

I.I.S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

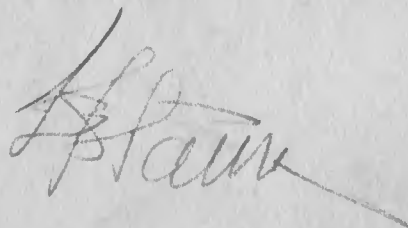
BULETIN TEHNIC Nr. 4

TELEVIZOARE CU CIRCUITE INTEGRATE

ALIMENTAREA CIRCUITELOR

BALEIAJUL ORIZONTAL

BALEIAJUL VERTICAL

A handwritten signature in dark ink, appearing to read 'Al. Stancu', is written over the text area.

PENTRU UZ INTERN

I.I.S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 4

TELEVIZOARE CU CIRCUITE INTEGRATE

ALIMENTAREA CIRCUITELOR

BALEIAJUL ORIZONTAL

BALEIAJUL VERTICAL

Capitolul I

ALIMENTAREA CIRCUITELOR TV CU C.I.

Alimentarea televizorului cu C.I. se face de la rețeaua de curent alternativ 220 V, 50 Hz, cu ajutorul redresorului de rețea care oferă o tensiune continuă de cca. ± 270 V și debitează cam 0,3 A. Consumul general al TV de 0,3 A în curent continuu, înseamnă cca. 80 W. Din rețeaua de curent alternativ televizorul consumă însă 90 W putere activă. Diferența de 10 W se pierde chiar în redresorul de rețea, majoritatea în rezistența serie de protecție R801, dar și în filtrul de deparazitare C601, L601, C602, în dioda redresoare D601 și condensatorul de filtraj C801—200 μ F/350 V.

Tensiunea de rețea variază în mod normal între 210 V și 225 V, dar STAS-ul prevede o variație posibilă a tensiunii de rețea de : $-10... +5\%$, adică între 198 V și 231 V. Există însă cazuri când tensiunea de rețea depășește aceste limite, ajungând la 185—190 V în zone supraîncărcate și atinge uneori, accidental 240—245 V.

La televizoarele cu tuburi electronice variația tensiunii de alimentare în limitele a $\pm 10\%$ în general nu deranjează datorită circuitelor automate de reglare a dimensiunilor imaginii și datorită faptului că amplificarea tubului electronic — prin principiu și construcție — depinde relativ puțin de tensiunea anodică și încălzirea filamentelor.

La televizoarele cu tranzistoare și circuite integrate, dependența tuturor performanțelor de tensiunea de alimentare este foarte pronunțată astfel că variația de $\pm 10\%$ a tensiunii

de alimentare produce o variație importantă, uneori o deteriorare inadmisibilă a parametrilor.

Luind în considerare și necesitatea de a feri de avarii etajele cu semiconductoare, este rațională și necesară stabilizarea tensiunii generale de alimentare a televizorului.

Stabilizatorul de tensiune asigură obținerea la ieșirea sa a unei tensiuni constante, în condițiile variației tensiunii de rețea între -15% adică între 187 V și 242 V, ca domeniu garantat de stabilizare.

În afara acestor limite, televizorul funcționează bine fără scăderea unor parametrii atunci **când tensiunea rețelei (U_R) scade sub 187 V**, fără reducerea vizibilă a dimensiunii imaginii și fără afectarea sensibilă a recepției, doar cu ceva brum pe sunet. La tensiuni de rețea sub 170 V se afectează puțin geometria imaginii și devine ușor vizibil nefiltrajul tensiunii de alimentare (cca. 2 V_{VV} brum).

La tensiune U_R peste 242 V, așa cum este normal, crește probabilitatea de avarie a stabilizatorului, fără a scădea durata de viață a televizorului datorită suprasolicitării. Se observă creșterea aproximativ liniară a tensiunii $U_1 = +175$ V, care la $U_R = 250$ V atinge $+176-177$ V ceea ce este încă în limitele funcționării **normale** a etajelor de putere din televizor: stabilizatorul, baleiajul orizontal, vertical și sunetul. La U_R peste 250 V, stabilizatorul de tensiune este expus avariei.

A. STABILIZATORUL SERIE pt. $U_1 = +175$ V, alimentează etajele care necesită tensiune mare :

- etajul final de baleiaj orizontal cu 175 V și 200—240 mA ;
- etajul prefinal de linii 175 V și 18—20 mA ;
- startul sincroprocesorului (oscilatorul de linii) 20 mA ;
- etajul final video 175 V și 10—20 mA ;
- circuitul de blocare a sunetului la oprirea TV : cca. 1 mA ;
- circuitul de reglare a strălucirii : 175 V și cca. 0,1 mA.

total : 250...290 mA (în medie 280 mA).

Consumul maxim admis la un televizor normal este de cca. 300 mA.

Puterea debitată pe bara de $+175$ V este : $175 \times 0,28$ A = 50 W care este puterea utilă consumată de etajele televizorului.

Puterea disponibilă pe primul condensator electrolitic C801 este de cca. 80W, respectiv 270 V \times 0,3 A. Rezultă o putere de cca. 30 W (respectiv 95 V \times 0,3 A) care „se pierde” în stabilizatorul de tensiune.

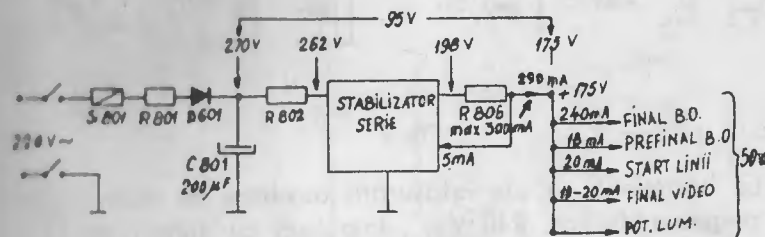


Fig. 1

Figura 1 arată schema de principiu a alimentării pe bara de 175 V, evidențiindu-se tensiunea de $+270$ V pe primul electrolitic de filtraj și tensiunile de : 262 V la intrarea în stabilizator, 198 V la ieșirea din tranzistorul T801, 175 V după rezistența de protecție R806, adică la ieșirea din stabilizator, precum și consumurile etajelor menționate. Consumul variabil al baleiajului orizontal (B.O.) este determinat de iluminarea ecranului tubului cinescop : la lumină maximă când curentul de fascicul al TK este de cca. 300 μ A, curentul luat de B.O. este maxim, cca. 240 mA (cel mult 250 mA) ; cu potențiometrul de lumină la minim, consumul B.O. este de 200—210 mA (cel mult 220 mA). Influența potențiometrului de contrast asupra consumului B.O. este foarte mică

B. Etajele care necesită tensiune joasă sînt alimentate la o bară de $+26,3$ V (U_3), consumul general pe această bară fiind de 0,54—0,59 A ceea ce corespunde unei puteri de cca. 15 W. Energia pentru această bară se extrage din baleiajul orizontal într-un mod simplu și elegant.

Pentru a obține tensiunea de $+26,3\text{ V}$ ($25,5...26,5\text{ V}$) se redresează impulsurile de pe o înfășurare auxiliară a transformatorului de linii (bobinajul W_{5-6}), așa cum se arată (simplificat) în fig. nr. 2.

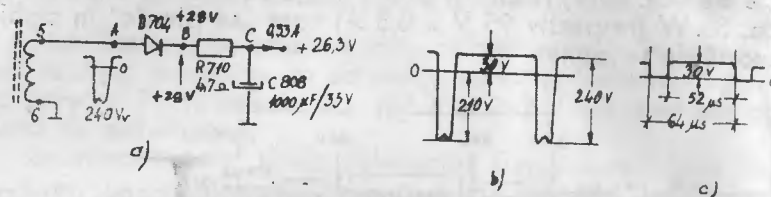


Fig. 2

La bornele 5—6 ale înfășurării auxiliare se obțin impulsuri negative de cca. 240 V_{VV} , impulsuri cu durata de $12\text{ }\mu\text{s}$ și perioada de repetiție de $64\text{ }\mu\text{s}$ corespunzătoare frecvenței liniilor (15625 Hz). Impulsurile (vezi fig. 2) au o parte negativă de cca. 210 V cu durata de $12\text{ }\mu\text{s}$ și o parte pozitivă de cca. 30 V , ce durează $52\text{ }\mu\text{s}$. Dioda D704 de tipul BA157 (DRR404) lasă să treacă partea pozitivă și blochează partea negativă, care însă sînt netezite de C808. În gol, pe punctul B al schemei (după diodă) se obțin cam 30 V iar în sarcină și după R710 rezultă după diodă o tensiune continuă cu întreruperi de $12\text{ }\mu\text{s}$, rezultă tensiunea de $+26\text{ V}$ (punctul C al schemei din fig. 2 a). Curentul debitat de redresorul auxiliar este de cca. $0,33\text{ A}$ ($0,31...0,36\text{ A}$) astfel că se produce pe R710 o cădere de tensiune de $1,6...1,7\text{ V}$ (diferența între 28 și $26,3\text{ V}$).

Dar consumul pe bara de $+26,3\text{ V}$ este de cca. $0,55...0,59\text{ A}$, deci mai mare decât cei $0,33\text{ A}$ debitați de redresorul auxiliar. Diferența se asigură prin conectarea la bara de $26,3\text{ V}$ a punctului rece al transformatorului de linii (punctul 4), prin care curge curentul de $0,21...0,24\text{ A}$ care a „alimentat” etajul final de B.O. Însumarea celor 2 curenți: cel de cca. $0,24\text{ A}$ din B.O. cu cel de $0,33\text{ A}$ din sursa auxiliară, adică $0,57...0,59\text{ A}$, alimentează toți consumatorii de pe **bara de 26 V** .

În fig nr. 3 se arată schema generală de alimentare a TV :

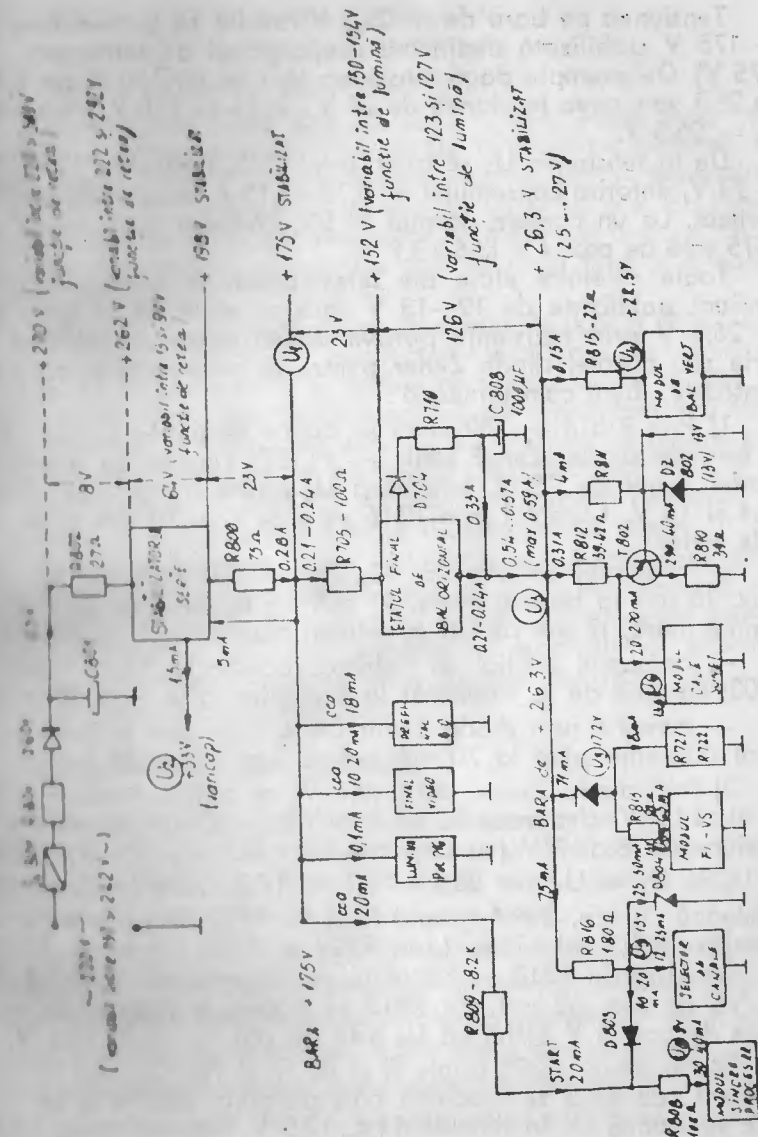


Fig. 3

Tensiunea pe bara de $+ 26,3$ V rezultă ca și tensiunea de $+ 175$ V stabilizată depinzând proporțional de tensiunea U_1 (175 V). De exemplu dacă tensiunea U_1 este de 180 V, pe bara de 26,3 vom avea tensiunea de 27 V; la $U_1 = 170$ V, vom avea $U_3 = 25,5$ V.

De la tensiunea U_3 se obțin prin R815, tensiunea $U_4 = 22 - 23$ V, datorită consumului de 0,13—0,15 A etajului de baleiaj vertical. La un consum normal al BV, căderea de tensiune pe R815 este de cca. 4 V (3,6—3,9 V).

Toate celelalte etaje ale televizorului se alimentează la tensiuni stabilizate de 12—13 V care se obțin de la bara de $+ 26,3$ V prin rezistențe potrivit dimensionate și folosind în serie sau paralel diode Zener pentru asigurarea unei tensiuni constante, după cum urmează:

1) Prin R 816 — 180 ohmi se obține tensiunea U_5 de 13 V la bornele diodei Zener D804 — PL13Z. Funcție de dispersia diodei Zener de 13 V, tensiunea U_5 poate fi cuprinsă între 12,4 și 14 V. Curentul prin R816 este de cca. 70 mA și se divide astfel:

— consumul selectorului 12...27 mA: 10 mA pe B_1 cu max. 16 mA la semnal mare. 21 mA pe B_3 cu max. 27 mA la semnal mare, 17 mA pe UIF la semnal maxim.

— consumul parțial al sincroprocesorului (spre dioda D803) variabil de la exemplar la exemplar între 10 și 25 mA;

— curentul prin dioda Zener D804, care este în orice moment diferența pînă la 70 mA, adică între 20 și 45 mA.

2) Prin dioda Zener D805 (9,1 V) se obține tensiunea U_9 de $+ 17,2$ V, deoarece la bornele diodei Zener se obține o tensiune de cca. 9 V (cu dispersie între 8,5 V și 9,6 V), astfel că $U_9 = U_3 - U_z = 26,3 - 9,1 = 17,2$ V. De la U_9 se alimentează cu cca. 8 mA grupul R721 — R722 de polarizare a tranzistorului final video (prin R724 și R301 pe baza T301). Tot din U_9 , prin R813 — 82 ohmi se alimentează modulul de FI—VS cu cca. 62 mA. Pe R813 se obține o cădere de tensiune de cca. 5 V astfel că U_7 este de cca. $+ 12,2...12,5$ V.

Dioda Zener D805 poate fi și de tipul PL8V2Z sau PL10Z. În acest caz R813 se modifică corespunzător pentru a se asigura tensiunea U_7 în limitele 11,4...12,5 V. Împerecherea D805 — R813 este următoarea:

R813 : 68 Ω cu D805 : PL10Z (10 V);

R813 : 82 Ω cu D805 : PL9V1Z (9 V);

R813 : 100 Ω cu D805 : PL8V2Z (8 V).

Curentul prin D805 este de cca. 70 mA. Acest mod „curios” de a obține tensiunile U_7 și U_9 , tensiuni ce alimentează calea comună de FI—FV și finalul video, are o explicație: la stingerea TV, „stingerea” tensiunilor U_7 și U_9 are loc foarte brusc deoarece D805 se blochează imediat ce dispăre U_1 și U_3 , asigurând oprirea alimentării căii de FI la timp și evitarea zgometului neplăcut din difuzor.

3) Prin R813 (43 ohmi) curge un curent de 0,29 A (0,26—0,3) A spre modulul de sunet producînd o cădere de tensiune de cca. 13 V. După R812 se obține tensiunea U_6 de $+ 13,6$ V, care alimentează modulul 2. Modulul de sunet consumă între 20 și 240 mA, în funcție de volumul audiei, iar la putere maximă (ce depășește puterea nominală) chiar 270 mA.

Consumul AAF (TBA790 K) este eminamente variabil, alături de funcție de volum cît și funcție de programul sonor.

Consumul foarte variabil ar produce pe rezistența R812 o cădere de tensiune variabilă ceea ce ar fi inacceptabil, dar mai ales ar perturba funcționarea baleiajului orizontal într-un mod inadmisibil: consumul variabil al sunetului ar produce variația dimensiunii imaginii și a luminei în ritmul sunetului cît și tot felul de alte perturbații.

C. STABILIZATORUL PARALEL.

Pentru ca sarcina B.O. să fie constantă, se utilizează în paralel cu modulul de sunet tranzistorul PNP BD136 (T802). Tranzistorul T802, are legată la bază, dioda Zener D802 (de 13 V) care menține constantă tensiunea bazei.

Tensiunea bazei fiind stabilizată de dioda D802, iar tensiunea U_{BE} între bază și emitor fiind practic constantă că la orice tranzistor, rezultă că și tensiunea pe emitor va fi constantă dar mai mare cu cca. 0,7 V decît tensiunea bazei. În fig. 4 este arătată schema stabilizatorului paralel.

a) Dioda Zener ține la tensiune constantă baza: $U_B = U_z = 13$ V (12,4...14,1 V dispersie datorată diodei Zener).

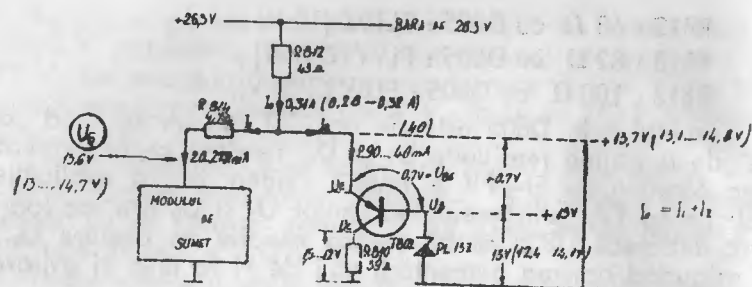


Fig. 4

b) Tensiunea de emitor U_E , este cu cca. 0,7 V mai mare decît tensiunea bazei deoarece BD136 este un tranzistor PNP:

$$U_E = U_B + U_{BE} = U_Z + 0,7 \text{ V} = 13 + 0,7 \text{ V} = 13,7 \text{ V} (13,1... 14,8 \text{ V}).$$

Tensiunea de emitor se menține deci mereu, deoarece tensiunea bazei este menținută constantă de dioda Zener.

c) Curentul tipic de 290 mA care curge prin R812 se împarte în 2 curenți:

I_1 — curentul consumat de modulul de sunet;

I_2 — curentul ce curge în tranzistorul stabilizator paralel T802.

d) Cei doi curenți I_1 și I_2 variază invers proporțional: cînd I_1 este mare, I_2 este mic și viceversa. Practic, curentul I_2 este o rezervă pentru consumul foarte variabil al etajului final de sunet. Cînd „sunetul” consumă mult, I_2 este mic.

A. Volumul sonor zero: consumul căii de sunet este de cca. 20 mA, deci $I_1 = 20 \text{ mA}$ știind că $I_0 = I_1 + I_2$, înseamnă că: $I_2 = 290 - 20 = 270 \text{ mA}$ ceea ce înseamnă că prin T802 deci și prin R810 curge curentul maxim. În această situație pe colector avem o tensiune egală cu căderea de tensiune pe R810: $U_C = I_2 \cdot R_{810} = 0,27 \cdot 39 = 10,5 \text{ V}$ iar $U_{CE} = U_E = 13,7 - 10,5 = 3,2 \text{ V}$. Puterea disipată pe tranzistorul T802 va fi:

$$P_{dT} = U_{CE} \cdot I_C = 3,2 \cdot 0,27 \approx 0,9 \text{ W}, \text{ iar pe R810:}$$

$$P_{dR802} = U_C \cdot I_C = 10,5 \cdot 0,27 \approx 3 \text{ W} \text{ (R810 este de } 5 \text{ W).}$$

Se vede deci clar rolul rezistenței R810: preia puterea disipată de pe tranzistorul paralel.

B. Volum sonor maxim: consumul „sunetului” este de 230–260 mA, dispersia depinzînd de tensiunea de alimentare U_1 care poate fi de 12,5...14 V (funcție de tensiunea diodei Zener D802). Zicem de ex. că:

$$I_1 = 0,24 \text{ A} \text{ deci } I_2 = I_{CT802} = 0,27 - 0,24 = 0,03 \text{ A}$$

$$U_C = 0,03 \cdot 39 = 1,2 \text{ V} \text{ și } U_{CE} = 13,7 - 1,2 = 12,5 \text{ V}$$

Deci puterea disipată de T802 va fi: $P_{dT} = 12,5 \cdot 0,03 = 0,4 \text{ W}$.

C. La o putere medie de ieșire (cca. 1 W), consumul căii de sunet este de cca. 120 mA, astfel-că vom avea:

$$I_1 = 120 \text{ mA} \quad I_2 = 290 - 120 = 170 \text{ mA}$$

$$U_{CT12} = 0,17 \cdot 39 = 6,7 \text{ V}.$$

$$U_{CE802} = U_C - U_E = 13,7 - 6,7 = 7 \text{ V}.$$

$$P_{dT02} = 7 \cdot 0,17 \approx 1,2 \text{ W}.$$

În concluzie, oricare ar fi consumul modulului de sunet. „surplusul” de curent pînă la 0,29 A este preluat de tranzistorul T802, care face astfel constant curentul I_0 debitat barei de 26,3 V.

Tensiunea stabilizată pe emitorul T802 (13,7 V) este practic independentă și de tensiunea U_1 (+ 175 V) și de tensiunea U_3 (+ 26,3 V) (tensiunea U_3 depinde liniar de U_1). Aceasta pentru că la creșterea tensiunii U_3 , crește curentul I_0 , ceea ce produce creșterea curentului prin tranzistorul T802, fără modificarea tensiunii pe emitor (+ 13,7 V).

Tensiunea U_6 se obține după R814 — 4,7 ohmi. Pe R814 căderea de tensiune este foarte mică (0,1 V) cînd volumul este nul și de cca. 1,2 V cînd volumul este maxim ($P_{ieș} = 2 - 2,5 \text{ W}$). Deci U_6 tinde să scadă la volum maxim, fiind menținută de C805, care este rezervor de energie pentru AAF.

★

Curentul de 5–8 mA în dioda Zener D802 provine: o parte constantă de cca. 4 mA din U_3 prin R811, iar o parte variabilă, cuprinsă între 0,5 mA cînd I_{C802} este mic și cca. 3–5 mA (în funcție de amplificarea B a tranzistorului

BD136), cînd I_{C802} este maxim. Curentul Zener de 4 — 5 mA asigură răminerea în domeniul de stabilizare al diodei.

Trebuie menționat că bara de + 13,7 V poate avea — de la televizor la televizor — o tensiune cuprinsă între 13,1 V și 14,8 V, din cauza dispersiei naturale a tensiunii Zener a diodei D802 — PL13Z. Tensiunea Zener a diodei PL13Z poate fi cuprinsă între 12,4 și 14,1 V; la aceasta se adaugă tensiunea U_{BE} de cca. 0,7 V a tranzistorului BD136, rezultînd $U_E = 13,1...14,8$ V.

În televizoarele la care se „nimereste” o diodă Zener de 14,1 V, calea de sunet va fi alimentată de cca. 14,6 V (U_6), și ca urmare puterea audio de ieșire maximă poate atinge 2,5 W, în timp ce la TV cu D802 de 12,4 V, sunetul va fi alimentat cu cca. 13 V, tensiunea la care puterea maximă la ieșirea TBA790 nu poate depăși 2,1 W ($P_{ieș\ max} = U^2/9 R_s$).

D. TENSIUNEA DE START (U_8).

Pentru ca TV—CI să „lucreze” este necesar ca baleiajul orizontal (B.O.) să funcționeze. Funcționarea B.O., asigură tensiunea U_3 (26 V) și deci tensiunea U_4 (+ 22 V) pentru baleiajul vertical (BV), tensiunea de + 13,7 V pe stabilizatorul paralel ca și tensiunile U_5 , U_6 , U_7 și U_9 pentru alimentarea selectorului, a căii comune, etc.

Pentru ca B.O. să funcționeze sînt necesare impulsuri de comandă de la modulul sincroprocesor (ieșirea nr. 4 a modulului). Aceasta înseamnă că **primul circuit care trebuie alimentat cu tensiune este oscilatorul de linii, adică circuitul integrat TBA950.**

Oscilatorul din TBA950 pornește la o tensiune de 4,5—5 V pe pin 3 (piciorușul 3), cînd consumul pe pin 3 este de cca. 15—16 mA. Cel mai „leneș” exemplar de TBA950 pornește la un curent de 18 mA (tensiunea pe pin 3, cca. 5,2 V). Prin urmare, este necesar ca de la tensiunea de + 175 V să se alimenteze modulul sincroprocesor cu o tensiune care să asigure un curent de minimum 18 mA în pin 3. Aceasta se asigură cu R809 8,2 kohmi, prin care poate curge un curent de cca. 20 mA înspre R_{808} — C_{802} și piciorul 3 al modulului 4.

Astfel, la punerea sub tensiune a televizorului (t_1), imediat

apare tensiunea U_1 (175 V) care alimentînd prin R_{809} și R_{808} pe TBA950, îl pune în funcțiune. Acesta începe să furnizeze impulsuri de linii de frecvență și amplitudine definită care comandă tranzistorul prefinal de linii T701, care la rîndul său pune „în mișcare” pe BU205 și deci tot B.O. Acum B.O. funcționînd, lucrează redresorul auxiliar care definește și asigură tensiunea U_3 (+ 26,3 V) ca și pe U_5 , U_6 , U_7 , U_8 și U_9 . Este t_2 , televizorul a pornit.

Consumul tipic al circuitului integrat TBA950 este de 35 mA, cu dispersie între 30 și 45 mA. Dar prin R_{809} nu pot curge decât cel mult 20 mA, deoarece curentul este limitat de nivelul U_1 și de valoarea rezistenței 809 :

$$I_{R809} = \frac{U_1 - U_5}{R_{809}} = \frac{175 - 13}{8,2 \cdot 10^3} \approx 20 \text{ mA}$$

Ori, de la U_5 poate curge prin D803, diferența de curent cerută de TBA950.

De ex. : Consumul unui TBA950 este de 42 mA ; din 42 mA, 20 mA vor proveni de la U_1 prin R_{809} iar 22 mA de la U_5 prin D803. Dioda D803, are rolul esențial ca în momentul startului, curentul ce a străbătut R_{809} venind de la U_1 să nu se scurgă înspre selector sau R_{816} (consumatori de impedanță joasă) ci să parcurgă R_{808} , să încarce pe C_{802} și să asigure pornirea TBA950. După ce startul TBA950 și a B.O. a avut loc, U_5 va asigura consumul lui TBA950 făcînd ca tensiunea U_8 să crească de la cca. 5 V la 9—9,2 V iar curentul de la 20 mA la 30—45 mA. Figura nr. 5 arată acest proces :

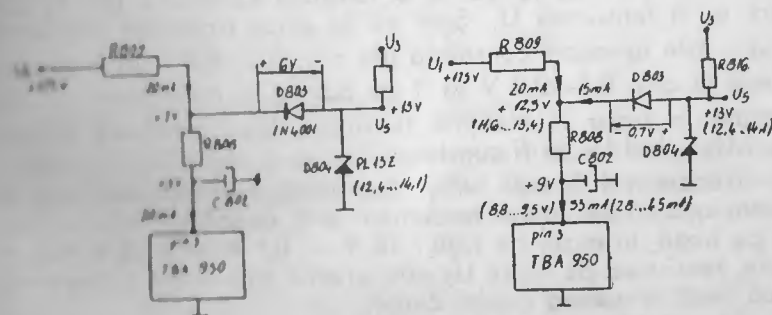


Fig. 5

t_1 : Momentul startului, alimentarea TBA950 se face numai din U_1 prin R809 — R808 cu 20 mA. Dioda D803 este blocată (+ catod).

t_2 : Televizorul este pornit. Dioda D803 conduce, având + pe anodă. TBA950 primește 20 mA prin R809 de la U_1 și 15 mA de la U_5 prin D803.

E. FUNCȚIONAREA STABILIZATORULUI SERIE

Pentru înțelegerea „mecanismului” de stabilizare în stabilizatorul serie din TV—CI se va recurge la câteva etape de analiză plecându-se de la schema cea mai simplă de stabilizator cu tranzistor (fig. 6).

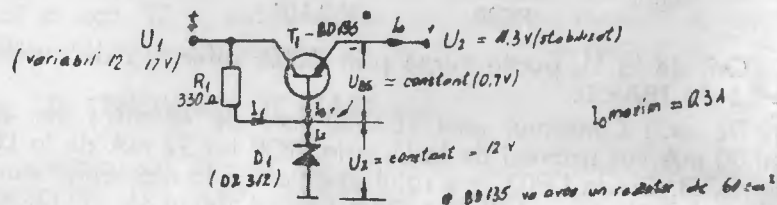


Fig. 6

Tensiunea U_1 este nestabilizată, putând fi cu 4—6 V mai mare decât tensiunea de ieșire U_2 , stabilizată. Elementul stabilizator (element de referință) este dioda Zener D_1 de 12 V, alimentată prin R_1 cu minimum 1,5—2 mA pentru a lucra în zona Zener, având la borne o tensiune constantă (12 V) oricare ar fi tensiunea U_1 . Știm că la orice tranzistor tensiunea U_{BE} este aproape constantă (de cca. 0,2—0,4 V la T cu germaniu și cca. 0,6—0,8 V la T cu Siliciu) și cum dioda D_1 conectată la baza T_1 menține tensiunea U_B constantă rezultă că și U_E deci U_2 va fi constantă.

Tranzistorul T_1 este NPN, deci baza este pozitivă față de emitor așa că pe emitor tensiunea va fi cu 0,7 V mai mică decât pe bază, în cazul de față: 12 V — 0,7 V = 11,3 V. Ca urmare, tensiunea de ieșire U_2 este practic stabilizată și ceva mai mică decât tensiunea diodei Zener.

Care sînt limitele pînă la care această schemă stabilizează?

Răspunsul este clar: atît timp cît tensiunea la bornele diodei Zener este constantă. Tensiunea U_z este constantă, atît timp cît prin ea trece un curent superior celui „de cot”, adică peste 1—2 mA. În această situație tensiunea $U_z = 12$ V, tensiunea bazei T_1 va fi tot 12 V iar tensiunea de ieșire (pe emitor T_1) va fi de cca. 11,3 V. Dacă însă dioda D_1 „se golește” de curent, efectul se stabilizează dispăre, căci U_z deci U_B și deci și U_2 la ieșire va scădea brusc.

Curentul I_1 prin D_1 poate scădea la zero din 2 cauze:

a) tensiunea U_1 la intrare este prea mică;

b) consumul I_0 este prea mare.

Curentul I_1 depinde de R_1 , fiind determinat cu relația:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_z}{R_1}$$

și după ce parcurge pe R_1 se bifurcă în I_B (curentul bazei tranzistorului T) și I_z (curentul prin dioda Zener), deci:

$$I_1 = I_B + I_z \text{ sau } I_z = I_1 - I_B$$

Curentul I_z trebuie pedeparte să nu fie sub 1,5—2 mA (pentru ca dioda să lucreze corect) și pe de altă parte să nu depășească valoarea $I_{z \max}$ de catalog (pentru a nu se supraîncălzească dioda). Mărima I_B este dependentă de amplificarea B a tranzistorului și de curentul de sarcină I_0 care străbate tranzistorul (care este egal cu I_C sau I_E).

$$I_B = \frac{I_C}{B} \quad I_C \approx I_E$$

Calculul schemei din fig. 6 este următorul:

a) — BD135 are $B = 100$ (exemplarul din exemplul considerat). — Consumul poate varia între 20—30 mA și 500 mA (sarcina stabilizatorului este de exemplu un amplificator de AF). Astfel rezultă că:

$$I_B = \frac{20}{100} \dots \frac{500}{100} = 0,2 \dots 5 \text{ mA.}$$

b) U_1 maxim este de 18 V, iar U_1 minim de cca. 12—13 V. la U_1 maxim (18 V) curentul I_1 va fi mare iar la U_1 de 12—13 V va scădea simțitor.

$$\text{la } 18 \text{ V: } I_1 = \frac{U_1 - U_z}{R_1} = \frac{18 - 12}{330} = 18 \text{ mA}$$

$$\text{la } 13 \text{ V: } I_1 = \frac{13 - 12}{330} = 3 \text{ mA.}$$

La solicitarea normală. cînd $U_1 = 15 \text{ V}$ și $I_0 = 300 \text{ mA}$, vom avea :

$$I_1 = \frac{15 - 12}{330} = 9 \text{ mA} \text{ iar } I_B = \frac{300}{100} = 3 \text{ mA}$$

rezultă că : $I_z = I_1 - I_B = 9 - 3 = 6 \text{ mA}$, deci dioda Zener este străbătută de un curent suficient de mare și stabilizatorul funcționează.

Dacă însă : tensiunea U_1 scade la 13 V, curentul I_1 va scădea la 3 mA ; în această situație I_B fiind de 3 mA (deoarece consumul este de 300 mA), este egal cu I_1 și ca urmare prin dioda Zener nu mai curge curent :

$$I_z = I_1 - I_B = 3 - 3 = 0 \text{ mA}$$

iar efectul de stabilizare dispare și U_2 cade, deoarece ne mai curgînd curent din diodă, tensiunea la bornele D_z scade și ca urmare scade și tensiunea la ieșire deoarece $U_{BE} = 0,75 \text{ V}$.

Creșterea sarcinei la 600 mA conduce la acelaș efect : I_C fiind de 600 mA, curentul bazei crește mult, nu numai din cauza creșterii curentului de colector ci și din cauza scăderii amplificării de la cca. 100 la cca. 60, astfel că :

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{600}{60} = 10 \text{ mA, care fiind mai mare}$$

decît I_1 înseamnă că prin dioda Zener nu mai poate curge curent, tensiunea U_z la bornele diodei scade și deci scade și tensiunea de la ieșire ne mai avînd stabilizare.

Cele de mai sus arată că pentru a asigura stabilizarea, ar fi necesară o diodă Zener PL12Z care suportă un I_z maxim de cca. 60 mA, și care de la bun început permite mărirea curentului I_1 , prin micșorarea lui R_1 la 120 ohmi. În acest fel, la variații de sarcină sau de tensiune s-ar asigura prin dioda Zener un curent de lucru suficient de mare. Cu această diodă s-ar putea folosi și tranzistoare cu B mai mic (20—30), deoarece I_1 fiind mult mai mare decît I_B , variația sarcinei nu poate „destabiliza” stabilizatorul. Diodele Zener de putere mare sînt însă mai scumpe decît un tranzistor de mică putere.

Ca urmare, reducerea influenței curentului I_B al tranzistorului se poate face folosind un tranzistor mic (de ex. BC172 — BC108 etc.) în baza tranzistorului BD135, în așa numitul montaj Darlington, ca în fig. 7.

Aici, dacă curentul de sarcină este $I_0 = 600 \text{ mA}$, vom avea.

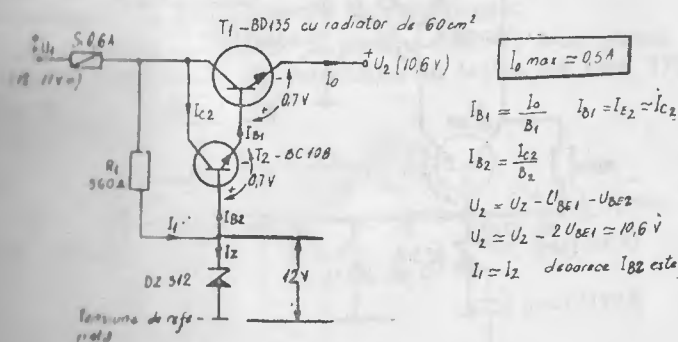


Fig. 7

la cca. 10 mA, iar $I_{B1} = I_{E2}$ deoarece curentul bazei lui BD135 este tocmai curent de emitor pentru BC108. Tranzistorul T2 avînd o amplificare $B > 100$, rezultă că I_{B2} va fi de ordinul a 0,1 mA, deci mult mai mic decît I_z și orice variație de sarcină nu va deranja stabilizarea, iar curentul prin dioda Zener va varia numai datorită variației U_1 . Se poate mări acum și R_1 pentru a reduce pe I_z la cca. 10 mA deci solicitarea diodei la tensiuni U_1 maxime de 18—20 V.

Curentul maxim pe care îl poate debita stabilizatorul nu mai depinde acum de B tranzistorului T_1 ci de puterea pe care o poate disipa acesta. De ex. la $U_{1\max}$ (18 V), avem între colector și emitor cca. 7,4 V (vezi fig 7). La un curent de 0,5 A prin T_1 , rezultă o putere disipată: $P_d = 7,4 \text{ V} \times 0,5 \text{ A} = 3,7 \text{ W}$, ceea ce este la limită chiar dacă tranzistorul are un radiator de 60—70 cm². În scopul reducerii puterii disipate, tranzistorul T_1 poate fi șuntat cu o rezistență care să preia o parte din curentul debitat de stabilizator (de exemplu 30...50 %), ca în fig. 8.

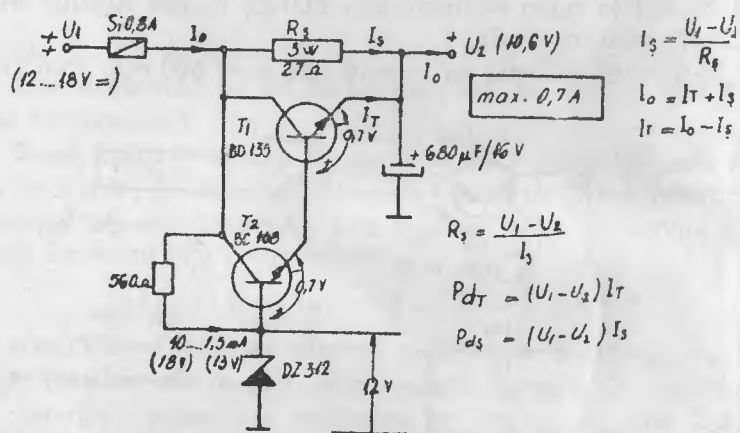


Fig. 8

Astfel la $U_1 = 18 \text{ V}$ și $I_o = 0,7 \text{ A}$, vom avea :

$$\text{curentul prin șunt : } I_s = \frac{18 - 10,6}{27} = 0,28 \text{ A}$$

curentul prin tranzistorul T_1 : $I_T = 0,7 - 0,28 = 0,42 \text{ A}$
 puterea disipată pe T_1 : $P_{dT} = 0,42 \text{ A} \times 7,4 \text{ V} = 3,1 \text{ W}$ (spre limită).

$$P_{d_s} = 0,24 \text{ A} \times 7,5 \text{ V} = 1,8 \text{ W}$$

Iar la $U_1 = 15 \text{ V}$ și $I_o = 0,5 \text{ A}$, va rezulta : $I_s = 0,16 \text{ A}$
 $I_T = 0,34 \text{ A}$ $P_{PT} = 1,5 \text{ W}$.

La creșterea tensiunii U_1 , diferența de tensiune față de ieșirea U_2 va fi mare, curentul prin $R_s = 27 \text{ ohmi}$ mare iar curentul prin tranzistorul T_1 mic ; pe măsură ce scade U_1 , curentul prin șunt scade (din cauza scăderii diferenței $U_1 - U_2$) iar curentul prin tranzistorul serie crește.

Șuntarea influențează defavorabil (în oarecare măsură) atât stabilizarea cât și filtrajul. Reducerea filtrajului se poate ușor compensa folosind la ieșire un condensator electrolitic de 500—1000 μF/16 V, condensator care menține pe U_2 la variații brusce de sarcină (de ex. un AAF).

Toate aceste scheme necesită o siguranță de protecție corespunzătoare pentru protecția tranzistorului în caz de scurtcircuit sau suprasarcină. Aceasta deoarece stabilizatoarele descrise nu au autoprotecție la scurtcircuit.

Dacă dioda Zener ar fi pentru 180 V, s-ar putea obține un stabilizator simplu, cu tensiunea la ieșire de cca. 178 V ca în fig. 9.

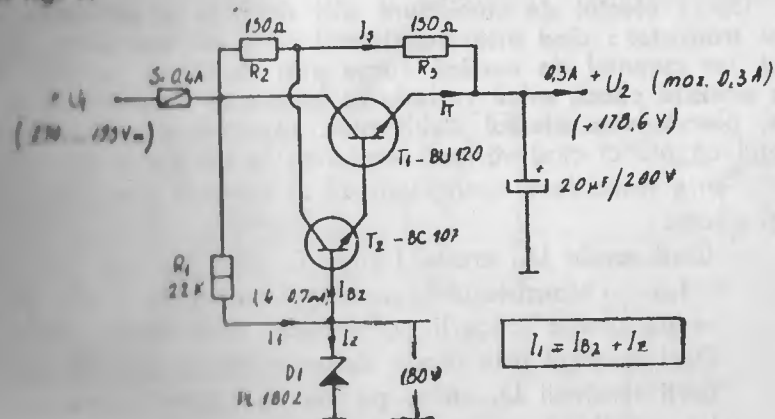


Fig. 9

Dioda Zener este de 1 W, admitînd un curent maxim de cca. 4—5 mA, ca urmare R_1 va fi de 22 kohmi (1 W) :

$$R_1 = \frac{U_1 - U_z}{4 \text{ mA}} = \frac{270 - 180}{4} = 22 \text{ kohmi}$$

Curentul prin șuntul R2R3 va fi variabil între 300 mA și 50 mA :

$$I_s = \frac{270 - 180}{300} = 300 \text{ mA la } U_1 = 270 \text{ V}$$

$$I_s = \frac{195 - 180}{300} = 50 \text{ mA la } U_1 = 195 \text{ V}$$

iar prin tranzistor curentul va fi de 250 mA la $U_1 = 195 \text{ V}$ și 0 mA la $U_1 = 270 \text{ V}$.

Tensiunea fiind stabilizată pe baza T_2 , va fi stabilizată și pe baza T_1 și deci și pe emitorul T_1 (U_2 la ieșire). Tensiunea U_2 se destabilizează când :

— U_1 scade sub 190 V și I_z prin dioda scade mult sub 0,5 mA (iese din cot).

— U_2 crește peste 270 V și curentul prin tranzistor devine nul.

Deci : **efectul de stabilizare aici depinde și de curentul prin tranzistor : când prin tranzistorul serie nu mai curge curent, tot curentul de sarcină curge prin rezistența șuntului și din această cauză orice variație la intrare se transmite la ieșire, pierzîndu-se efectul stabilizator.** Mai trebuie remarcat faptul că atunci când variază tensiunea la intrare și deci curentul prin tranzistorul serie, variază și curentul tranzistorului T_2 și anume :

— Când scade U_1 , crește I prin T_1 , deci $I_{B1} = I_{E2}$ și I_{B2} ; tranzistorul T_2 „extrage” curent I_{B2} mai mare pe seama scăderii curentului prin dioda Zener. Deci curentul prin dioda Zener scade și datorită scăderii tensiunii U_1 cît și pe seama creșterii curentului I_{B2} , grăbind „evacuarea” diodei Zener și înrăutățind stabilizarea la tensiuni mici.

— Creșterea U_1 , determină mărirea I_z datorită scăderii I_{T1} , I_{B2} .

Diodele Zener de tensiune mare (peste 100 V) sînt componente rare și cu o dispersie mare a tensiunii de stabilizare, de ex. PL180Z poate avea U_z între 168 V și 190 V, ceea ce face greu utilizabilă o schemă ca în fig 9, în producția de serie, tensiunea stabilizată neputînd fi ușor reglată la o valoare dorită. Principalul dezavantaj este însă variația în limite destul de largi a tensiunii U_z cu variația curentului Zener (1—2 V) și mai ales variația mare (7—9 V) a tensiunii U_z cu temperatura ambiantă (cumulat cca. 10 V ! !), ceea ce la un televizor cu balalaia orizontal tranzistorizat nu este admis.

Soluția este înlocuirea diodei Zener de 180—200 V cu un grup tranzistor + diodă, la care dioda Zener poate fi de 20—50 V iar tranzistorul apt să suporte tensiuni de 200—250 V. Se alege o diodă Zener termocompensată (circuit integrat) TAA550. Dioda de 33 V servește pe de o parte ca element de referință pentru stabilizatorul de tensiune oferind în același timp și tensiunea stabilizată varicap pentru acordul selectorului de canale.

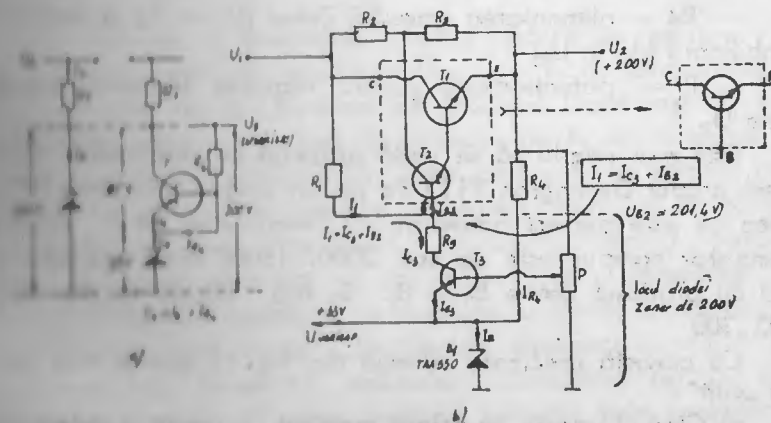


Fig. 10

În fig. 10 se arată schema simplificată a stabilizatorului de tensiune adoptat în TV cu CI.

În fig. 10 a o diodă Zener de 200 V, polarizată prin R_1 de la U_1 (210—270 V) se înlocuiește cu un grup dioda de 33 V (TAA550) și un tranzistor NPN — BF458 (258) care este supus la 167 V (diferența între 200 și 33 V). Curentul tranzistorului curge prin aceeași R_1 , spre dioda Zener ca și în fig. 9. Dioda Zener trebuie și ea polarizată, ceea ce se face prin R_4 , fie de la tensiunea U_1 , fie de la tensiunea U_2 .

În fig. 10 b. Schema de principiu simplificată cuprinde toate elementele cunoscute deja :

- T_1 — tranzistorul reglator serie.
- $R_2 + R_3$ — șuntul pentru reducerea curentului prin T_1 .
- T_2 — tranzistorul preamplificator în „tandem” Darlington cu T_1 .
- D_1 — elementul de referință pentru stabilizatorul serie.

— T_3 — tranzistor amplificator care împreună cu D_3 , înlocuiește dioda Zener de 200 V.

— R_1 — alimentarea grupului Zener ($D_1 + T_3$) cu tensiune nestabilizată (de la U_1).

— R_4 — alimentarea grupului Zener ($D_1 + T_3$) cu tensiune stabilizată (de la U_2).

— P — potențiometru pentru reglarea tensiunii stabilizate U_2 .

Este mai simplu să se vadă procesul de stabilizare, desenând grupul Darlington T_1T_2 ca pe un singur tranzistor NPN, ceea ce este perfect adevărat, cu mențiunea că β acestui tranzistor compus este de cca. 2000—15000 fiind aproape egal cu produsul dintre β_1 și β_2 : β_1 cca. 20...50 iar β_2 cca. 100...300.

Cu această precizare schema din fig. 11 devine mai ușor de „citit” :

a) Când U_1 crește, în primul moment U_2 crește și determină

tensiunea pe emitorul T_3 rămâne în orice situație constantă deoarece ET_3 este conectat la dioda Zener. Cu alte cuvinte

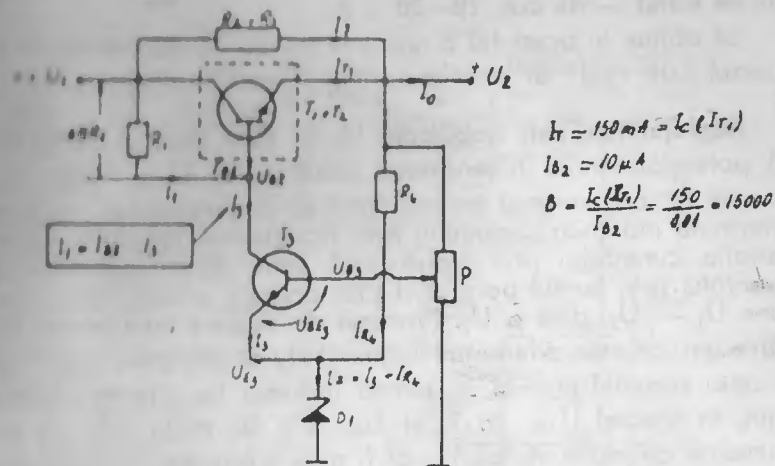


Fig. 11

la creșterea U_1 , are loc o ușoară creștere a tensiunii U_{B3} , deci a tensiunii U_{BE} a T_3 , care produce mărirea curentului I_3 prin T_3 .

b) Mărirea I_3 , provoacă mărirea căderii de tensiune pe R_1 (ΔU_{R1}) astfel că tensiunea U_{B2} pe baza tandemului $T_1 + T_2$ și deci I_{B2} au tendința de scădere. Dacă însă R_1 este bine ales, creșterea căderii de tensiune pe R_1 va fi totmai egală cu creșterea tensiunii U_1 , astfel că U_{B2} va rămâne constantă. Dacă U_{B2} se menține constantă, atunci și U_2 rămâne constantă deoarece între U_{B2} și U_2 avem doar 2 tensiuni U_{BE} (inseriate) care sînt de cca. 1,3—1,5 V și constante.

c) Creșterea curentului I_3 produce automat scăderea curentului I_{B2} spre grupul Darlington, deoarece $I_1 = I_3 - I_{B2}$. Scăderea I_{B2} înseamnă scăderea curentului I_{B1} și deci I_{T1} prin tranzistorul serie. Scăzînd curentul prin tranzistorul serie, se mărește curentul prin șunt și nemijlocit căderea de

tensiune la bornele surtului, cu atît cît a crescut tensiunea U_1 . „Agentul” principal al stabilizării este curentul I_{B2} — foarte mic de altfel — de cca. 10—20 μ A.

Se obține în acest fel o tensiune mereu constantă U_{B2} în punctul „de nod” al stabilizatorului: baza tandemului $T_1 + T_2$.

Reglajul tensiunii stabilizate U_2 se face reglînd cu ajutorul potențiometrului P tensiunea bază-emitor U_{BE3} , a curentului I_3 care variază în sens contrar curentului I_{B2} și care determină mărimea curentului prin tranzistorul regulator serie. Variația curentului prin tranzistorul serie determină variația curentului prin șuntul paralel și prin aceasta a căderii de tensiune $U_1 - U_2$, deci a U_2 . Procesul de reglare cu ajutorul lui P are un caracter diferențial influențîndu-se mărimile U_{BE} la T_3 , apoi curentul I_{C3} și în ultimă instanță I_{B2} , toate foarte puțin, în special U_{BE} la T_3 și I_{B2} , atît de puțin încît cu instrumente obișnuite variațiile pot fi greu măsurate.

Astfel, coborînd cursorul P spre masă (spre tensiuni mici), U_{BE3} scade de exemplu de la 0,61 la 0,6 V producînd scăderea lui I_{B2} și creșterea lui I_{B1} , deci a curentului prin tranzistorul serie ceea ce determină scăderea curentului prin șuntul $R_2 + R_3$. Scăderea curentului prin șunt, înseamnă reducerea căderii de tensiune între U_1 și U_2 . Cum U_1 era în momentul reglării constant, rezultă ridicarea lui U_2 , adică a tensiunii stabilizate U_2 de la ieșirea stabilizatorului.

Urcarea cursorului P spre U_2 (spre tensiuni mari), provoacă creșterea U_{BE3} și I_3 , micșorarea curenților I_{B2} și I_{T2} , mărirea curenților prin șunt și a căderii de tensiune la bornele șuntului (și a tranzistorului) și deci implicit reducerea tensiunii U_2 .

Variația sarcinii provoacă variația curentului prin tranzistor: cînd I_0 crește, crește I_{T1} . Pentru a crește I_{T1} trebuie să crească I_{B1} , I_{B2} , să scadă I_3 și deci să scadă U_{BE3} . Crește sarcina de ex. cu 40 mA, tot cu 40 mA va crește curentul prin tranzistorul serie, curentul prin șunt rămîne neschimbat și ca atare nu se schimbă nici U_2 la ieșire.

SCHEMA COMPLETĂ A STABILIZATORULUI DE TENSIUNE.

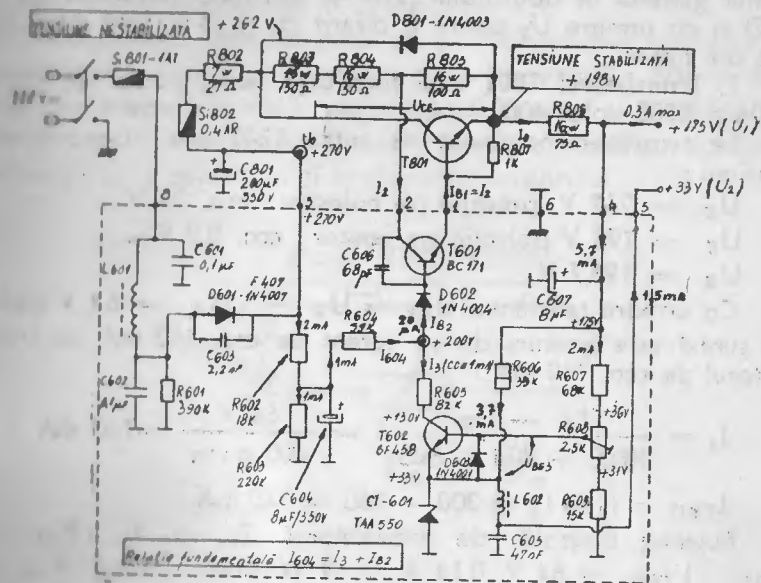


Fig. 12

La tensiune normală de rețea (220 V ~) prin redresarea monoalternantă cu dioda D601 se obține o tensiune continuă de cca. + 270 V pe condensatorul de filtraaj C801—200 μ F. Rezistența R801—10 ohmi protejează dioda redresoare la șocul de curent la pornirea TV, iar siguranța Si801 de 1 AT (temporizată) protejează dioda redresoare pentru cazul unui scurt-circuit la C801.

Tensiunea U_0 de pe C801, în funcție de tensiunea de rețea U_M este:

U ₁	180	187	200	210	220	230	242	V ~
U ₂	219	229	245	258	270	282	296	V =

Tensiunea U_0 depinde de capacitatea cond. elco C801 (care poate fi practic cuprinsă între 170 și 250 μ F) și de consumul general al aparatului (270 — 300 mA, măsurabil pe Si 802) și ca urmare U_0 poate fi diferit cu ± 5 V față de valorile din tabel.

1. **Tranzistorul T801 este regulator serie**, șuntat de R803, R804 și R805, total 400 ohmi.

La tensiunea nominală de rețea T801 are următoarele tensiuni :

$$U_C = 262 \text{ V, pulsație pe colector : cca. } 24 \text{ V}_{vv}.$$

$$U_E = 198 \text{ V pulsație pe emitor : cca. } 0,2 \text{ V}_{vv}.$$

$$U_B = 198,7 \text{ V.}$$

Ca urmare tensiunea $U_{CE} = U_C - U_E = 64 \text{ V}$ astfel că șuntul este parcurs de un curent de cca. 160 mA iar tranzistorul de cca. 140 mA :

$$I_s = \frac{U_C - U_E}{R803 + 804 + 805} = \frac{64 \text{ V}}{400 \text{ ohmi}} \approx 160 \text{ mA}$$

$$I_{T801} = I_0 - I_s = 300 - 160 = 140 \text{ mA}$$

Puterea disipată de tranzistorul T_1 va fi : $P_{dT} = U_{CE} \cdot I_{T801} = 64 \text{ V} \cdot 0,14 \text{ A} \approx 9 \text{ W}$. Șuntul disipă : $P_{d\text{ș}} = U_{CE} \cdot I_s = 64 \text{ V} \cdot 0,16 \text{ A} = 10,2 \text{ W}$.

Pe măsură ce tensiunea de rețea crește, U_{CE} între bornele C și E ale T801 crește, ajungând la 90—95 V când tensiunea de rețea atinge 242—245 V, iar curentul prin T801 scăzând treptat atinge la 245 V valoarea de 40—50 mA. Scăderea curentului prin tranzistorul serie se datorește — așa cum am mai arătat — procesului de reglare explicat deja, practic datorită creșterii curentului prin șunt, care în orice moment este dat de relația de mai sus. La peste 250 V ~, curentul prin tranzistorul T801 scade la zero și tensiunea stabilizată U_1 începe să crească paralel cu tensiunea de rețea.

La scăderea tensiunii de rețea, U_{CE} scade, curentul prin șunt scade și crește prin tranzistorul T801. Stabilizarea se menține pînă cînd tensiunea U_{CE} este de ordinul a 13 V respectiv pînă la cca. 180 V ~. Sub această tensiune de re-

țea, U_1 va scade ușor, pierzîndu-se și calitatea de filtrație perfectă a stabilizatorului și de aceea brumul la ieșire va crește la cca. 2 V_{vv}, auzîndu-se în difuzor.

Tranzistorul serie se prezintă pentru curentul continuu ca o rezistență variabilă R_{CE} în paralel cu R803, 804 și 805. Rezistența tranzistorului variază între 100 ohmi și 4 kohmi, datorită variației curentului bazei, curent ce modifică conductibilitatea între colectorul și emitorul tranzistorului.

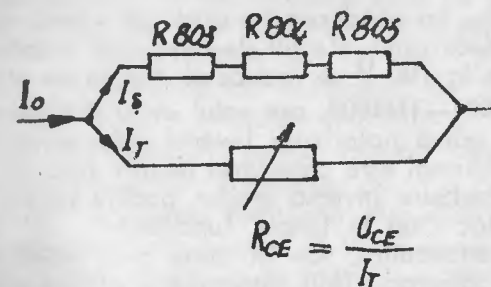


Fig. 12 b

U_B (V ~)	U_{CE} (V =)	I_s (mA)	I_T (mA)	R_{CE} (ohmi)
187	23	75	225	100 ohmi
220	64	160	140	450 ohmi
245	95	275	25	4000 ohmi

Efectul de filtrare al stabilizatorului este asigurat de rezistența diferențială mare (5...20 kohmi) a tranzistorului serie, astfel că la ieșirea stabilizatorului se obține o pulsație (brum) de numai 0,1 V_{vv}. Filtrajul se menține atît timp cît tensiunea pe colector este superioară tensiunii de pe emitor cu jumătate din valoarea pulsației alternative de la intrare :

$$U_{C \text{ min}} = 0,5 U_{\text{puls}} + U_{CE \text{ sat}} = 0,5 \cdot 24 + 1 = 13 \text{ V}$$

Se ține seama și de tensiunea de saturație (căderea de tensiune pe tranzistor) de regulă mai mică de 1 V.

Sub 180 V ~, U_{CE} se menține mereu practic la 10 V astfel că se pierde efectul de stabilizare dar se menține în bună măsură efectul de filtraj. De acum, pe măsură ce tensiunea de rețea va scădea spre 170 V, se va reduce aproape proporțional și tensiunea U_1 de la ieșirea stabilizatorului. **Televizorul este folosibil până la cca. 150 V tensiune de rețea**, când U_1 scade la 150 V, U_3 la 23 V, U_4 la 20 V, iar tensiunile U_5 , U_6 și U_8 rămân neschimbate. Doar U_7 și U_9 scad ceva.

Concluzie: La scăderea tensiunii de rețea sub 181—182 V, întâi se reduce puțin efectul de filtrare al stabilizatorului iar apoi, cam de la 180 V se reduce și efectul de stabilizare.

Dioda D801—1N4003, are rolul de a proteja pe T801 de regim invers adică polarizare inversă celei normale (la un T de tip NPN normal este colectorul pozitiv față de emitor). Situația de polarizare inversă emitor pozitiv față de colector, poate avea loc când în timpul funcționării TV, electroliticul C801 este scurtcircuitat, sau în cazul când Si802 se arde și tensiunea pe colectorul T801 dispăre instantaneu (cade la zero) în timp ce pe emitor tensiunea se menține câteva milisecunde pozitivă datorită prezenței C607 la ieșirea stabilizatorului.

2. Tranzistorul T601—BC171 formează împreună cu T801 un amplificator Darlington, cu o amplificare de curent $B \approx 5000$. Astfel la un curent de 0,3 A prin T801, curent de bază I_{B2} al T601 abia va fi de 20—100 μ A. (funcție de B a T801). La tensiune nominală de rețea și un B mediu la T801, $I_{B2} = 30 \mu$ A !

Baza T601 și colectorul T602 sînt alimentate de la tensiunea nestabilizată de la intrare prin R604 — 39 kohm, conectată la divizorul de tensiune R602 — R603, unde C604 are rol de filtrare perfectă a tensiunii de pe baza tranzistorului T601 (orice tensiune alternativă pe bază ar fi amplificată puternic de grupul T601—T801 și s-ar regăsi mărită la ieșire).

Intreruperea C604 are ca efect brum la ieșirea stabilizatorului iar scurtcircuitarea C604, are ca efect arderea R602 și dereglarea stabilizatorului. Capacitatea C606 — 68 pF previne oscilația parazită pe frecvențe mari a lui T601.

Dioda D602 — 1N4004 protejează joncțiunea BE a lui T601 împotriva solicitării acestei joncțiuni la mai mult de 6—7 V tensiune inversă (de blocare) și prin aceasta protejează grupul T601—T801, nepermițînd curgerea în sens invers a curentului în circuitul de bază T601, atunci când R602 sau R604 s-ar întrerupe sau când ar dispărea tensiunea la intrare (arderea R602).

D602 protejează pe T601 și în situația f. critică când S701 s-ar arde și ca urmare sarcina la ieșirea stabilizatorului se reduce foarte mult iar prin R803—804—805 tensiunea de ieșire (U_1) crește spre nivelul lui U_0 . Aceasta face ca tensiunea pe cursorul R608 și deci pe baza T602 să crească mult, crește puternic I_3 prin T602, scade la zero I_{B2} și deci I prin T801, stabilizatorul iese din domeniul de stabilizare, iar T602 tinde să intre într-un neadmis regim invers de solicitare.

Tranzistorul T601—BC171 poate suporta $U_{CE0} = 45$ V și de aceea este alimentat pe colector de la o priză a șuntului între R804 și R805, unde tensiunea este doar un sfert din tensiunea $U_{CE_{T801}}$, deci maximum 25 V. Curentul de colector I_3 al T701 este practic egal cu curentul bazei T801 (cîtiva mA) și curge de la U_0 prin R802 — R803 și apoi prin emitor în baza T801, emitor T801, „întrînd” în curentul total I_0 debitat de stabilizator.

3. Tranzistorul T602 — BF458, este amplificatorul de e- curente care are rolul de a transforma în variație de curent I_3 , orice variație a tensiunii U_{BE} (dintre B și E). Emitorul se află la o tensiune constantă de 33 V fiind conectat la dioda Zener specială TAA550. Baza primește tensiunea de la divizorul R607—608—609, adică o parte din tensiune stabilizată de la ieșire, tensiune care este însă mai puțin constantă decît cea dată de TAA550. Tensiunea pe cursorul R608 variază totuși chiar dacă variația este f. mică (de ordinul sutimilor sau zecimilor de volt), prezentînd o eroare față de tensiunea stabilizată ideal.

1. Orice variație a tensiunii de rețea produce o variație a tensiunii U_1 la ieșire, deci și pe baza T602, care modifică curentul I_3 prin T602, lucru care face ca și I_{B2} (curentul bazei T601) să varieze întotdeauna în sens contrar față de I_3 .

Curentul I_{B2} amplificat de T601, „comandă” conductibilitatea tranzistorului regulator serie T801 și ca urmare modifică curentul T801. Când I_{B2} variază, se va modifica și I_{T801} , variind curentul prin șuntul R803—805. Variația curentului în șunt, asigură compensarea perfectă a variației tensiunii de la intrare, astfel că la ieșirea stabilizatorului tensiunea rămâne constantă.

II. Orice variație a sarcinii (consumului) produce o variație a curentului prin tranzistorul regulator serie, cu modificarea curentului prin șunt. Schimbarea curentului prin șunt face ca tensiunea la bornele șuntului și deci și $U_{CE T801}$ să se modifice, cu atât cu cât s-a schimbat tensiunea la bornele U_0 , R802 și R806, din cauza variației I_0 . În acest fel la variația sarcinei, variază tensiunea pe emitorul T801, iar tensiunea de ieșire U_1 rămâne constantă. Pentru a ilustra aceasta se dă un exemplu :

$U_R = 210 \text{ V}$ $I_0 = 300 \text{ mA}$ (consumul TV). În această situație avem : $U_1 = 175 \text{ V}$ $U_0 = 258 \text{ V}$; ΔU pe R802 = 8 V ; $U_{CE} = 52 \text{ V}$; $\Delta U_{R806} = 22 \text{ V}$.

Crește sarcina (consumul TV) cu 50 mA deci $I_0 = 350 \text{ mA}$. Din această cauză U_0 scade cu 7 V iar căderile de tensiune pe R802 și R806 cresc :

$U_{CE} = 251 \text{ V}$ (7 V diferență față de starea în care consumul era 300 mA).

$\Delta U_{R802} = 10 \text{ V}$ (2 V diferență față de starea în care consumul era 300 mA).

$\Delta U_{R806} = 27 \text{ V}$ (5 V diferență față de starea în care consumul era 300 mA).

Suma variațiilor de tensiune eset : $7 + 2 + 5 = 14 \text{ V}$.

Inseamnă că pentru ca tensiunea U_1 să rămână constantă, este necesar ca U_{CE} să varieze (să scadă) cu 14 V ceea ce se și verifică prin măsurători-tensiunea U_1 rămânând constantă la 175 V .

În tabelul de mai jos se arată sinoptic variația principalelor mărimi din stabilizator cu :

- tensiunea de intrare $U_0 = \text{sau } U_R \sim$
- sarcina (curentul debitat) I_0

sau cînd se reglează voit (după necesitate) tensiunea stabilizată U_1 de la ieșire.

	U_0 (V)	I_0 (mA)	I_{T801}	$I_{\text{șunt}}$	$U_{CE T801}$	U_1
U_R	/	/	\	\	/	/
I_0	/	\	/	/	\	\
U_1	/	\	/	/	\	/
	\	/	\	\	/	\

Legendă : / = crește ; \ = scade ; = constant

Mărimile stabilizatorului (tensiuni, curenți, puteri disipate) sînt arătate în tabelul de mai jos în funcție de tensiunea de rețea. Valorile sînt date pentru consumul nominal de 300 mA .

U_R	180	187	200	210	220	230	242	245	250	V ~
U_0	219	229	245	258	270	282	296	299	305	V =
$U_{CE T801}$	211	221	237	250	262	274	288	291	297	V =
$U_{CE T801}$	198	198	198	198	198	198	198	198	198	V =
$U_{CE T801}$	13	23	39	52	64	76	90	93	100	V =
I_{T801}	267	243	203	170	140	110	75	67	50	mA
$I_{\text{șunt}}$	33	57	97	130	160	190	225	233	250	mA
P_{T801}	3,5	5,5	8	8,9	9	8,3	6,7	6,2	5	W
$P_{\text{șunt}}$	0,4	1,3	3,8	6,8	10,2	14,4	20,2	21,6	25	W
P_{reglata}	3,9	6,9	11,8	15,7	19,2	22,7	26,9	27,8	30	W

Din tabel se vede că tranzistorul T801 este solicitat cu max. 9 W la tensiunea nominală de rețea. La tensiuni de rețea mari puterea disipată scade, datorită scăderii curentului prin tranzistor, iar la tensiuni de rețea mici, P_d scade datorită scăderii tensiunii U_{CE} .

D603—1N4001 este conectată antiparalel pe joncțiunea BE a tranzistorului T602. Acesta lucrează în mod normal cu B pozitiv față de E (fiind de tip NPN), astfel că dioda D603 fiind polarizată invers, este blocată și nu influențează joncțiunea BE. În cazul când dioda TAA550 se întrerupe, datorită lipsei de consum prin TAA, tensiunea pe emitorul T602 crește la 60—65 V (emitorul fiind plasat pe divizorul de tensiune format de R606 cu R84 și cele 6 potențiometre paralele de pe taster R72—77). Baza T602 primește acum o tensiune de cca. 38—40 V de pe cursorul R608. Se crează astfel o situație anormală în care emitorul T602 avind + 60 V iar baza T602 avind + 40 V, joncțiunea BE a T602 primește o tensiune inversă de cca. 20 V (admis 5—6 V), ceea ce o poate distruge. Dioda D603 face ca U_{BE} invers să nu depășească 0,7—0,8 V, iar tranzistorul nu suferă.

Dioda D603 mai are sarcina de a feri j_{BE} a T602 de regim invers în momentul pornirii televizorului, când tensiunea pe colectorul T602 apare întâi, pe emitorul T602 de la C801 prin R602 și R604 în timp ce tensiunea pe baza lui T602 apare ceva mai târziu. Apariția întârziată a tensiunii pe baza T602 se datorește faptului că C607 conectat pentru filtraj la ieșirea stabilizatorului are nevoie de un timp de câteva milisecunde pentru a se încărca la tensiunea $U_1 = + 175$ V; nu mai acum baza T602 primește tensiune (polarizare normală), dar întotdeauna emitorul (conectat la dioda Zener) primește tensiune primul iar baza după aceea. În procesul acesta tranzistoriu, un timp scurt emitorul este pozitiv față de bază (adică invers de cum cere un tranzistor NPN) ceea ce pune în pericol tranzistorul.

4. Comportarea stabilizatorului la variația tensiunii de rețea.

La sarcina nominală ($I_0 = 280 - 290$ mA) stabilizarea se menține între 180 V și 255 V ~. La sarcină mică ($I_0 = 250 - 260$ mA) stabilizarea se menține în domeniul 178 — 248 V ~. Limita superioară este determinată de sarcină: cu cât aceasta este mai mare cu atât curentul prin T801 este mai mare și deci cu atât „mai târziu” T801 se va „goli” de curent, menținându-se

stabilizarea până la tensiuni de ceva peste 250 V. La sarcină mai mică de 250 mA, căderile de tensiune pe R802 și R806 sunt mai mici, U_0 crește datorită sarcinii mai mici și ca urmare tensiunea U_{CETRO1} ceea ce face ca stabilizarea să se mențină și la tensiune a rețelei de 170—175 V. **În concluzie: domeniul de stabilizare care este de cca. 70 V ~ se menține la variația normală a sarcinii, dar se deplasează în sus la sarcină mare ($I_0 = 300$ mA) și în jos la sarcină mai mică ($I_0 = 250$ mA).**

5. Comportarea stabilizatorului la variația sarcinii.

Stabilizatorul lucrează perfect atunci când debitează un curent de 250—300 mA, atât cât este consumul normal al televizorului. Consumul TV variază în timpul funcționării cu cca. 40 mA depinzând esențial de lumină și fiind maxim în situația fără semnal și cu lumina și contrastul reglate la maximum.

Consumul normal este:

la $U_1 = 175$ V, cca. 260 mA, cu semnal, contrast maxim și lumină min. și cca. 295 mA, fără semnal și cu lumina maximă.

Se înțelege că reglarea tensiunii U_1 influențează de asemenea consumul, deoarece principalul consumator, balaiajul orizontal, ia un curent proporțional cu tensiunea de alimentare, așa cum se arată în tabelul de mai jos:

	ADMIS	NORMAL	EXCEPȚIE	NEPERMIS
U_1 (tensiune de alimentare)	155	160 165 170 175 180 185 190 195 200	V	
I_0 (curent prin T801) max.	250	260 270 280 290 300 310 320 330 340	mA	
I_{T801} (curent prin T801) max.	192	199 205 213 220 227 235 242 250 260	mA	

Din acest tabel se vede că reglind U_1 la 160 V consumul general maxim (al unui televizor normal), măsurat prin siguranța Si802, va fi de cca. 260 mA deoarece B.O. consumă cam 205 mA iar restul (finalul video, prefinalul de linie, tensiunea de start și stabilizatorul, toate la un loc consumă cca. 55 mA).

Reglind însă pe U_1 la 180 V, consumul prin Si802 va fi de cca. 300 mA, din care B.O. consumă cam 230 mA (cu lumină medie).

Consumul normal al TV la $U_1 = 175 \text{ V}$ se consideră 285 mA. La un consum mai mare de 300 mA, tensiunea stabilizată U_1 se menține cam pînă la 400 mA, după care începe să scadă treptat. La un consum mai mic de 300 mA, tensiunea U_1 se menține stabilizată atît timp cît prin tranzistorul T801 curge curent, adică pînă la cca. 150 mA (cu $U_{\text{rețea}} = 220 \text{ V}$) după care U_1 începe să crească. Fapt este că la sarcini mai mici de 100 mA, stabilizarea dispăre, iar U_1 crește spre 250 V, tinzînd să se apropie de tensiunea U_0 de pe primul condensator electrolitic (C801).

Caracteristica externă a stabilizatorului este arătată în fig. 13.

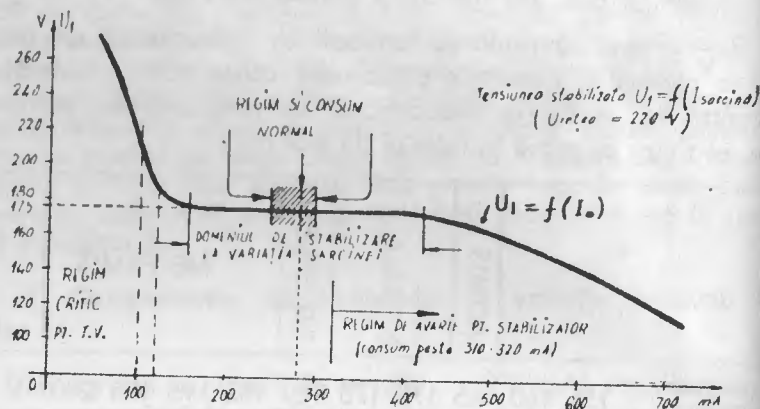


Fig. 13

La consum peste 310—320 mA măsurat la Si802, în televizor există o neregulă: fie tensiunea U_1 este prea mare (re-

glaj greșit al R608, fie trafo liniei are pierderi mari și ca urmare B.O. are un consum de 50—100 mA în plus, fie că undeva pe linia de +175 V avem un consum de câteva zeci de mA în plus. Cînd consumul TV depășește 400 mA, tensiunea U_1 începe să scadă dar siguranța Si802 se va arde și va proteja stabilizatorul (tranzistorul T801) la suprasarcină și avarie. Pînă cînd siguranța 802 nu se arde, T801 este în oarecare pericol deoarece cînd crește consumul, surplusul de curent curge prin tranzistor și nu prin șunt, solicitînd puternic tranzistorul. De exemplu:

$U_{\text{rețea}} = 242 \text{ V}$ iar $I_0 = 390 \text{ mA}$ (siguranța Si802 încă nu s-a ars). Avem situația arătată în fig. 14, cînd $U_0 = 275 \text{ V}$ iar $U_{CE} = 60 \text{ V}$.

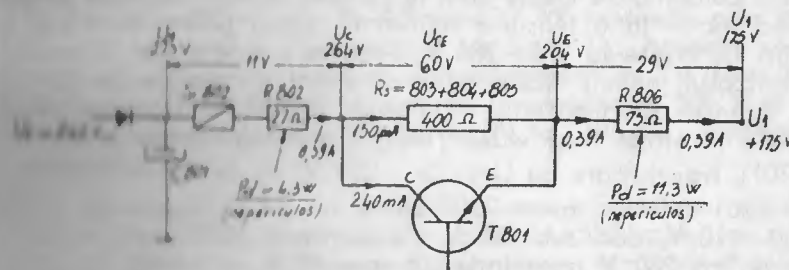


Fig. 14

Puterea disipată pe T801 este $P_d = 60 \text{ V} \times 0,24 \text{ A} = 14,4 \text{ W}$ (mult) față de numai 6,7 W cît este puterea disipată atunci cînd consumul este de 300 mA.

La un consum de 0,6 — 0,7 A (scurtcircuite în B.O. sau pe linia de 26 V la C808 sau C711) în cazul că Si701 și Si802 nu s-au ars, avem starea de avarie în care rezistențele R802, 803, 804, 805, 806 sînt în „pericol”. Tensiunea U_1 scade la 120 — 130 V (vezi fig. 12) și cu toate că U_0 scade la cca. 210 V, avem: $\Delta U_{R802} = 19 \text{ V}$, $\Delta U_{R806} = 53 \text{ V}$ iar $U_{CE} = 10 \text{ V}$. Puterea disipată va fi mare pe R802 (12 W), R806 (36 W) și de cca. 6—7 W pe T801. Astfel că **dacă Si802 nu s-a ars**, în scurt timp se vor arde rezistențele R802 și R806, dimensionate pentru 7 W (R802) și 16 W (R806).

Siguranța Si802 are un rol important de a proteja stabilizatorul (pe R802, 803, 804, 805, 806) și mai ales pe T801 în caz de suprasarcină sau scurtcircuit pe bara de 175 V. Dacă la un consum de 0,5 A Si802 din diferite motive nu se arde, se vor distruge singur rezistențele și 80% posibil tranzistorul T801. Ca urmare, Si802 trebuie să fie de 0,4 A și nu de 0,6 A, 0,8 A sau 1 A. **Atenție la înlocuirea acestei siguranțe!!**

La lipsă de sarcină tensiunea U_1 crește spre U_0 ; astfel la un curent de 70—75 mA, tensiunea U_1 va crește la cca. 255 V. Când avem un consum așa de mic? R: atunci când Si701 (0,3 AR) se arde datorită vreunui defect în B.O. Fără B.O. I_0 este mic căci se alimentează numai: R809 (tensiunea de start), etajul final video și etajul prefinal de linii, etaje care la $U_1 = 175$ V consumă cca. 60 mA. Acum primind 255 V curentul celor 3 consumatori crește cam la 75 mA. Această situație poate avea loc și la o tensiune mărită a rețelei (230—240 V) și atunci U_1 crește la 275—285 V, ceea ce poate pune în pericol televizorul, anume acele etaje care sînt alimentate de la U_1 . În această situație totuși datorită utilizării tranzistoarelor BF458 în etajul final video (T301) și în etajul prefinal de linii (T701), tranzistoare cu $U_{CE0} > 250$ V, nu se întîmplă nimic pe T301 colector, avem 220—230 V iar pe T701 colector avem 100—110 V, deci sub 250 V. Pe rezistența R809 (pentru start) se aplică 280 V care forțează spre R808 un curent de cca. 33 mA, curent ce este „consumat” de TBA950, nedepășind consumul admis pentru modulul sincroprocesor (35—40 mA). Puterea disipată de R809 crește foarte mult: $U_{R809} = 280 - 13 = 267$ V $I = 33$ mA $P_d = 267 \cdot 33 \cdot 10^{-3} = 8,8$ W!! ceea ce va conduce la eventuala ardere a R809 care este de 5 W și care în regim normal de lucru cînd primește 175 V de la U_1 , este străbătută de cca. 20 mA și disipă cam 3,3 W.

Alt pericol cînd Si701 este arsă și televizorul este alimentat: circuitul integrat CI—601—TAA550 primește curent de la U_1 prin R_{606} , normal cca. 3,7 mA. Dacă $U_1 = 280$ V curentul ce curge prin R_{606} va fi de cca. 7,5 mA față de 3,7 mA normal.

$$I_{TAA550} = \frac{U_1 - U_z}{R_{606}} = \frac{280 - 33}{39 \cdot 10^3} = 6,3 \text{ mA}$$

$$P_{dR606} = 247 \cdot 6,3 \cdot 10^{-3} = 1,55 \text{ W (} R_{606} = 39 \text{ K/1 W)}$$

ceea ce va conduce la eventuala ardere a acesteia. Arderea rezistenței R_{606} constituie protecție pentru TAA550 care în afară de curentul ce-l primește prin R_{606} (6,3 mA) mai primește curentul de emitor al T602 (cca. 2 mA), total 8,3 mA (în această situație).

Diada TAA550 „cedează” cam la 1,5 mA spre tasterul de aragunare, astfel că la 6,8 mA respectiv 225 mW putere disipată, TAA550 nu se distruge dar este solicitată la limită.

Cînd Si701 este arsă, datorită creșterii U_1 , puterea disipată pe R702 și R305 atinge limita de 5 W la R702 respectiv 2 W la R305.

Concluzie: la arderea Si701 este necesară deconectarea TV și depanarea B.O. la rețe, iar apoi alimentarea TV de la un transformator reglabil, cu cca. 180 V la care U_1 nu depășește 220 V iar piesele periclitate: R809, R606, R702, R305 nu se vor defecta. În lipsa trafo reglabil, alimentarea la tensiunea de rețea de 220 V, impune conectarea pe bara U_1 — 175 V a unei rezistențe de 3—4 kohmi/17 W (obținută prin combinații) ca sarcină suplimentară pe bara U_1 . Aceasta consumînd 50—70 mA va face ca întregul consum al TV (fără B.O.) să fie de 110—120 mA la care U_1 nu depășește 200 V și ca urmare se exclude orice avarie în TV la piesele menționate mai sus.

● Tensiunea U_2 de + 33 V pentru alimentarea diodelor varicap este dată în circuitul integrat TAA550, care are rol de diodă Zener termocompensată. Dispersia tensiunii stabilizate este cuprinsă între 30 și 36 V. Unele firme marchează diodele

TAA550 cu literele A, B, C, astfel:

TAA550 A 30—32 V

TAA550 B 32—34 V

TAA550 C 34—36 V

La înlocuirea diodelor TAA 550 nu este necesar să se țină seama de tensiunea diodei ci doar să se reajusteze din R804 (de pe modulul selector), tensiunea varicap la maximum 28 V (25—28 V). Elementele L602 și C605 au rolul de a filtra spuma albă generată de TAA550 ca de altfel orice diodă Zener care funcționează în regim de avalanșă controlată.

Din modulul stabilizator, pe piciorul 3, iese un curent de cca. 1,5—2mA care alimentează grupul de potențiometre liniare cu care se asigură acordul pe canale.

Schema internă a diodei TAA550 este dată în fig 15. Se vede că în capsula de tip TO18 sînt realizate în tehnologie planară 3 tranzistoare de tip NPN, 3 diode și 4 rezistențe.

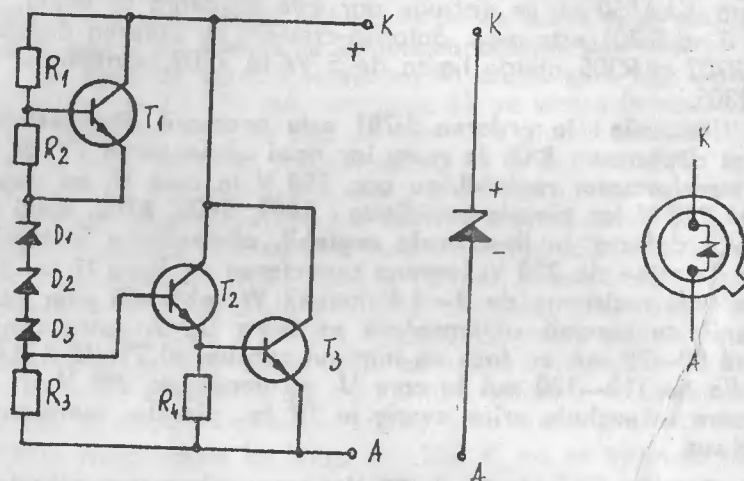


Fig. 15

AVARII ȘI DEFECTE LA STABILIZATORUL DE TENSIUNE

Stabilizatorul de tensiune trebuie să asigure tensiunea stabilizată U_1 de + 175 V în orice situație normală de tensiune de rețea și de consum. Se asigură funcționarea normală a stabilizatorului și în cazuri de supraconsum în televizor, cît timp consumul general nu depășește 0,4 A prin siguranța Si802. Dacă consumul TV depășește 0,4 (c.c.) Si802 se arde iar aparatul nu primește alimentare: U_1 lipsește. Din principiu schemei electrice, stabilizatorul nu se autoblochează la scurtcircuite sau la suprasarcină pe linia de + 175 V. Rolul Si802 este de a proteja stabilizatorul la suprasarcină sau

la scurt pe U_1 și de aceea Si802 trebuie să fie întotdeauna de 0,4 A.

● DEFECTELE TIPICE DE ALIMENTARE VOR FI ENUNTEATE ÎN CELE CE URMEAZĂ :

1. Lipsă tensiune U_1 . Televizorul nu funcționează.

Pe bara de 175 V lipsește tensiunea. Se verifică pe Si801 cu voltmetrul prezența tensiunii de rețea. Se verifică ohmetric Si801, R801, L601, D601, ca și tensiunea pe C801; dacă aceasta există (270—300 V), redresorul este în regulă. Dacă Si802 nu este arsă, este întreruptă una din rezistențele R806, sau R802 din care cauză U_1 lipsește.

2. Tensiunea U_1 este foarte mică: $U_0 = 10...50$ V. Rezistențele R04 și R03 reci. Se datorește unei întreruperi în șuntul tranzistorului serie T801: R803 sau R804 din care cauză stabilizatorul nu funcționează. Stabilizatorul nu „pornește” din cauză că șuntul este întrerupt iar T801 este blocat, curentul prin el este nul. T801 este blocat deoarece și T601 este blocat neprimind tensiune pozitivă pe colector. Tranzistorul T801 este pus în panică deoarece are pe colector cca. 310 V (C801 fără sarcină) iar pe E o tensiune de 20—30 V, deci $U_{CE} = 270 - 20 \text{ V} \approx 250 \text{ V}$ (BU 120 rezistă la max. 300 V).

NOTA: Arderea siguranțelor Si801 sau Si802 nu trebuie tratată simplist adică prin simplă înlocuire. Arderea lor în 95 % din cazuri este cauzată de o avarie în televizor.

● Si801 arsă, dar Si802 bună. Cauza: scurtcircuit pînă la Si802, adică C601, C602, în scurt, D601 sau C603 scurt, sau scurt la C801.

Se verifică cu ohmetrul rezistența pe plusul elco C801, (pînă la stab.) siguranța Si802 fiind scoasă. Ohmetrul pe scară de kohmi trebuie să indice ca la orice condensator, la început citiva kohmi iar apoi să crească spre 100—150 kohmi (cu alte rezistențe elco C601 paralel cu R601, R603 etc. Cu Si802 pusă se măsoară cam 5—6 kohmi. După înlăturarea defectului se măsoară curentul prin Si802 care trebuie să fie de 270—290 mA, max. 300 mA cînd lumina este maximă și fără sarcină. Dacă curentul prin Si802 depășește 300 mA se verifică și se reglează corect U_1 din R608, la valoarea de 173—175 V, se admite și în jurul lui 170 V (167 — 172 V) dar nici odată

peste + 178 V!! Dacă dimensiunea orizontală nu este suficientă, se acționează L705 care este bobina de reglare a dimensiunii pe orizontală și nu R608; L705 poate fi scurtcircuitată definitiv.

● **Si802 arsă** dar Si801 este bună. Cauza: scurtcircuit după Si802 sau suprasarcină (consum peste 0,4 A) de durată. Se verifică și Si701. Se verifică ohmetric rezistența între U (piciorul 4 al modulului stabilizator) și masă, în 2 situații (punând ohmetrul cu minusul său la masă).

1. Televizorul așa cum este (trebuie să avem 5—6 kohmi).
2. Cu conectorul bobinei de deflexie sau modulul sincronizator scos: trebuie să avem cca. 35 kohmi. (Ohmetrul cu minusul său la masă).

Se înlătură defectul (de ex. scurt colector T801 masă), după care se pune Si802 — 0,4 A și se măsoară:

— fără conectorul bobinei defl. (B.D.): crescător la câțiva kohmi spre 30—35 kohmi;

— cu conectorul B.D. pus: de la 3—4 kohmi crescător până la 5—6 kohmi.

Astfel se separă locul defectului: în stabilizator (de ex. C607 în scurt) sau în restul televizorului, pe circuitele alimentate de la U_1 . Se verifică și vizual traseele imprimate ale U_1 de pe placă (scurt ascuns între U_1 și masă) care duc la: prefinal de B.O., final video, spre potenț de lumină, spre B.O. (R705), spre circuitul de blocare a sunetului la stingerea TV (R729—730). Orice scurt după rezistențele ce alimentează aceste etaje nu provoacă arderea Si802, deoarece curentul de sc. circ. nu depășește 35 mA, din cauza limitării curentului prin:

R809 — 8,2 kohmi spre sincronizator (max. 20 mA)

R304 — 5,6 kohmi spre final video T301 (max. 32 mA)

R702 — 5,6 kohmi spre prefinal de B.O. (max. 32 mA)

R729, R730 spre blocarea sunetului (max. 6 mA)

Astfel că arderea Si802 s-a datorat unui consum foarte mare în B.O. Si802 se poate arde și atunci când U_1 este foarte mare din cauza defectării stabilizatorului, defectare ce provoacă creșterea tensiunii U_1 la peste 220—230 V în loc de 175 V fapt care antrenează un consum general foarte mare (aproape de 400 mA), în general din cauza scurtcircuitării T801.

Starea tranzistorului T801 (cu Si801 și Si802 puse) se verifică măsurând între C și E, plusul ohmetrului pe C și minusul pe

E: cca. 400 ohmi (rezistența șuntului). Dacă se pune + pe E și — pe C se va măsura cca. 100—150 ohmi. Spre masă, se măsoară următoarele rezistențe:

Cu Si802 scoasă: CM = 6 kohmi; EM = 6 kohmi; BM = 7 kohmi. (constant).

Cu Si802 pusă se obțin aceleași valori dar după câteva secunde deoarece se încarcă C801.

● **AVARIILE STABILIZATORULUI** se pot clasifica în 2 categorii:

A. Când tensiunea $U_1 > 175$ V. Cauza: curentul I_0 trece 90—100 % prin T801.

B. Când tensiunea $U_1 > 175$ V cauza: curentul I_0 trece 90—100 % prin șunt.

La defectele de categoria A care provoacă mărirea U_1 , întregul consum I_0 al aparatului trece prin T801 care este fie scurtcircuitat, fie că este foarte conductiv, datorită scurtcircuitării T601 sau a unei întreruperi în zona lui T602 care face ca curentul din R602—R604 (vezi fig. 12) să nu se mai împartă în I_1 spre D602 și I_2 spre R605 ci să curgă în T601 care la rândul lui supracomandă pe T801 care devenind foarte conductiv arde și trece mult curent iar prin șuntul R803—804—805 foarte puțin.

Cunoscând principul de funcționare al stabilizatorului se pot enumera o parte din defectele posibile, imediat: întrerupere R605, scurt D801, scurt T801, scurt T601, scurt C606, scurt R602 la T602 sau întrerupere TAA550, R607, R608, întrerupere T602, C, E sau B.

La defectele din categoria B, tensiunea U_1 este micșorată la 150—160 V din cauză că tot curentul I_0 trece prin șuntul de 400 ohmi (R803 + 804 + 805), T801 fiind întrerupt sau blocat astfel necomandat. Imediat se pot vedea cauzele posibile: întrerupere la T801, întrerupere la T601; dar și întreruperi care fac ca I_0 să nu mai existe: la D602, la R602, la R604, scurt C604. Mai este posibil ca I_{B2} să nu mai existe din cauză că I_2 este foarte mare datorită unui scurt pe calea unde el curge: scurt EC la T602, scurt TAA550, scurt la C605.

3. Tensiunea U_1 este 210—220 V și nu se reglează din R408, brom pe imagine.

Pe bara de $+175\text{ V}$ se măsoară cca. $200\text{--}230\text{ V}$, imaginea este normală ca dimensiuni, dunga de brum (mai deschisă, lată de $10\text{--}15\text{ cm}$) trece de sus în jos pe imagine. Din R608 U_1 nu poate fi reglat. Tensiunea U_1 este cu atât mai mare cu cât tensiunea de rețea este mai mare.

Defecte care produc această situație (oricare din cele de mai jos.

- 1 — scurtcircuit la T801, EC sau CB ($U_1 = 220\text{ V}$)
- 2 — scurtcircuit D801 ($U_1 = 220\text{ V}$)
- 3 — scurtcircuit la T601 EC sau CB ($U_1 = 220\text{ V}$)
- 4 — scurtcircuit C606 ($U_1 = 220\text{ V}$)
- 5 — scurtcircuit T602, BE ($U_1 = 210\text{ V}$)
- 6 — scurtcircuit D603 ($U_1 = 210\text{ V}$)
- 7 — Întrerupere TAA550 ($U_1 = 210\text{ V}$)
- 8 — Întrerupere T602 E sau B sau C ($U_1 = 210\text{ V}$)
- 9 — Întrerupere R605, R607, R608 ($U_1 = 210\text{ V}$)

(În paranteză este indicată tensiunea U_1 la defectul respectiv, când tensiunea de rețea este fix $220\text{ V} \sim$). În cazurile de mai sus, curentul ce alimentează aparatul trece prin T801 care fie că este scurtcircuitat, fie că este în conducție maximă datorită scurtcircuitului în T601, sau T602 (BE). Prin șunt R803, 804, 805 curentul este zero în cazurile 1, 2, 3 și 4 (vezi fig. 16 a) în care $U_1 = 220\text{ V}$; prin șunt curge (v. fi. 16 b) un curent mic (35A) iar prin T801 mare (315 mA) în cazurile 5, 6, 7, 8 și 9 când U_1 este 210 V .

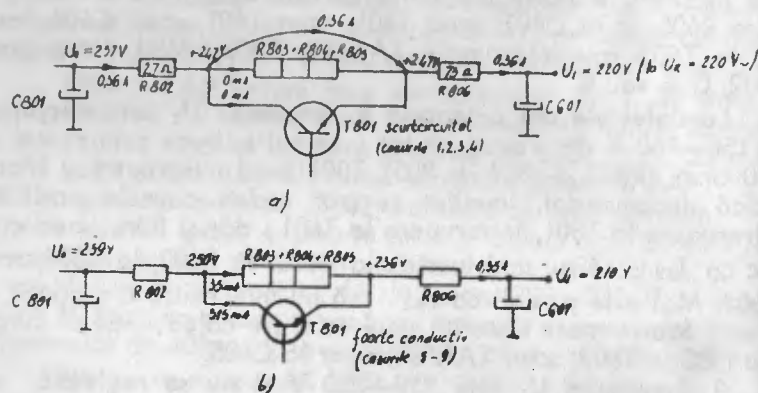


Fig. 16

Tensiunea U_1 fiind mare, consumul general al TV este mare. Astfel dacă la $+175\text{ V}$ TV consumă în medie 285 mA prin S802, la tensiuni $U_1 = 200\text{--}220\text{ V}$ consumul crește la 330 mA respectiv 360 mA , apărând pericolul de a se avaria baleiajul orizontal și baleiajul vertical deoarece Si802 încă nu arde, și astfel uneori tehnicianul nu sesizează defectul. **Obligatorie este de aceea verificarea tensiunii U_1 și a faptului dacă aceasta se reglează din R608, la orice depanare.**

Ce se întâmplă în aparat când $U_1 = 210\text{ V}$ în loc de 175 V :

- consumul general I_0 crește de la 285 la 360 mA ;
- consumul B.O. crește de la 225 la 285 mA (Si 701 încă nu se arde);
- tensiunea U_{ci} pe BU205 crește de la 125 V = la cca. 150 V ;
- tensiunea de impuls pe CE—BU205 crește de la $950\text{--}1000\text{ V}_{pp}$ la 1250 V_{pp} ;
- tensiunea U_3 crește de la $26,3\text{ V}$ la $34\text{ V}!!$
- tensiunea U_4 care alimentează BV crește de la 22 V la 28 V punând în pericol baleiajul vertical (TDA1170 este garantat doar pentru 25 V);
- tensiunea FIT crește la $21\text{--}22\text{ kV}$ (pericol pentru TV18 și trafa linii).

1. Tensiunea U_1 este de cca. 150 V în loc de 175 V . Răspuns normal cu ceva brum, lipsă imagine.

Diminuează tensiunea U_2 (33 V) care alimentează diodele varicap. $U_2 = 0$ R608 nu reglează pe U_1 .

Cauzele acestui defect:

- 1 — scurtcircuit la TAA550
 - 2 — scurt C605 ($4,7\text{ nF}$)
- tensiunea $U_1 = 150\text{ V}$ = la tensiune de rețea de 220 V .

În cazurile de sus curentul I_3 (vezi fig. 12) care curge din R602 — 404 T602 este maxim iar I_{B2} spre D602 și T601 este nul. Astfel că T601 nelivrind curent de bază pentru T801 acesta (T801) este blocat și ca urmare curentul I_0 ce alimentează TV

curge numai prin șunt. La $U_3 = 150 \text{ V}$, I_0 este redus, de cca. 250 mA (la $U_1 = 175 \text{ V}$ $I_0 = 285 \text{ mA}$), iar U_0 pe C601 crește la cca. 275 V din cauza consumului mai redus. Curentul I_0 străbate pe R802, R803—804—805 și R806 în total 502 ohmi, producând o cădere de tensiune de cca. 125 V, astfel că din $U_0 = 275 \text{ V}$ rămâne $U_1 = 275 - 125 = 150 \text{ V}$, așa cum se arată în fig. 17.

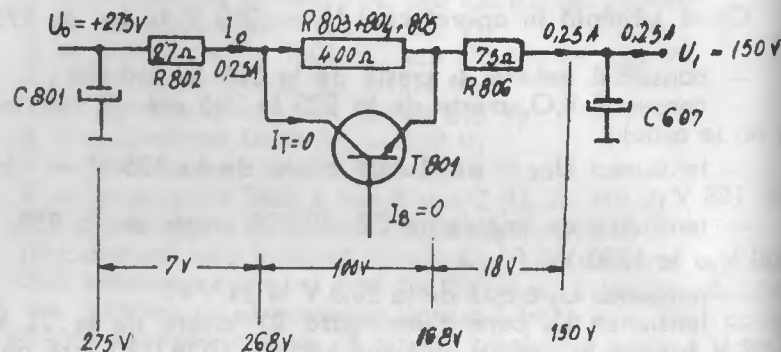


Fig. 17

5. Tensiunea U_1 este de cca. 150 V în loc de 175 V. Rastru cu ușor brum, imagine normală.

Ca și în cazul 4, curentul I_0 trece numai prin șunt și se produce o cădere de tensiune de 125 V între U_0 și U_1 . R608 nu reglează pe U_1 . T801 blocat. Cauzele acestui defect :

— 1 întrerupere la T801 E sau B (sau joncțiunea BE).

Situația tensiunilor în cazul scurtcircuitării șuntului este dată în fig. 16 a.

2 — întrerupere la T601 (E sau B sau C)

3 — întreruperea D602

4 — întrerupere R602, R604, R609

5 — scurt la C604

6 — scurt CE la T602

Defectele 1—6 provoacă scăderea tensiunii U_1 la 150 V (atunci când tensiunea de rețea este de 220 V). Tranzistorul T801 este complet blocat, ca și în schema electrică din fig. 17, din care cauză filtraaj este insuficient. Dealtfel, avaria 4 și avaria

5 diferă între ele numai calitativ, prin faptul că la 4 nu avem imagine iar la 5 avem imagine.

Notă : La avariile 4 și 5 tensiunea U_1 de 150 V este dependentă de tensiunea de rețea ; de ex. la $U_R = 200 \text{ V}$, U_1 va fi de cca. 140 V.

6. Tensiunea U_1 este de cca. 157 V (la $U_{rețea}$ de 220 V) în loc de 175 V. Este imagine cu brum ușor.

În acest caz T801 conduce foarte puțin (cca. 15 mA). Rastru de curent (cca. 285 mA) curge prin șuntul R803—804—805. R608 nu reglează pe U_1 .

Cauzele acestui defect :

1 — Scurtcircuit T801 (BE)

2 — Scurtcircuit T601 (BE)

3. Tensiunea U_1 este de cca. 160 V. Imaginea are foarte puțin brum, T801 radiatorul său este rece. Cauza este întreruperea legăturii la colector T801, caz în care avem $U_1 = 160 \text{ V}$ (la $U_{rețea} = 220 \text{ V}$). Situația poate conduce și la arderea lui T801 deoarece o parte din curentul I_0 curge prin R803 — 804 pe traseul colector T601 — baza T601 — emitor T601 în jurul lui T801. T601 se încălzește foarte tare (frige) deoarece prin T801 curge un curent de cca. 135 mA (restul de cca. 150 mA curge prin R805). Ca urmare căderea de tensiune la borna R805 este de cca. 11,5 V, tensiune care se aplică între C și E la T601. Tranzistorul T601 suportă deci cam 1,4—1,5 W. Situația tensiunilor este arătată în fig. 18.

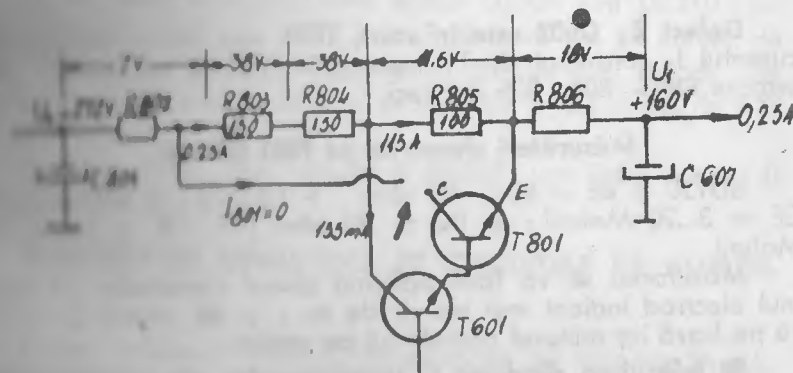


Fig. 18

8. $U_1 = 175 \text{ V}$, funcționarea este normală, radiatorul stabilizatorului frige tare.

Defect 1 : R805 din șunt este întreruptă (R805 este rece). Curentul tot trece prin T801 încălzindu-l foarte tare. $P_{dT801} = 6...28 \text{ W}$ (funcție de $U_{rețea}$). În această situație de avarie tensiunile și curenții sînt dați în fig. 19.

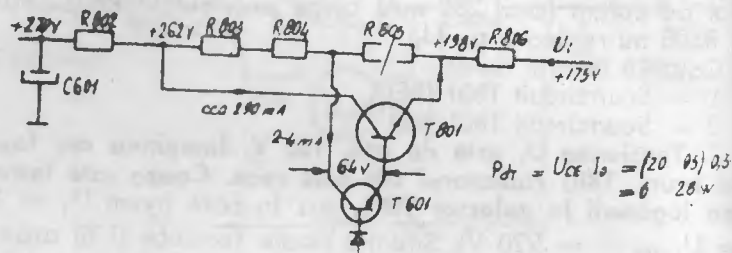


Fig. 19

Avaria poate duce la scurtcircuitarea T801 datorită supra-sarcinii, mai ales cînd tensiunea de rețea este de peste 220 V. La 220 V rețea, puterea disipată este de cca. 19 W!!

Se poate scurtcircuita și T601 care suportă peste 45 V (pînă la 90 V) și un curent de cîțiva mA (dependent de B tranzistorului T801).

Defect 2 : D602 este în scurt, T801 este foarte conductiv, curentul I_0 consumat de TV trece prin T801 în întregime, ca urmare R803—804—805 sînt reci.

Măsurători ohmetrice pe T801 (BU120)

BU120 + BE = 80 — 85 ohmi ; + EB = 1...10 Mohmi ; + CE = 3...20 Mohmi ; + BC ≈ 80 ohmi ; + CB = peste 10 Mohmi

Măsurarea se va face aplicînd plusul ohmetrului pe primul electrod indicat mai sus + de ex. : + BE, plusul se aplică pe bază iar minusul ohmetrului pe emitor.

● Înlocuirea diodelor și tranzistoarelor din circuitele de alimentare.

a. Tranzistorul BU120 se va înlocui în viitor cu tranzistorul BD4075 sau un tip 2N3055 S, ambele sortate la tensiune U_{ce} de 110 V.

b. Dioda D801 = 1N4003 poate fi înlocuită prin oricare tip de tensiune superioară : 1N4004, 1N4005, 1N4006 sau 1N4007 sau prin F407 sau F207, DRR404, DRR604, DRR114.

c. Dioda D602 = 1N4004 se poate înlocui prin : 1N4005, 1N4006, 1N4007 sau F407, sau cu diodele rapide DRR404, DRR604, DRR114.

d. Dioda D603 = 1N4001 poate fi înlocuită cu orice tip de tensiune superioară (1N4002 — 1N4007) sau prin orice tip de DRR sau de o serie de diode mici de comutație : 1N4146, 1N4148, 1N914, 1N4154, BA170, BA171, BA172, cum și prin diodet vechi (metalice) FO57, FO87, F107, și diodele DRR pot fi folosite în caz de nevoie.

e. D803 = 1N4001 poate fi înlocuită prin : FO57, FO87, F107, BA172, 1N4148, 1N914, 1N4448, 1N4154, 1N4446, DR104, BA243, BA244.

f. D802 și D803 — PL13Z (Zener de 13 V) prin 1N3023B (în actual). În caz de mare necesitate se poate folosi la D802 o diodă Zener de 12 V — 1 W, ca de ex. PL12Z sau 1N3022. R cu sarcina reducerea a puterii de ieșire a AAF, de la cca. 2.2 W la cca. 1.8 W.

g. La D805 utilizarea unei diode DZ309 sau DZ310 nu este posibilă deoarece D805 este străbătută de un curent de cca. 70 mA, iar DZ-urile admit doar 20—30 mA. În caz de mare nevoie se poate pune în locul D805 o rezistență de 120 Ω (1 W).

h. Tranzistorul T601 poate fi BC107 iar T602 poate fi BF408, BF209 sau BF179.

MĂSURĂTORI OHMETRICE PT CIRCUITELE DE ALIMENTARE

La un televizor normal, pe punctele de tensiune U_1 , U_2 , U_3 , U_4 , U_5 se va măsura cu ohmetrul, aplicînd plusul instru-

mentului pe punctul de măsurare iar minusul la masă. Se indică mai jos valorile nominale și abaterile admise ale tuturor tensiunilor de alimentare de pe placa mare precum și rezistențele respective față de masă :

$$U_1 = 175 \text{ V (167...177)} R \approx 6 \text{ K } \Omega$$

$$U_2 = 33 \text{ V (31...36 V)} R \approx 12...15 \text{ K } \Omega$$

$$U_3 = 26,3 \text{ V (25,5...26,5 V)} R \approx 650 \Omega$$

$$U_4 = 22 \text{ V (21,8...22,7 V)} R \approx 680 \Omega$$

$$U_5 = 13 \text{ V (12,4...14 V)} R \approx 550 \Omega$$

$$U_6 = 13,6 \text{ V (13...14,5)} R \approx 690 \Omega$$

$$U_7 = 12,5 \text{ V (11,2...12,5 V)} R \approx 470 \Omega$$

$$U_8 = 9 \text{ V (8,5...9,5)} R \approx 540 \Omega$$

$$U_9 = 17 \text{ V (14,8...17,3 V)} R \approx 480 \Omega$$

$$U_{CT802} = 11 \text{ V (10,4...11,6 V)} R \approx 40 \Omega$$

$$U_{BT802} = 13 \text{ V (12,4...14 V)} R \approx 3...5 \text{ K } \Omega$$

Atunci când pe unul din circuitele de alimentare există un scurtcircuit sau o întrerupere, valorile R indicate vor diferi de valoarea măsurată. **De exemplu** dacă CI TBA950 are scurtcircuit pe pin 3, valoarea R măsurată pe bara U_3 va fi mai mică de 650Ω , anume cca. 470Ω . Dar nu numai R pe U_3 va fi mai mică ci toate valorile R la U_4 , U_5 și U_6 . Se va găsi pe U_8 o rezistență de cca. 30Ω în loc de 540Ω ceea ce arată că defectul este pe linia lui U_8 . În cazul dat, doar pe U_7 și U_9 se vor măsura valori normale de R deoarece dioda Zener D805 nu este conductivă și separă bine circuitul U_7 , U_9 de restul circuitelor (U_3 — U_4 — U_5 — U_6) care sînt interdependente deoarece toate sînt alimentate din U_3 .

● Se semnalează mai jos unele anomalii sau defecte greu depistabile ce se pot întîlni la măsurătorile generale pe circuitele de alimentare :

1) Tensiunea U_8 este de $5...6 \text{ V}$ în loc de cca. 9 V . **Cauza:** (R803) întreruptă din care cauză U_8 este scăzut neprimind alimentarea direct din R809, astfel că TBA950 lucrează cu cca. 20 mA în loc de $31—40 \text{ mA}$. Acest defect se recunoaște greu : la atingerea TV se aude un „fîcîit” specific baleiajului de linii și la BU205 comanda bazei se întrerupe prea devreme la pornirea TV, din cauză că oscilatorul lucrînd cu $5—6 \text{ V}$ în loc de 9 V , se stinge prea devreme.

2) Tensiunea U_1 este de $28—29 \text{ V}$ în loc de 26 V cu toate că $U_2 = 175 \text{ V}$ (normal). Aceasta se găsește evident mai ales atunci cînd volumul sunetului este redus și deci consumul AAF este mic ($20—70 \text{ mA}$). **Cauza :** tranzistorul T802 are baza întreruptă (punctul bazei nelipit) ; în această situație T802 este neconductiv și prin CE nu curge curentul de $200—300 \text{ mA}$ care curge normal prin T802 cînd „sunetul” consumă puțin. Astfel tensiunea bazei de 26 V este mică, doar de 300 mA în loc de $540—590 \text{ mA}$, redresorul auxiliar cu D704 lucrează aproape în gol și tensiunea redresată (U_3) crește peste 30 V , punînd în pericol în primul rînd BV (TDA1170) deoarece U_4 crește la $24—28 \text{ V}$.

3) Tensiunea U_1 este de $10...80 \text{ V}$ cu toate că tensiunea de rețea este în ordine, redresorul deasemenea și nu avem consum prin T802, deci nu există nici scurtcircuit pe bara U_1 . **Cauza :** întrerupere la R803 sau R804 în șuntul stabilizatorului, din care cauză stabilizatorul nu „pornește” mai ales la tensiuni mici de rețea.

4) Tensiunea U_3 este de $22—24 \text{ V}$ în loc de 26 V cu toate că U_2 este 175 V (normal). **Cauza :** C808 este deslipit dispărînd filtrajul „ridicator” al tensiunii redresorului auxiliar D704.

5) Televizorul nu pornește cu toate că avem tensiune pe buclă D701 (după aceste siguranțe), U_1 este foarte mare adev. $230—260 \text{ V}$ (funcție de tensiunea rețelei). Se verifică imediat U_4 care va fi de $3—4 \text{ V}$ în loc de $8,5—9,5 \text{ V}$. La a-

50

51

Rezistența R408 are rolul de a limita curentul de impuls dat de TBA950 la o valoare de 4—5 mA (între prin 2 — TBA950 și ieșirea 4 respectiv baza T701). Valoarea acestei rezistențe influențează timpul de stocare a T701.

În circuitul de colector BF458 se află primarul transformatorului de adaptare cu etajul final, alimentarea făcându-se prin R702 de la tensiunea de + 175 V. Condensatorul C701 pune la masă capătul rece al primarului; fără C701 rezistența R702 ar fi și ea sarcină pentru etajul prefinal. Secundarul transformatorului de adaptare are doar 27 spire, raportul de transformare între primar și secundar fiind = 22 (primarul are 590 spire).

Etajul funcționează în regim de impulsuri, distingându-se 3 momente importante :

t_1 — BF458 primește pe bază pulsul pozitiv de tensiune care deschide instantaneu tranzistorul făcînd ca de la + 175 V să curgă pînă la momentul t_2 pe traseul — R702 — inducțanța primară L_1 — colector-emitor-masă un curent de 40—50 mA timp de $26 + 4 = 30 \mu s$.

În acesată situație I_c fiind mare, pe R702 și primarul L_1 se produce o cădere de tensiune mare, astfel că pe colector tensiunea este de 5—10 V ceea ce se vede în fig. 1. Bobina primară L_1 fiind străbătută de curent înmagazinează o energie magnetică $W_1 = \frac{1}{2} L I^2$.

t_2 — pulsul de conducție pe baza BF458 încetează și ca urmare curentul I_c al tranzistorului scade la zero. Tensiunea pe colector crește brusc la o valoare apropiată de 175 V. Mai mult, din cauza energiei W_1 înmagazinată în primar, la „comutarea” curentului I_c de la valoare mare cît era în perioada t_1 — t_2 la valoarea zero, la bornele primarului, deci pe colector, apare un vîrf de tensiune de cca. 100—200 V peste tensiunea continuă maximă.

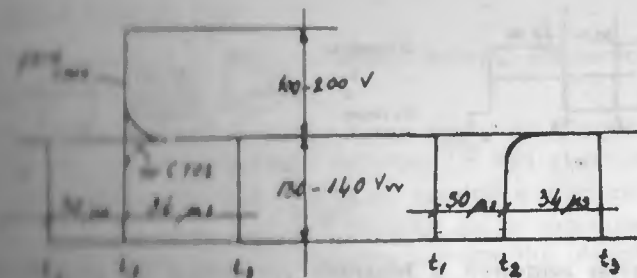


Fig. 2

Vîrf de tensiune datorat comutării rapide din momentul t_2 se îndreaptă tranzistorul BF458 care are $U_{CE0} \geq 250 V$. Pentru amortiza această supratensiune de comutație, paralel cu primarul L_1 s-a conectat grupul R701 C702. Astfel, la momentul t_2 energia W_1 din L_1 trece în C702 și îl încarcă de la o valoare de cîțiva volți cît C702 avea în perioada t_1 — t_2 pînă la valoare de cca. 140 V, așa cum arată linia punctată din fig. 2 a, obținîndu-se pe colectorul BF458 tensiunea de impuls ca în fig. 2 b, ușor rotunjită în zona t_2 .

În secundarul transformatorului de adaptare, sensul de bobinare este astfel ales încît la terminalele 4 — 3, impulsul secundar să aibă de aceeași polaritate, dar cu amplitudine de cca. 6 V_{vv}. Energia magnetică din în primarul transformatorului trece în secundar cu o pierdere de 10—15 % și va servi pentru comandarea tranzistorului final BU205. În circuitul primar avem impulsuri de curent de 40—50 mA la tensiune de 140 V, secundarul poate debita impulsuri de curent de n ori mai mari la o tensiune de n ori mai mică ($n = 22$), adică impulsuri de 0,8—0,9 A la o tensiune de cca. 6 V_{vv}. În cel, tensiunea secundară de impuls are amplitudinea de 6 V_{vv} ca centrare la zero, așa cum se vede în fig. 1 și în fig. 3 a.

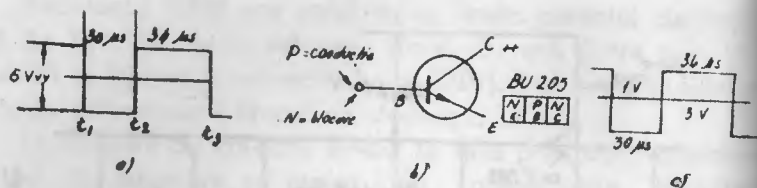


Fig. 3

Partea negativă a tensiunii secundare de cca. 3 V aplicată pe durata $t_1 - t_2$ pe baza tranzistorului final BU205 îl va bloca timp de $30 \mu s$ iar partea pozitivă a tensiunii secundare de $34 \mu s$ aplicată pe durata $t_2 - t_3$ va face conductiv pe BU205, ducându-l până la saturație. Atunci când BU205 conduce, transformatorul adaptor (driver) debitează curentul de bază de cca. 0,6 A și din această cauză tensiunea secundară (partea pozitivă) scade la cca. 3 V la cca. 1 V, astfel că în funcționare, tensiunea secundară are forma din fig. 3 c, cu amplitudinea de cca. 4 V_v (în loc de cei 6 V_v din fig. 3 a).

În perioada $t_1 - t_2$ tranzistorul prefinal BF258 conduce iar tranzistorul final BU205 este blocat. Funcționarea celor două tranzistoare din baleiajul orizontal este deci nesimultană când primul conduce ($t_1 - t_2 = 30 \mu s$), al doilea este blocat.

Consumul mediu al etajului prefinal este de cca. 18—20 mA. Acest curent produce pe R702 o cădere de tensiune de cca. 110 V, astfel că pe colectorul BF458 tensiunea continuă este de cca. +65...70 V.

Pe baza T701 se poate măsura o tensiune continuă pozitivă de cca. 0,35 — 0,4 V care reprezintă valoarea medie a tensiunii de impuls pe perioadă (0,75 V timp de $30 \mu s$ repartizat pe durata de $64 \mu s$).

Puterea disipată de T701 este de cca. 1,4 W (cca. 70 V cu 20 mA) și ca urmare necesită un mic radiator care asigură răcirea și deci fiabilitatea acestui etaj.

Rezistența R702 previne arderea trafo driver în cazul scurtcircuitării CE a T701.

3. Etajul final de linii.

Se vor reaminti și preciza câteva noțiuni elementare privind deflexia.

Bobina de deflexie pentru cinescoapele cu diagonală de 47 — 55 cm, are o inductanță de cca. 2,9 mH și necesită un curent de deflexie de cca. 2,2 A_v pentru a deplasa fasciculul de electroni emis de tunul catodic de la marginea din stânga până la marginea din dreapta a ecranului. Acestea sînt indicii caracteristice pentru orice bobină de deflexie: L_y și I_y , cu care se poate determina tensiunea continuă U_B ce trebuie aplicată bobinei de deflexie pentru a forța în bobină curentul I_y :

$$U_B = \frac{L_y I_y}{t_d} \quad (L_y \text{ în H, } I_y \text{ în A, } t_d \text{ în sec, } U_B \text{ în V})$$

Știind că t_d este durata cursei directe, adică $52 \mu s$ de la terminarea tensiunii de alimentare necesară:

$$U_B = \frac{2,9 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2}{52 \cdot 10^{-6}} = 125 \text{ V}$$

Perioada T a deflexiei este după cum se știe $64 \mu s$ care reprezintă inversul frecvenței de baleiaj orizontal:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{15625 \text{ Hz}} = 64 \cdot 10^{-6} \text{ sec} = 64 \mu \text{ sec.}$$

În care cca. $52 \mu s$ este cursa directă iar cca. $12 \mu s$ durata cursei inverse, timp în care fasciculul se întoarce la cealaltă margine a ecranului pentru a putea începe linia următoare:

$$T = t_d + t_i = 52 + 12 \mu s$$

Forma curentului de deflexie este în principiu liniar crescătoare, cu o corecție în S la începutul și sfîrșitul cursei directe, corecție datorată condensatorului de cuplaj C_s care are 2 valenți: de separare în curent continuu și de corecție, cum se vede în fig 4.

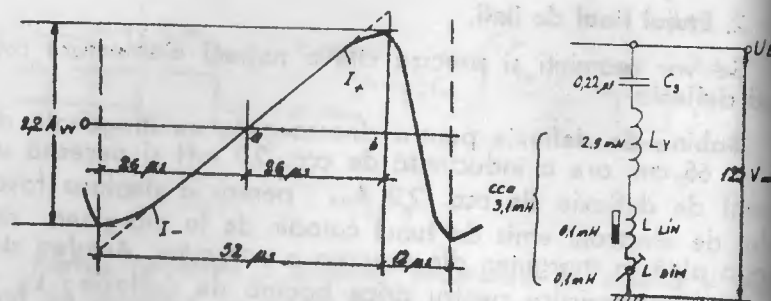


Fig. 4

În serie cu bobina de deflexie L_Y este conectată **bobina de liniaritate** care în poziția de liniaritate optimă are o inductanță de cca. 0,1 mH și bobina de reglare a dimensiunii pe orizontală. Bobina de deflexie nu este străbătută de curent continuu ci numai de curentul de deflexie în formă de dinte de fierăstrău (fig. 4). Când curentul de deflexie este nul, nu există câmp magnetic deflector în gîtul cinescopului și fasciculul cade pe centrul ecranului.

Obținerea curentului de deflexie se realizează în etajul final, etaj care are la bază o schemă simplificată ca în fig. 5.

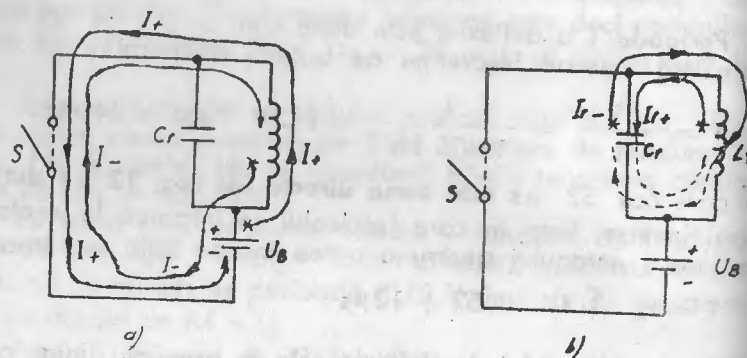


Fig. 5

În fig. 5 a la închiderea întrerupătorului S începe a curge un curent pozitiv I_+ liniar crescător, în circuitul închi-

sându-se așa cum arată săgeata (vezi și fig. 4, porțiunea, a-b,) curentul I_+ curent care după 26 μs atinge valoarea de 1,1 A, deoarece curentul printr-o inductanță crește după legea:

$$I = \frac{U_B \cdot t}{L} = \frac{125,25 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \text{ A}$$

În momentul b, se întrerupe S și circuitul întrerupându-se, rămîne un circuit oscilant $L_Y C_r$ în care bobina L_Y este „încărcată” cu energie magnetică $1/2 L I^2$ energie care va provoca o oscilație sinusoidală liberă cu frecvența.

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_Y C_r}}$$

$$\text{adică cu perioada } T = \frac{1}{f} = 2 \pi \sqrt{L_Y C_r}.$$

Energia magnetică, $W_Y = \frac{1}{2} L_Y I_+^2$ va trece din

bobina L_Y în condensatorul C_r , încărcându-l la o tensiune U_c , tensiune cu atât mai mare cu cât energia W_Y este mai mare. Astfel aproape toată energia magnetică W_Y se transformă în energie electrică E_r , energie care este egală cu:

$$E_r = \frac{1}{2} C_r U^2 = \frac{1}{2} L_Y I_+^2 = W_Y$$

Pentru alegerea potrivită a valorii condensatorului C_r (cca. 2 nF în acest caz) frecvența oscilației libere din circuitul oscilant format de bobina de deflexie cu condensatorul de întoarcere C_r va fi de cca. 42 kHz, căreia îi corespunde o perioadă de 24 μs , adică exact dublul duratei cursei inverse (12 μs).

Procesul de oscilație liberă în timpul cursei inverse este arătat în fig. 6.

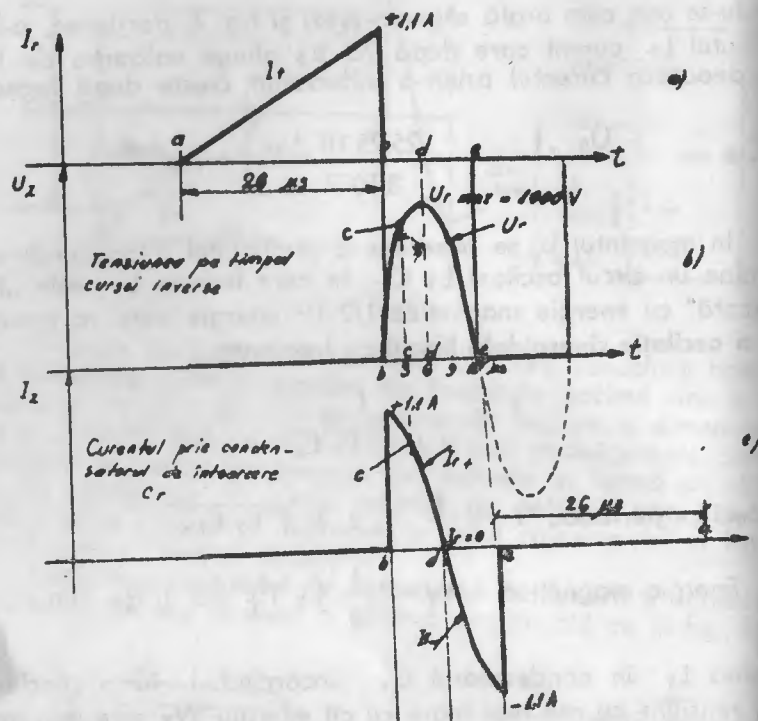


Fig. 6

Deci în momentul b cînd începe oscilația, energia trece din L_Y sub formă de curent, curentul I_r încărcînd capacitatea C_r la tensiunea U_r după o lege sinusoidală. În primul clipă I_r este mare (+ 1,1 A) deoarece curentul de încărcare al unui condensator este maxim în primul moment dar după μs de ex. cînd C_r s-a încărcat destul de mult (vezi fig. 6 — momentul c), curentul a scăzut și el (vezi fig. 6 c punctul c). Tensiunea U_r (de încărcare a condensatorului) atinge valoarea maximă după 6 μs , momentul d, în care în C_r nu mai curge curent ($I_r = 0$). Tensiunea la care s-a încărcat C_r

poate calcula ușor, folosind formula $W_Y = E_r \frac{1}{2} C U_r^2$ din care se extrage valoarea tensiunii U_r :

$$U_r = \sqrt{\frac{2W_Y}{C_r}} \text{ în care } W_Y \text{ este cunoscut:}$$

$$W_Y = \frac{1}{2} \cdot 3,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,1^2 = 1,88 \cdot 10^{-3} \text{ jouli} = 1,88 \text{ mJ}$$

$$U_r = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,88 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-6}}} = 0,95 \cdot 10^3 \approx 1000 \text{ V}$$

(de 8 ori $U_B \approx 125 \text{ V}!!$)

În momentul d, ca la orice circuit oscilant, energia trece din nou în bobină și ca urmare tensiunea U_r scade iar curentul I_r devine negativ, curgînd în sens invers adică de la C_r spre L_Y . Cînd condensatorul s-a descărcat de tot (momentul e) tensiunea U_r este zero iar curentul negativ I_r a atins valoarea maximă negativă de - 1,1 A. Oscilația sinusoidală (fără să intervină nimic) ar continua cu semiperioada următoare (alternanța negativă) și condensatorul s-ar încărca după altă 6 μs la o tensiune negativă de - 1000 V așa cum se arată în fig. 6 b cu linia punctată.

În momentul e, se închide iarăși întrerupătorul S. Oscilația liberă se stinge. Energia W_Y din bobina L_Y se reîntoarce acum în surse sub forma curentului I_- care intră în baterie; circuitul se închide așa cum arată (fig. 5 a) linia și săgeata I_- . Prin întrerupătorul S, curentul curge acum în sens invers celui din intervalul a—b. Dacă S este ținut acum închis timp de 26 μs , curentul I_- prin bobina L_Y va ajunge la zero, revenind din nou la valoarea de -1,1 A și ajungînd la punctul c. Aceasta a fost deci un ciclu complet de baleiaj, în care curentul direct durează 52 μs iar cursa inversă 12 μs , durata 12 μs determinată de oscilația liberă cu frecvența de 42 kHz.

Frecvența $f = 42 \text{ kHz}$ este o mărime importantă în baleiajul prezentat, fiind frecvența oscilației libere care determină durata de 12 μs a cursei inverse.

Dacă frecvența oscilației libere este mai mare (din cauza valorii mai mici a lui C_r), durata cursei inverse va scădea căci unei frecvențe mai mari îi corespunde o perioadă mai mică. În această situație energia din bobina de deflexie, L_Y va încărca la o tensiune mai mare condensatorul C_r . De ex. dacă C_r are doar 2 nF rezultă următoarele măriri:

$$C_r = 2 \text{ nF} \quad f_r = 60 \text{ kHz} \quad T = 16 \mu\text{s} \quad t_r = 8 \mu\text{s} \quad U_r = 1330 \text{ V}$$

În realitate, capacitatea de întoarcere C_r este formată dintr-un condensator fizic de 2,4 nF și suma capacităților parazite ale trafo linii și capacitatea bobinei de FIT reflectată la primar, în total cca. 4 nF.

Înterupătorul S este bipolar, deoarece curentul poate trece în ambele sensuri prin acesta.

Pentru a obține un înterupător bipolar cu dispozitive semiconductoare este necesar un tranzistor și o diodă, conectate în paralel ca în fig. 7.

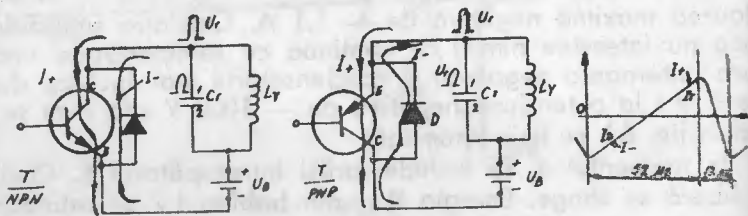


Fig. 7

Tranzistorul poate fi de tip NPN sau de tip PNP iar dioda se conectează paralel cu tranzistorul, întotdeauna cu catodul spre tensiunea pozitivă.

Prin tranzistor va curge curentul I_+ iar prin diodă curentul I_- ca și în fig. 5. Săgeata emitorului din tranzistor arată sensul curentului prin tranzistor (în partea a doua a cursei directe) când curentul curge din sursa de alimentare în bobina de deflexie, deci sursa de alimentare furnizează energie etajului.

Prin diodă curge curent din etajul de deflexie spre sursa de alimentare în cadrul procesului de recuperare a energiei

Dioda paralelă are deci rolul de a conduce în prima parte a cursei directe, interval în care energia se întoarce în sursă; dioda paralelă așa cum este conectată amortizează cea de a doua alternanță (alternanța negativă) a oscilației libere deoarece imediat ce tensiunea sinusoidală a oscilației libere devine negativă încărcând condensatorul C_r cu minusul placa 1 și cu plusul placa 2, la depășirea tensiunii de 0,7 — 0,8 V, dioda de recuperare începe să conducă amortizând și stingând oscilația. Dioda D poate fi numită diodă de recuperare dar și dioda de amortizare, funcția de recuperare fiind mai importantă sub aspect energetic.

Un circuit real de baleiaj orizontal (cu tranzistorul BU205) este arătat în fig. 8, dar acest circuit real este practic identic cu circuitele „școală” din fig. 5 și 7.

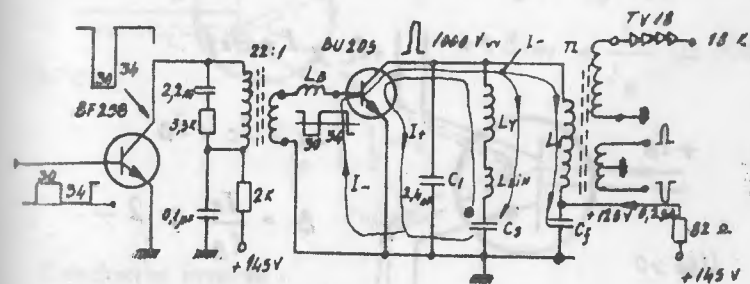


Fig. 8

Tranzistorul BU205 joacă rolul comutatorului bipolar format în general dintr-un tranzistor și o diodă paralelă acestuia. Comutatorul este conectat paralel cu bobina de deflexie L_Y , bobină ce are în serie cu ea bobina de liniaritate și condensatorul C_s pentru corecția de tangentă (în S). C_1 este condensatorul fizic de întoarcere care stabilește durata cursei inverse la 12 μs . Alimentarea etajului se face printr-un drosel L_1 cu inductanța de 10 — 15 ori mai mare decât L_Y pentru a influența cât mai puțin inductanța bobinei de deflexie. În practică, droselul L_1 este primarul transformatorului de linii care servește pentru obținerea tensiunii foarte înalte (FIT) precum și a unor tensiuni de impuls auxiliare. În etajul final de linii

cu tubuuri electronice transformatorul de linii (TL) servea și pentru adaptarea de impedanță.

Inductanța L_B din circuitul bazei este inserată pe traseul bază-emitor pentru comanda corectă a bazei tranzistorului final în scopul ca acesta să lucreze fiabil și cu disipație minimă de energie. În detaliu rolul acestei inductanțe va fi arătat ceva mai târziu.

Caracteristica esențială a baleiajului orizontal cu BU205 este că acest tranzistor îndeplinește și funcția diodei paralele de recuperare. În prima porțiune a liniei (a cursei directe) tranzistorul este străbătut de curent în sensul invers conducerii normale, jucînd rolul diodei de recuperare paralelă.

Conducția normală a tranzistorului BU205 (ca la orice tranzistor NPN) arătată în fig. 9. Tranzistorul conduce normal în schema din fig. 9, în timpul celei de a doua părți a cursei

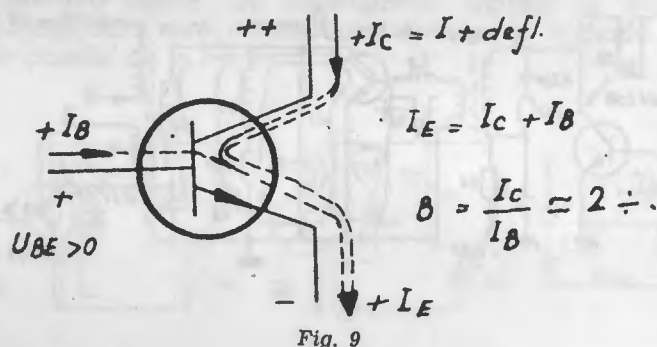


Fig. 9

Conducția normală :

U_{CE} pozitiv ($U_{CE} > 0$)

I_C pozitiv ; (intră în T)

U_{BE} pozitiv ($U_{BE} > 0,7 \text{ V}$)

I_B pozitiv (intră în T)

directe cînd este polarizat pozitiv pe bază ($U_{BE} > 0$) de către partea pozitivă a impulsului de conducție cu durată de $34 \mu\text{s}$. Curentul de deflexie este pozitiv (I_+) și este de fapt

curentul de colector I_C al tranzistorului BU205 care intră în colector și străbate tranzistorul prin traseul colector-bază-emitor.

Conducția inversă a tranzistorului BU205 are loc atunci cînd ar trebui să conducă dioda paralelă, la începutul cursei directe, cînd curentul de deflexie este negativ (I_-). Curentul străbate joncțiunea bază-colector (BC) în sens invers conducerii normale, ceea ce se arată în fig. 10. În timpul conducerii inverse ca și joncțiunea BC și joncțiunea BE conduce în sens invers.

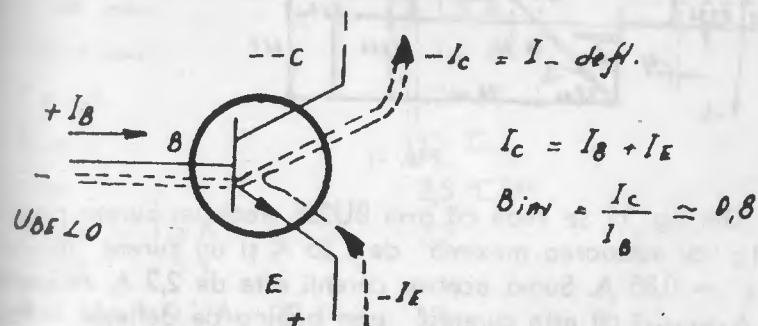


Fig. 10

Conducția inversă :

U_{CE} negativ ($U_{CE} < 0$)

I_C negativ (iese din T)

U_{BE} negativ ($U_{BE} < 0$)

I_B pozitiv (intră în T)

I_E negativ

Conducția inversă are loc în situația cînd baza este negativată de partea negativă a impulsului de tensiune cu durată de $30 \mu\text{s}$, iar pe colector tranzistorul este polarizat negativ de alternanța negativă a oscilației libere ce urmează după terminarea cursei inverse. Astfel avînd $U_{BE} < 0$ și $U_{CE} < 0$, tranzistorul BU205 lucrează „invers”: colectorul se comportă

Din fig. 11 se vede că prin BU205 trece un curent pozitiv $+I_c$ cu valoarea maximă de 1,35 A și un curent negativ $-I_c = 0,85$ A. Suma acestor curenți este de 2,2 A, respectiv 2,2 A vîrf-vîrf, cît este curentul prin bobina de deflexie. Față de axa de zero a curentului de deflexie, axa de zero a curentului de colector (prin BU205) este deplasată mai jos cu 0,25 A, atît cît este consumul continuu respectiv curentul mediu de alimentare furnizat de sursă. Din această cauză la valoarea de $+1,1$ A (jumătatea curentului de deflexie) se adaugă 0,25 A ($1,1 + 0,25 = 1,35$ A), iar din cealaltă jumătate se scade 0,25 A rezultînd 0,85 A. Din fig. 11 se vede că timpul de conducție normală a tranzistorului BU205 este de cca. 6 μ s mai mare decît jumătatea cursei directe, tocmai din cauza translării axei de zero cca. 0,25 A în jos.

Face parte dintr-o familie de tranzistoare special elaborate pentru deflexia orizontală :

BU105, BU204, BU205, BU206, pentru B.O. în TV alb-negru.
BU108, BU207, BU208, BU209, pentru B.O. în TV alb-negru.

BU108, BU207, BU208, BU209 pentru B.O. în TV alb-negru.
Principalii parametri ai

Principalii parametri ai acestui tranzistor NPN sînt următorii:

Interpretarea acestor parametri trebuie făcută astfel :

1. U_{CESM} este tensiunea pozitivă de vîrf (M) maximă admisă între colector și emitor atunci cînd baza și emitorul sînt scurtcircuitate între ele (S), deci $U_{BE} = 0$, iar prin transistor nu trece curent.

Tranzistorul BU205 admite în această situație $U_{CE} = 1500 \text{ V}$.

2. U_{CERM} este tensiunea pozitivă de vîrf (M) admisă între colector și emitor atunci cînd între bază și emitor avem conectată o rezistență (R) $R_{BE} \leq 100$ ohmi.

3. U_{CE0} , tensiunea pozitivă admisă când baza este neconectată.

4,5. Sînt curenții pozitivi (de funcționare normală), de vîrf, maxim admiși.

6,7. Sînt curenții inverși (de funcționare în regim invers), de vîrf, max. admis.

8,9,10. Puterea maximă ce o poate disipa tranzistorul la temperatura ambiantă de 90°C în condiții de răcire ideale (cu radiator infinit de mare). Această putere este o cifră teoretică care servește pentru calcularea sistemului de răcire a tranzistorului (a radiatorului).

Puterea reală ce o poate disipa tranzistorul BU205 depinde de temperatura ambiantă și de sistemul de răcire. Astfel, un radiator de $1,4\text{ dm}^2$ din aluminiu lucios de 2 mm grosime are rezistența termică de cca. 4°C/W . Rezistența termică de contact între capsula T03 izolată de radiator printr-o folie de mică, groasă de $0,1\text{ mm}$ este de cca. 1°C/W , iar rezistența termică dintre joncțiune (R_{thjc}) și capsulă este de $2,5^\circ\text{C/W}$. Radiatorul considerat este cel utilizat în construcția televizorului cu circuite integrate.

Ca urmare suma rezistențelor termice ΣR_{th} va fi: $2,5 + 1 + 4 = 7,5^\circ\text{C/W}$. Aceasta înseamnă că puterea disipabilă de tranzistor va fi dată de relația:

$$P_D = \frac{T_{j\text{ max}} - T_{amb}}{\Sigma R_{th}}$$

care arată că în practică la **temperatura ambiantă de 90°C** tranzistorul poate disipa o putere de numai $3,3\text{ W}$ joncțiunea atîngînd deja temperatura de 115°C , așa cum rezultă din calculul de mai jos:

$$P_D = \frac{115 - 90}{7,5} = 3,3\text{ W}$$

Suma rezistențelor termice ne permite determinarea prin calcul a temperaturii joncțiunii atunci cînd se cunoaște puterea

real-disipată și temperatura ambiantă din zona radiatorului:

$$T_j = T_{amb} + \Sigma R_{th} \cdot P_D$$

În televizor, în zona radiatorului este o temperatură de cca. $50 - 60^\circ\text{C}$, iar $P_D = 4 - 5\text{ W}$.

Exemplu: $t_{amb} = 55^\circ\text{C}$ și $P_D = 5\text{ W}$ $T_j = 55 + 7,5 \cdot 5 = 92,5^\circ\text{C}$.

11,12. Amplificarea de curent este întotdeauna mică la tranzistoarele de baleiaj mai ales la curenți mari de lucru. Variația tipică a cîștigului de curent I_c/I_B este arătată în fig. 12, din care se vede că la curenți de ordinul a $1,3 - 1,7\text{ A}$, $\beta = 3$. Deci pentru ca prin tranzistor să curgă un curent $I_c = 1,5\text{ A}$ este necesar ca I_B să fie $0,5\text{ A}$.

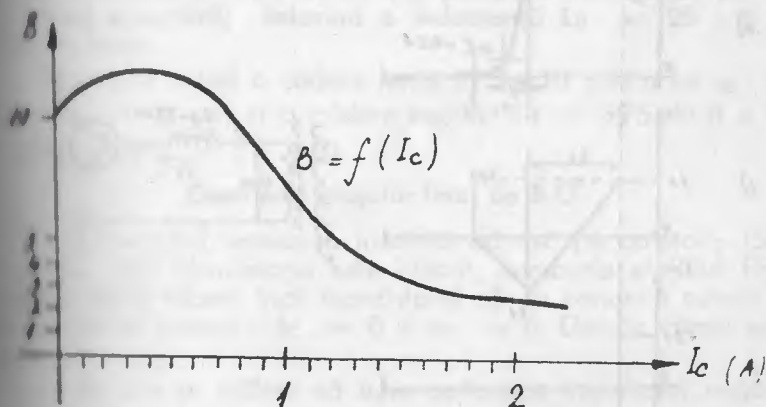


Fig. 12

13. Cînd prin tranzistor curge un curent $I_c = 2\text{ A}$ curenții de bază fiind de ordinul a $0,8 - 1\text{ A}$ (deoarece la 2 A , $\beta = 2 - 2,5$ vezi fig. 12) căderea de tensiune colector-emitor este mai mică de 5 V la orice exemplar de tranzistor BU205 (conform cu condiție de catalog), practic de ordinul a $1 - 3\text{ V}$.

14. Pentru a forța prin tranzistor un curent $I_B = 1$ A, deci curentul de colector maxim admis (pînă la saturarea tranzistorului), este necesară o tensiune pozitivă $U_{BE\ SAT}$ mică de 1,5 V (cel mult 1,5 V). Pentru $I_C = 1,4 - 1,5$ A este necesară o tensiune U_{BE} de cca. 1 V.

15. Proprietățile de frecvență: frecvența de tăiere tipică este 7,5 MHz iar capacitatea colectorului este de cca. 65 pF.

16. **Proprietățile de comutație:** sînt exprimate de 2 parametri: t_f și t_s .

t_f = timpul de descreștere a curentului de colector de la valoarea de 1,8 A, la 10 % din aceasta (0,2 A), este de ordinul a 0,75 μ s, (durata $t_1 - t_2$ din fig. 13 a).

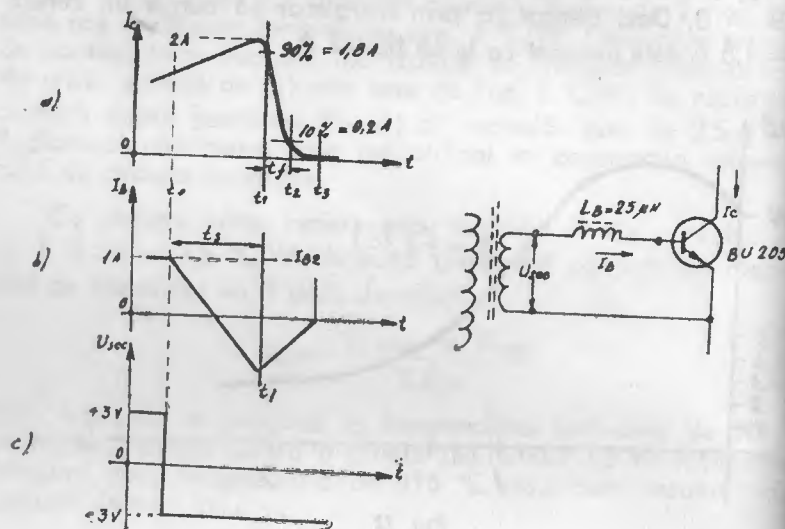


Fig. 13

t_s = timpul de stocare, sau timpul de ieșire din saturație care reprezintă întârzierea procesului de descreștere și care se socotește de la momentul t_0 în care se dă pe bază co-

manda de blocare (tensiunea negativă de la secundarul transformatorului de adaptare) și pînă în momentul t_1 cînd curentul de colector I_C începe a scădea în mod evident (v. fig. 13 a). La tranzistoarele rapide de putere timpii t_s și t_f sînt mici în scopul ca pierderile de comutație să fie minime. Valorile uzuale sînt $t_s = 1...2$ μ s și $t_f = 0,2...1$ μ s, care caracterizează tranzistoarele de putere cu $U_{CEO} = 100...350$ V și $f_T = 10-20$ MHz (BU408, 407, 406). La tranzistoarele de înaltă tensiune (700 — 1500 V) cum este BU205 există o puternică interdependență între t_f și t_s în sensul că t_f este minim atunci cînd timpul de stocare are o durată bine determinată, așa cum indică datele de catalog:

$$\begin{aligned} t_s &= 10 \mu s \\ t_f &= 0,75 \mu s \end{aligned} \quad \text{pentru } I_C = 2 \text{ A } I_B = 1 \text{ A}$$

Producătorul specifică deci că de la starea de conducție caracterizată de $I_C = 2$ A și $I_B = 1$ A, tranzistorul BU205 poate fi blocat în mod optim (cu pierdere minimă de putere în cursul comutării) folosind o inductanță $L_B = 25$ μ H în serie cu baza.

Se obține astfel o cădere lentă ($t_s = 10$ μ s) a lui I_B (în loc de $t_s = 2$ μ s) și o cădere rapidă ($t_f = 0,75$ μ s) a lui I_C (în loc de $t_f = 3 - 4$ μ s).

Comanda etajului final de B.O.

— Cunoscînd tensiunea maximă admisă pe colector: 1500 V atunci cînd tranzistorul este blocat, comanda etajului final trebuie astfel făcută încît tranzistorul să nu conducă curent în timpul cursei inverse: $I_C = 0$ și $I_B = 0$. Durata cursei este de cca. 12 μ s.

— Se are în vedere că între aplicarea impulsului negativ de blocare pe bază și momentul cînd curentul de colector începe să scadă, trece timpul t_s , t_s , caracterizînd durata procesului de descărcare a bazei.

— Timpul t_f de descreștere tipic este de 0,75 μ s; dar există exemplare de tranzistoare mai lente la care t_f poate fi de 1,2 — 1,6 μ s fără ca tranzistorul să fie considerat nefolosibil.

Adunând cei trei timpi rezultă o durată de : $12 + 10 + 2 = 24 \mu s$, timp minim în care tranzistorul trebuie comandat cu tensiunea negativă pe bază, adică blocat.

În fig. 14 se arată durata minimă necesară a timpului de blocare ținând seama de dispersia reală din practică :

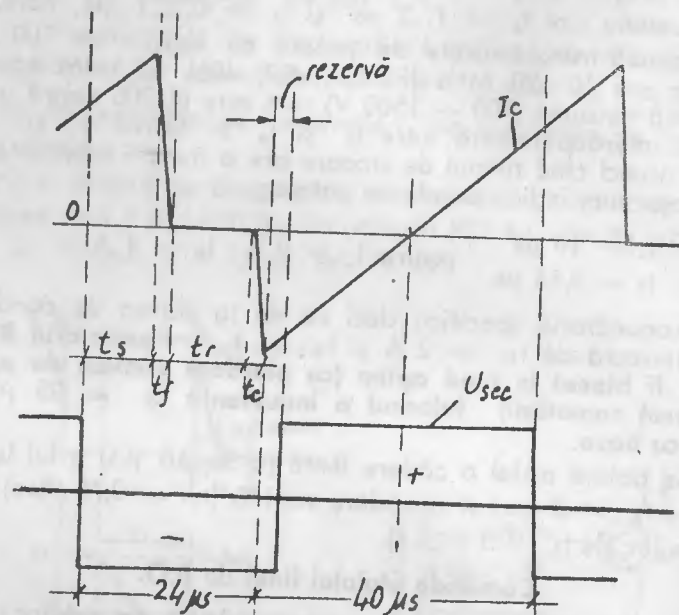


Fig. 14

t_s = timpul de stocare (8...10 μs)

t_f = timpul de descreștere (1...1.6 μs)

t_r = timpul de întoarcere (11,5 — 12,5 μs)

t_c = timpul de creștere (0,5—1 μs)

$t_s + t_f + t_r + t_c = 22 \dots 25 \mu s = t_{\text{bloc. nec.}}$

Durata minimă a blocării :

$t_{\text{bloc min}} = 25 \mu s$.

În practică, se adoptă timpul de blocare de $30 \pm 2 \mu s$.
Reamintim că durata pulsului dat de TBA950 este de 26 ± 2

la care se adaugă timpul de stocare de cca. 4 μs a tranzistorului prefinal de jinii.

Am văzut cum puterea disipată de tranzistor nu trebuie să depășească 5 W pentru a se asigura o fiabilitate ridicată.

Pierderile în tranzistor se compun din : pierderi în timpul cursei directe și pierderi în timpul comutării și a cursei inverse. La un tranzistor dat, pierderile în cursa directă depind de $U_{CE \text{ sat}}$ al tranzistorului și de I_{CM} ; deci acestea pot fi doar puțin influențate prin buna saturare a tranzistorului. Pierderile care pot fi mult influențate printr-o comandă corectă a tranzistorului sînt cele care apar în procesul de blocare. Ori procesul de blocare depinde esențial de timpul de stocare t_s al tranzistorului în circuitul de lucru.

Din punctul de vedere al proceselor intime din tranzistor t_s este timpul fizic necesar evacuării purtătorilor de sarcină din bază, cu alte cuvinte timpul de descărcare a bazei.

Înțelegerea semnificației t_s și a dependenței între t_s și t_f este mai dificilă fără cunoașterea aprofundată a proceselor electronice din tranzistor, dar o explicație mai simplă se dă în cele ce urmează :

a) În timpul **conducției**, la un tranzistor NPN, baza este polarizată pozitiv față de emitor. Emitorul injectează în bază electroni (emitorul este de conductibilitate N deci dispune de electroni în exces), cu atît mai mulți cu cît I_B este mai mare. În I_B mare cum este cazul tranzistorului BU205 cînd acesta conduce în a doua parte a cursei directe, în regim de saturației, I_B este de ordinul 0,5 — 0,6 A și ca urmare numărul de electroni este mare iar concentrația lor foarte mare în zona joncțiunii BE, unde electronii sînt „îngrămădiți”. Curentul de colector al tranzistorului este de ordinul 1,3 — 1,5 A spre sfîrșitul cursei directe, iar căderea de tensiune U_{CE} de cca. 2 — 3 V.

b) Pentru ca în **timpul cursei inverse** cînd la bornele CE ale tranzistorului va apărea tensiunea de cca. 1000 V datorată oscilației libere a circuitului CrLy, tranzistorul să nu se distrugă, este imperios necesar ca prin tranzistor să nu curgă curent, respectiv este obligatoriu ca tranzistorul să fie neconductiv, deci bine blocat. Blocarea se asigură polarizînd baza negativ cu o tensiune de 2—3 V. Dar tranzistorul nu trece

dintr-o dată de la starea de conducție la starea de blocare tocmai din cauza timpului necesar pentru „descărcare”, timp care este suma timpilor $t_s + t_f$.

c) Din momentul t_0 când pe bază s-a aplicat pulsul de tensiune negativă cu durată de $30 \mu s$, curentul bazei va începe să scadă și baza să se descarce prin evacuarea electronilor din bază. Baza fiind de conductibilitate P, electronii sînt purtători minoritari și pentru ei joncțiunea CB este „transparentă” adică deschisă deoarece colectorul este de tip N. În zona bazei electronii se mișcă în direcția colectorului relativ încet, cu viteza de difuzie și ajung la joncțiunea CB de unde sînt atrași, practic „supti” de cîmpul electric al colectorului (colectorul este pozitiv).

În acest fel baza se descarcă, concentrația de electroni scade ajungînd după timpul t_s să se reducă cam la o treime în zona bazei apropiată de jBE și să devină nulă în zona bazei apropiată de jBC. Din acest moment tranzistorul iese din starea de saturație și curentul de colector va începe să scadă de la valoarea de maximă spre zero. Deci abia după t_s , curentul I_c începe să scadă.

d) Caracterul scăderii curentului I_c respectiv timpul de descreștere t_f depinde în mod hotărîtor de valoarea curentului bazei la sfîrșitul cursei directe I_{Be} și de viteza de scădere a curentului bazei în timpul procesului de evacuare a bazei.

Valoarea I_{Be} depinde de I_{CM} la sfîrșitul cursei directe iar viteza $\Delta I_B / \Delta t$ este o funcție de ambii curenți I_{Be} și I_{CM} și determină pe t_s .

Curentul I_{Be} depinde de tensiunea secundară dată de transformatorul de adaptare și de componentele din circuitul BE, adică inductanța serie L_B , rezistența serie R_B și rezistența joncțiunii BE, astfel:

— În timpul cursei directe, cînd tensiunea secundară este pozitivă L_B și R_B determină mărimea curentului de bază și deci și pe I_{Be} . Curentul I_{Be} la sfîrșitul cursei directe va fi cu atît mai mic cu cît L_B și R_B vor fi mai mari.

— În timpul cursei inverse, cînd tensiunea secundară este

negativă și tranzistorul este blocat, elementele L_B și R_B hotărîsc atît mărimea curentului de „descărcare” a bazei cît mai ales viteza lui de scădere, rolul esențial avîndu-l inductanța de întîrziere L_B . Cu cît L_B este mai mare cu atît va fi mai mică viteza de scădere a curentului I_B și deci cu atît se va prelungi mai mult timpul t_s .

În etajul final din TV cu CI avem următoarele valori de comutare:

$$L_B = 16 \mu H \quad + I_{CM} = 1,35 A \quad t_s = 8 \mu s \quad U_{sec} = 6 V \\ R_B = 2,2 \text{ ohmi} \quad I_{Be} = 0,5 A \quad t_f = 0,8 \mu s \quad \Delta I / \Delta t = 0,16 A / \mu s$$

Deci timpul de stocare stabilit este $t_s = 8 \mu s$, în loc de $10 \mu s$, deoarece curentul maxim nu este de 2 A ci doar de 1,35 A; din cauza curentului mai mic nu este necesar un curent de bază de 1 A pentru saturarea tranzistorului ci doar

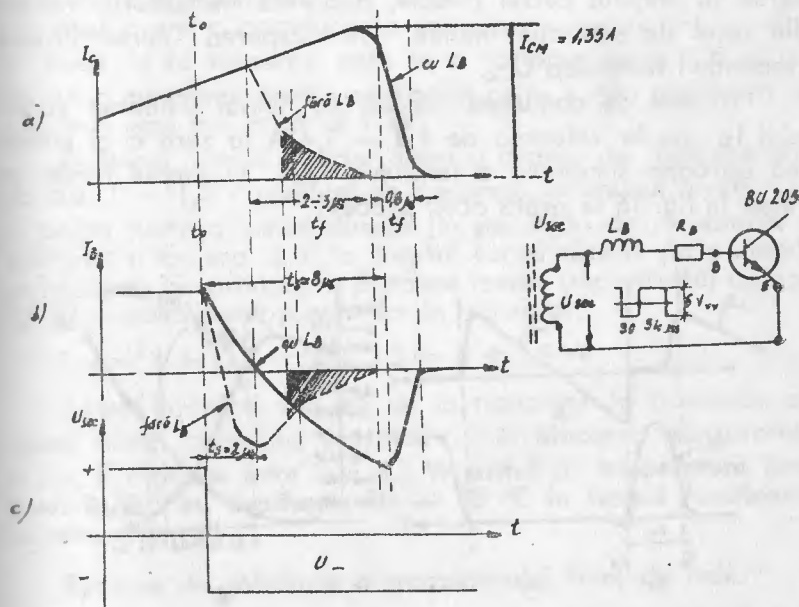


Fig. 15

de cca. 0,5 A. Ca urmare I_B fiind mai mic vom avea o sarcină mai mică înmagazinată în bază și deci și un timp t_s de evacuare mai scurt: 8 μs (vezi fig. 15).

Fără L_B , așa cum se arată în fig. 15a timpul de creștere t_r ar fi de 2,5 — 3 μs iar timpul de stocare de cca. 2 μs . În această situație j_{BE} ar fi polarizată invers înainte de j_{BC} , și evacuarea sarcinii ar trebui să se facă prin recombinare în zona bazei, recombinare (partea hașurată) care face să curgă un curent de la colector spre bază, tocmai când datorită întoarcerii, tensiunea începe să crească la bornele CE. Prezența simultană a tensiunii și curentului în timpul întoarcerii conduce la dezvoltarea în joncțiune a unei puteri care depășește posibilitățile de evacuare a căldurii și ca urmare duce sigur la încălzirea joncțiunii peste 115 °C și apoi străpungerea ei. Un timp t_s mai scurt de 8 μs (5—7) provoacă pierderi mai mari în timpul cursei inverse din cauza arătată.

Un timp t_s mai lung de 8 μs (10—12 μs) mărește pierderile la sfîrșitul cursei directe, deoarece tranzistorul va ieși din cotul de saturație înainte de începerea cursei inverse crescîndu-i tensiunea U_{CE} .

Procesul de comutare implică nu numai scăderea curentului I_C de la valoarea de 1,3 — 1,4 A la zero ci și creșterea aproape simultană a tensiunii U_{CE} în timpul cursei inverse. În fig. 16 se arată acest proces:

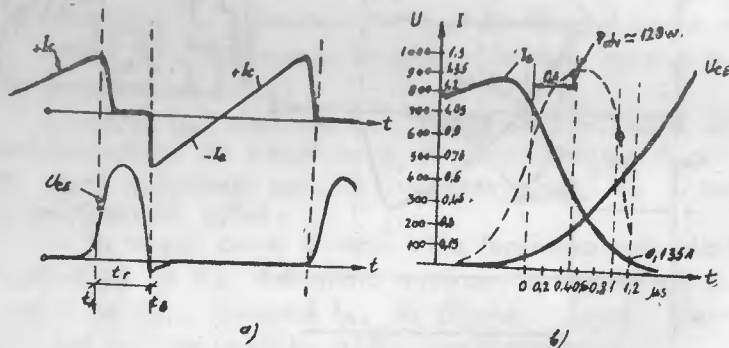


Fig. 16

În timp ce curentul I_C scade (la începutul cursei inverse), tensiunea U_{CE} începe să crească (fig. 16 a timpul t_A). În fig. 16 b se arată la scară extinsă — așa cum de altfel se poate vedea pe un osciloscop cu dublu spot — ambele mărimi I_C și U_{CE} — pe o durată de cca. 1,5 μs cît se desfășoară procesul de blocare. Se vede că la momentul t_0 , curentul are valoarea de 0,9 din valoarea maximă adică cca. 1,2 A iar tensiunea U_{CE} este încă sub 50 V. După 0,5 μs , curentul a scăzut la cca. 0,6 A dar tensiunea s-a ridicat la cca. 200 V ceea ce constituie o putere de cca. 120 W instantaneu. La cca. 1 μs tensiunea este de cca. 450 V iar curentul de cca. 0,16 A adică cca. 70 W. Rezultă o putere medie de cca. 100 W timp de 1,2 μs adică o energie de 120 μWs (120 μJ). Această energie repartizată pe durata de 64 μs a unei perioade corespunde unei puteri de comutare de cca. 2 W care reprezintă pierderile din timpul comutării la începutul cursei inverse.

Mai avem o comutare la terminarea cursei inverse cînd I_C trece de la valoarea zero la o valoare de —0,85 A (pe fig. 16 a momentul acesta este notat cu t_B). Aici pierderea de comutare este mai mică de 1 W.

În timpul cursei directe avem o cădere de tensiune U_{CE} de cca. 1 — 1,5 V produsă de trecerea curentului invers — I_C în prima parte a cursei directe (în perioada de recuperare a energiei) și de cca. 2 V la sfîrșitul cursei directe (în perioada de stocare). Se produce o pierdere medie (repartizată) de cca. 1,5 W. Rezultă suma pierderilor în tranzistor.

$$P_{dT} = 2 + (0,5 \div 1) + 1,5 = 4 \div 4,5 \text{ W}$$

Aceste pierderi variază de la tranzistor la tranzistor din cauza alurei curentului scăzător I_C la blocarea tranzistorului și pot fi cuprinse între 3 și 5,5 W astfel că temperatura joncțiunii BU205 nu depășește 80 — 85 °C în timpul funcționării televizorului.

Rezerve de solicitare a tranzistorului final de linii.

— Tensiunea U_{CE} în timpul cursei inverse se ridică la

950—1000 V_{VV} în condiții normale de funcționare. Rezerva față de $U_{CER\ max}$ admis este de cca. 500 V respectiv nivelul de solicitare este de 66 %.

— Curentul maxim de colector în timpul cursei directe atinge 1,35 A în funcționare normală. Rezerva față de $I_{CM\ max.}$ admis este de 1,15 A, iar nivelul de solicitare este de 55%.

— Ceilalți curenți: $+I_B$, $-I_B$, $-I_C$ nu depășesc nivelul de solicitare de 50 %.

În cazul descărcărilor din cinescop, apar vîrfuri de curent care depășesc cu mult valoarea de 2,5 A, apropiindu-se de 3 — 3,5 A dar durata acestor vîrfuri nu depășește cîteva zeci de nanosecunde (10^{-9} sec). Pentru regim de descărcare (flash-over) tranzistorul BU205 este garantat la $I_C = 4$ A.

Mai periculoase decît orice descărcare sînt scurtcircuiturile accidentale sau provocate cu șurubelnița pe cablul de FIT. În aceste cazuri tranzistorul poate ieși din funcțiune prin scurtcircuitare CE datorită supratensiunii create de arcul electric din momentul premergător atingerii mecanice. Alimentarea etajului final de linii la tensiune stabilizată asigură o solicitare constantă evitîndu-se supratensiunile. Așa cum este răcit tranzistorul BU205 în TV cu circuite integrate, oboseala termică nu poate interveni deoarece temperatura joncțiunii nu depășește 90 °C. Tranzistorul are garantate 10.000 cicluri de funcționare (televizor pornit-oprit) la $T_j = 105$ °C. La $T_j = 90$ °C rezultă din calcul cca. 80.000 cicluri termice !!

Analiza de detaliu a funcționării etajului final

Curentul de deflexie are forma binecunoscută arătată în fig. 17 a iar schema electrică simplificată a etajului final în fig. 17 b.

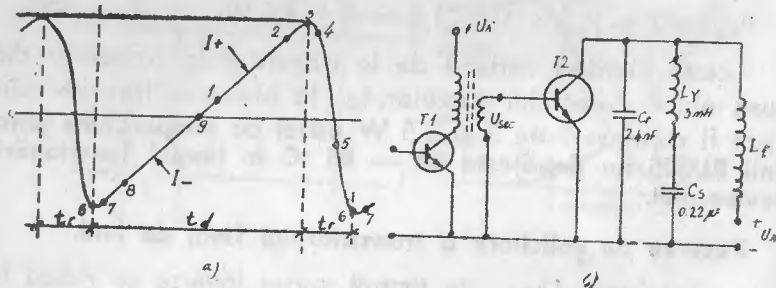


Fig. 17

Tranzistorul T_1 este amplificatorul prefinal, C_r este condensatorul de întoarcere, L_Y este bobina de deflexie, C_s condensatorul de cuplaj și tangență, L_1 primarul transformatorului final de linii iar U_A tensiunea de alimentare.

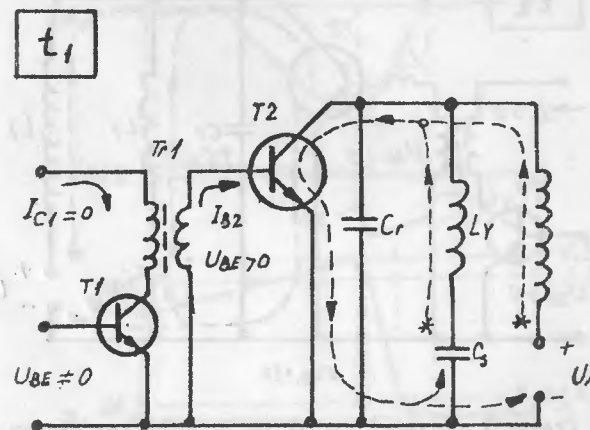


Fig. 18

t_1 : Din U_A , prin L_1 și T_2 care conduce deoarece $U_{BE} > 0$ curge curentul I_+ de la $+U_A$ la $-U_A$. Curentul mai curge și din C_s care este încărcat aproape la tensiunea U_A . În acest timp T_1 este blocat, U_{CE1} este mare iar T_2 conduce deoarece pe bază este aplicată tensiunea pozitivă ($U_{BE} > 0$) din secundarul trafo driver.

Curentul de bază I_{B2} al tranzistorului final trebuie să fie mare pentru a satura pe T_2 . T_2 conduce saturat, curentul de colector crescînd după o lege liniară. Fascicolul se deplasează de la mijlocul ecranului spre dreapta (văzut din față).

t_2 : În acest moment pe baza T_1 se aplică un impuls pozitiv cu durata de cca. 30 μs . I_{C1} crește brusc (T_1 este rapid), U_{CE1} scade brusc și produce pe secundarul trafo driver un puls negativ cu durata de 30 μs care va bloca pe T_2 .

Pulsul negativ pe baza T_2 care apare în momentul t_2 face

ca I_{B2} să înceapă a scădea, de la $+0,5$ A spre zero și apoi spre $-0,7...0,8$ A, deoarece baza T_2 se descarcă în timpul de stocare $t_s \approx 8 \mu s$. În acest timp curentul de colector con-

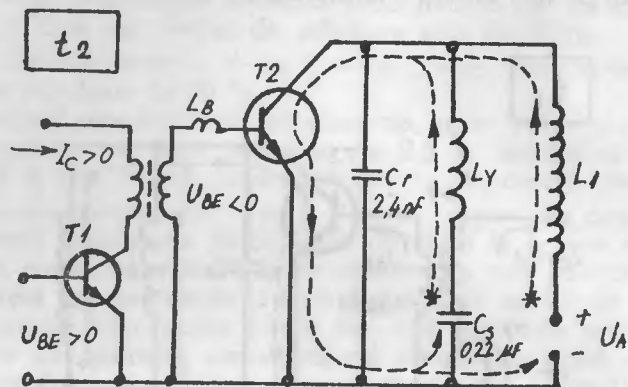


Fig. 19

tinuă să crească curgând ca și la t_1 prin porțiunea colector-emitor, jonțiunea BE fiind încă conductivă.

t_3 : La sfârșitul t_s baza este suficient de descărcată astfel că tensiunea $U_{BE} < 0$ provenită din secundarul driverului (cca. -3 V) o poate doar acum bloca. În cursul blocării curentul bazei „scade” de la $-0,8$ A spre zero în timpul t_{BZ} de cca. $2 \mu s$. Variația în sens pozitiv de cca. $0,8$ A a lui I_B în timpul scurt pe $2 \mu s$ produce o tensiune negativă de cca. 7 V la bornele bobinei L_B , care depășește mult tensiunea $U_{sec} = -3$ V dată de trafo și polarizează puternic negativ (cu cca. -10 V) jonțiunea BC ducând-o în regim de străpungere controlată de tip Zener.

Ațiunea Zener a jBE polarizată invers limitează la cca. -8 V nivelul negativ de tensiune. Timpul t_{BZ} este și trebuie să fie mai lung decât timpul t_s de descreștere a curentului colectorului la zero, pentru ca baza să rămână activă pînă la scăderea la zero a lui I_C .

t_4 : Cînd I_B a „sărit” de la $-0,8$ A la zero, începe cursa

t_3

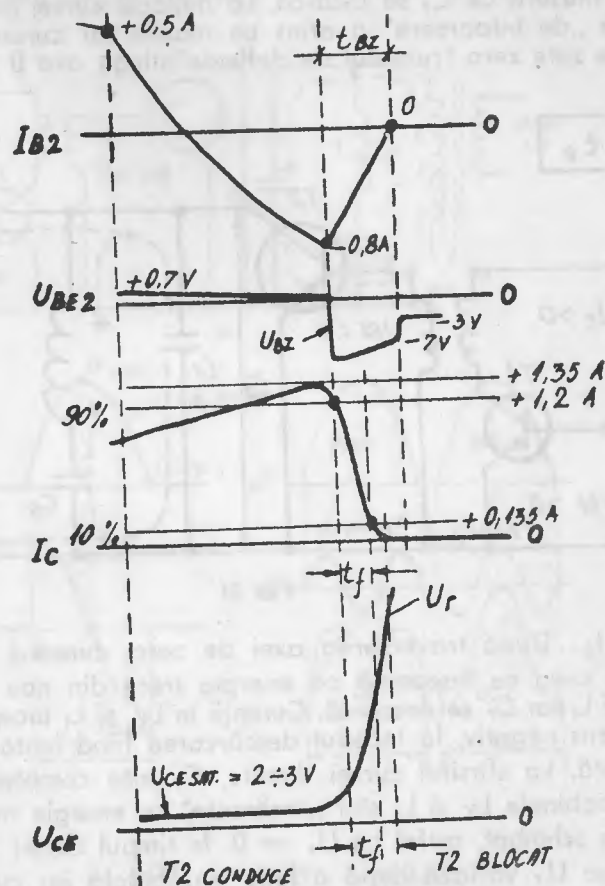


Fig. 20

inversă. În bobina L_Y care de fapt este L_1 L_Y , s-a înmagazinat energia magnetică $1/2 L_Y I^2$ care așa cum se știe produce împreună cu C_r o oscilație liberă cu frecvența de cca. 42 kHz care are perioada $2t_r$ ($24 \mu s$). Energia trece din L_Y și L_1 în C_r încărcîndu-l la cca. $8U_A$ adică la 1000 V. Cu-

rentul de încărcare al C_r este la început mare și apoi scade pe măsură ce C_r se încarcă. La mijlocul cursei inverse, tensiunea „de întoarcere” a atins un maxim iar curentul de încărcare este zero (curentul de deflexie atinge axa 0 între t_4 și t_5).

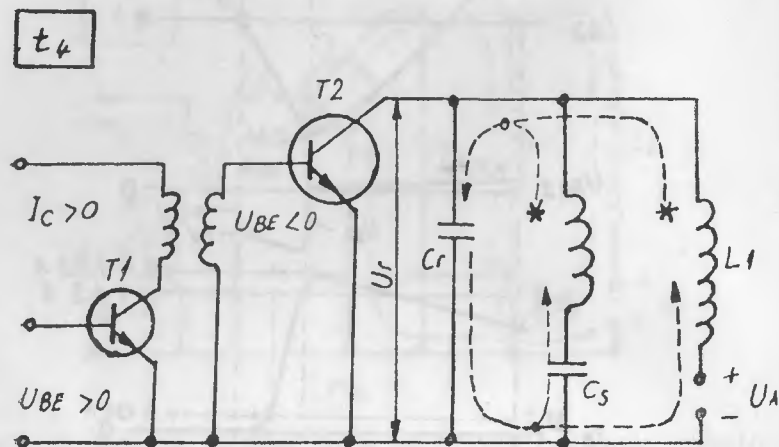


Fig. 21

t_5 : După traversarea axei de zero, curentul schimbă de sens ceea ce înseamnă că energia trece din nou în bobinele L_Y și L_1 iar C_r se descarcă. Curenții în L_Y și L_1 încep să crească în sens negativ, la început descărcarea fiind lentă iar apoi abruptă. La sfârșitul cursei directe, C_r este complet descărcat iar bobinele L_Y și L_1 sînt „încărcate” cu energie magnetică de semn schimbat, astfel că $U_r = 0$. În timpul cursei inverse, tensiunea U_r variază după o lege sinusoidală iar curentul prin condensator dar și prin bobina de deflexie variază după o lege cosinusoidală. Curentul I_{cr} este arătat în fig. 22 c.

Tensiunea U_r de la bornele C_r se aplică integral și tranzistorului T_2 ca tensiune U_{CE} ; în cursa inversă deci tensiunea U_{CE} este maximă dar tranzistorul este blocat și puterea disipată pe T_2 este practic nulă. Juncțiunea CB rezistă acum polarizată invers (blocată) la o tensiune de cca. 1000 V.

Este cunoscut faptul că în timpul cursei inverse, în afară de oscilația liberă de pulsație ω_1 :

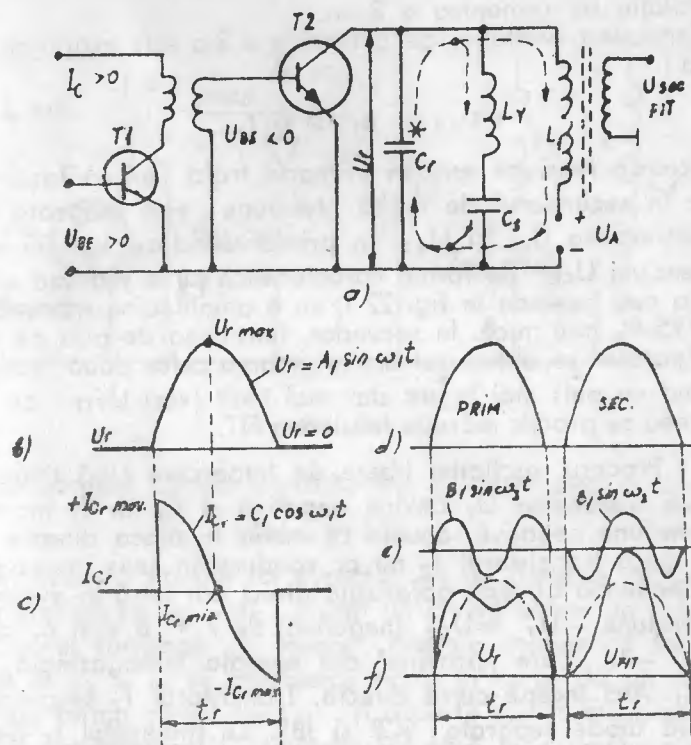


Fig. 22

$$\omega_1 = 2\pi f_r = 2\pi/2t_r = \pi/t_r$$

există încă o oscilație liberă de pulsație ω_2 a cărei frecvență este determinată de inductanța de dispersie L_d a transformatorului de linii și capacitatea parazită a bobinei de FIT:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_d C_s}}$$

Pulsația ω_2 corespunde unei frecvențe de cca. 3 ori mai mare decât f_r , mai exact de cca. 2,8 ori mai mare, purtînd numele de oscilația de armonică a 3-a.

Tensiunea oscilației de armonică a 3-a este exprimată de funcția :

$$U_{a3} = B_1 \sin \omega_2 t$$

Această tensiune este în primarul trafo linii în fază cu U_r iar în secundarul de înaltă tensiune este defazată cu 180° . Însumarea U_r și U_{a3} în primar conduce la obținerea unei tensiuni U_{CE} de formă caracteristică cu o șea sau groapă (așa cum se vede în fig. 22 f) cu o amplitudine maximă cu 10 — 15 % mai mică. În secundar, tensiunea de puls pe timpul întoarcerii se obține tot din însumarea celor două tensiuni, rezultînd un puls mai îngust dar mai înalt (vezi U_{FIT} pe fig. 22 f) ceea ce practic mărește tensiunea FIT.

t_6 : Procesul oscilației libere de întoarcere (ω_1) tinde să continue. Tensiunea U_r devine negativă și C_r ar fi încărcat la o tensiune negativă, anume cu minus la placa dinspre colector, dacă tranzistorul T_2 nu ar conduce în sens invers prin jBC . joncțiunea CB este polarizată direct dar intră în avalanșă la o tensiune $-U_r = U_{CE}$ (negativă) de $7 \div 8$ V și conduce curentul $-I_c$ care „provine” din energia înmagazinată în L_Y și L_1 . Aici începe cursa directă. Tranzistorul T_2 se prezintă ca două diode separate : jCB și jBE . La momentul t_6 dioda CB se deschide și conduce în sens direct curentul de deflexie $-I$ așa cum este arătat în fig. 23. Conducția diodei CB începe atunci cînd tensiunea negativă U_r depășește tensiunea secundară de blocare ($-U_{sec} = -U_{BE}$) și căderea de tensiune la bornele CB în timpul conducției ΔU_{CB} satisfăcîndu-se relația :

$$|U_r| \geq |-U_{sec}| + |-\Delta U_{CB}| \text{ în care: } -U_{sec}$$

este tensiunea negativă din secundarul trafo driver care blochează baza T_2 .

$-\Delta U_{CB}$ este tensiunea de conducție a diodei CB. În

acest timp dioda BE este încă blocată, prin ea nu curge curent.

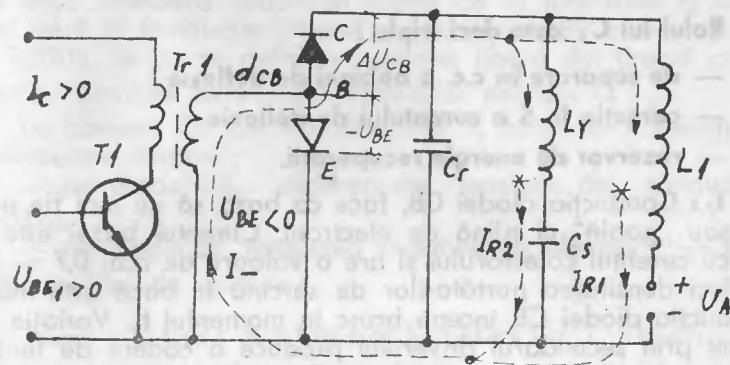


Fig. 23

La bornele CE ale tranzistorului T_2 avem deci o tensiune

$$|U_{CE}| = |U_r|.$$

În această situație tot curentul $-I$ de deflexie curge prin jCB astfel că $I_B = -I_c$. Avem un curent invers de colector, tranzistorul lucrează „în invers”. Energia magnetică înmagazinată în L_Y și L_1 se reîntoarce parte în sursa de alimentare U_A sub forma curentului I_{R1} și o parte sub forma curentului I_R în condensatorul C_s încărcîndu-l pînă la o tensiune egală cu tensiunea de alimentare $U_A = 125$ V. Evident curentul I_{R2} prin bobina de deflexie este mai mare decât I_{R1} . C_s va

înmagazina energia $E = \frac{1}{2} C U_A^2$ devenind un rezervor

de energie ca și sursa de alimentare pentru partea a doua a cursei directe :

$$E = \frac{1}{2} \cdot 0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 125^2 = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ sau } 1,7 \text{ mJ}$$

Energia înmagazinată de C_s este de cca. 1,7 mJ, adică 85—90 % din energia sosită din bobina de deflexie care este de 1,88 mJ.

Rolul lui C_s este deci triplu :

- de separare în c.c. a bobinei de deflexie
- corecția în S a curentului de deflexie
- rezervor de energie recuperată.

t_7 : Conducția diodei CB, face ca baza să nu mai fie neutră sau „goală” ci plină de electroni. Curentul bazei este egal cu curentul colectorului și are o valoare de cca. 0,7 — 0,8 A, deci densitatea purtătorilor de sarcină în bază este mare. Conducția diodei CB începe brusc în momentul t_6 . Variația de curent prin secundarul driverului produce o cădere de tensiune importantă și ca urmare baza T_2 va fi polarizată puternic negativ față de E, joncțiunea BE primind o tensiune inversă mare (8 — 10 V), tensiune care aduce și joncțiunea BE în regim Zener. Dioda BE începe să conducă în invers favorizată și de concentrația mare de purtători de sarcină din zona bazei.

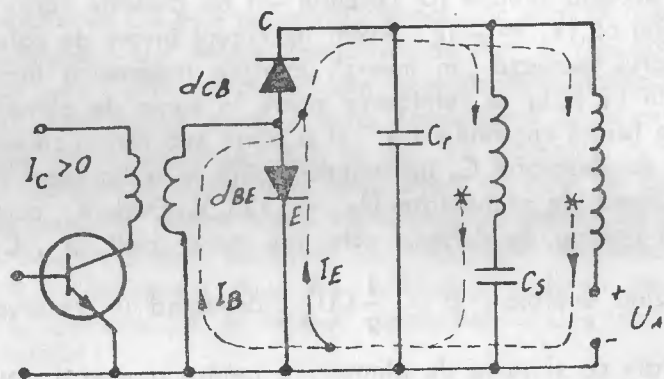


Fig. 24

Acum curentul negativ de deflexie I_- curge parte prin dioda CB, parte prin dioda BE (în invers) cum arată fig. 24.

Procesul de recuperare a energiei continuă cantitativ ca și la momentul t_6 . Curentul datorat energiei înmagazinată în L_y și L_1 curge parte prin dioda CB, parte prin dioda BE. Diferența calitativă constă în faptul că în intervalul t_6 — t_7 când intră în conducție inversă și joncțiunea BE a tranzistorului BU205, se stinge definitiv oscilația liberă din timpul cursei inverse, datorită amortizării circuitului oscilant $C_r L_y$.

La bornele CE ale tranzistorului T_2 avem în momentul t_7 următoarele tensiuni :

- pe dioda CB, căderea de tensiune de conducție : $-\Delta U_{CB}$
- pe dioda BE, tensiunea negativă de blocare : $-U_{sec}$, adică $-U_{BE}$ de blocare :

$$|U_{CE}| = |U_{CB}| + |U_{BE}| = |-\Delta U_{CB}| + |-U_{sec}|$$

t_8 : În acest moment, pe baza T_2 se aplică tensiunea pozitivă din secundarul trafo driver. Între bază și emitor avem

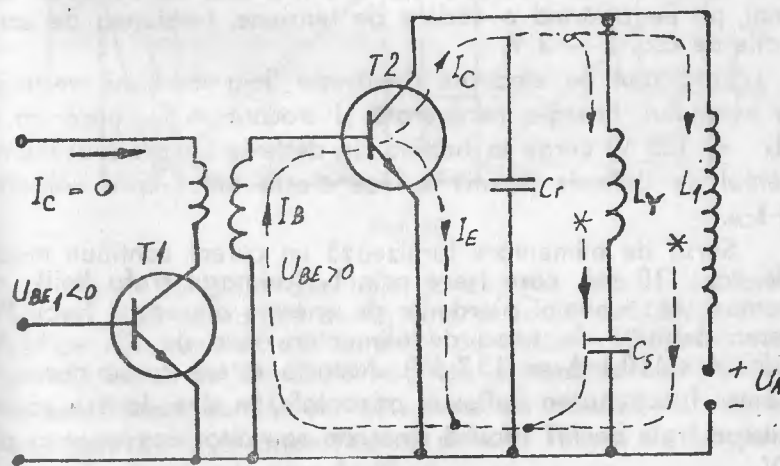


Fig. 25

$U_{BE} > 0$, deci T_2 a căpătat comanda de conducție normală. Este de fapt pregătirea conducției directe. Pentru aceasta pe

baza T_1 se aplică un puls negativ cu durata de $34 \mu s$ care blochează pe T_1 , I_{C1} devine nul, U_{CE1} devine maxim și deci și U_{BE2} .

Joncțiunea BE începe să conducă normal în timp ce joncțiunea CB conduce încă în sens invers. Curentul I_{E2} era pînă la t_8 negativ; la t_8 devine pozitiv. Fascicolul nu a ajuns încă la mijlocul ecranului, iar C_s continuă să se încarce din energia recuperată. Curentul I_{C2} scade linear iar căderea de tensiune pe dioda CB scade pe măsura scăderii curentului. Avem următoarele relații de curent și tensiune pentru BU205:

$$E = I_B - |I_C| \quad U_{CE} = U_{CB} + U_{BE} = -\Delta U_{CB} + U_{BE}$$

t_9 : În acest moment, prima parte a cursei directe s-a terminat și curentul de deflexie trece prin zero. Procesul de recuperare a energiei s-a încheiat. Tranzistorul T_2 începe să funcționeze în regim normal așa cum s-a arătat în fig. 9. Curentul bazei este de ordinul a $0,5 A$, joncțiunea CB conduce normal, pe ea apărînd o cădere de tensiune, tensiunea de saturație de cca. $2 - 3 V$.

Fascicolul de electroni depășește linia mediană verticală a ecranului. Energia recuperată și stocată în C_s (încărcat la $U_A = 125 V$) curge în bobina de deflexie L_y producînd curentul de deflexie pozitiv I_+ ce crește linear spre valoarea $+I_{CM}$.

Sursa de alimentare furnizează un curent continuu mediu de cca. $110 mA$ care trece prin L_1 (primarul trafo linii) ce compensează numai pierderile de energie din etajul final. Puterea debitată de sursa de alimentare este de $13 - 14 W$ ($125 V \times 110 mA = 13,7 W$). Aceasta este puterea necesară pentru funcționarea deflexiei orizontale, în sine, fără a se debita energie de FIT tubului cinescop sau altor consumatori din TV.

Pierderile de energie în etajul final pot fi separate astfel:

- în miezul trafo linii . . . $5 W$ ($27 cm^3$ a $140 mW/cm^3$)
- în tranzistorul BU205 . . . $4 W$ (valoare obișnuită)

c) în $C_r, C_s, L_B, R_B, L_1, \dots 3 W$ (funcție de regimul de lucru)

d) în bobina de deflexie . . . $2 W$ (pierderi în cupru și firită)

Energia maximă necesară pentru anoda a doua a cinescopului (sursa FIT) este de cca. $5 W$ ($17 kV$ cu $300 \mu A$). Randamentul obținerii energiei de FIT este de cca. 90% , astfel că din sursa de energie U_A trebuie luată o putere de cca $6 W$.

Alimentarea altor etaje (filament TK, Bal. vertical, AF!—VS, sunet, etc.) mai necesită cca. $9 W$ cu un randament „de extracție” de cca. 90% , deci aproximativ $10 W$ luați din sursa de alimentare.

În ansamblu, etajul final de linii în plină sarcină (cu lumină maximă la TK consumă cam $30 W$ din sursa de alimentare, adică $240 mA$ la $U_A = 125 V$.

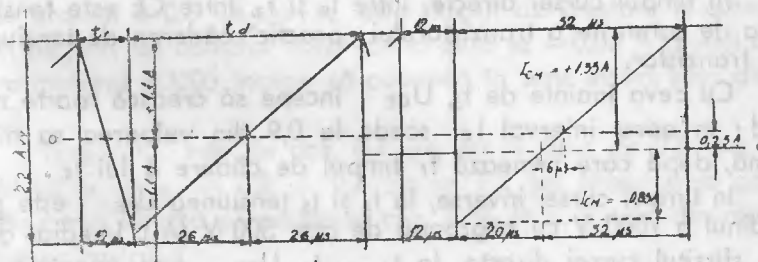


Fig. 26

Figura 26 arată cum linia de energie zero se deplasează cu cca. $0,25 A$ mai jos atunci cînd se ia în considerare curentul de colector față de curentul de deflexie. Datorită consumului, timpul de conducție normală a tranzistorului BU205 este mai mare de $26 \mu s$ și anume de cca. $32 \mu s$ cu $6 \mu s$ mai mult decît jumătatea cursei directe. Timpul de funcționare în regim invers este cam de $20 \mu s$.

Evoluția tensiunii U_{CE} a tranzistorului BU205 este arătată în fig. 27 unde tensiunea U_{CE} (pe axa y) este la scară logaritmică:

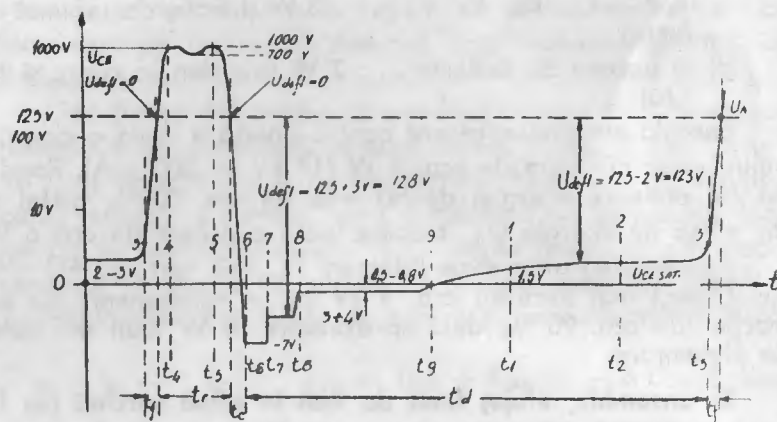


Fig. 27

În timpul cursei directe, între t_9 și t_3 , între CE este tensiunea de saturație a tranzistorului „practic” căderea de tensiune pe tranzistor.

Cu ceva înainte de t_3 , U_{CE} începe să crească foarte rapid; în acest interval I_C scade la 0,9 din valoarea sa maximă, după care urmează t_f timpul de cădere a lui I_C .

În timpul cursei inverse, la t_4 și t_5 tensiunea U_{CE} este de ordinul a 1000 V cu o groapă de cca. 300 V (A_3). Imediat după sfârșitul cursei directe, la t_6 — t_7 , U_{CE} este negativă și are valoarea limitată de tensiune Zener a diodei CB (cca. 7 — 8 V).

La timpul t_7 , intră în conducție inversă j_{BE} iar U_{CE} este de 3,5 — 4 V. Când se aplică pe baza T_2 pulsul pozitiv de conducție, tranzistorul conduce prin j_{CB} și prin j_{BE} astfel că avem o tensiune CE de 0,5 — 0,8 V negativă, care reprezintă diferența dintre căderea de tensiune mai mare $\Delta U_{CB} = 1,5$ — 2 V, pe dioda CB (diodă de rezistivitate mare) și tensiunea de cca. 1 V a j_{BE} . Această tensiune U_{CE} scade pe măsură ce $-I_C$ se micșorează, și devine nulă în momentul t_9 , după care ciclul se repetă.

Durata cursei inverse t_r așa cum se vede din fig 26 se măsoară din momentul când tensiunea de deflexie are valoarea zero și pînă la următoarea „trecere” prin zero în zona în-toarcerii”).

Valoarea tensiunii de deflexie nu este de exact 125 V cît este tensiunea U_A ci diferită cu cîtiva volți, din cauza căderii de tensiune pe tranzistorul T_2 . Astfel între t_9 și t_3 , $U_{defl.} = U_A - U_{CE SAT} = 125 - (2...3 \text{ V})$, adică mai mică de U_A .

În perioada cuprinsă între t_6 și t_9 , $U_{defl.}$ este mai mare decît U_A , fiind de exemplu de cca. 132 V în intervalul t_6 — t_7 : $U_{defl.} = U_A + 7 \text{ V} = 132 \text{ V}$. Tensiunea de deflexie are ca axă zero nivelul tensiunii U_A și nu axa de zero a tensiunii U_{CE} .

Privind astfel lucrurile, timpul de întoarcere t_r este în realitate mai mic cu $t_f + t_c$ (vezi fig. 26). Se știe că t_f este de ordinul a 0,8 μs iar t_c este timpul de creștere a curentului negativ de colector $-I_C$ de la zero la $-0,85 \text{ A}$ atunci cînd tranzistorul BU205 începe să conducă în sens invers prin dioda CB.

Timpul t_c este de cca. 0,4 μs , iar t_f tipic de 0,8 μs , astfel că $t_f + t_c = 0,8 + 0,4 \mu s = 1,2 \mu s$, timp ce se scade din cursa directă pierzîndu-se cca. 2 % (cca. 9 mm) din dimensiunea rastrului.

Curenții I_B , I_C și I_E ai tranzistorului final BU205.

Funcționarea corectă și cu pierderi minime a etajului final depinde așa cum s-a arătat anterior de procesul de comandă pe j_{BE} . (fig. 28). În cele ce urmează se va sintetiza variația I_B în cursul unei linii, corelat cu $U_{sec driver}$, U_{BE} , I_C și I_E .

*) Definiția aceasta este dată de Boekhorst și Nielsen în lucrarea „Some notes concerning the fly-back to scan voltage ratio in line output stages” în Publicația Philips EDS 722/1974, fiind adoptată pe plan internațional.

fig. 28
a, b, c, d

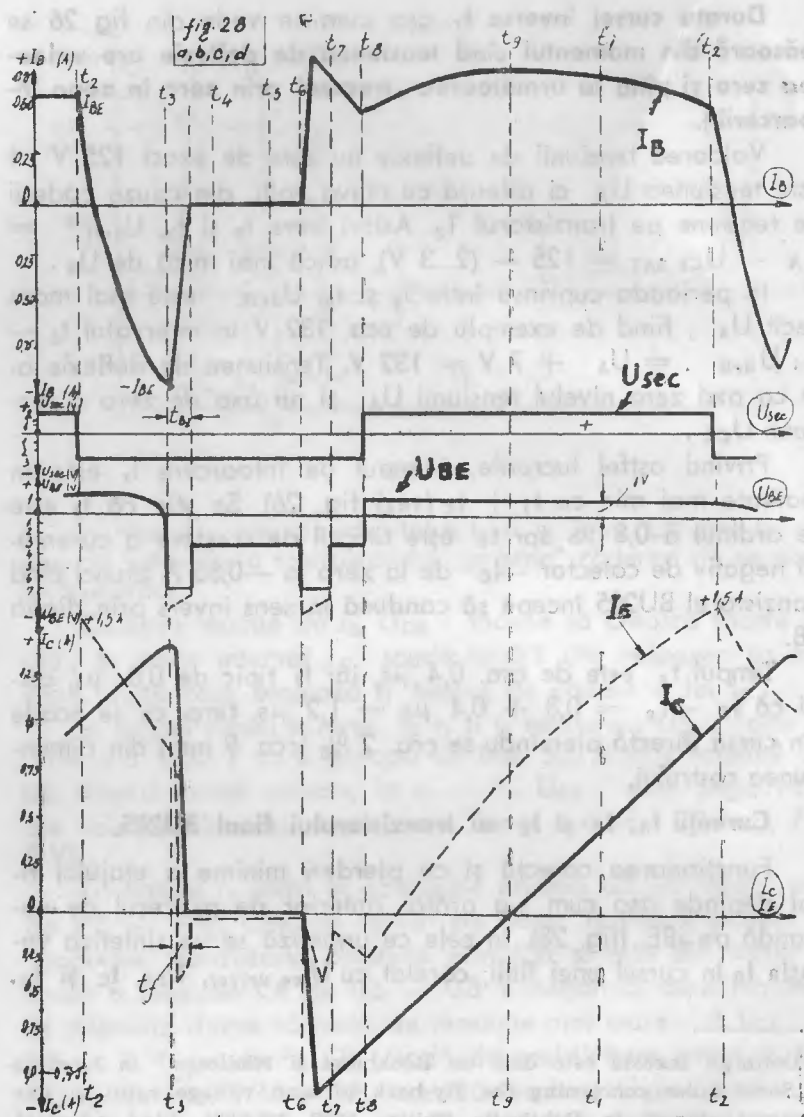


Fig. 28

Tensiunea din secundarul trafo driver U_{sec} , cu amplitudinea de cca. 6 V_{vv} are o parte negativă de 30 μ s și o parte pozitivă de 34 μ sec.

Tensiunea pe baza tranzistorului final (între bază și emitor) U_{BE} este mică, de ordinul a 0,9 — 1,1 V atunci când tranzistorul BU205 este în stare de conducție și de cca. —3 V în timpul când tranzistorul este efectiv blocat. Tensiunea U_{BE} este încă pozitivă în intervalul $t_2 — t_3$ adică în perioada de stocare, astfel că joncțiunea BE este deschisă (în conducție), ușurându-se evacuarea bazei. Tensiunea BE prezintă două momente de tip Zener când tensiunea BE este de ordinul a 7 V și anume :

— în intervalul imediat următor lui t_3 datorită tensiunii induse în bobina L_B de către variația rapidă a lui I_B spre zero, la t_3 ;

— în intervalul $t_6 — t_7$, când tensiunea negativă de întoarcere solicită și joncțiunea BE aducînd-o în domeniul avalanșei de tip Zener.

Curentul bazei BU205, I_B , are cea mai interesantă evoluție, așa cum se arată în fig. 28 a.

— la t_1 , I_C este în creștere iar I_B are valoarea de cca. 0,5 — 0,6 A;

— la t_2 , avem I_{Be} , adică curentul bazei către sfîrșitul cursei inverse; valoarea $I_{Be} = + 0,5$ A și este o valoare tipică pentru circuitul de baleiaj utilizat în TV cu C.I.;

— în intervalul $t_2 — t_3$, I_B este întîi pozitiv dar scăzător iar după 2 — 3 μ s devine negativ (electronii ies din bază) și atinge la sfîrșitul t_3 cca. — 0,9 A, după care scade la zero în cursul a cca. 1,5 — 2 μ s;

— intervalul următor pînă la t_6 este durata reală a cursei inverse când tranzistorul nu conduce nici prin i_{BC} și nici prin i_{BE} deci baza este „lipsită” de curent :

— la t_6 , curentul bazei începe a crește aproape la fel de brusc ca și curentul de colector; vezi pentru aceasta momentul t_6 la fig. 28 a și la fig 28 d;

— la t_8 , când baza primește tensiune pozitivă (fig. 28 b),

curentul bazei prezintă un minim, iar apoi se menține aproape constant în jurul valorii de 0,5 — 0,6 A până la t_2 .

Curentul I_E (de emitor) a lui BU205 trasat în fig. 28 d cu linie întreruptă, este determinat în mod grafic pe baza relației fundamentale pentru tranzistor: $I_E = I_B + I_C$ (algebric).

Pentru a se lămurii forma evoluției curentului de emitor I_E , se vor privi simultan fig. 28 a și 28 d, de exemplu la t_2 , avem $I_B = +0,5$ A, $I_C = +1$ A. Va rezulta $I_E = I_B + I_C = +0,5$ A + $+1$ A = $+1,5$ A ceea ce se vede pe fig. 28 d, pe curba I_E .

La momentul t_9 , avem $I_C = 0$ deci $I_E = I_B = 0,6$ A, ș.a.m.d.

Verificarea funcționării etajului final pentru aprecierea corectitudinii funcționării se poate face oscilografînd tensiunea la bornele rezistenței $R_{704} = 2,2$ ohmi așa cum se arată fig. 29.

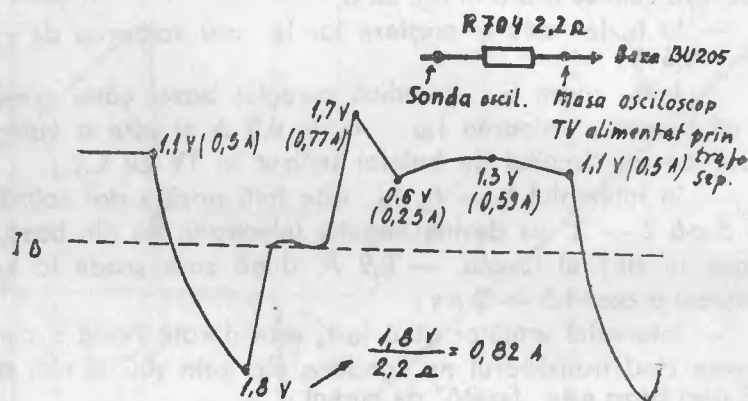


Fig. 29

Citind valoarea tensiunii la momentele „cheie” notate cu un punct negru și împărțind cu 2,2 fiecare valoare de tensiune

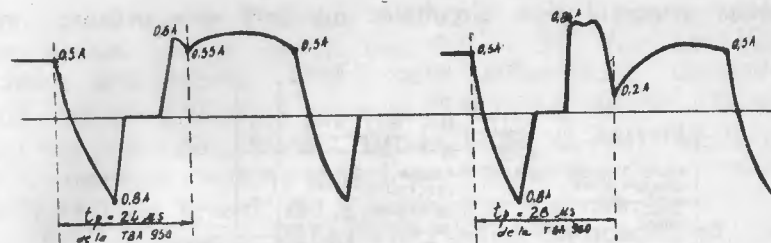


Fig. 30

ne, se obține valoarea curentului bazei în momentele respective.

★

Forma curentului bazei văzută la osciloscop depinde și de toleranța timpului de blocare respectiv a duratei impulsului dat de TBA950, 26 ± 2 μ s (între 24 μ s și 28 μ s), așa cum se arată în fig. 30, în care goapa de la momentul t_8 poate ajunge chiar la 0,2 A. Se reamintește că dacă TBA950 dă un puls de 26 μ s, timpul real de conducție al tranzistorului prefinal este de 30 μ s (cu 4 μ s mai lung) datorită stocării în BF458 (258). Prin urmare, 24...28 μ s la TBA950 înseamnă 28...32 μ s la baza tranzistorului prefinal. Dealtfel chiar dacă pulsul dat de TBA950 este de 23 μ s sau la limită 30 μ s, funcționarea etajului final de linii este normală, dar disipația în BU205 este ceva mai mare. La un puls de 30 μ s dat de TBA950, rezultă durata de 34 μ s pe baza prefinalului, deci o durată de conducție de 34 μ s ceea ce mărește curentul mediu al tranzistorului prefinal micșorîndu-se tensiunea pe colector la 52—58 V în loc de 65—72 V. Deci atunci cînd tensiunea continuă pe colectorul T701 este sub 65—70 V, înseamnă că avem de a face cu un CI TBA950 care dă un puls pozitiv mai lung ($U_{CT701} = 52 - 58$ V).

●●● Funcția componentelor din baleiajul orizontal.

Pentru înțelegerea mai ușoară a B.O., se prezintă un nou fel de comentare a schemei electrice. Schema electrică a ba-

baleiajului orizontal și a circuitelor auxiliare este arătată în fig. 31.

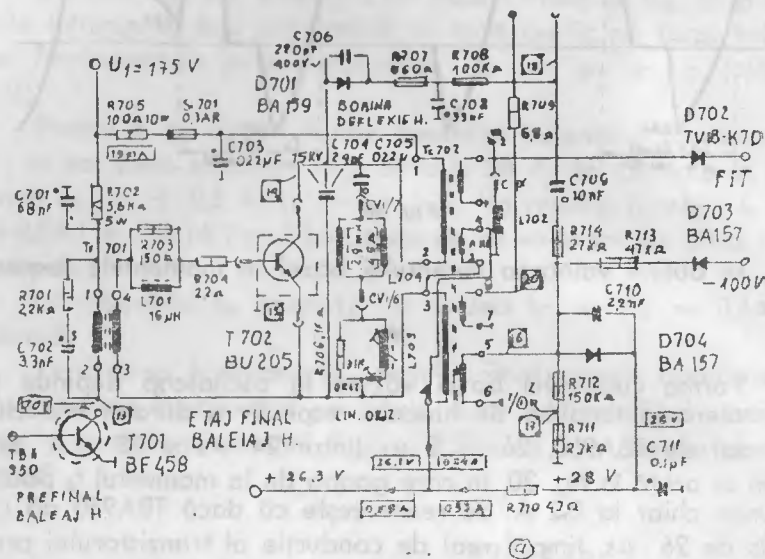


Fig. 31

Rolul fiecărui component este arătat în cele ce urmează, împreună cu efectul asupra funcționării baleiajului atunci când piesa este defectă.

R702 — aceasta stabilește valoarea curentului de lucru al T701 (18 — 20 mA), tensiunea continuă pe colector T701 (65 — 70 V) și amplitudinea impulsului pozitiv de pe CT701 (130 — 140 V_{VV}). Ferește de ardere primarul trafo Tr 701 în cazul scurtcircuitării CE a T701. Întreruperea R702 provoacă de NFTV (nu funcționează televizorul), NFBO (nu funcționează baleiajul orizontal), U₁ crește la 255 V.

R701 — C702 : retează vîrfurile supratensiunii de comutare ce apare în momentul blocării (ieșirii din conducție) T701. Determină forma impulsului pe colector T701 influențînd astfel și curentul bazei tranzistorului final T702, ca evoluție în timp (formă) și valoarea I_{Be} la sfîrșitul cursei directe (0,5 —

0,6 A). Întreruperea R701 sau a C702 provoacă apariția unor **supratensiuni periculoase**, de cca. 300 — 350 V_{VV} care pot provoca străpungerea T710 și care influențează comanda T702; tensiunea U_{CT701} crește la 85 V (în loc de 65 — 70 V). Vezi fig. 3 c avarii. Dacă C702 este scurt, U_{CT701} scade la 50 V, consumul crește, amplitudinea impulsurilor de pe colector T701 scade la cca. 100 V_{VV} (vezi fig. 3 d avarii).

C701 — decuplează pe R702, făcînd ca aceasta să nu participe ca rezistență de sarcină a etajului prefinal. Întreruperea C701, provoacă mărirea impulsurilor de pe CT701 la 220 — 230 V_{VV}, deci și a impulsurilor secundare din Tr. 701 supracomandînd în tensiune pe T702, provoacă creșterea consumului B.O. la cca. 275 mA (vezi fig. 3 b avarii). Scurtcircuitarea lui C701 provoacă oprirea B.O., NFTV, U₁ crește la 250 V iar R702 suportă cca. 10 W și se arde.

L701 — inductanța de întârziere a evacuării bazei tranzistorului final T702 stabilește timpul de stocare la cca. 8 μs și ca urmare regimul optim de comutare al BU205, hotărînd esențial fiabilitatea etajului final. Mărirea L701 mărește pe t_s și invers. Bobina L701 are o inductanță de 16 μH. **A nu fi confundată** cu șocurile video sau șocurile de filtraj din modulul FI—VS, care au o inductanță de 25 — 30 μH. Întreruperea L701, produce arderea R703 și oprirea BO, NFTV, U₁ crește la 250 V.

R703 — amortizează oscilații tranzistorii parazite ce apar la bornele L701. Întreruperea R703 nu produce efecte vizibile pe ecran, dar mărește puterea disipată în BU205.

R704 — limitează sarcina pentru secundarul transformatorului de adaptare Tr. 701, stabilește valoarea I_{Be} (curentul bazei la sfîrșitul cursei directe) și reduce influența dispersiei tensiunii de saturație U_{BE sat} a diverselor exemplare BU205 asupra valorii I_{Be}.

Întreruperea R704 produce NFBO, NFTV, creșterea U₁ la 250—260 V.

R705 — reduce tensiunea continuă pe colectorul T702 de la 175 V la cca. 152 V. Rolul ei esențial este de a asigura protecția generală a BO, a T702 prin limitarea curentului maxim ce poate curge spre BO la 1,7 A (175 V/100 ohmi = 1,7 A).

Compensează efectul de pompare (umflare a imaginii) din cauza scăderii FIT atunci când se mărește din potențiometrul de luminozitate lumina TK. Procesul este următor: crește lumina, crește I fascicul la cca. 250 μ A, și din această cauză scade U_{FIT} de la 18 la 16,5 kV și crește dimensiunea imaginii. Crește însă consumul BO de la 200 la 240 mA, crește căderea tensiunii de pe R705 cu 4 V (40 mA \times 100 ohmi), se reduce deci U_{CE} cu 4 V, de la 125 V la 121 V și proporțional cu cca. 3 % curentul de deflexie scăzând dimensiunea imaginii, aproape cu atât cu cât s-a „umflat”.

Întreruperea R705 produce NFBO, NFTV.

Si 701 — protecție locală a BO; se arde la toate avariile care provoacă mărirea curentului consumat de B.O. la peste 300 mA (scurtcircuite și suprasarcini mari) de ex. priza FIT la masă pentru a încerca dacă este „înaltă”.

C703 — filtrarea tensiunilor parazite provenite din B.O. care ar pătrunde prin R705 pe linia U_1 și deci în celelalte etaje alimentate la U_1 cit și prin stabilizator în rețea producând perturbații radio. C703 servește și ca rezervor de energie în intervalul de recuperare, când C703 se încarcă de la curentul ce se întoarce spre sursa de alimentare. Întreruperea C703 reduce eficiența recuperării energiei și ca urmare consumul BO crește cu 10 %; în acest caz R705 devine o sarcină suplimentară pentru T702 și de aceea impulsul de întoarcere crește cu cca. 40 V pe colector T702, de la 500 V_{vv} la 540 V_{vv} . Crește și tensiunea de accelerare cu cca. 40 V. Scurtcircuitarea C703 provoacă arderea Si 701.

C704 — condensator de întoarcere, tip special cu dielectric de polipropilenă pentru a avea pierderi mici când este parcurs de un curent de 2 — 2,3 A_{vv} în timpul cursei inverse. Stabilește durata întoarcerii $t_R = 12 \mu s$, nivelul impulsului de întoarcere și deci toată funcționarea BO și a TV. **Întreruperea C704 are ca efect reducerea t_R de la 12 μs la 7 μs , creșterea impulsurilor pe colector și emitor de la 500 la 800—850 V (deci $U_{CE} = 1600 - 1700 V_{vv}$!!) creșterea consumului BO la cca. 550 mA și distrugerea BU205 dacă Si 701 nu arde! Scurtcircuitarea C704 provoacă $I_{BO} \approx 700$ mA și ar-**

derea Si 701. C704 poate fi înlocuit (cu rezerve) folosind 2 condensatoare stiroflex de 4700 pF/1000 V sau 630 V conectate în serie (numai în caz de mare nevoie).

C705 — condensator cu triplu rol: corecție de S (de tangentă), de separare în c.c. a bobinei de deflexie și de rezervor de energie în timpul recuperării. Se admite și valoarea de 0,2 $\mu F/630$ V.

Întreruperea C705 provoacă dungă verticală (lipsă deflexie) și reducerea consumului la 160 — 170 mA prin Si 701. Scurtcircuitarea produce consum de 700 mA la BO și arderea Si 701.

L703 — Liniaritate orizontală ajustabilă.

L705 — Bobină de reglare a dimensiunii orizontale a imaginii; este de preferat că din L705 dimensiunea să fie făcută maximă reducându-se apoi din R608 dimensiunea la normal.

R706 — amortizarea oscilațiilor libere, parazite din bobinele de liniaritate și dimensiune. Întreruperea R706 produce uneori o perdea de dungi verticale pe imagine.

D701 — diodă de redresare a impulsurilor pozitive de întoarcere de cca. 500 V_{vv} de pe colectorul T702, obținându-se tensiune continuă de + 500 V care servește pentru alimentarea grilei de accelerare (g_2 —TK) și a electrodului de focalizare (g_3 —TK). Dioda D701 servește și ca diodă de protecție pentru T702 oprind șocurile de tensiune ce pot ajunge la T702 la descărcările de FIT sau descărcările din TK. Dioda D701 cu grupul R707 — C708 mai are rolul de a aplatiza supra-tensiunile periculoase de scurtă durată de pe colectorul T702, menținând constantă tensiunea de impuls la cca. 500 V_{vv} pe colector BU205 prin redresare de virf. Întreruperea D701: lipsă $U_{accelerare}$; lipsă lumină. Scurt la D701, arde R706.

R707 — protejează dioda D701 de supracurent și constituie grup de filtrație împreună cu C708. Întreruperea R707: lipsă lumină (lipsă U_{g_2} TK).

C706 — condensator de preluare a tensiunilor tranzitorii în cursul redresării impulsurilor aplicate diodei R701. Reduce efectul de radiație parazită a TK și TV în general.

C708 — filtrație pentru tensiunea de accelerare și tampon pentru supratensiuni ce sasesc de la TK electrodul de focali-

zare g3 (în caz de descărcări în TK). C708 în scurt: arde Si 701 deoarece $I_{BO} = 500 - 600$ mA. C708 — întrerupt, U_{g2} scade la 120 — 150 V, luminozitate insuficientă.

R708 — rezistență cu rol de filtraaj și de reducere cu cca. 15 — 18 V a tensiunii U_{g2} . Limitează pătrunderea impulsurilor negative de stingere linii de pe C709 spre dioda D701.

D702 — TV18 redresor de FIL: suportă normal un curent redresat de 300 μ A și o tensiune totală la borne de 20 kV. Tensiunea redresată maximă: 18kV. După cca. 1000 — 2000 ore de funcționare își mărește rezistența internă din care cauză la creșterea luminozității scade pronunțat tensiunea înaltă iar imaginea se „umflă”. Conține cca. 330 pastile de seleniu fiecare suportând o tensiune maximă de 60 V_{vv} . Întrerupere D702: lipsă lumină. Scurt: arde Si 701.

C709 — separare în c.c. a punctului 5 trafo linii cu impulsuri de — 240 V_{vv} , de tensiunea de accelerare (+ 500 V); scurtcircuitarea C709: lipsă lumină, iar U_{g2} scade la 20 — 25 V.

R709 — limitarea curentului de încălzire a filamentului TK în perioada de 20 secunde cît filamentul este rece avînd o rezistență de cca. 6 — 8 ohmi în loc de 20 — 22 ohmi în stare caldă. Servește și ca protecție pentru cazuri de scurtcircuit pe filament pentru bobinajul W_{7-8} din trafo linii (TL). Reduce impulsurile de cca. 28 V_{vv} de pe punctul 8 TL la cca. 22 V_{vv} care furnizează filamentului o putere medie de 1,9 W. De la W_{7-8} se expediază spre TBA950 impulsurile de 22 $_{vv}$ pentru comparatorul de fază. Întreruperea R709: lipsă lumină (filament TK rece), și nestabilitate sau desincronizare.

R710 — protecția diodei D704 la supracurent și limitarea curentului de încărcare a C808. Produce o cădere de tensiune de cca. 1,7 V fiind parcursă de cca. 0,35 A. În caz de scurtcircuit la C808 sau pe linia U_3 R710 limitează curentul și evită ardere W_{5-6} din TL. Întreruperea R710 produce scăderea U_3 la 14—16 V; BV cu dimensiune redusă.

D703 — redresează impulsuri negative de 240 V_{vv} (cursa inversă a acestora) pentru a obține o tensiune negativă de cca. —100 V ce servește pentru reglajul luminozității și

stingerea TK fără punct. Întreruperea D703 provoacă creșterea exagerată a luminozității. Scurt la D703 provoacă ardere R713; mărește (pînă la arderea R713) consumul BO cu 30 — 40 mA, mărește lumina deoarece lipsind tensiunea de —100 V cursorul potențiometrului R716 se pozitivează cu 30 — 40 V, ridicînd potențialul grilei Wehnelt și deci curentul de fascicul.

R711 — 712: divizor de tensiune pentru obținerea unui impuls negativ de 2,5 — 3 V_{vv} pentru poarta de RAS din CI — TDA440. Întreruperea R712 are ca efect nefuncționarea RAS-ului, amplificatorul de FI nu este controlat, detectorul și preamplificatorul video din TDA440 se supraîncarcă, intră în limitare și retează impulsurile de sincronizare din semnalul video complex (SVC). Ca urmare apare o desincronizare generală la semnal mai mare; TV funcționează numai la semnal slab (sub 100—200 μ V la intrare).

R713 — limitarea curentului de încărcare la C712 și reducerea tensiunii negative ce se obține după D703. Întreruperea R713 = lumină foarte mare (același caz ca și întreruperea D703).

D704 — grup redresor auxiliar pentru obținerea tensiunii U_3 .
C710 Impulsurile negative de cca. 240 V_{vv} obținute la punctul 5TL sînt redresate (redresarea cursei directe) obținîndu-se după D704 + 28...28,5 V la o sarcină de 0,3 A. Scurt la D704 sau C710 produce arderea Si 701 deoarece curentul BO este de cca. 0,7 A. Dacă Si 701 nu se arde, U_3 scade la 5—6 V în loc de 26—27 V, intră impulsuri în C808, arde R710. Dacă D704 se întrerupe, BO funcționează, consumul scade la 160 mA, tensiunea după R705 (pe Si 701) crește la 160 V, dar U_3 scade la 15 V; tensiunea continuă U_{CE} pe BU205 va fi 160 — 15 = 145 V în loc de 125 V și ca urmare tensiunea de impuls U_{CE} pe BU205 crește la cca. 1150 V_{vv} . Tensiunea U_3 fiind mică, baleiajul vertical primește doar 13 — 14 V astfel că imaginea este redusă (cam 20 cm) pe verticală și „întoarsă” în partea de sus.

Elementele **C710** și **C711** sînt piese antiradiante de înaltă frecvență. Scurt la C710 este egal cu scurt la D704, arde Si 701. Scurt la C711 produce arderea imediată a Si 701. Intre-

ruperea C710 sau C711 nu se manifestă asupra imaginii sau consumului B.O.

☆

AVARII ȘI DEFECTE ÎN BALEIAJUL ORIZONTAL

● Înainte de a trece la analiza avariilor trebuie spus că majoritatea defectelor în B.O. produc un consum foarte mare prin Si 701 aproape întotdeauna de 0,7 A și ca urmare se arde imediat Si 701 înainte de a se distruge tranzistorul BU205 sau transformatorul de linii. Televizorul nu funcționează, nu avem lumină, imagine sau sunet : acesta este defectul tipic.

● Există defecte care provoacă doar mărirea cu 30—50 mA a consumului $I_{B.O.}$ prin Si 701, astfel că Si 701 nu se arde încă : avem un consum de 260 — 290 mA în B.O. iar siguranța este de 0,3 A. La această categorie de defecte, TV funcționează cu imagine și sunet aproape normale o perioadă de timp, după care va ceda o piesă din circuitul suprasolicitat de defect. Exemple : 1/D703 (care produce tensiunea de —100 V pentru circuitul de reglare a strălucirii) este în scurt : dispare tensiunea de —100 V, lumina crește puternic (se poate însă reduce din R716), intră în pericol TV18 și chiar cinescopul. Noroc însă că după un timp se arde R713 prin care trece un curent mare în ritmul impulsurilor negative de pe punctul 5 al trafo linii, curentul mare datorindu-se prezenței C712. 2/C704 — 2,4 nF (condensatorul de întoarcere) are izolație slabă și deci se încălzește prin energia absorbită de rezistența de izolație, provoacă o creștere a $I_{B.O.}$ cu 40 — 45 mA de la 240 la 280 mA. Încălzirea C704 mărește posibilitatea străpungerii în momentul străpungerii se arde Si701.

3) Se întrerupe C702, crește tensiunea de impuls pe colectorul T701 de la 140 V_{vv} la cca. 300 V_{vv} . După un timp T701 străpunge și provoacă arderea R701, după care B.O. se oprește televizorul nu mai funcționează.

● O altă categorie de defecte a B.O. nu scot TV din funcțiune și nu arde Si701. Dispare însă imaginea, rămâne o dungă verticală de 8 — 10 mm lățime, zimțată. Defectul este o

întrerupere în circuitul de alimentare al bobinei de deflexie : C705 sau L703 sau L705 sau întreruperea bobinei de deflexie L704. Consumul B.O. este în acest caz este de 160 mA în loc de 210—240 mA, iar tensiunea de întoarcere (între colectorul BU205 și masă) văzută pe osciloscop are o formă tipică cu impulsuri late de 16—18 μs în loc de 12 μs și cu amplitudinea de cca. 280 V_{vv} în loc de 480—500 V_{vv} .

● În sfârșit, deoarece B.O. alimentează toate celelalte etaje cu joasă tensiune, unele defecte din B.O. se manifestă în altă parte, de ex. în RAS, sincroprocesor sau în B.V. Exemplu tipic este întreruperea circuitului redresorului auxiliar (D704 — R710) când lipsind curentul de 0,33 — 0,35 A debitat de acest redresor, etajele „de joasă tensiune” primesc doar 0,17 A (cît este consumul B.O. care nedebitînd cei cca. 10 W prin D704, consumă puțin) astfel că U_3 este doar de 15 — 16 V în loc de 26 — 27 V. Din $U_3 = 16 V$, la BV ajung prin R815 numai 13 — 14 V, astfel că dimensiunea imaginii pe verticală este doar de 18 — 20 cm cu o dungă luminoasă „pe burtă” (pe mijlocul TK)).

Mai există bineînțelese defectele clasice care provoacă lipsa luminei, defecte identice cu cele ale TV cu tuburi sau hibride : întrerupere bobină FIT, lipsa tensiunii de accelerare pe g_2 TK sau întrerupere în circuitul de filament etc.

MĂSURĂRI OBLIGATORII ÎN B.O.

Se vede din această introducere că la depănarea B.O. este de importanță capitală măsurarea curentului prin Si 701 sau mai ușor a căderii de tensiune pe R705 — 100 ohmi : se măsoară de ex. 17 V, curentul de $I_{B.O.}$ este de 0,17 A, normal este 21 — 24 V adică un curent al B.O. de 210 — 240 mA (variabil cu lumina).

Se măsoară și tensiunile din B.O. sau legate de acesta :

- 1) U_1 (măsurare obligatorie) : normal + 167...175 V.
- 2) $U_3 = 25,5...26,5 V$.
- 3) U pe Si 701, normal cca. + 150 V, adică 21 — 24 V mai mic ca U_1 .
- 4) U_{acc} (pe g_2 — picior 3 TK), normal + 480...510 V.

5) $U_{\text{colector T701}}$, cca. 70 V (60...70 V), rar sub 60 V.

6) Tensiunea negativă pe C_{712} (cca. —100 V).

MĂSURĂRI OHMERICE ÎN B.O.

Se vor măsura următoarele puncte cu plusul ohmetrului la punctul cald și cu minusul ohmetrului la masă. Corecte sînt următoarele rezistențe (valori tipice) :

1) $U_{1\text{-masă}} = 6 \text{ kohmi}$

2) $C_{701\text{-masă}} = 11,5 \text{ kohmi}$

3) Colector T701 — masă $\approx 11,5 \text{ kohmi}$.

4) BU205 : colector — masă $\approx 6 \text{ kohmi}$

bază-masă $\approx 600 \text{ ohmi}$

emitor-masă $\approx 600 \text{ ohmi}$

5) Trafo linii : punct 1 — masă : crescător pînă la 5 — 6 kohmi

punct 2 — masă : crescător pînă la 5 — 6 kohmi

punct 3 — masă : crescător spre 600 ohmi

punct 4 — masă : crescător spre 600 ohmi

punctele 5, 6, 7, 8 la masă, practic 0 ohmi. bobina FIT masă cca. 410 ohmi.

între punctele 1—2 (primar) : cca. 45 Ω

6) Măsurători pe dispozitivele active (scoase din montaj) :

BU205 : + BE $\approx 85 \text{ ohmi}$ + EB = ∞ + EC = peste 10 Mohmi

+ BC $\approx 80 \text{ ohmi}$ + CB = ∞ + EC = 3... 15 Mohmi

(scara de Ω) (scara de k) (scara de M Ω)

BF458 + BE = 25 kohmi + EC = ∞ (peste 50 M Ω)

(BF258) + BC = 24 kohmi + CE = ∞

(scara de k Ω)

BA157, BA158, BA159 : + AK $\approx 120 \text{ ohmi}$ (pe scară de ohmi)

DRR104, 204, 404, 604 + KA = ∞ (50 — 150 Mohmi)

Măsurările se vor face cu ohmetrul aplicînd plusul pe electrodul prim indicat : de ex. : + BE înseamnă : plusul ohmetrului pe bază iar minusul pe emitor.

Valorile date mai sus sînt informative deoarece întotdeauna la tranzistoare și diode valoarea rezistenței depinde de :

— tensiunea ohmetrului (tensiunea bateriei este diferită pe diferite scări) ;

— scara pe care se face măsurarea ;

— rezistența internă a instrumentului ;

— starea bateriei interne.

De aceea pentru practică este bine să se compare un dispozitiv bun cu unul bănuît defect sau se întocmească mici tabele ohmetrice pentru fiecare tip de dispozitiv, folosind instrumentul propriu.

CAZURI DE AVARII ÎN B.O.

1. Televizorul nu funcționează. Siguranța Si 701 este arsă.

a. Se verifică prezența U_1 care va fi probabilă 240 — 250 V din cauză că la lipsa de sarcină suficientă stabilizatorul nu mai asigură U_1 constant de + 170 — 175 V.

b. Se pune în locul Si 701 pentru cîteva clipe un ampermetru pe scara de 1 sau 3 A și se verifică curentul consumat de B.O. Se va măsura probabil 0,6 — 0,7 A, avem scurtcircuit undeva. Se verifică prima dată ohmetric rezistența colector BU205 — masă (normal cca. 6 kohmi) și rezistența emitor BU205 — masă normal cca. 600 ohmi), după care se localizează scurtul verificînd : unul din defectele posibile care pot provoca arderea Si 701 :

— C704 — scurt : (nu se poate lăsa B.O. fără C704 nici o clipă) ;

— C703, C704 scurt (se poate deconecta C703 pentru probă) ;

— L704 — bobina de deflexie scurt total (la borne) sau scurt parțial. Se poate deslipi cablul bobinei de deflexie lăsînd un timp scurt TV în funcțiune. Fără bobina de deflexie

dacă restul este normal, consumul B.O. va fi de 160 — 170 mA iar $U_3 = 26—27$ V (normal).

— Scurt la D704, C710, C711, C808 (redresorul auxiliar). Pentru probă se pot deconecta fără pericol C710, C711, C808.

— Scurt la transformatorul de linii, cablul FIT, dioda TV 18. Întrerupere la C704 (condensator de 2,4 nF și 1500 V!!). Întrerupere sau scurt la bobina A_3 (montată pe bobina de FIT).

Întreruperea C704 provoacă reducerea timpului de întoarcere la 6 — 7 μ s și creșterea tensiunii de întoarcere la cca. 800 V_{VV} pe colector și tot atât pe emitor, deci între C și E la BU205 avem 1600 V_{VV} (fig. 32 a). Tranzistorul BU205 este garantat la 1500 V; unele exemplare rezistă la 1600 V și chiar 1700 V, dar scurt timp; consumul B.O. este de 500 — 550 mA și de aceea BU205 se poate foarte ușor distruge.

Întreruperea bobinei A_3 ridică consumul B.O. la cca. 330 mA la care Si 701—0,3 A arde. Dacă în loc de 0,3 A este pusă o siguranță de 0,6 A, după un timp se poate distruge TV 18 (căci U_{FIT} crește la peste 20 kV) sau BU205 prin suprasarcină concomitentă cu prezența unei tensiuni de întoarcere de cca. 1350 V_{VV} între C și E. Forma tensiunii de întoarcere este tipică pentru lipsa acordului pe A_3 și mai îngustă ($t_r = 10 \mu$ s), așa cum se arată în fig. 32 b, față de tensiunea normală de întoarcere de cca. 950 — 1000 V_{VV} cu $t_r = 12 \mu$ s.

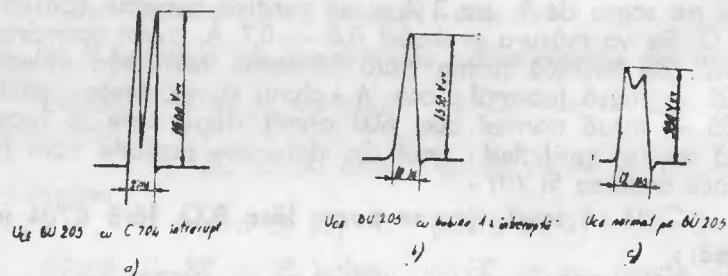


Fig. 32

2. Televizorul nu funcționează; Si 701 este bună.

Se măsoară U_1 , găsindu-se probabil 240 — 260 V, semn că B.O. nu consumă deoarece nu este comandat.

Defectul trebuie căutat la sincroprocesor, în etajul pre-final de linii și în circuitul de bază al BU205. Nefuncționarea B.O. poate fi cauzată de unul din următoarele defecte:

— Modulul nr. 4 cu TBA950 nu funcționează (pe baza T701 lipsește + 0,35 — 0,4 V.)

— R702 întrerupt sau arsă din cauza scurt C701 sau scurt CE la T701.

— T701 — BF458 (258) scurt CE, scurt BE sau întrerupt BE.

— Trafo driver Tr 701 defect cu:

— Întrerupere primar sau secundar (de execuție)

— scurt în secundar (se măsoară $U_{CT\ 701} \approx 15$ V)

— scurt în primar (se măsoară $U_{CT\ 701} \approx 10$ V)

— străpunge primar-secundar (produce scurt BC la T701).

— L701 (16 μ H) întrerupt și ca urmare R703 ars.

— R704 întrerupt.

— Întreruperea conexiunilor E, B, C spre BU205.

— Întrerupere în primarul trafo linii (1—2) sau (3—4).

Nici unul din defectele enumerate nu provoacă arderea Si 701.

3. Dungă verticală, TV are sunet.

Ecranul nu este iluminat dar apare o dungă verticală zimțată lată de 7—9 mm, ușor iluminată. Consumul B.O. este de cca. 160 — 170 mA (deci pe R705 se măsoară cam 16 — 17 V cădere de tensiune) din cauza întreruperii circuitului bobinei de deflexie.

Defecte: Întrerupere C705.

— Întrerupere L704 (bobina de deflexie)

— Întrerupere L705 (bobina de regl. dimensiune)

— Întrerupere L703 (bobina de linearitate)

Tipică pentru acest defect este forma tensiunii de întoarcere văzută pe BU205 (vezi fig. 33) și menținerea tensiunilor U_1 și U_3 la nivelul normal: $U_1 = 170 — 175$ V; $U_3 = 26 — 27$ V.

Probe de laborator au arătat că BU205 nu se distruge la acest defect.

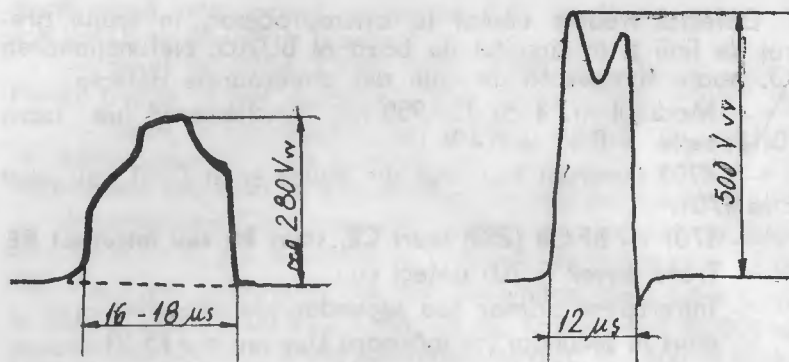


Fig. 33

4. Lipsă lumină, TV funcționează, are sunet (defecte datorate B.O.).

Consumul B.O. este la limita inferioară a normalului (cca. 200 mA, adică cca. 20 V cădere pe R705). **Se caută defectele posibile din B.O. astfel:** Se măsoară întâi tensiunea de accelerare U_{g2} pe picior 3 TK:

a) Dacă avem $U_{g2} = 480...510$ V, se verifică dacă filamentul arde sau nu. Dacă filamentul nu arde, avem **întreruperea R709** (6,8 ohmi) sau arderea acesteia (scurt la ecdator filament sau scurt catod filament). Dacă filamentul arde, se verifică cu TV stins **legătura la masă a bobinei de FIT**, care dacă este întreruptă nu avem curent de fascicul.

b) Dacă lipsește U_{g2} ($U_{g2} = 0$), se caută întrerupere sau scurt pe circuitul de producere și aplicare la TK a tensiunii de accelerare:

— Întrerupere la D701, R707, R708 și R312 (ultima de pe modulul video). Întreruperea R707 de ex. se poate datora arderii determinată de scurtcircuit la C706 sau C708.

— Scurt la D701, C706 sau C708.

c) Dacă $U_{g2} = 20...30$ V. avem scurt la C709.

Întreruperea bobinei de FIT sau a legăturii sale spre masă provoacă reducerea timpului de întoarcere de la 12 μ s la

cca. 8—9 μ s și ca urmare mărirea tensiunii de întoarcere (U_{CE}) de la cca. 980 V_{vv} la 1200 V_{vv} . Aceasta se întâmplă deoarece la cei cca. 4 nF care constituie capacitatea de acord a trafo linii, C704 contribuie cu 2,4 nF iar bobina de FIT cu cca. 1,6 nF (1600 pF). Acești pF reprezintă capacitatea parazită (dar inerentă) a bobinei FIT reflectată la primarul trafo linii (cu patratul raportului de transformare).

5. Lumină insuficientă.

Strălucirea este scăzută, se reglează. Verificarea etajului final video a arătat că totul este în ordine.

Se măsoară U_{g2} pe picior 2 TK și se constată 120—150 V în loc de 480 — 510 V. Defect C708 — 33 nF (600) este întrerupt. Acesta se poate înlocui și cu 22 nF la 600 sau 1000 V.

6. Imagine dessincronizată sau „ruptă”.

Defectul este tipic pentru nefuncționarea corectă a RAS.

Cauza: **R712 întreruptă**, astfel că etajul poartă de RAS din CI — TDA440 neprimind un impuls negativ de linii cu amplitudinea de 2,5 — 3 V_{vv} , nu se produce tensiunea de reglare a amplificării amplificatorului diferențial de FI.

7. Consum mărit al B.O. Imagine și sunet normale.

Se verifică U_1 care trebuie să fie de 170 — 175 V. Dacă U_1 este corect dar curentul prin Si 701 (tensiune pe R705) depășește 250 — 260 mA, trebuie căutată cauza în unul din următoarele defecte „latente”:

— Limitarea curentului de fascicul nu funcționează: D302 sau C303 scurt;

— C704 dacă nu are rezistență mică de izolație;

— C703 dacă nu este întrerupt (consum suplimentar de 25 mA).

— R713 întrerupt, D703 întreruptă sau în scurt, C712 în scurt, aceste defecte cauzează lipsa tensiunii negative de 100 V care asigură potențialul corect al grilei Wehnelt (lumina), o lumină prea mare, consum mare pe FIT și ca urmare consum sporit cu 30 — 40 mA al balaiului orizontal.

— C808 cu curenți de fugă (foarte cald) care măresc consumul pe bara U_3 și deci și prin Si 701. Deconectarea lui C808,

— C701 întrerupt (produce mărirea I_{B0} cam cu 30 — 40 mA), din cauză că fără C701, R702 se adaugă la reacțanța inductivă a primarului trafo Tr. 702 mărindu-se astfel rezistența de sarcină pentru T701 ceea ce face ca impulsurile de pe colectorul T701 să fie de cca. 220 V_{VV} în loc de 130 — 140 V_{VV}. Ca urmare, în secundarul Tr. 701 avem impulsuri de 10 V_{VV} în loc de 6 V_{VV}, ceea ce schimbă regimul de comandă al BU205, suprasolicitând circuitul bazei prin modificarea timpului de stocare și deci a pierderilor de comutație în BU205.

În lipsa posibilităților de vizualizare a acestor oscilograme, se poate trage o concluzie privind funcționarea corectă a etajului prefinal de linii măsurând tensiunea continuă pe colectorul T701; după ce în prealabil s-a verificat și ajustat U_1 :

- A. $U_{C701} = 60 - 70$ V tensiunea normală, corectă.
B. $U_{C701} = 95 - 105$ V, cauza : C701 este întrerupt.
C. $U_{C701} = 80 - 85$ V, cauza : R701 sau C702 întrerupt.
D. $U_{C701} = 40 - 50$ V, cauza : C702 este scurt.

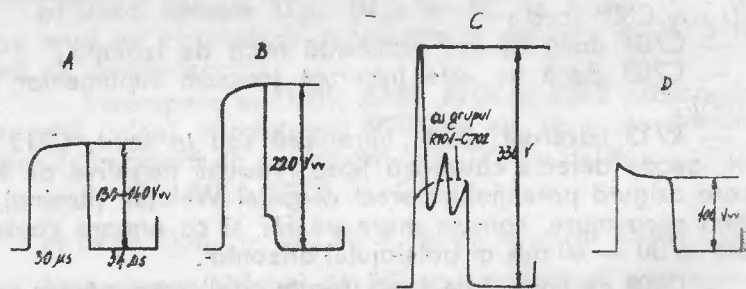


Fig. 34

$$\begin{aligned} U_{CT701} &\approx 70 \text{ V} & U_{CT701} &\approx 100 \text{ V} & U_{CT701} &\approx 85 \text{ V} & U_{CT701} &\approx 50 \text{ V} \\ I_{CT701} &\approx 19 \text{ mA} & I_{CT701} &\approx 12 \text{ mA} & I_{CT701} &\approx 16 \text{ mA} & I_{CT701} &\approx 22 \text{ mA} \\ I_{BO} &\approx 230 \text{ mA} & I_{BO} &\approx 270 \text{ mA} & I_{BO} &\approx 240 \text{ mA} & I_{BO} &\approx 260 \text{ mA} \end{aligned}$$

NORMAL C701 intrerupt R701, C702 intrerupt C701 scurt.

Din acestea, în cazul C, cînd R701 sau C702 sînt întrerupte, avem de a face cu o oscilație parazită cu frecvența de 70 — 80 kHz care produce o tensiune vîrf-vîrf de peste 300 V ce poate ușor distruge cam 80 % din tranzistoarele BF458 (258); acestea suportă $U_{CE0} > 250$ V străpungîndu-se la 260 — 300 V (de la exemplar la exemplar diferă tensiunea U_{BRCE0}).

★

La depanarea B.O., se deschide de obicei „cușca” prin scoaterea celor 2 arcuri de fixare și a trecerii izolate pentru cablul FIT.

R701 arsă : cauza scurt la C702.

R702 arsa : cauza scurt la C701 sau scurt CE la 701.

R703 arsa : cauza L701 întreruptă sau arsa.

R704 arsă : cauza scurt BE la BU205.

Tr. 701 ars : cauza scurt CE la T701 (arde primarul sau R702).

R705 arsă: cauza scurt C703 sau Si 701 este de 0,4 A, 0,6 sau 1 A în loc de 0,3 A.

R706 arsă : cauza întrerupere L703 (lin.) sau L705 (dim.).

R706 arsă : cauza D701 sau C706 sau C708 în scurt.
 R708 arsă : cauza scurt eolator $g_2 T_k$ — masă.
 R709 arsă : cauza scurt filament TK sau scurt K. fil. în TK.
 R710 arsă : cauza C808 în scurt, D704 în scurt, C710 scurt.
 R712 arsă : cauza scurt la masă traseul „Z” spre modul FI—VS.
 R713 arsă : cauza D703 în scurt, eventual C712 scurt.
 TV18 arsă : cauza D703 întreruptă sau scurt, R713 întrerupt, C712 scurt (care toate produc lumină foarte mare = curent de fascicol de peste 400 μA) sau întreruptă R308, scurt D302, C303 (limitarea curentului de fascicol) de pe modulul video.

☆

Înlocuirea tranzistorului BU205.

Acest tranzistor poate fi înlocuit cu tipurile BU204, BU206 și 2SD200 fără modificări în circuit.

De asemenea se poate înlocui cu tipul mai vechi BU105 direct sau cu tranzistoarele BU108, BU207, BU208 și BU209 destinate folosirii în TV color. La acestea din urmă se va verifica forma curentului I_B al finalului de linie căutînd ca prin modificarea L_{701} și R_{704} să se asigure un timp de stocare de 7 pînă la 10 μs și un curent I_{Be} de 0,5 — 0,6 A.

Tranzistorul BU205 nu poate fi în nici un caz înlocuit cu BU406 sau BU407 care se vor străpunge instantaneu.

Înlocuirea diodelor BA157 (D703 și D704) și BA159 (D701).

Diodele rapide BA157 și BA159 pot fi înlocuite și cu diode rapide fabricate de IPRS după cum urmează :

D701 — BA159 prin DRR114 eventual prin DRR604

D703 — BA157 prin DRR404, DRR604 sau DRR114.

D704 — BA157 prin DRR404, DRR604 sau DRR114.

Semnificația simbolului este următorul la diodele DRR :

DRR = diodă redresoare rapidă.

Prima cifră : 2 = 200 V ; 4 = 400 V ; 6 = 600 V ; 11 =

1000 V ultima cifră la toate este 4 : semnifică 0,4 A curent redresat de ex. : DRR404 = diodă de 400 V și 0,4 A.

● În cazuri de mare necesitate diodele D701 și D703 pot fi înlocuite cu diodele redresoare obișnuite 1N4007.

Dioda D704 nu poate fi înlocuită prin 1N4007 sau F407.

CAPITOLUL III.

BALEIAJUL VERTICAL

Bobina de deflexie utilizată în TV cu CI este identică cu cea utilizată în TV H2 cît și în celelalte TV H1, Venus etc, cu deosebirea că la TV cu CI, bobinele de cadre sînt conectate în paralel rezultînd o rezistență de cca. 10 ohmi și o inductanță de 20 mH, în timp ce la televizoarele cu tuburi bobinele de cadre erau conectate în serie avînd $L = 80$ mH și $R = 50$ ohmi (inclusiv termistorul de 10 ohmi).

Pentru deflexia completă pe verticală, este necesar ca un curent de cca. 1 A_{VV} să străbată bobina de deflexie a TV cu CI (la TV cu tuburi bobina de deflexie necesită un curent de cca. 0,5 A_{VV}), ceea ce este evidențiat pe figura nr. 1.

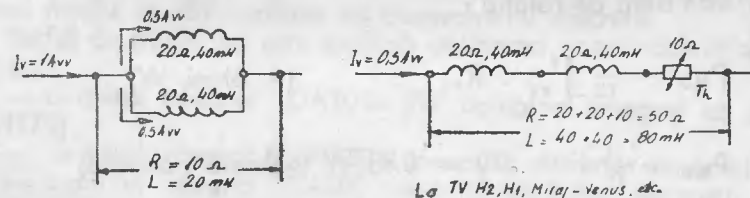


Fig. 1

Așa cum este cunoscut, forma curentului este un dinte de fierăstrău teoretic liniar iar practic cu o corecție în S, cu perioada de 20 ms (corespunzător frecvenței de 50 Hz). Din perioada $T = 20$ ms, cursa directă durează 19 ms, iar cursa inversă la 1 ms (5% din T). Durata cursei inverse de 1 ms este im-

pusă prin standardul de TV tot așa cum cursa inversă la baleiajul orizontal este impusă la cca. 12 μ s. Figura 2 arată forma și duratele curentului I_v .

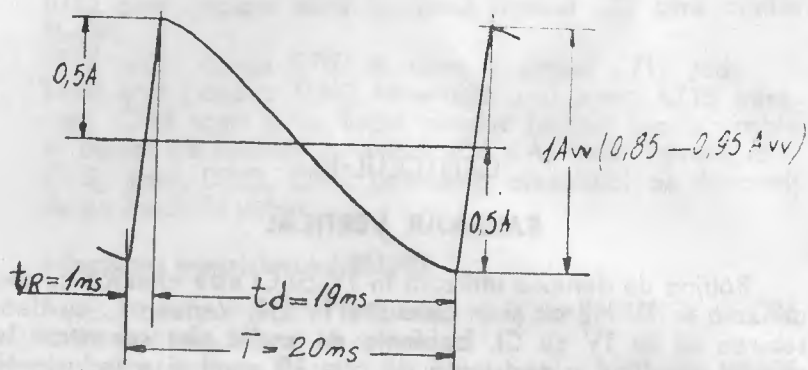


Fig. 2

Puterea medie de deflexie P_{DM} este de cca. 0,85 — 0,9 W la cinescoapele 47 — 65 cm, fiind cu atât mai mare cu cît tensiunea U_{FIT} este mai mare (la $U_{FIT} = 16$ kV este necesar 0,85 W iar la $U_{FIT} = 18$ kV, $P_{MD} = 0,9$ W): În funcție de curentul de deflexie și de rezistența bobinei de cadre, P_{MD} este dată de relația:

$$P_{MD} = \frac{1}{12} I_{vv}^2 \cdot R_{vv} \quad (A, \text{ohmi}, W)$$

$$P_{MD} = \frac{1}{12} \cdot 1^2 \cdot 10 = 0,85 W \text{ (valoare normală)}$$

Valoarea maximă a curentului de deflexie poate fi la unele exemplare de bobine de deflexie mai puțin „sensibile” de cca. 1,05 — 1,1 A_{vv} astfel că puterea de deflexie poate atinge 0,9 — 0,95 W.

Pe timpul cursei directe, bobina de deflexie verticală se comportă ca o rezistență iar pe timpul cursei inverse ca o inductanță, la bornele căreia apare o tensiune destul de mare

datorită variației mai rapide a curentului de deflexie ($U = L di/dt = 20 V$).

★

În ultimii 10 ani se disting cîteva etape în perfecționarea circuitelor de baleiaj vertical, avînd ca scop reducerea consumului și mărirea fiabilității:

a) Tub electronic triodă-pentodă cu transformator de ieșire (PCL85).

$P_{consumată} = 17 W$ $P_{utilă} = 1 W$ randament $\eta = 6 \%$
(puterea consumată: anodic 250 V cu 40 — 50 mA și filament 15 V cu 0,3 A).

b) Circuit tranzistorizat, cu etaj final în clasa A.

$P_{consumată} = 8 W$; $P_{utilă} = 1 W$; $\eta = 13 \%$

c) Circuit tranzistorizat cu etaj final în clasa B.

$P_{consumată} 4 W$ $\eta = 27 \%$.

d) Circuit integrat monolitic cuprinzînd toate funcțiile

$P_{consumată} = 3 W$; $\eta = 35 \%$.

Varianța aleasă pentru TV cu CI este utilizarea în baleiajul vertical a unui CI liniar de tipul TDA1170 care înglobează atât oscilatorul de cadre cît și amplificatorul final de putere.

Construcția baleiajului vertical sub formă de plăcuță-modul cu conector, permite utilizarea și a altor soluții electrice în viitor, cu circuite integrate noi sau în caz de nevoie chiar a unui modul de BV realizat cu componente discrete.

Astfel de pildă, nu este exclusă utilizarea unor module de BV cu:

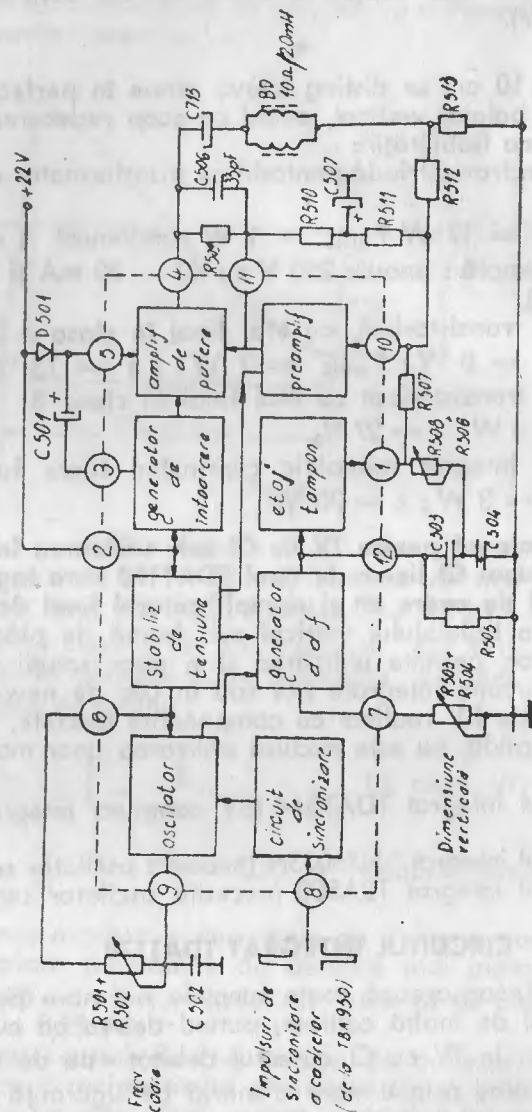
— circuitul integrat TDA1044 (BV complet integrat ca și TDA1170);

— circuitul integrat SN76023N (necesită oscilator separat);

— circuitul integrat TBA800 (necesită oscilator separat).

CIRCUITUL INTEGRAT TDA1170

TDA1170 încorporează toate funcțiile necesare pentru un baleiaj vertical de înaltă calitate, putînd debita un curent de cca. 1,6 A_{vv} . În TV cu CI curentul debitat este de cel mult 1,1 A_{vv} , existînd prin urmare o marjă de siguranță de cca. 50 % față de curentul maxim admis.



Din proiectare s-a urmărit asigurarea unei stabilități mari a frecvenței oscilatorului față de variația tensiunii de alimentare și a temperaturii ambiante, factorul cel mai important pentru posesorul de TV. S-a mai urmărit asigurarea liniarității optime a imaginii, consum redus de energie, precum și independența reglajelor între ele (dimensiune, frecvență, liniaritate).

TDA1170 cuprinde pe un „cip” de siliciu de cca. 4 mm²: un număr de 37 tranzistoare, 10 diode și 12 rezistențe realizate prin tehnologie planară. Schema bloc este arătată în fig. 3 împreună cu componentele externe:

Se vor analiza în cele ce urmează etajele care compun circuitul integrat TDA1170.

1. Oscilatorul și circuitul de sincronizare.

Oscilatorul este realizat dintr-un amplificator diferențial cu reacție pozitivă. Frecvența este determinată de componentele externe C502 și R501 + 502.

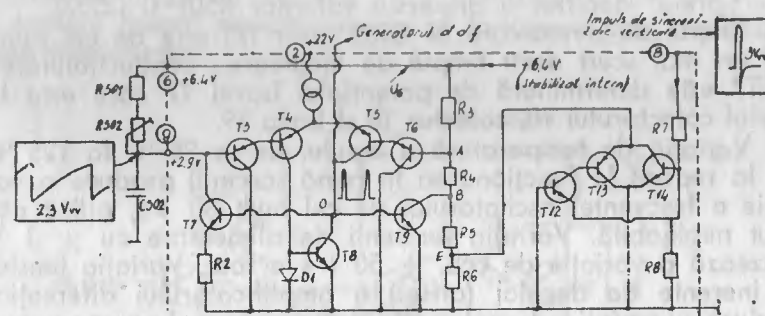


Fig. 4

Constanța de timp a oscilatorului $T = 20 \text{ ms}$ la $f = 50 \text{ Hz}$, rezultă din produsul RC susmenționat, $R501 + R502$ și C502:

$R = 100\text{ K} + 150\text{ K} (\pm 20\%)$; $C = 0,15\text{ }\mu\text{F} (\pm 20\%)$,
în așa fel încât frecvența să poată fi reglată între cca. 60 și
40 Hz respectiv între 17 și 25 ms. La frecvența de 50 Hz ($T =$
20 ms), valoarea R502 este de cca. 40 kohmi, rămânând posibilă

reglarea nestînjenită a frecvenței. Se ține seama la stabilirea valorilor R501, R502 și de valoarea rezistenței R3 din interiorul CI cum și de rezistența dinamică dintre sursă și baza T3 respectiv baza T6, care șuntează grupul R501 + R3, rezultând o valoare mai mică decât cei 250 kohmi cît reprezintă R501 + R502 (valoare maximă). Frecvența corectă a oscilatorului se poate obține și cu alte valori RC, spre exemplu R501 + R502 = 50 kohmi iar C502 = 0,68 μ F. Întrucît C502 este încărcat pe două căi (prin R501 — R502 și prin pin 9 din T3 — T4), cu cît C502 este mai mare, cu atît curentul de încărcare va fi mai mare astfel că rezistența dinamică a grupurilor T3T4 respectiv T5T6 scade, cam la ordinul de mărime al grupului R501 + R502, obținîndu-se un raport constant între tensiunea U_6 de pe pin 6 și tensiunea A de pe baza T6. Încărcare C502, pe care tensiunea crește exponențial depinde doar de produsul R501 + R502 C502 care determină timpul de încărcare al C502. Dispersia inerentă a rezistențelor din interiorul CI, poate determina o eroare de maximum 2 % pentru frecvență, de la exemplar la exemplar, eroare ce poate fi ușor preluată de R502, care „preia” de altfel și dispersia valorilor R501 și C502.

Timpul de descărcare al C502 (prin T7) este de cel puțin 100 ori mai scurt decît timpul de încărcare; conductibilitatea lui T7 este determinată de potențialul bazei T7 care este la nivelul colectorului T8, colector T5 și baza T9.

Variația de temperatură a cipului de la 25 °C la 125 °C (de la repaos la funcționarea în plină sarcină) produce o variație a frecvenței oscilatorului de cel mult 30 μ s, adică absolut neglijabilă. Variația tensiunii de alimentare cu ± 1 V cauzează o variație de cca. ± 50 μ s a fosc. Variația tensiunii inerente de decalaj (offset) a amplificatorului diferențial produce o variație de cel mult 70 μ s a fosc. Însumarea cea mai dezavantajoasă a tuturor variațiilor de frecvență conduce la o derivă a frecvenței de cel mult 0,15 ms adică de $\pm 0,3$ Hz, ceea ce este extrem de puțin și ceea ce ilustrează deosebita stabilitate a acestui oscilator.

Sincronizarea oscilatorului poate fi făcută fie de un impuls pozitiv fie de un impuls negativ, cu condiția ca amplitudinea impulsului să fie mai mare de 1 — 1,5 V pentru a putea satura un tranzistor cu Si. Pulsul pozitiv va satura pe T14 iar pulsul negativ va satura pe T13. În ambele cazuri punctul E

din fig. 4, va avea aceeași tensiune. Divizorul de tensiune R3 — R5 — R6 este astfel dimensionat încît căderea de tensiune pe punctul A determină o reducere de cca. 15 % a perioadei oscilatorului. Ca urmare, impulsuri perturbatoare de zgomot care apar în primii 85 % din perioadă, nu au efect asupra comutării. Se asigură în acest fel un mare grad de imunitate la parazitii care afectează fie SVC, fie traseul de la ieșirea 7 a TBA950 pînă la TDA1170.

Este posibilă sincronizarea oscilatorului prin aplicarea unui impuls pozitiv de amplitudine potrivită (3 — 4 V_{VV}) printr-un C de 20 — 50 nF direct pe C502, adică pe pin 9. În această situație domeniul de prindere va depinde de energia impulsului sincronizator (durata și amplitudinea acestuia) iar sincronizarea va fi mai expusă perturbațiilor.

2. Generatorul de impulsuri în dinte de fierăstrău.

Oscilatorul oferă la ieșirea sa (punctul 0) impulsuri dreptunghiulare cu durata de cca. 250 μ s și perioada de 20ms. Aceste impulsuri au menirea de a întrerupe în ritm de 20 ms o tensiune liniară crescătoare ce se formează prin încărcarea unui condensator.

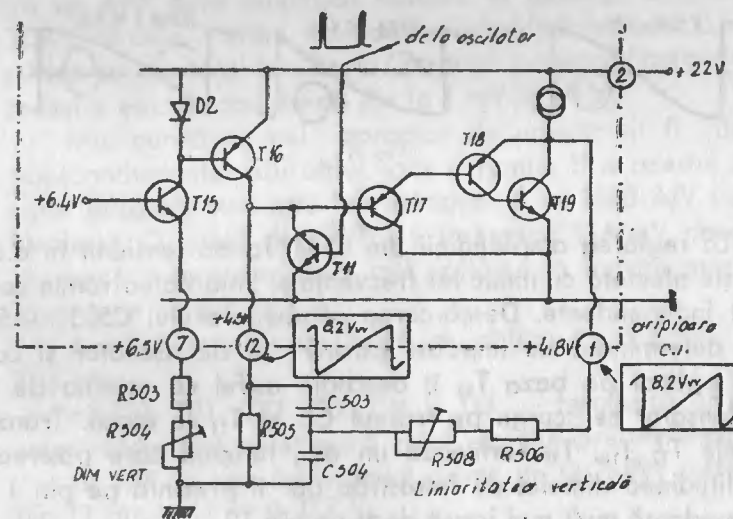


Fig. 5

Circuitul destul de complicat de formare a tensiunii liniar crescătoare în formă de dinte de fierăstrău este de fapt un generator de curent care poate fi reglat din exterior. Capacitatea formată din înserierea condensatoarelor C503 și C504 este încărcată de la + 22 V prin T16, pînă la o valoare care este determinată de valoarea rezistenței de emitor a tranzistorului T15, (grupul serie R503 + R504). Constanta de timp fiind mult mai mare decît perioada de 20 ms, pe pin 12 s-ar obține o tensiune perfect liniară, dacă nu avem pe R505 conectată paralel cu capacitatea și dacă prin grupul R508 — R506 pin 1 nu ar fi conectat la mediana C503 — 504. Aecastă tensiune liniară pe pin 12, ar produce însă o deflexie verticală neliniară imaginea fiind strînsă la mijloc și întinsă sus și jos. De aceea cu ajutorul R505 se asigură o corecție în S a dintelui de fierăstrău la sfîrșitul cursei directe, iar cu R508 — 506 se aduce o tensiune de la pin 1 care asigură posibilitatea reglării liniarității verticale : ca în fig 6.

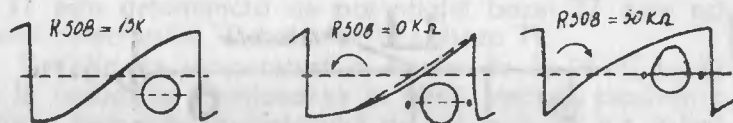


Fig. 6

La reglarea amplitudinii din R504, forma tensiunii în d.d.f. nu este afectată cu nimic iar frecvența și liniaritatea rămîn complet independente. Descărcarea condensatorului C503 — 504 este determinată de impulsul pozitiv dat de oscilator și care fiind aplicat pe baza T11 îl deschide astfel că sarcina de pe condensator se scurge pe traseul CE al T11 la masă. Tranzistoarele T17, T18, T19 formează un etaj tampon care păstrează amplitudinea dintelui de fierăstrău dar îl prezintă pe pin 1 la o impedanță mult mai joasă decît pe pin 12.

Amplitudinea dintelui de fierăstrău depinde de poziția R504 (100 K). Cînd R504 este la valoarea minimă (scurtcircuitat), d.d.f. pe pin 12 are amplitudinea de 12 — 13 V_{VV}, iar cînd valoarea R504 este maximă, avem cca. 6 V_{VV}. Aproape proporțional cu acest d.d.f. variază și dimensiunea verticală, precum și consumul modului de BV :

80 — 100 mA la dimensiunea verticală minimă.

130 — 140 mA la dimensiunea normală.

155 — 175 mA la dimensiunea maximă (exagerată).

Reglarea dimensiunii verticale a imaginii influențează și tensiunile continue de pe pin 1, 2, 3, 4, 5 și 12.

3. Amplificatorul de tensiune în d.d.f. și amplificatorul final.

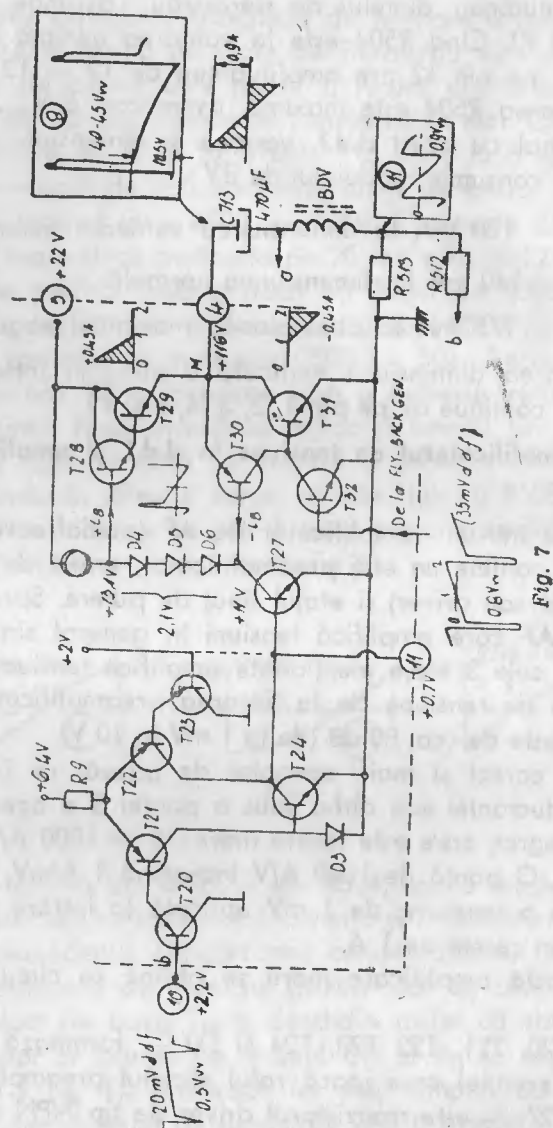
Ca și într-un amplificator de AF (audiofrecvență) CI — TDA1170 conține un etaj preamplificator, urmat de un etaj de atac (pilot sau driver) și etajul final de putere. Spre deosebire de un AAF care amplifică tensiuni în general sinusoidale, în TDA1170 cele 3 etaje menționate amplifică tensiuni d.d.f. Amplificarea de tensiune de la intrarea preamplificatorului pînă la ieșire este de cca. 80 dB (de la 1 mV la 10 V).

Mai corect și mai apropiat de adevăr ar fi definirea transconductanței sau altfel spus a pantei S a acestui amplificator integrat, care este foarte mare : $S = 1000 \text{ A/V}$ (sau 1000 Siemens). O pantă de 1000 A/V înseamnă 1 A/mV, ceea ce ne spune că o tensiune, de 1 mV aplicată la intrare produce pe sarcină un curent de 1 A.

Această amplificare mare se obține cu circuitul din fig. 7 în care :

a) T20, T21, T22, T23, T24 și D3 — formează un amplificator diferențial care joacă rolul etajului preamplificator.

b) T27 — este tranzistorul driver de tip NPN astfel că pe pin 11 apare $U = + 0,7 \text{ V}$.



c) Etajul final compus din :

— T28, T29 grup Darlington formînd un tranzistor final NPN.

— T30, T31 grup compus PNP—NPN înlocuind un tranzistor final PNP.

— T32 tranzistor pentru cursa inversă.

Semnala \bar{u} în d.d.f. este aplicat pe intrarea inversoare a grupului diferen \bar{u} al, pin 10, în timp ce intrarea neinversoare (baza T23) este conectată la o tensiune constantă de + 2 V (stabilizată). Tensiunea în d.d.f. amplificată și neinversată este culeasă pe colectorul T24 și aplicată direct la baza T27, care este etajul prefinal. Prin T27 curge un curent de cca. 6 mA, curent ce vine de la sursa de alimentare (pin 5) prin generatorul de tensiune, parcurge diodele D4, D5, D6 și apoi traseul colector-emitor T27. La bornele celor 3 diode înseriate se obține o tensiune de cca. 2,1 V care asigură deschiderea de clasă AB ($I_0 = 10$ mA) a tranzistoarelor finale, care lucrează ca amplificator de curent (sarcina este în emitor).

Pe T_{27} are loc inversarea sensului de variație a tensiunii în d.d.f. : în baza d.d.f. crescător iar pe colector d.d.f., descrescător, axat pe tensiunea de $+11\text{ V}$ a colectorului T_{27} . Partea pozitivă (între 0—1), deschide cu $+I_B$ grupul Darlington de tip NPN, iar partea negativă a tensiunii de comandă a finalilor (între 1—2) deschide cu $-I_B$ grupul cascod ca pe un tranzistor PNP (T_{30} este PNP și cere N pe bază pentru a conduce). În acest fel curentul de baleiaj este pozitiv în prima jumătate a cursei directe curgînd de la pin 5 ($+22\text{ V}$) prin T_{29} — M — C_{713} în bobina de deflexie și R_{513} masă asigurîndu-se deflexia fascicolului pe jumătatea de sus a ecranului TK. A doua parte a cursei directe este asigurată prin curentul negativ de deflexie ce curge din energia înmagazinată în C_{713} prin M — T_{21} — bobina de deflexie — închizîndu-se la C_{713} .

Curentul de deflexie de cca. $0,9 A_{VV}$ parcurge rezistența R513 de 1 ohm și produce pe aceasta o cădere de tensiune în d.d.f. cu amplitudinea de $0,9 V_{VV}$ (oscilograma 11). Această tensiune se aplică prin R512 la intrarea amplificatorului diferențial (pin 10); tot la pin 10 se aduce prin R507 tensiunea în d.d.f. de la pin 1, care are aceeași alură dar este în antifază. Pe pin 10 are loc compararea celor două tensiuni și corectarea automată cu ajutorul unei terțe tensiuni ce se

aduce de la pin 4 (ieșirea mediană a CI). Tensiunea de la ieșire este ușor parabolică așa cum se arată pe oscilograma 9 din fig. 7, fiind apoi integrată pe R510—C507. Insumarea acestor tensiuni conduce la obținerea formei d.d.f. care comandă de fapt pe pin 10 întregul amplificator de putere, în ultima instanță liniaritatea sistemului.

În fig. 8 se arată tot sistemul de reacție de curent și compensare :

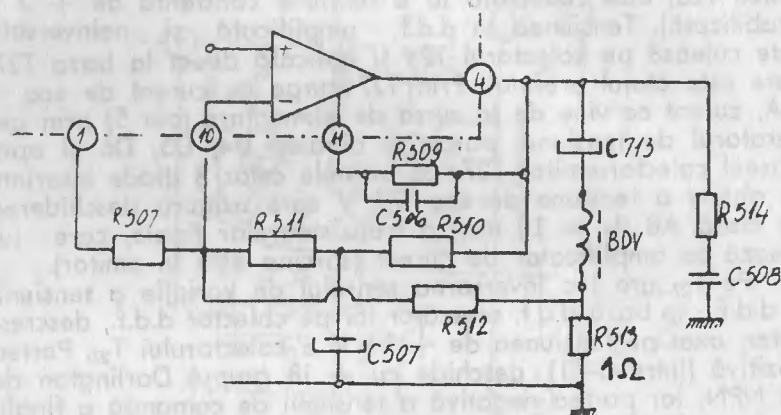


Fig. 8

Grupul RC serie R514—3,3 ohmi și C508—0,1 μF are rolul de a amortiza orice supratensiuni ce pot apare în timpul cursei inverse datorită proceselor rapide și care ar putea pune în pericol circuitul integrat.

De la ieșire (pin 4) prin grupul paralel R509—C506 se aplică o compensare în antifază asigurându-se anularea oricăror oscilații parazite cu caracter armonic care pot apare în timpul cursei inverse și care nu pun în pericol circuitul integrat dar produc perturbații ale imaginii

Tranzistorul T31 trebuie să suporte în timpul cursei inverse toată tensiunea de întoarcere care apare la bobinele de deflexie (40 — 45 V_{VV}), și care se aplică în întregime între colectorul și emitorul T31.

Pentru ca T31 să suporte ușor această tensiune, este necesar să fie adus în stare de U_{CER} și nu de U_{CE0}. Starea de U_{CER} se asigură prin scurtcircuitarea joncțiunii BE a T21 cu o rezistență cât mai mică.

Tocmai tranzistorul T32 face rolul unei rezistențe de 3—5 ohmi, fiind adus în stare de conducție-saturație (practic baza T21 este pusă la masă) de către un impuls pozitiv pe baza sa. Acest impuls pozitiv provine de la generatorul de fly-back (de întoarcere).

4. Generatorul pentru tensiunea de întoarcere (fly-back)

Aceasta are rolul de a genera o tensiune de 40—45 V la bornele BDV în scopul de a reduce durata cursei inverse.

În timpul cursei directe curentul care străbate bobina de deflexie este pozitiv în prima jumătate a cursei și negativ în cea de a doua jumătate, ajungând la —0,45...0,5 A. În timpul cursei inverse, curentul variază destul de rapid de la —0,5 A la + 0,5 A, deci variația de curent este de 1 A (di = 1 A). Timpul de întoarcere la BV poate fi de maximum 1 ms, dar este de dorit ca aceasta să fie de 0,5—0,7 ms în scopul de a reduce solicitarea termică prin putere disipată a tranzistoarelor finale. Datorită variației brusce a curentului de deflexie prin inductanța de cca. 20 mH a BDV, la bornele bobinei apare o supratensiune „de întoarcere” determinată cu relația :

$$U_R = L \frac{di}{dt} = - \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 1}{1 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ V cînd } T_R = 1 \text{ ms}$$

La un timp $t_R = 0,5 \text{ ms}$, tensiunea de întoarcere ar crește la 40 V, iar $t_R = 0,2 \text{ ms}$, tensiunea U_R ar atinge valoarea de 100 V.

Întrucît tensiunea U_R nu poate depăși tensiunea de alimentare a BV care este de cca. 22 V înseamnă că timpul t_R nu poate fi redus sub 1 ms. Un remediu ar fi mărirea tensiunii de alimentare la cca. 25 V situație în care t_R devine cca. 0,9 ms. Dar la un $t_R = 1 \text{ ms}$, puterea disipată pe tranzistoarele finale devine importantă și periculoasă mai ales pentru tranzistorul NPN care în cursul t_R este parcurs și de un curent invers.

Reducerea la oca. 33 % a timpului de întoarcere (de la 1 ms la cca. 0,65 ms) conduce la reducerea puterii disipate pe tranzistoarele finale cam. de 3 ori, ceea ce la un circuit integrat este de deosebită importanță pentru fiabilitatea sa în timp.

Accelerarea întoarcerii se poate asigura măbind într-un fel oarecare tensiunea la bornele BDV la 40—45 V, doar pe durata întoarcerii. Tensiunea mare la borne va forța „evacuarea” curentului negativ din BD și apoi creșterea iute a curentului pozitiv până la valoarea de + 0,5 A cit este aceasta în momentul începerii cursei directe ca în fig. 9.

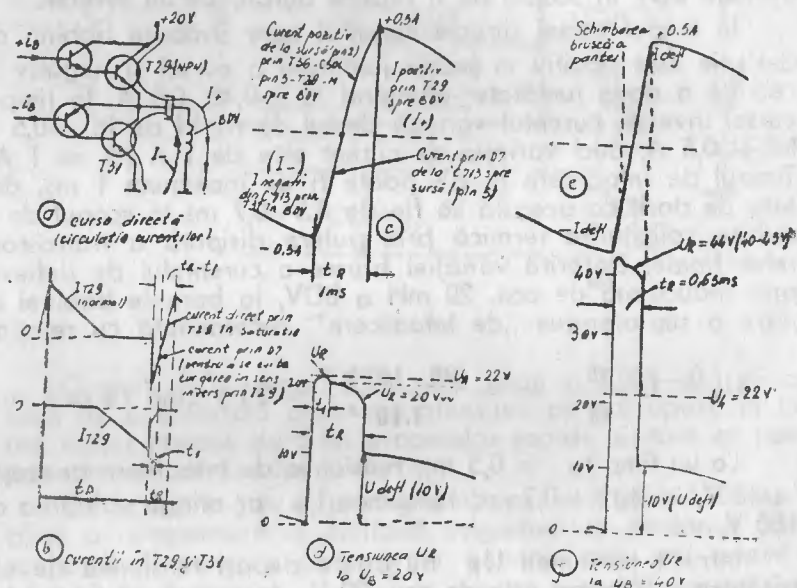


Fig. 9

Schema electrică a generatorului de cursă inversă (fly-back) este arătată în fig. 10, împreună cu etajul final. Funcționarea sistemului este următoarea :

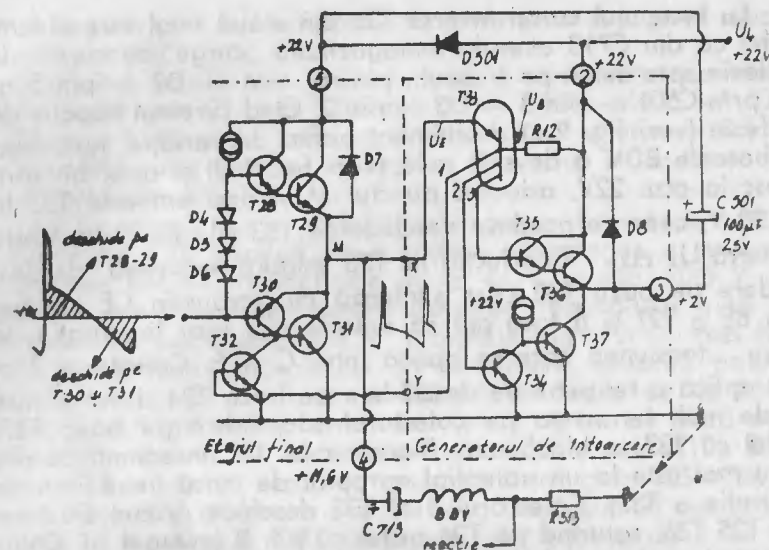


Fig. 10

Pe timpul cursei directe curentul curge în etajul final în modul deja cunoscut :

a) în prima jumătate, pe traseul : U_A (+ 22 V) — D501 — pin 5 — T29 — M — pin 4 — C713 — BDV — D513 — masă. Tranzistorul T29 conduce normal :

b) în a doua jumătate : din C713 — pin 4 — M — T31 — masă — R513 — BDV. Tranzistorul T31 conduce normal.

În timpul cursei directe, în generatorul de tensiune de întoarcere tranzistorul multicolector T33 este blocat deoarece pe baza T33 tensiunea U_B este mai mare decât tensiunea U_E de pe emitorul T33, care se află la potențialul punctului median M (+11,6 V). Când T33 este blocat, T37 conduce deoarece este polarizat pe bază pozitiv de la + 22 V prin generatorul de curent. T37 fiind conductiv, condensatorul C501 se încarcă la aproape 22 V prin curentul care curge din pin 5 în C501, circuitul închizându-se prin T37 la masă. În acest timp tranzistorul T32 este blocat deoarece nu primește tensiune pe bază ; rezistența între C și E nu stăjenește funcționarea lui T31 care conduce.

La începutul cursei inverse T31 din etajul final este blocat, astfel că din C713 energia înmagazinată „curge” ca curent de deflexie spre sursă pe traseul: pin 4 — M — D7 — pin 5 — apoi prin C501 — pin 3 — D3 — pin 2. Când curentul negativ de deflexie (vezi fig. 9 c) a schimbat panta de variație, tensiunea la bornele BDV a devenit nulă (vezi fig. 9 d) și apoi a sărit brusc la cca. 22V, aducând punctul M și deci emitorul T33 la + 22 V, ceea ce produce deschiderea T33 ($U_{E\ T33}$ depășește cu ceva $U_{E\ T33}$). Conducția lui T33 asigură tensiunea de deschidere pe baza T32 care șuntează cu porțiunea CE joncțiunea BE a T21 și îl face apt să suporte mai ușor în situația de U_{CER} tensiunea care se aplică între C și E. Colectorul 2 al T33 aplică o tensiune de deschidere pe baza T34 și ca urmare scade mult tensiunea pe colectorul său, adică pe baza T37, astfel că T37 se blochează. Blocarea lui T37 înseamnă că pin 3 nu mai este la un potențial apropiat de masă (tensiunea de saturație a T37). Colectorul 3 al T33 deschide grupul Darlington T35 T36, saturând pe T36 astfel că pin 2 (minusul lui C501) ia practic potențialul U_4 (+ 22 V) al sursei de alimentare. Plusul C501 care se află la + 22 V se „urcă” acum la 44 V astfel că la începutul întoarcerii, tensiunea pe pin 5 devine cca. 44 V.

Se obține în acest fel prin blocarea lui T37 și saturarea lui T36, însumarea la tensiunea de alimentare, a BV, a tensiunii de aproape 22 V de pe C501, cu alte cuvinte grupul T33—34—35—36—37 și D8 joacă rolul unui generator de tensiune „suplimentară” care se va aplica bobinei de deflexie în scopul grăbirii procesului de variație a curentului de deflexie de la —0,5 A la 0,5 A, adică a reducerii duratei cursei inverse de la cca. 1 ms la cca. 0,65 — 0,7 ms.

Tensiunea $U_R = 2 U_4$ este aplicată la BDV prin T29 care este saturat deci având un U_{CE} de cca. 0,7 V, tensiune de saturație determinată de conducția diodei antiparalele D7 care șuntează pe T29. Dioda D7 are rolul de a conduce — așa cum am mai arătat — curentul negativ de deflexie din prima jumătate a cursei inverse ce curge din C713 prin M spre sursă (pin 5) evitând parcurgerea în sens invers (de la E la C) a T29, lucru care ar mări și mai mult puterea disipată de acesta.

Din momentul aplicării tensiunii $U_R = 44 V$ pe BDV, cu-

rentul negativ prin bobină scade rapid la zero și se inversează (devine pozitiv).

Curentul pozitiv din partea doua a cursei inverse trece de la sursă (pin 2) prin T36—pin 3 — C501—pin 5 — T29 — M spre bobina de deflexie, crescând până atinge + 0,5 A iar amplificatorul începe să lucreze din nou, inițiindu-se o nouă cursă directă.

La începerea cursei directe, schimbarea bruscă de pantă a curentului este însoțită de o cădere instantanee a tensiunii la bornele bobinei de deflexie de la 44 V la cca. 10,5 V cât este tensiunea necesară pentru devierea fascicolului până la marginea de sus a ecranului — începutul rastrului — vezi fig. 9 d. În momentul începutului cursei directe, datorită polarizării inverse a jBE, tranzistorul T33 (multicolector de tip PNP) se blochează (pe emitor avem cca. + 11 V) iar pe bază este aplicată tensiunea de alimentare de + 22 V prin R12). Blocarea T33 provoacă blocarea grupului Darlington T35—T36 și deschiderea T37 prin care minusul elco C501 (pin 3) este practic pus la masă prin T37, dându-i-se posibilitatea de a se încălca la + 22 V pentru ca în timpul cursei inverse aceasta să fie însumată cu tensiunea de alimentare. Blocarea T33, provoacă și blocarea tranzistorului T32 care în timpul t_R era puternic conductiv și punea practic la masă baza T31, în scopul ca acesta (repet) să lucreze în condiții de U_{CER} și nu de U_{CE0} , atunci când $U_R = 44 V$ solicită la maxim tranzistoarele finale.

5. Stabilizarea internă a tensiunii de alimentare.

Un stabilizator intern asigură o tensiune de + 6,4 V pentru alimentarea:

- oscilatorului vertical.
- generatorul de tensiune în d.d.f.
- preamplificatorul tensiunii în d.d.f.
- generatorul tensiunii de întoarcere.

Alimentarea cu tensiune stabilizată a acestor etaje conferă o mare stabilitate a frecvenței, amplitudinii și liniarității baleiajului vertical față de variația tensiunii de alimentare și mai ales la variația temperaturii ambiante și a temperaturii sistemului monolitic din siliciu (cip). Dioda Zener de 6,4 V este termocompensată (ca și TAA550) astfel că la o variație de

50 °C a temperaturii produce o variație de numai 20 mV a tensiunii de 6,4 V. Variația tensiunii de alimentare cu 5 V, provoacă variația tensiunii de 6,4 V cu cca. 10 mV. Un avantaj al stabilizării generale constă în eliminarea termistorului serie cu BDV. Tensiunea de 6,4 V se măsoară pe pin 6 al CI TDA 1170.

MĂSURĂTORI PE MODULUL DE BV.

Pe contactele modulului se pot măsura următoarele tensiuni.

1. Tensiunea de alimentare generală :

$$\text{contact 8: } U_4 = 22 \pm_{0,50}^1 \text{ V (21,5...23 V).}$$

— Această tensiune depinde de tensiunea U_3 (bara de 26,3 V) și de căderea de tensiune pe R815, care este de cca. 4,1 V $U_{R815} = 4,1 \text{ V (3,6...4,4 V)}$.

— Căderea de tensiune pe R815 permite determinarea consumului general al modulului :

$$I_0 = \frac{\Delta U_{R815} \text{ (V)}}{27 \Omega}$$

— Consumul BV este liniar dependent de dimensiunea verticală, reglabilă cu R504. Consumul normal este de 130—140 mA — cu oarecare dispersie — când rastrul acoperă cu o rezervă de 1—2 cm sus și jos, ecranul.

2. Pe contactele modulului. ATENȚIE ! Se evită scurtcircuite la masă în timpul măsurărilor, mai ales contact 6 !!

Contact 5 : cca. 0,25 V ~; 0 V = (pe alternativ cu DU20).

Contact 6 : + 11,5 V (11...12,2 V) — depinde invers de dimensiunea verticală.

Contact 8 : + 22 V (21...23 V) — depinde invers de dimensiunea verticală.

3. Pe piciorușele CI—TDA1170, tensiunile în funcțiune.

Se măsoară cu un vîrf bine ascuțit pe borna de plus a instrumentului, fără a produce scurtcircuite accidentale între pin-uri sau pin-masă.

Înainte de măsurători se ajustează din R504 dimensiunea verticală corectă.

Valorile indicate în tabel sînt valori medii statistice ; dispersia inherentă este de $\pm 5 \%$.

		Dimens. vert. maximă.	Dimens. vert. minimă.	Dimens. vert. normală.
		V =	V =	V =
12		4,5	3,5	5,5
11		0,	Tensiuni ce nu depind de dimensiunea verticală	
10		2,2		
9		2,		
8		— 0,03		
7		6,5		
6				
5		21,8	23,5	20
4		11,6	12,5	10,8
3		1,8	1	3
2		22,0	23,5	20
1		4,8	4	5,6
PIN		U_{nom}	I_a DV _m	I_a DV _M

Tensiunea pe pin 12 se măsoară cu voltmetru electronic. Cu instrumente obișnuite U pin 12 scade la 2,5 — 3 V. La măsurarea pe pin 12 valoarea citită depinde de rezistența internă a instrumentului.

● Periculoasă este mai ales scurtcircuitarea pin 4, 5 și 2 la masă.

Este de asemenea periculoasă extragerea modulului în timpul funcționării deoarece în multe cazuri se distruge TDA 1170.

4. Oscilograme pentru baleiajul vertical.

Caietul de reparații prezintă 3 oscilograme esențiale, iar pe schema electrică sînt date 6 oscilograme, ceea ce este foarte suficient pentru verificarea integrității circuitului integrat și a componentelor externe.

În cele ce urmează se dau pentru studiu oscilogramele pe toți „pinii” CI precum și oscilograma indirectă a curentului de deflexie ridicată la bornele R513.

AVARII LA MODULUL DE BALEIAJ VERTICAL

Defectele tipice ce se pot întîlni la BV enumerate mai jos arătîndu-se la fiecare defect toate cauzele posibile care pot provoca acel defect.

1. Lipsă desfășurare pe verticală (dungă orizontală pe ecran).

a) Tensiunea U_4 este de 5—6 V sau 26—27 V în loc de oca. 22 V Defect TDA1170 (pin 4-masă, R = 0) sau pin 5-masă scurt.

b) Întreruperea R815 (arsă) ca urmare a scurtcircuitării TDA1170, scurt accidental pe modul sau scurt la C807—1000 $\mu\text{F}/25\text{—}30\text{ V}$ (de pe placa mare).

c) Întreruperea C713 (pe placa mare), întreruperea BDV sau a traseelor imprimate cum și a celor 2 trasee filare (ștrăpuri A4 și A5) care duc spre conectorul VI al bobinei de deflexie.

d) Întreruperea uneia din componentele :

R501, Pot. R502, R503 Pot. R504, **R506**, R508, **R510** ; R511

MĂSURĂTORI PE 8V-TV-CI.

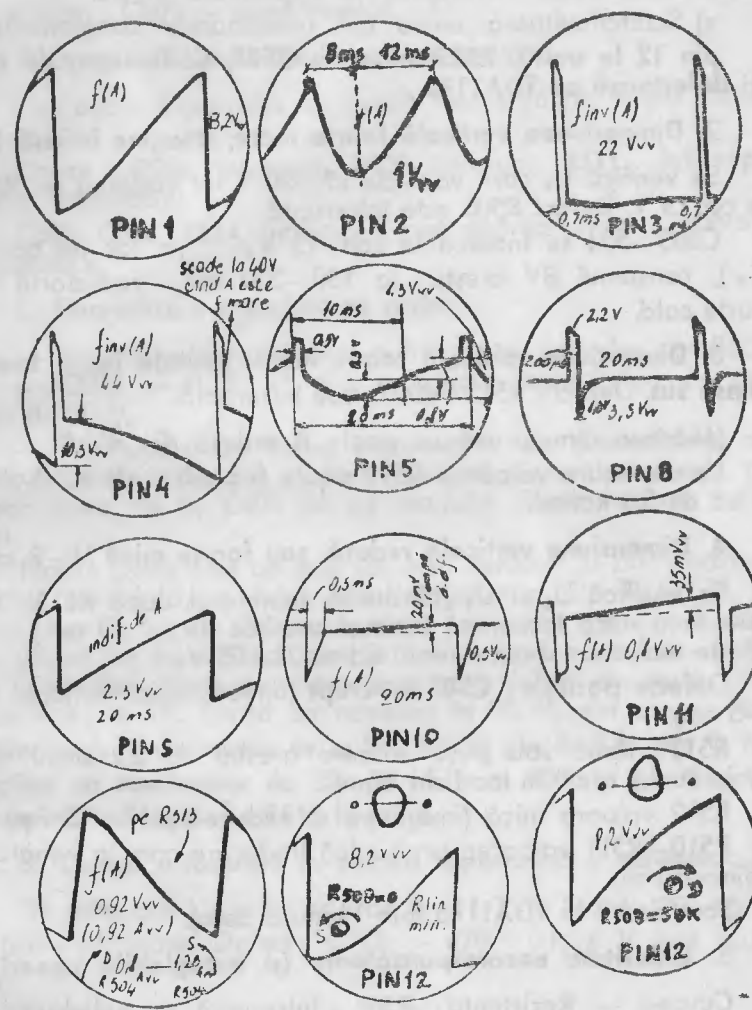


Fig. 11

(dungă lată de 2—3 cm) R513 (dungă ondulată), C502, C503, C504. Dioda D501 întreruptă sau implantată invers.

e) Scurtcircuitarea uneia din următoarele componente :
pin 12 la masă, R505 la masă, C507, C501 scurt, de obicei defectează pe TDA1170

2. Dimensiunea verticală foarte mare, imagine întinsă jos.

Se verifică U_4 care va fi de 19—20 V iar căderea pe R815 de cca. 6 V. Defect R505 este întreruptă.

C503—504 se încarcă la cca. 13 V_{VV} (în loc de cca. 8 V_{VV}), consumul BV crește la 180—200 mA, radiatorul BV foarte cald.

3. Dimensiune verticală foarte mare, limitată jos și foarte întinsă sus. Defect : R512 mărită, sau întreruptă.

(Mărirea dimensiunii nu poate fi redusă din R504).

La depanare valoarea R512 poate fi pusă și de 4,7 kohmi în loc de 5,6 kohmi.

4. Dimensiune verticală redusă, sau foarte mică (4—8 cm).

Se verifică U_3 și U_4 (tensiunea înainte și după R815). Dimensiunea mică înseamnă consum mic (de 40 — 60 mA) deci U_4 este mai mare decât normal adică 24—25 V.

Defecte posibile : **C507 întrerupt** (dimensiunea verticală de 4—5 cm).

R513 mărită sau pusă valoare greșită de 2,2 ohmi, 3,3 ohmi sau 4,7 ohmi în loc de 1 ohm.

R512 valoare mică (imaginea se reduce la 10—15 cm).

R510—R511 valoarea prea mică (reducere cam la jumătate a dimensiunii).

Scurtcircuit la TDA1170 (pin 12-masă zero).

5. Liniaritate necorespunzătoare (și nereglabilă uneori).

Cauze : — Rezistența R507 întreruptă = neliniaritate, R508 nu are defect.

— Rezistența R507 valoare mică (greșit pus 4,7 k), plaja de reglare a liniarității este prea mare.

6. Imagine întoarsă sus.

Cauza : C501 — scurtcircuitat.

7. Dungii orizontale întunecate pe imagine.

Sînt oscilații parazite de înaltă frecvență pe timpul cursei directe.

Cauze : C506, întrerupt, R509 întrerupt, **R511 întrerupt**, (dungi întunecate).

C505, C508, R514, întrerupte, pot apărea dungii orizontale mișcătoare.

8. Sincronizare nestabilă pe cadre.

— Reglaj necorespunzător a frecvenței cadrelor din R502.

— C502 — 0,15 μF și-a modificat capacitatea cu mai mult de 30 %.

— Întrerupere pe calea impulsurilor de sincronizare cadre : R515 pe conector picior 4 (mamă și tată), traseul pe placa mare de ci, C404 de pe modulul sincroprocesor întrerupt.

Notă : Dacă cele de mai sus s-au verificat și sincronizarea rămîne nestabilă, se bănuiește integritatea CI—TDA1170. În scopul verificării se măsoară atent tensiunea pe pin 8 care trebuie să fie zero. Dacă pe pin 8 avem o tensiune de + 8... 10 V, circuitul intern de sincronizare este defect din cauza unei descărcări în TK. Există un remediu în 95 % din cazuri : **impulsurile de sincronizare se aplică nu la pin 8 ci la pin 9, conectînd un condensator de 20—50 nF între R515 și pin 9 și întrerupînd traseul de la R515 la pin 8.**

9. Dungă orizontală în partea superioară a ecranului.

Se măsoară U_4 , care este de 8—11 V în loc de 22—23 V. Consum f.f. mare. Defect : C713 — 470 $\mu F/16 V$ este scurtcircuitat.

10. Cursă inversă de cadre pe imagine.

— C714 — 4,7 μF este întrerupt ; R723 (pe placa mare de ci) întreruptă.

— C714 montat invers — cursa inversă de cadre vizibilă. (C714 este pe placa mare de ci), imagine neuniform iluminată.

— C713 montat invers, cursa inversă se vede numai la contrast mic.

11. Rastru neuniform iluminat pe verticală.

- Rastrul apare iluminat pe partea de jos și întunecat sus. Defect : C714 este scurt (C714 este pe placa mare).
- Rastru iluminat neuniform : sus întunecat, jos iluminat numai la contrast mic. Defect : D301 este scurt (D301 este pe modulul final video).
- Rastru cu cursă inversă de cadre, iluminat neuniform. Defect : C714 montat invers.

● Control ohmetric pe TDA1170

(CI este implantat pe modul, modulul este scos din TV).

Măsurătorile cu ohmetru pe piciorușele circuitului integrat permit stabilirea defectării catastrofice, CI fiind nereparabil, de ex. rezistența zero între pin 4 și masă, sau $r = 0$ adică scurt la pin 5 sau pin 12. În toate aceste cazuri nu avem baleiaj vertical, pe ecran vedem dungă „pe burtă”.

Unele defecte nu se pot depista cu ohmetrul ca de ex. CI cu sincronizare nestabilă, la care pe pin 8 rezistența către masă la un CI bun și la un CI nesincronizabil, este la ambele cca. 18 kohmi.

Rezultatele măsurătorilor ohmetrice pe un CI bun, implantat pe modul, date mai jos sînt informative deoarece valoarea rezistenței depinde de rezistența internă a ohmetrului, de scara pe care se măsoară, de tensiunea continuă la bornele de măsurare ale ohmetrului și de starea bateriei interioare. În tabel sînt date valorile tipice măsurate cu diferite instrumente, întotdeauna cu plusul la pin și minusul instrumentului la masă. Există bineînțeles și o dispersie a valorilor de la exemplar la exemplar de cca. $\pm 10\%$.

Instrument/pin	1	2	3	4	5
DU10 SC x 100	50	60—150	100—400	32	200—800
DU20 SC. kohmi	45	60— 90	90—120	20	100
VE 0401 kohmi	25	40— 60	90—150	28	100

6	7	8	9	10	11	12	
9	200	18	220	5,5	36	350	kohmi
8	190	18	200	5	32	300	kohmi
9	200	16	220	5,5	14	350	kohmi

Înlocuiri de semiconductoare.

Dioda D501 — 1N4004 poate fi înlocuită prin 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1T4005, 1N4006, 1N4007, F107, F087, F057, DR104, DRR204, DRR404, DRR604.

Notă :

Modulele funcționale ale TV cu CI vor fi tratate în detaliu inclusiv avariile și depănarea în buletinul tehnic nr. 5.

CUPRINS

	pag.
Cap. 1. — Alimentarea circuitelor TV cu CI 5 . . .	3
Cap. 2. — Baleiajul orizontal TV cu CI	51
Cap. 3. — Baleiajul vertical TV cu CI	111

1978

Autor ing. EUGEN STATNIC

Tiparul executat sub comanda nr. 13025 — Tipografia Deva

J. C. Bur