.

Scurtcircuit la C303.

3. Desfășurare doar de 4—5 cm.

întrerupere la: C305—0,22 μ F. Această valoare este critică; cu valori mai mici, de ex. 0,1 μ F sau 0,15 μ F imaginea este comprimată, deci neliniară jos; lipsind din rastru cifra cm.

4. Dimensiune redusă pe verticală (lipsă cite 3—4 cm sau și jos).

La acest caz sînt posibile mai multe defecte:

- a. R311—1 Mohm are valoarea mărită.
- b. R313—2,7 kohmi este întreruptă (apar linii de întoarcere sus pe 5—6 cm).
- c. C304—1,5 μ F scurtcircuitat (lipsă, jos 3—4 cm de rastru, sus 1—2 cm).

d. R319 sau D303 întrerupte. În acest caz tranzistoarele finale T305—T306 se distrug rapid prin suprasarcină deoarece consumul BV este de cca. 0,4 A (în loc de 80 mA) ceea ce are ca efect scăderea tensiunii de alimentare a modului la 13—15 V (în loc de 24 V). Poate arde R322 care disipă 3—4 W înainte ca T305—T306 să se distrugă termic. Tensiunea BT306—BT305 este de 2—2,5 V în loc de cca. 1 V; această măsurătoare duce la depistarea defectului.

5. Dimensiune verticală foarte mare cu desincronizare.

Cauza: C302—50 μ F/25V este întrerupt. Consumul este mărit la 0,1 A.

6. Imagine comprimată sus, întinsă jos. Sus lipsește cifra cm de rastru.

Cauze posibile:

- 1) D302—BA172 în scurt. Ca înlocuitor merge și EFD102. Consumul BV este de cca. 0,1 A (cădere de 2,5—3 V pe R322).
- 2) R312—120 K are valoare mărită.

⊗⊗ ANOMALII DE LINIARITATE

7. Imagine strînsă jos (lipsă jos 4—5 cm de rastru), întinsă sus.

Cauze:

1. R316—4,7 kohmi întreruptă.
2. R317—10 kohmi (potenționometrul de liniaritate V...) întrerupt.

3. C304—1,5 μ F întrerupt.

8. Dimensiune verticală redusă cu întoarcere sus.

Se datorește reducerii capacității C302 de la 40—50 μ F la 10—20 μ F.

9. Jos lipsă 2—3 cm de rastru; imagine puțin întoarsă jos, desincronizare.

Cauza: C310—470 μ F (filtraj după R322 pe placa de c.i.), întrerupt.

10. Jos lipsă 6—7 cm de rastru, dungă orizontală lată de 10—20 mm f. luminoasă iar în partea superioară citirea linii de întoarcere fără rastru.

Cauza: C303—0,68 μ F întrerupt. Tensiunea de alimentare este mărită (25 V în loc de 24 V), consumul BV este redus.

11. Dungă luminoasă mai sus de mijlocul ecranului, sus lipsă de rastru. Jos imagine foarte întinsă.

12. Imaginea este plată în partea superioară, întinsă sus, uscată la mijloc iar jos lipsă cam 40% din rastru.

Cauza: C306—220 μ F/25V de valoare redusă, uscat (C306 20...50 μ F).

⊗⊗⊗ ALTE DEFECTE

13. Rastru întunecat în partea superioară.

Ca și la BV al televizoarelor mari, condensatorul de cuplaj de circuitul de stingere a cursei inverse pe cadre este scurt sau are izolația slabă. Deci C504—4,7 μ F sau cu rezistență de lajă sub 1 Kohm. Poate fi în scurt dioda D501 dinspre emitorul final video T501.

14. Rastru există, imagine nu este. Pare defect de video.

Consumul BV este de 0,4—0,5 A, căderea de tensiune pe R322 de 11—12 V în loc de cca. 2,2 V. Cauza C309—680 μ F este scurtcircuitat. Tensiunea recuperată este 23—24 V.

15. Lipsă de sincronizare verticală sau sincronizare nestabilă (bițială) pe verticală.

Cauze: D301 este întreruptă, sau R301—68 Kohmi
aduce de la contactul (piciorul) 3 al modulului impulsuri
sincronizare verticală, este întreruptă.

16. Dungi orizontale pe următoarea imagine:

16. Dăugi orizontale pe jumătatea superioară a imaginii.
Este o oscilație parazită din cauza lui C307 care este în-
rupt sau lipsă (4,7 nF, 10 nF sau 47 nF). Această capacitate
trebuie să decupleze sursa de alimentare pentru compensa-
rea inductivă a filtrajului general cu elco C310—170 μ F
pe placa mare).

OOO Inlocuitori pentru semiconductoarele din BV
tranzistorizat al TV Sport T301 și T302 — BC252B pot fi de
pul BC250 B sau C sau BC178, BC177 sau BC179 (în metal).
T303 — BC251A poate fi înlocuit și cu BC252, BC177 -
BC178.

T304 — BC171A poate fi înlocuit și cu orice tranzistor NPN de 45V cu amplificare sub 500 (BC171B, BC107 A, B, BC2 A, B).

T305 și T306 pot fi înlocuite cu o pereche din seria de 4, adică BD233 cu BD234 sau BD235 — BD236 (vezi BT. Nr. 3, p. 53). Înlocuirea unui singur tranzistor final este de asemenea posibilă fără probleme. Cu alte cuvinte, se poate pune un BD233 sau BD235 în locul BD135 respectiv BD234, BD236, BD238 în loc de BD136. Evident merg și tranzistoarele de tensiune priorară BD137, 139 la T306 sau BD138, 140 la T305.

Diodele D301 și D302: pot fi înlocuite și cu EFD108, 1N914, 1N4148, BA171, 172.

4B. Baleiajul vertical cu TDA 1170 (Sport 261)

Schema electrică se aseamănă mult cu cea de la BV a TV cu 6 C (descriasă în BT nr. 4). Întrucît însă bobina de deflexie, care este radical diferită de cea de la TV mari, o serie de valori sînt altele decît la TV 6 CI. În fig. 3. este dată schema adaptată cu ultimile îmbunătățiri. Se vede că sistemul de dublare a tensiunii de întoarcere (D501, C501 la TV 6 CI) aici nu se mai folosește. Se obține fără aceasta o întoarcere de 0,9—1 ms la care tensiunea inversă maximă nu depășește 25 Vv.

Puterea consumată de BV este 1,8W (24V cu 75mA) din care 0,45W sînt cedate bobinei de deflexie, 0,15W disipați în

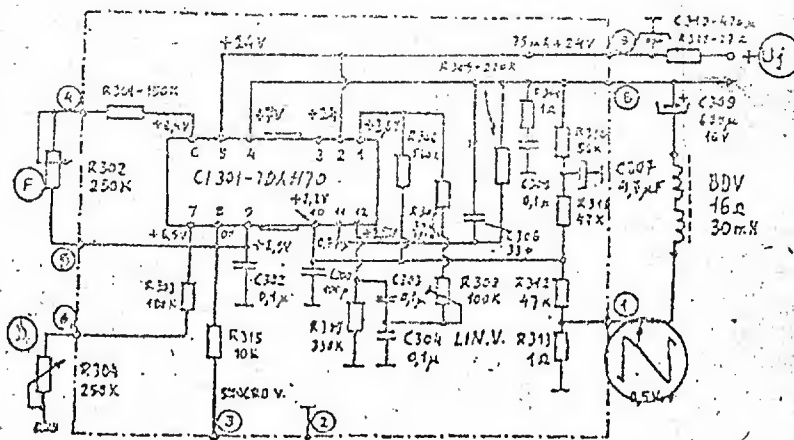


FIG. 3.

diferite componente pasive și cam 1,2W se transformă în căldură în cipul de siliciu al TDA1170. La TV cu 6 CI, modulul de BV

consumă 3,4W (22,5V cu 0,15A) din care cam 2,2W reprezintă pierderi în TDA1170, iar puterea utilă cedată spre BDV este 0,85W. Ca urmare, circuitul integrat este mai puțin solicitat termic la TV Sport și de asemenea mult mai puțin solicitat în tensiune, deoarece în timpul cursei inverse tensiunea nu depășește 30V ca și la modulul BV—T. Fiabilitatea lui TDA1170 este aici superioară cu un ordin de mărime.

AVARII LA MODULUL DE BV CU TDA1170

1. Lipsă de desfășurare verticală (dungă orizontală)

— întrerupere la bobina de deflexie sau contact imperfect în conector.

— întrerupere la C309 pe placă de c.i.

— întrerupere la R301, R302, R303, R304, R306, R308, R310, R313, C302, C303.

— scurt la C307, C310, C306.

— circuitul integrat defect : scurt la pin 4, scurt la pin 12, scurt la pin 5.

2. Desfășurare de 2—6 cm pe verticală

— întrerupere la R311, C307.

— valoare mărită la R313 (din cauza supraîncălzirii îndelungate).

— valoare micșorată la R312, R310, R311.

— TDA1170 defect la pin 12 (scurt, se constată ohmetric).

3. Dimensiune verticală foarte mare, imagine întinsă jos.

— întrerupere la R305.

Consumul BV crește la 100—120mA, iar $U_{pin 9}$ scade la 21—22V.

4. Dimensiune verticală foarte mare limitată jos și întinsă sus.

— întrerupere la R312 sau valoare mult mărită.

5. Liniaritate necorespunzătoare (uneori nereglabilă):

— întrerupere la R307 sau valoare micșorată.

6. Dungă orizontală întunecată fixă sau mișcătoare pe imagine.

— C306, C308 întrerupte.

— R309, R314 întrerupte.

7. Nestabilitate a sincronizării verticale.

— reglaj necorespunzător a frecvenței de cadre din R302.

— C302—0,1 μ F și-a modificat valoarea.

— întrerupere la R315.

— întrerupere la C404—0,1 μ F de pe modulul sincroprocesor.

— TDA1170 defect pe pin 3. În acest caz se face legătura de la R315 direct la pin 9 și se întrerupe cablajul spre pin 8. Defectarea TDA1170 pe pin 3 se constată măsurind pe pin 3 tensiunea continuă: dacă $U_{pin 3} = 7 \dots 10V$, TDA1170 este avariat (recuperabil).

8. Dungă orizontală în treimea de sus a ecranului.

— scurtcircuit la C309 de pe placa de c.i. (cablajul spre BDV).

Consumul BV este f. mare (200—300mA) iar tensiunea de alimentare a modului scade la 1:—19V.

9. Cursă inversă de cadre pe imagine.

— C504, R510 sau D501 de pe placa de c.i. întrerupte.

— C504 montat invers, produce și iluminare neuniformă a ecranului.

— C309 montat invers.

10. Imagine întunecată în partea superioară a ecranului.

— C504 în scurtcircuit sau cu curent de fugă mare.

— D501 (de pe placa de c.i.) scurtcircuitată.

⊗ Valorile rezistențelor de la piciorușele TDA1170 spre masă la un circuit normal, precum și tensiunile continue (în funcțiune) sint date în tabelul de mai jos (modulul este scos din TV):

Pin	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	V	K	Ω
U	3.6	24	—	7	24	6.4	6.5	0	2.8	2.2	0.7	2.8			
R	45	60	100	20	150	9	200	13	200	5	32	350			

5. Etajul final video.

Acest etaj are o structură clasică cunoscută de la televizoarele H1, H2, Sport, TV5/6CI; TV2CI (H3).

Descrierea detaliată a unui etaj final video aproape identice găsește în BT nr. 5 pag. 103—128.

Schema electrică completă este arătată în fig. 4. Detaliile ce trebuiesc menționate sînt următoarele:

1. Polarizarea bazei T501 se face de la potențiometrul de contrast R513.

Pe punctul cald al potențiometrului de contrast se aplică C negativ de la piciorul 9 al modului FI—VS, împreună cu tensiunea continuă a acestui punct (M104).

Tensiunea continuă pe M104 este de cca. +3,5V fără semnal (S) și cca +2,8V cu semnal normal, depinzînd de reglajul lui 113 din FI—VS (cu ajutorul căruia de dozează SVC la 2,5Vv) de conținutul imaginii.

Pe punctul rece al pot. R513 se aplică tensiunea de +2,25V (2...2,3V).

○ Tensiunea continuă pe BT501 variază între 2,25V cînd R513 este la minim (Cm) și +2,3...3V cînd contrastul este maxim.

Cum tensiunea pe BT501 este cu 0,5V mai mică (tranzistor N), vom avea +1,7...2,5V.

○ Curentul de cca. 0,45mA care curge prin divizorul R503, 504 produce căderea de tensiune de cca. 0,7V pe R503. Deci cînd curent de colector emitor la T501, cînd tranzistorul este blocat (de ex. dacă R501 este intrerupt) pe emitor avem +0,7V. În funcționare, tensiunea pe emitor crește la cca. +2V pe scăderea curgerii prin R503 a curentului de lucru al T501.

Curentul T501 este variabil între 7 și 12mA, funcție de poziția pot. de contrast și conținutul imaginii. Căderea de tensiune pe rezistența de sarcină video R505 este deci cuprinsă între 30V și 60V, astfel că U_{CT501} este variabil între cca. +50V și +60V. În concluzie, la T501:

$$U_E = 1,75 \dots 2,5V$$

$$U_B = 2,25 \dots 3V$$

$$U_C = 80 \dots 50V$$

model foto

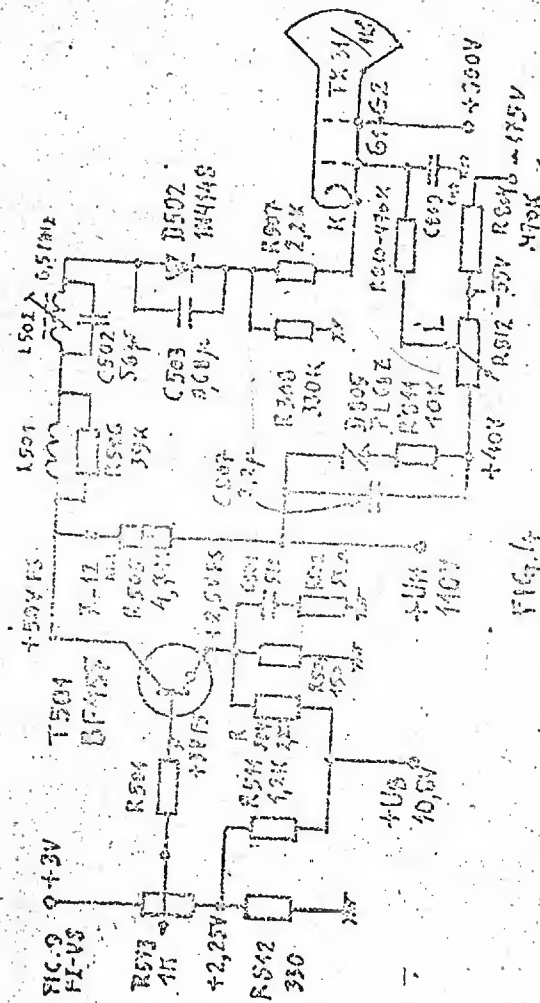


Fig. 1

Doar fără semnal (taster dezarmat) și contrastul la maxim scade pe collectorul T501 scade la 35—40V.

Puterea disipată de T501 nu depășește 0,6W, iar pe rezisten- de sarcină max. 1,3W.

Ca T501 se poate folosi și un tranzistor de tipul BF177 sau 7178 cu un radiator de tip T05 (cu aripioară) tras pe capsulă.

Amplificarea de tensiune a etajului final video este de cca. 3 ori, fiind raportul dintre R_S și R_E . Rezistența de sarcină R_S este de cca. 3,7K, ce rezultă din $R505$, și $R22$ (rez. de ieșire) a 501).

La frecvențe înalte, reactanța capacitivă a $C501$ scade și micsoră rezistența de emitor $R503$ micsorind impedanța din mitor la valori spre 70Ω astfel că raportul R_S/R_E deci ampli- ficarea crește la 35 și chiar 50 ori (la $f=5\text{MHz}$).

Același rol are inductanța $L501$ amortizată cu 3,9K: divizind capacitatea $C22$ de 4—5pF a T501 de capacitatea catodă—grila 1 din oscopului (cca. de 4—5pF) micsorează efectul de reducere a amplificării la frecvențe video mari (2—5MHz).

Limitarea curentului de fascicul se face prin $D802$, $C802$, $C803$ la 200 μA maximum. Curentul maxim de fascicul se realizează indirect: căderea de tensiune pe $R507$ să nu depășească 10V fiind lumina este maximă, contrastul minim, fără semnal. Oscopul reducerii curentului maxim de fascicul se poate mări la 300K (170 μA).

Stingerea pe timpul cursei inverse de cadre: prin $D501$ se aplică pe ET501 un impuls pozitiv de 4—4,5Vv adus de la ba- taul vertical. Acest impuls este amplificat de 25 ori de T501 ajunge pe catod cu nivelul de 100Vv stingind întoarcerea de cadre.

Stingerea pe cursa inversă de linii se face aducând un im- puls negativ de cca. 180Vv de la pic. 7 TL prin $R807$, $C804$ la grila de accelerare a TK.

Comanda în tensiune a grilei Wehnelt: de la cursorul $R812$ se aplică o tensiune ce poate fi reglată între —55 și +40V.

Tensiunea negativă se obține la pic. 7 TL prin redresarea $D804$ a cursei inverse (—175V pe $C803$) și apoi —55V după $C804$.

Tensiunea pozitivă vine de la $+U_H = 110\text{V}$. Pe dioda $D805$ Zener de 68V se pierde 68V iar pe $R811$ cca. 3V, astfel că la