

I. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 10

TELEVIZOARE CU 4 CIRCUITE INTEGRATE
PRACTICA DEPARARII TELEVIZOARELOR
ALIMENTAREA TV COLOR
REDRESOARE ȘI MULTIPLICATOARE DE TENSIUNE
OPȚIUNI PENTRU TV COLOR

Pentru uz intern

PREFAȚĂ

Buletinul tehnic nr. 10 reflectă fidel actualele preocupări esențiale ale colectivului de oameni ai muncii din ELECTRONICA :

1. *Îmbunătățirea permanentă a calității și fiabilității televizoarelor alb-negru aflate în fabricație, deziderat și scop ce se materializează cu multă eficiență prin lansarea fabricației televizoarelor cu 4 CI (TDA 440, TAA 661, TBA 790 T, TAA 550) din seria 240.*

2. *Trecerea activității de service pe un plan superior prin încheierea în cursul acestui an (1981) a preluării garanției în toate județele țării. Experiența din cele 13 județe unde garanția s-a preluat din 1979—1980 ca și din cele 15 județe care au preluat această activitate parțial din 1980 și total de la 1.01.1981 a confirmat că Electronica poate presta această activitate incomparabil mai bine sub raport tehnic și ca promptitudine de depanare decât service-ul prestat de către cooperația meșteșugărească.*

Legile țării stimulează prestarea service-ului de către producător. Un service bun și prompt asigură încrederea în produs și hotărăște nemijlocit succesul comercial, creșterea desfacerii. Ori experiența a arătat că un service bun poate fi făcut numai de către producător, în folosul său și mai ales în interesul posesorilor, a cumpărătorilor.

Dar un service corect, rapid și eficient sub raport economic ca timp, productivitate și cheltuieli materiale, poate fi efectuat numai de tehnicieni cu înaltă pregătire tehnică.

Primul scop al buletinelor tehnice este ridicarea cunoștințelor profesionale (teoretice și practice) a întregului personal de service, în mod organizat, permanent și sistematic.

3. *Pregătirea solidă a tuturor compartimentelor din uzină pentru începerea fabricației televizoarelor color în viitorul apropiat. Pe linia pregătirii tehnice a T.V. color, în BT 8 s-au prezentat bazele TVC : colorimetria, semnalul de culoare, semnalul complex color, sistemele existente și cinescopul color.*

În BT 9 s-au tratat circuite elementare de TV color : liniile de întârziere, oscilatorul de cuarț, circuitele bistabile etc., în scopul

ca depanatorul să se familiarizeze treptat cu unele lucruri mai complicate din TVC.

În acest număr, televiziunii în culori i s-a rezervat „partea leului”. Se tratează alimentarea circuitelor în extenso deoarece este una din cele trei părți complet noi față de TV alb-negru: alimentarea, cromaticitatea și cinescopul. Televizorul color ce se va fabrica la Electronica va consuma mai puțin de 100 W de la rețea și va funcționa nestingherit la tensiuni de rețea cuprinse între 150 V și 250 V. În acest fel, încă din proiectare se asigură realizarea unei sarcini esențiale pentru economia națională și pentru teleposesor: economisirea energiei. Consumul de cca. 80 W la un TV color cu ecran de 56 cm este acum în 1983 o realitate; în 1979 aceasta era o speranță, un deziderat și pentru că acest deziderat era de importanță majoră i-am acordat atunci un spațiu mai larg decât se părea necesar.

Un următor capitol tratează în bloc cele mai multe redresoare folosite în radio-TV, dar scopul este aducerea depanatorilor la înțelegerea redresorului de FIT cu triplare de tensiune din TV color. *Ultimul capitol este de fapt preluarea, „mot-à-mot” a unor articole din ziarul tehnic BETA editat de I.P.R.S. Băneasa și ajuns acum la nr. 4. BETA prezintă produsele noi pe care I.P.R.S. le lansează și este difuzat pe bază de abonament numai la întreprinderi, în tiraj restrâns.*

Prin amabilitatea directorului I.P.R.S. A. Vătășescu, avem permisiunea de a prelua și a reproduce din BETA unele articole în buletinele tehnice Electronica pentru a le face cunoscute în masa largă a depanatorilor de RTV.

Deci capitolul 5 „Circuite integrate pentru TV color” este tocmai reproducerea din BETA a ceea ce este tehnic instructiv pentru noi.

Este posibil ca în următoarele buletine tehnice să instituim un capitol permanent denumit de pildă „COMPONENTE NOI” unde să preluăm sistematic din BETA acele articole care contribuie la informarea depanatorilor noștri privind dispozitivele și componentele noi.

● Să reținem de pe acum că în acest capitol se prezintă în linii mari circuitele integrate specifice prelucrării semnalului de culoare la TVC SECAM și BISTANDARDE adică PAL-SECAM. Seria TCA 600 (640, 650, 660) cu circuitul TBA 530 (total 4 CI) este minimul necesar pentru un TV SECAM.

Completarea acestora cu TBA 540 care este un CI specific sistemului PAL permite producerea unui televizor bistandard cu o cheltuială suplimentară nesemnificativă.

Pe scurt, față de un TV-AN din 1983, un TV color SECAM necesită 4 circuite integrate noi: TCA 640, TCA 650, TCA 660, TBA 530.

Un televizor bistandard PAL-SECAM mai necesită doar un CI în plus: TBA 540, care pentru actuala capacitate tehnică a I.P.R.S. nu constituie nici o dificultate. Se profilează deci ca rațional un modul de cromaticitate bistandard PAL-SECAM conținând CI-TCA 640, TCA 650, TBA 540 și două module pentru canalul de culoare comun ambelor sisteme:

- amplificator de luminanță cu TCA 660 (modul Y)
- matrice și final R, G, B cu TBA 530 (modul RGB)

Pe modulul de cromaticitate PAL-SECAM este posibilă recunoașterea sistemului și comutarea automată a TV pe SECAM sau pe PAL, folosindu-se un CI de tip μA 739 fără a mai fi necesară vreo comutare din exterior.

Aceasta ar fi deci soluția cea mai elegantă și mai universală pentru a rezolva tehnic, simplu și economic avantajos, o problemă care altfel va da multă bătaie de cap în anii viitori.

Producerea TV color bistandard va facilita și exportul de TV color în țări unde prin natura lucrurilor este posibilă și necesară recepția bistandard PAL-SECAM, situație reală nu numai în Europa Centrală, dar și în Africa, țările arabe și Asia (după cum se știe R.P. Chineză a adoptat sistemul PAL).

Capitolul „Practica depanării TV cu CI” nu are poate consistența dorită, deoarece puțini sînt depanatorii care au răspuns la apelul de a ne comunica defecte dificile rezolvate sau nerezolvate în scopul lărgirii schimbului de experiență prin intermediul buletinelor tehnice Electronica.

Cele mai multe din acestea au fost culese în cursul testării profesionale a depanatorilor noștri și introduse în BT 10 (ca și în BT 9, BT 6) după „filtrare”.

Testarea profesională a demonstrat că o mare parte din depanatorii rețelei de service Electronica au luat în serios pregătirea individuală pe baza BT. Dar a reieșit și tristul adevăr că mulți sînt insuficient pregătiți pentru a putea depăna sigur, corect și rapid un TV cu CI. Acești depanatori sînt practic neproductivi pentru că nu au progresat aproape nimic, deoarece nu au pus mîna pe carte crezînd că treaba poate merge tot așa și mai departe.

Pe linia creșterii eficienței generale a activității economice, este necesar să fie înlăturați din rețeaua noastră de service, depanatorii necorespunzători și în locul lor cooptați depanatori buni de la cooperarea meșteșugărească sau de la cooperarea de consum. Este un proces care se va aplica treptat începînd din acest an, în scopul de a putea conta numai pe oameni harnici și bine pregătiți mai ales

În momentul introducerii și extinderii televiziunii în culori la care și garanția și post-garanția va fi prestată de Electronica.

Este logic și etic să fie așa, deoarece nu avem voie să compromitem un aparat complex (și scump) acordând prestarea garanției și repararea în post-garanție a TVC unor oameni care nu și-au înțeles misiunea.

Accasta chiar și numai pentru că, mulți meseriași slabi dau — în fața opiniei publice — vina pe aparat sau pe fabrică atunci când nu știu să-l repare; ori acest lucru trebuie de la început exclus.

CAPITOLUL 1

TELEVIZOARE CU 4 CIRCUITE INTEGRATE

După aproape 4 ani de fabricație a televizoarelor cu 5 și 6 CI precum și a fabricării paralele a televizoarelor cu 2 CI s-a trecut la fabricarea televizorului cu 4 CI. Codul comercial: Sirius 242, Diamant 243, etc. (începe cu 2, la mijloc 4).

● În esență, s-a păstrat șasiul modular de la TV 5—6 CI înlocuindu-se sincroprocesorul cu TBA950 printr-un model sincro ce cuprinde numai 4 tranzistoare obișnuite (BC172) și alte 38 componente (2 diode 1N4148 în comparator, 21 rezistențe, 14 condensatoare și bobina oscilatorului de linii).

● Sincroprocesorul cu 4 T primește tensiunea de start tot prin R_{809} , dar R_{809} are acum 30 kohmi astfel că pe linia de start consumul a scăzut de la 20 mA la 5 mA. Ca urmare a scăzut și consumul general al TV de la valoarea maximă de 0,3A la valoarea maximă de 0,28A. Tipic, consumul mediu era la TV cu 5—6 CI de cca 280 mA iar acum la TV-4CI este de 260 mA, măsurabil în Si802 sau la bornele R_{802} ca o cădere de tensiune de cca 7V (maxim 7,5V când lumina și contrastul sînt la maximum) bineînțeles la U_1 reglat corect (175V). Consumul mediu de putere activă a TV-4CI de la rețea este de 80W, adică jumătate față de seria H2.

Comparatorul de fază primește acum de la transformatorul de linii un impuls de întoarcere de polaritate negativă cu amplitudinea de 225 V_{vv}. Filamentul cinescopului este alimentat ca și pînă acum tot din bobinajul W₇₋₈ de 5 spire în serie cu rezistența R_{709} de 6,8 ohmi, dar filamentul nu mai are contact direct cu sincroprocesorul. În situația nouă, deci, impulsurile de întoarcere pentru comparatorul de fază ne mai fiind luate de pe bobinajul de filament, nu mai este necesară punerea la masă a unuia din capetele acestui bobinaj, astfel că în caz de scurt intern catod-filament la cinescop, catodul nu este pus la masă și imaginea se menține chiar dacă rezoluția este ceva mai scăzută.

Folosindu-se de ocazia restructurării televizorului, proiectanții au făcut unele modificări față de TV cu 5—6 CI, în folosul fiabilității generale a aparatului.

În cele ce urmează se vor enumera diferențele față de vechile televizoare.

1. *Modulul selector.* Toate televizoarele cu 4 CI sînt echipate cu un selector FIF-UIF cod P22670, cu tranzistoare NPN cu siliciu. Este posibil ca în sem. II.1981 să se introducă un selector nou FIF-UIF elaborat cu tranzistoare de tip PNP cu siliciu.

2. *Modulul de FI-VS.* Prezintă unele diferențe față de cel folosit la TV cu 5—6 CI și nu este direct interșanșabil. Pentru a folosi la TV cu 4 CI un modul vechi (de la TV 5—6 CI) este necesară înlocuirea L_{111} (de la pin 11 a TDA440) cu o rezistență de 220 ohmi. Pentru a folosi la TV cu 5—6 CI sau Sport cu CI un modul de FI-VS de la TV-4 CI este necesară plantarea unui drosel galben în locul R_{119} (la ieșirea pin 11 a TDA 440), rezistența R_{118} putînd rămîne pe linia SVC+.

Aceste modificări sînt necesare deoarece la modulul nou de FI-VS — Droselele de filtraj L_{111} și L_{112} de pe liniile de SVC s-au eliminat. În locul L_{112} s-a pus rezistența de protecție R_{116} 470 ohmi iar vechiul loc al R_{111} se ștrapează. În locul L_{111} s-a introdus rezistența R_{119} 220 ohmi. Deci dispar două drosel scumpe și apare în plus o rezistență de 220 ohmi. *Eliminarea droselilor este posibilă numai în condițiile introducerii unui tranzistor prefinal video.*

— Grupul $R_{117}C_{125}$ fost inițial de 1 Kohm, și 100 nF, a devenit 2,2 Kohmi și 4,7 nF, pentru o mai bună protecție a CI-TDA440 pe pin 7 unde sosese impulsurile negative de linii pentru etajul poartă al sistemului de RAA.

— Rezistența R_{110} a devenit 150 ohmi (fost 180 ohmi), pentru interșanșabilitate cu TV portabil Sport.

3. La modulul de sunet

— S-au menținut modificările mai vechi practicate deja și la TV 5—6 CI, adică: C_{209} mărit de la 2,2 nF la 4,7 nF (desaccentuarea de MF): C_{211} — fost 10 μ F, a devenit 0,22 μ F (suficient pentru trecerea semnalelor de AF joase spre o impedanță de sute de Kohmi).

— Grupul de piese pentru oprirea silențioasă a TV s-a eliminat: dispar pe modul tranzistorul T201 și R_{208} iar de pe placa mare de c.i. dispar C_{729} , R_{730} , D_{706} și C_{717} .

Modulul de sunet folosește în AF fie TBA 790 K fie MBA 810AS și în viitor TBA790T, modulele fiind direct interșanșabile. S-a eliminat C_{214} la varianta cu MBA (TBA)810 și s-a mărit valoarea lui C_{217} de la 47 nF la 100 nF (ceramic sau PMP) pentru înlăturarea oscilațiilor parazite.

4. *Pe modulul final video* apar unele modificări mai importante: C_{301} devine 470 pF în loc de 270 pF care mărește amplificarea T_{301} la frecvențele înalte video îmbunătățind sensibil definiția; R_{308}

devine 120 ohmi și ca urmare și U_{E301} scade la 2,3 V; curentul T_{301} a scăzut cu cca. 3 mA crescînd ca urmare cu cca. 18 V tensiunea pe colectorul T_{301} și deci și pe catodul cinescopului la maximum 120—125V, cu semnal. Diodele D_{301} și D_{302} sînt de tipul BA157 (DRR204 DR404) în loc de 1N4148 din motive de fiabilitate.

Rezistența de catod a cinescopului (R_{308}), care face parte din grupul de limitare al curentului de fascicul a devenit 470 Kohmi (fost 330 Kohmi, 390 Kohmi) pentru a reduce curentul de fascicul la valoarea maximă de cca. 270 μ A, curent care a crescut în urma aplicării pe grila de comandă G_1 a impulsului negativ (cca. 170...180 V_{VV}) de stingerea cursei inverse de linii. Reducerea curentului de fascicul moderează strălucirea zonelor complet albe ale imaginii și previne uzura TK și a diodei TV18.

Între catod și filament la TK s-a conectat R_{315} 1 Mohm care are rolul de a preveni încărcarea electrostatică a filamentului.

Modulul video are acum două conectoare: cel mic cu 3 contacte și 2 fire servește pentru aducerea tensiunii de filament și a tensiunii grilei ecran.

Pe placa mare, în zona BO se află celălalt capăt al conectorului Nr 10 (X).

— R_{111} care alimentează grila de accelerare a devenit 150 Kohmi (fost 27 Kohmi), iar R_{313} a devenit 2,2 Mohmi (fost 22 Kohmi) ceea ce protejează mai bine circuitele la descărcările din cinescop.

5. *Circuitul de suprimarea spotului la oprirea TV* și circuitul de reglare a luminozității sînt aproape identice, doar C_{719} are la TV-4 CI valoarea de 1,5 μ F în loc de 2,2 μ F iar dioda D_{708} de la punctul de minus al potențiometrului de lumină spre masă a fost eliminată (era pusă pentru suprimarea spotului la pornirea repetată a TV). Fostul rol al diodei D_{708} este preluat de dioda D_{709} prin condensatorul C_{723} — 0,1 μ F.

Înspre grila de comandă s-a introdus rezistența R_{733} de 330 Kohmi. Aceasta are rolul de a „separa” linia impulsurilor de stingere a cursei inverse de linii de cursorul potențiometrului de lumină. Tensiunea pe G_1 crește la max. +60...65V.

* Rezistența serie R_{715} poate fi 82 Kohmi, 120 Kohmi sau 150 Kohmi după necesitate pentru a se putea regla întotdeauna corect din R_{731} curentul de fascicul maxim la 270 μ A (maximum 0,56 V pe R_{308} citit cu un instrument de 20 Kohmi/Volt). În această situație UG_1 nu depășește +65V (la TV cu 5—6 CI cel mult +55 V), dar poate fi și 40, 45 sau 50 V (funcție de panta cinescopului).

6. Stingerea cursei inverse de linii

La TV-4 CI este complet diferit rezolvată în sensul că impulsurile negative de linii se aplică aici pe G_1 (grila de comandă) și nu pe G_2 (grila de accelerare).

Impulsurile de pe înfășurarea W_{5-6} de 220–230 V_{VV} (fig. 1.1a) sînt trecute prin grupul $R_{714}C_{724}$ la dioda D_{709} conectată spre masă. Dioda D_{709} retează partea pozitivă (cursa directă) a tensiunii de impuls rezultînd un impuls negativ, „curat” lipsit de partea pozitivă, așa cum se arată în fig. 1.1.b.

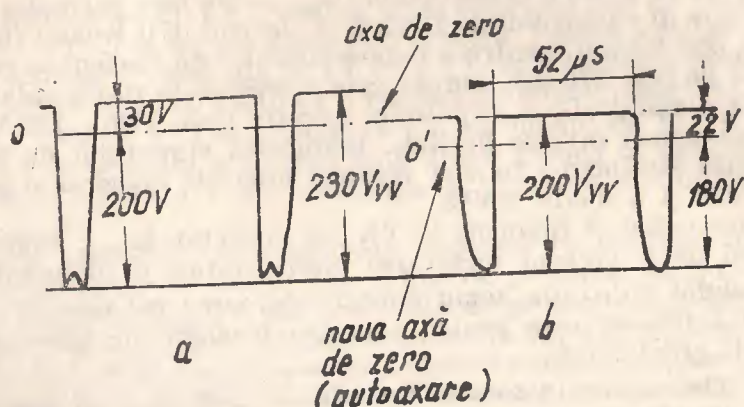


Fig. 1. 1.

Impulsul este ușor rotunjit de C_{721} astfel că forma caracteristică acordului pe armonică a treia dispăre; rezistența R_{714} limitează curentul ce curge prin D_{709} timp de 52 μs.

Impulsul curat se autocentrează din nou, este aplicat prin C_{723} direct la grila de comandă și o aduce la un potențial de cca. –180V „tăind” complet conducția cinescopului pe durata cursei inverse. Rezultă însă o tensiune continuă mai mare cu cca. 22 V pe grila de comandă în timpul cursei directe și cca 18 V în plus ca valoare medie.

Acest fel de stingere este mult mai net decît stingerea veche aplicată pe grila de accelerare. Acolo impulsul negativ de stingere de cca. 220 V_{VV} se scade (algebric) din tensiunea continuă de cca. +500 V aplicată pe G_2 , astfel că pe timpul cursei inverse de linii tensiunea continuă eficientă pe G_2 este de 500–200 = 300 V.

Este adevărat că la $U_{02} = 300$ V, curentul de fascicul scade foarte mult, dar nu se „stinge”. Rezultatul noului fel de stingere este că la reglarea fazei nu se mai observă pe imagine umbra „alburie” verticală din dreapta sau stînga ecranului.

7. Etajul prefinal video nou cu T_{703}

Ieșirea de SVC negativ (de la pin 11 a TDA440), respectiv de la piciorul 9 al modului de FI-VS este aplicată la baza unui tranzistor nou apărut în schemă, T_{703} —BC170B sau BC172 B.

Cum la orice tranzistor între B și E nu are loc o inversare de polaritate a semnalului, pe emitor se culege tot SVC negativ, de aceeași amplitudine (cca. 3 V_{VV}). Ca și pînă acum, nivelul SVC se reglează din R_{113} (nivelul de alb). Odată cu reglarea amplitudinii SVC variază și nivelul tensiunii continue pe pin 11 respectiv pe piciorul 9 al modului FI-VS. La un reglaj corect, tensiunea continuă pe piciorul 9 în situația cu semnal este de +3,3,...3,5 V (depinzînd și de conținutul imaginii).

Astfel, pe baza T_{703} se măsoară în mod normal tensiunea medie de +3,4 Vc.c. și ca urmare pe emitor (R_{732}) cu 0,6...0,7 V mai puțin, deci +2,7V. Punctul de măsură M105 fiind conectat chiar la emitorul T_{703} , tensiunea continuă de +2,7V se măsoară chiar pe M105. Colectorul T_{703} este alimentat de la $U_9 = +17$ V curentul de lucru fiind de 5–6 mA. Puterea disipată maximă de T_{703} este de 70–80 mW.

● Călea de sunet primește SVC negativ (împreună cu cea de a doua purtătoare de sunet de 6,5 MHz) de la piciorul 9 al modului de FI-VS și nu de la ieșirea 8. Funcțional nu este nici o diferență față de sistemul anterior deoarece și SVC negativ conține purtătoarea de 6,5 MHz ca și SVC-ul pozitiv.

8. Modulul de baleiaj vertical al TV cu 4 CI diferă puțin de modulul de BV al TV cu 5 CI și este direct interșanșabil cu acesta cu condiția micșorării R_{815} de la 18 ohmi la 10 ohmi /1 W.

S-a schimbat valoarea C_{504} de la 2,2 μF (elco cu dispersie inerentă) la 1,5 μF (condensator cu folie de poliester), din circuitul de formare al tensiunii în d.d.f. Legat de această modificare s-a modificat și valoarea R_{510} de la 390 Kohmi la 560 Kohmi în circuitul de reglare a dimensiunii verticale (neesențial).

Rezistența R_{518} de 1 Kohm conectată în paralel cu bobina de deflexie verticală la TV cu 5 CI (respectiv R_{825} la TV cu 2 CI) s-a eliminat; și acesta contribuie la reducerea cursei inverse de cadre și dispariția liniuțelor paralele supărătoare care apăreau pe imagine în partea de sus a ecranului în stînga și dreapta (și care se datoresc de fapt nu BV ci unor semnale de test transmise la sfîrșitul cursei inverse de cadre).

● În etajul final s-a eliminat dioda DC4 conectată în serie cu $R_{330}/33$ ohmi. În locul diodei DC4 s-a pus o rezistență de 75 ohmi; avem acum între baza T_{506} și baza T_{505} o rezistență totală de 108 ohmi, prin care curge un curent de 9 mA și produce o cădere de tensiune de 1 V. Se observă că și R_{517} a devenit 1,8 Kohmi în loc de 1 Kohm, astfel că prin T_{504} curge acum numai 9 mA (înainte 14 mA) iar T_{504} lucrează mai lejer și deci mai fiabil.

Tranzistorul T_{506} (NPN) disipă cam 1,9 W din puterea absorbită de modul și este bine să fie din familia de 2 A adică BD235 (60V);

BD237(80V) dar familia de 1 A, BD137, 139) se poate totuși folosi în Service.

— tranzistorul PNP poate fi din familia de 1A, adică BD138, BD140, deoarece disipă cca. 0,5 W (radiator mic), dar și BD236 sau BD238.

Deoarece la pornirea TV tensiunea inversă este mare, s-a menținut și dioda zener de protecție PL68Z (PL62Z) conectată la punctul median al etajului final printr-o rezistență serie de 35 Ω (R521 pentru protecția etajului final).

— În sfârșit, s-a redesenat toată schema electrică a modului de BV, astfel ca plusul general de alimentare (U_4) să fie sus iar minusul jos (așa cum este mai normal pentru buna înțelegere a funcționării) etajelor și cum service-ul a cerut încă din 1978).

NOTA: Între bazele tranzistoarelor finale se va citi corect o tensiune de cca. 1 V, respectiv cam 0,67 V pe R_{522} și cca. 0,3V pe R_{520} (însumat face 0,97 V \approx 1 V).

Aceasta deoarece pe circuitul :U- R_{519} -BDV- R_{517} - R_{520} - R_{522} - T_{504} masă, curge acum un curent de numai 9 mA.

10. În baleiajul orizontal s-au operat puține modificări: de exemplu dioda D_{704} care devine BAX157 în loc de BA157. Dioda BAX157 diferă de BA157 prin căderea de tensiune mai mică (sub 1V) în conducție directă, dar în Service se poate folosi și BA157 sau DRR404.

— Rezistența R_{707} s-a mărit la 1,5 Kohmi iar C708 s-a micșorat la 10nF.

— Rezistența R_{710} s-a mărit la 6,8 ohmi (fost 4,7 ohmi)

— Rezistența R_{708} de pe linia de U_{G2} dispăre dar R_{311} de pe modulul video a devenit 150 Kohmi.

— S-a eliminat C711—0,1 μ F pe linia de după D704.

11. În zona stabilizatorului paralel, s-a modificat valoarea R_{815} de la 18 ohmi/1 W la 10 ohmi/1 W în scopul măririi tensiunii U_4 de la 23,5 V la 24,7 V (rotund 25 V).

Rezistența R_{808} (100 ohmi) care alimenta sincroprocesorul s-a eliminat, iar tensiunea U_8 devine 12,3V în loc de cca. 9 V. Sincroprocesorul nou lucrează normal la 11,7...13,3V în funcție de dispersia de tensiune a diodei zener D804 (12,4...14V).

Rezistența R_{816} inițial de 180 ohmi/3 W, apoi 220 ohmi/2 W s-a mărit în mod justificat la 270 ohmi/3W (putea fi și de 2W). Consumul general al barei de 26V a scăzut la 0,55A (cel mult 560 mA) deoarece curentul prin R_{816} scade de la 72 mA la 44...50 mA ceea ce descarcă bara U_3 cu cca. 25 mA. Din curentul mediu de 48 mA ce trece prin R_{816} , selectorul absoarbe (bara U_5) între 11 și 25 mA (funcție de semnal și de banda recepționată), sincroprocesorul ia numai 13...14 mA prin D_{803} , iar dioda Zener D804 diferența varia-

bilă (10...24 mA) până la 48 mA. În varianta cu 180 ohmi, dioda zener era încărcată inutil cu 20 mA.

Rezistența R_{814} (spre modulul de sunet) s-a mărit la 10 ohmi pentru a reduce ceva tensiunea de alimentare U_6 (a AAF) atunci când modulul consumă maxim (220—240 mA).

— Rezistența de start R_{809} (fost 8,2 Kohmi 7—9 W) a devenit 30 Kohmi/2 W. La TV-4 CI sincroprocesorul demarează cu un curent de numai 5—6 mA și funcționează cu 18—20 mA în regim normal. Prin R_{809} curge în regim normal un curent de 5,5 mA (disipație 0,9W) iar când baleiajul orizontal nu lucrează și U_1 devine 240—260 V curentul prin R_{809} crește la 7,5 mA (disipație 1,8 W) iar R_{809} fumegă. Așa cum am menționat mai sus, diferența de 13—14 mA pentru alimentarea sincroprocesorului vine de la U_5 prin D_{803} .

12. În stabilizatorul serie s-a redus valoarea R_{606} de la 39 Kohmi la 33 Kohmi pentru a trimite spre CI-TAA 550 un curent ceva mai mare (4,3 mA în loc de 3,7 mA). S-a mărit valoarea R_{804} la 120 ohmi. Condensatorul ceramic C_{608} conectat paralel direct pe TAA 550 are rol de protecție a TAA 550 la descărcările din cinescop.

● Consumul corect pe linia varicap (piciorușul 1 de la conecto-
rul V care face legătura între selector și șasiu) trebuie citit cca. 1,5 mA la tasterile cu 6 programe și cca. 1,15 mA la tasterile cu 4 butoane.

● Tensiunea „mediană” tipică (pe anodul D602-1N4004) este de cca 195 V și nu 200V cum este trecut pe schemă deoarece consumul general al TV a scăzut ca valoare tipică la 270 mA (fost 290 mA). Divizorul R_{607} - R_{608} - R_{609} s-a modificat astfel:

R_{607} devine 62 Kohmi (fost 68 Kohmi)

R_{608} devine 5 Kohmi (fost 2,5 Kohmi)

R_{609} devine 13 Kohmi (fost 15 Kohmi)

Cu aceste valori s-a căutat reglarea mai ușoară a tensiunii U_1 (pentru „acoperirea” dispersiei tensiunii stabilizate a CI-TAA 550, amplificarea T_{602} , etc.). Totuși combinația nouă de valori conduce la situația că la unele aparate U_1 nu poate fi adusă la valori mai mici de 185—182 V decât măbind rezistența R_{609} de la 13 Kohmi la 14 sau 15 Kohmi. Un alt dezavantaj este plaja mult prea largă de ajustare a U_1 (deoarece R_{608} este acum de 5 Kohmi). Se înțelege ușor că plaja de reglaj a U_1 depinde de mai mulți factori:

— dispersia sau toleranțele valorilor R_{607} , R_{608} , R_{609}

— dispersia tensiunii TAA 550 (admisă între 30 V și 35 V)

— amplificarea B a T_{602} -BF458 (care nu se sortează după B)

În anumite combinații probabilistice, defavorabile rezultă situații în care U_1 nu poate fi adus la 175V. dar aceasta se remediază din bandă prin preschimbarea R_{609} sau R_{607} .

În Service este necesară o atenție mai mare la reglarea U_1 .

13. Modulul sincroprocesor tranzistorizat cu 4 tranzistoare.

În buletinul tehnic nr. 6, la cap. 5 s-a descris în detaliu sincroprocesorul tranzistorizat cu 7 tranzistoare (7 T) perfect intersanșabil cu modulul sincro I cu TBA950. Acel modul sincro T cu 7 tranzistoare s-a folosit doar ca piesă de schimb în rețeaua de service, pentru înlocuirea modulului cu TBA950.

● ● ● Modulul sincro T cu 4 tranzistoare al TV cu 4 CI. Nu este intersanșabil direct nici cu modulul sincro cu TBA 950 și nici cu modulul sincro T cu 7 tranzistoare în principal, pentru că impulsul de linii adus la piciorul 6 al modulului pentru comparatorul de fază este diferit și ca amplitudine și ca polaritate, aceasta deoarece:

Modulul sincro cu TBA 950 și modulul sincro 7T primesc la piciorul 6 un impuls pozitiv de 22 V_{VV} iar modulul sincro T-4 (de la TV cu 4 CI) primește un impuls negativ de 230 V_{VV}.

Sincroprocesorul cu 4 T cuprinde următoarele etaje:

1. Selectorul de amplitudine cu rol de sincroseparator, T₄₀₂, care extrage din SVC impulsurile de sincronizare și înlătură semnalul video. Semnalul video complex sosit la piciorul 5 al modulului este aplicat prin C₄₀₁ la intrarea T₄₀₂. Grupul C₄₀₁ și divizorul de curent continuu R₄₀₄-R₄₀₅ asigură polarizarea automată a bazei T₄₀₂ cu cca. +0,6V în situația fără semnal și cca. -0,6V...1,5 V în situația cu semnal. Grupul C₄₀₂-R₄₀₃-C₄₀₃ are rol de suprimare prin integrare a impulsurilor parazite de scurtă durată suprapuse peste sincroimpulsurile din SVC, îmbunătățind sincronizarea la semnal slab și protejind sincronizarea față de paraziții industriali periodici (auto, etc.) Rezistența de sarcină a etajului sincroseparator este R₄₀₆ pe care se obțin sincroimpulsurile de linii și de cadre la amplitudinea de cca. 12 V_{VV}. De aici, sincroimpulsurile de linii trec prin C₄₀₆-R₄₁₁ spre comparatorul de fază.

2. Integratorul impulsurilor de cadre folosește tranzistorul T₄₀₃ care are în bază un grup RC de integrare, R₄₀₇-C₄₀₄. Acest grup integrează parțial impulsurile de sincrocadre.

Tranzistorul lucrează în regim de saturație tot timpul și este blocat doar pe timpul cît se transmit impulsurile de sincronizare pentru cadre. Astfel pe colector rezultă impulsuri de cadre pozitive cu amplitudinea de cca. 8 V_{VV} și durata de 160 μs ce trec prin C₄₀₅ spre piciorul 8 al modulului și de acolo la baleiajul vertical (vezi oscilograma nr. 5 de pe schema electrică).

În principiu s-ar putea obține impulsurile sincro V și printr-o rețea de integrare cu 2 celule de tip RC, dar impulsurile obținute ar avea doar 2,5—3 V și eu flancul anterior nu prea abrupt (așa cum se arată în fig. 8 pag. 125 din BT6). Cu integrator tranzistorizat flancul este foarte abrupt, ceea ce asigură o sincronizare verticală mai sigură, tocmai pentru că declanșarea oscilatorului de cadre se

face cu flancul anterior al impulsului. Efectul se observă mai ales la semnul slab și în condiții de paraziți.

3. Comparatorul de fază este identic cu cel din modulul cu 7 tranzistoare. Dioda D₄₀₂ primește pe anod tensiunea în d.d.f. crescătoare cu amplitudinea de 9 V_{VV} (oscilograma 21 din schema electrică) exact ea și la sincroprocesorul cu 7 tranzistoare.

Aici, la piciorul 6 al modulului sosește un impuls negativ de 230 V_{VV} de la transformatorul de linii. Grupul C₄₁₈-R₄₃₀ și C₄₁₇ prelucrează impulsul negativ obținându-se tensiunea în d.d.f. La modulul cu 7 T această operație se realiza cu tranzistoarele T₄₀₆ și T₄₀₇. Funcționarea comparatorului de fază este descrisă detaliat în BT6 la pag. 136—145. Urmărirea este ușoară căci numerele de ordine ale componentelor este păstrată neschimbată.

4. Oscilatorul de linii și etajul de reactanță folosesc tranzistoarele T₄₀₄ și T₄₀₅. Schema electrică și componentele sint aceleași ca și la modulul sincro cu 7 tranzistoare.

Valabilă este descrierea detaliată din BT6 pag. 146—148.

Aici trebuie menționat că o serie de piese din zona T₄₀₄-T₄₀₅ au fost modificate față de sincroprocesorul cu 7 T și anume:

R₄₁₆ fost 8,2 K devine 18K; R₄₁₈ fost 470 ohmi devine 1,5 K; R₄₂₂ fost 180 ohmi devine 680 ohmi; R₄₂₁ fost 6,8 K devine 22 K; R₄₂₃ fost 68 ohmi devine 180 ohmi, iar C₄₁₁ fost 68 nF devine 100 nF. Cu aceste modificări consumul general al modulului scade de la tipic 33—35 mA la 20 mA, iar stratul are loc tot la o tensiune de 4—5 V ca și la modulul sincro cu TBA950.

● Reglajul frecvenței libere a oscilatorului de linii se face scurt-circuitind cosele M40—M402 (intrarea sincroseparatorului și ajustarea L₄₀₁ pînă la sincronizarea relativă.

● ● Eliminarea primului tranzistor (T₄₀₁ nu apare pe schemă și în numerotare) care la modulul cu 7 tranzistoare avea rolul de schimbător de impedanță a fost posibilă prin faptul că s-a separat intrarea căii de sunet de intrarea sincroprocesorului. În acest fel, intrarea de impedanță mai mică a sincroseparatorului nu mai sunează intrarea căii de sunet. Suntarea intrării căii de sunet ar reduce selectivitatea căii de sunet prin amortizarea filtrului de bandă acordat pe 6,5 MHz, ceea ce ar avea ca efect pătrunderea brumului intercarrier la imagini critice (miră cu benzi de definiție, ceas, subtitrări la filme, etc.) sub forma aceluși sfîrșit caracteristic pe sunet.

Verificarea sincroprocesorului în caz de defectare se face măsurînd următoarele tensiuni continue caracteristice:

1. La T₄₀₂ (sincroseparator):

U_B = +0,6V în situația fără semnal

U_B = -0,6...1,5V în situația cu semnal (-1,5V la semnal brum)

2. La T_{403} $U_C = +9,5 \dots 10,3$ V (cu semnal).
(integrator de cadre)

$$U_C = +3,6 \dots 3,7 \text{ V}$$

$$U_E = +3,5 \dots 3,6 \text{ V}$$

$$U_B = +4,2 \text{ V}$$

3. La T_{404} (etaj de reactanță):

$$U_B = +1 \dots 1,1 \text{ V}$$

$$U_E = +1,25 \text{ V}$$

$$U_C = +12 \text{ V}$$

4. La T_{405} (oscilator):

$$U_B = -0,7 \text{ V}$$

$$U_F = +0,35 \dots 0,37 \text{ V}$$

$$U_C = +8 \text{ V}$$

Defectele mai curente la modulul sinero 4 T sînt date în acest capitol.

UNELE DEFECTE ALE TELEVIZORULUI CU 4 CI

1. Siguranța de rețea SI 801 este arsă:

Verifică C_{601} , L_{601} , C_{602} , D_{601} , C_{603} și C_{801}

Se admite înlocuirea cu o siguranță de 1,5...2 AT (temporizat).

2. Siguranța de c.c. Si802 este arsă:

— Verifică folia de izolație între capsula T_{801} și masă, C_{607} și linia U_1 inclusiv puntea de pe conectorul bobinei de deflexie

— Verifică consumul prin Si802 cu miliampermetrul: acesta nu va depăși niciodată 280 mA (tipic 255 mA cu lumina la minim și 280—275 mA cu lumina și contrastul la maxim);

— U_1 trebuie să fie întotdeauna 175 (V173...176 V admis)

— Consumul general al TV se poate măsura la bornele R_{802} : căderea de tensiune maximă pe R_{802} : 6,8...7,5 V cu L_M (lumină maximă).

La nevoie, Si802 poate fi înlocuită și cu o siguranță rapidă de 0,315, 0,5 A sau 0,6 A.

3. Siguranța Si701 pentru BO (baleiajul orizontal) este arsă:

$U_1 > 240$ V.
Scoată imediat dioda TV18 și o miroase. Dacă nu miroase procedează astfel:

— Verifică rezistența spre masă de la colectorul BU205 (8-10 Kohmi fără Si701 sau 5-6 Kohmi cu Si701; în caz că este mică sau nulă verifică BU205, C_{703} , C_{704} , C_{705} eventual BDO (bobina de deflexie dacă nu are scurtcircuit intern);

— verifică rezistența spre masă de la baza BU205 (500-600 ohmi cu Si701) în caz că este mai mică sau nulă verifică la scurt C_{808} , C_{807} , D_{704} , C_{710} adică linia de 26 V.

— Verifică linia de U_{G2} : D_{701} , C_{706} , C_{708} (scurtcircuite)

Alte cauze care provoacă arderea Si701:

— Scurt la TV 18 sau la cablul de FIT; cablul FIT căzut peste șasiu;

— scurt intern la bobina de FIT (bobina este crăpată)

— întrerupere sau scurtcircuit la bobina de acord pe A3 (armonica 3)

NOTA: După înlăturarea defectului, se pune Si701 (întotdeauna o siguranță rapidă de 0,315 A) și fără a pune TV18 se pornește TV și se verifică consumul BO măsurînd căderea de tensiune pe R_{705} ; dacă totul este normal se va citi 18-20 V. Acum se oprește TV se pune și se poziționează TV18 corect și se pornește TV. Căderea de tensiune pe R_{705} va fi la L_M de maximum 23-24 V. Totul este în ordine.

4. Defectarea TV18.

Cauze care pot provoca defectarea TV18:

1. $U_1 > 180$ V, mai ales cînd stabilizatorul este defect și $U_1 = 210 \dots 220$ V caz în care FIT = 21-23 KV și TV18 produce descărcări distructive.

2. Curentul de fascicul depășește 275 μ A, din cauza:

— scurt la C_{303} , D_{302} sau R_{308} are sub 470 Kohmi.

— reglaj greșit la R_{731} și U_{G1} depășește 60 V la L_M (lumină maximă)

— scurt la D_{705} și $U_{G1} > 100$ V la L_M (lumină maximă)

— lipsă tensiunea negativă de -100V caz în care lumina nu se reglează (verifică R_{713} , D_{703} , C_{712} , R_{717} , contacte la conectorul C III)

3. Poziționarea incorectă a diodei TV18 față de R_{705} , $Tr701$ și radiator $T701$ (de la 1.12. 1980 radiatorul $T701$ a fost eliminat).

4. Cablul FIT în scurtcircuit, sau pipa de contact a FIT căzută.

5. Scurtcircuit intern în cinescop (între catod și G_1)

6. Efect Corona (descărcare ionizantă care îmbătrînește pastilele de seleniu ale diodei); cauze: lipituri cu vîrfuri la suportii terminali ai TV18, cablul de FIT neîntins, nestrîngerea axială a suporturilor diodei.

NOTĂ: preventiv, se verifică curentul de fascicul prin TV18 măsurînd căderea de tensiune pe R_{309} în situația cu L_M (lumină maximă), C_M (contrast maxim) și scurtcircuitare a semnalului prin punerea la masă a piciorului nr. 2 a modulului de FI cale comună. Se va citi maxim 0,56 V, ajustîndu-se dacă este necesar din R_{731} . Se verifică la urmă U_{G1} cu L_M (să nu depășească +60V, admis +45V... +60V).

5. Defectarea BU205

Se constată că Si701 este arsă iar T_{702} arată scurt între C și E

În peste 99% din cazuri vinovat nu este BU205. Cauzele defecării pot fi următoarele:

1. $U_1 > 180$ V, adică greșit reglat din R_{608} la 185–190V, R_{607} cu valoarea crescută, sau defect stabilizatorul de tensiune din care cauză $U_1 > 200$ V (210...220 V) deci:

— scurt la T_{801} , D_{801} pe placa mare, sau modul stabilizator defect avînd:

— scurt la T601, C606, D603, BE la T603

— întrerupere la R_{605} , R_{607} , R_{608} , la TAA 550 sau la T_{602} (E, B, C),

2 $C_{704} = 2,4$ nF(1,5KV) este întrerupt, distrugerea este instantanee.

3. Întrerupere la bobina de acord pe armonica a 3-a sau contact intermitent.

4. Scurtcircuit la TV18 și tehnicianul fără a scoate TV18 măsoară pentru un moment curentul prin Si701 (care era arsă), ceea ce provoacă distrugerea instantanee a BU205 (ca și la întreruperea C_{704}).

5. Întreruperea la L_{701} (16 μ H, șoc marcat cu culoare roșie pe soclu), ceea ce provoacă o comandă greșită a BU205 (saturare insuficientă pe bază).

6. L_{701} pus greșit: de culoare galbenă (25...30 μ H), albastru (6 μ H) sau L_{706} pus greșit șoc roșu sau galben.

7. Atingerea cu șurubelnița sau cu bornele (testerul) instrumentului de măsură a terminalelor E, B, C a BU205 în timpul funcționării.

8. Anomalii de comandă a etajului final ca tensiune sau ca durată a impulsurilor debitate de sincroprocesor sau de etajul prefinal. Pentru a evita anomaliile de comandă, verifică:

— tensiunea continuă pe baza T_{701} : normal 0,34...0,38 V

— tensiunea continuă pe colectorul T_{701} : normal 80V (75...85V)

În cazul cînd pe colector T_{701} este o tensiune mai mică (45...60V) sau mai mare (90...110V) verifică ohmetric: C_{701} , C_{702} R_{701} , R_{702} .

9. BU205 nu a fost bine strîns pe radiatorul său.

10. Scurtcircuit pe linia U_3 .

NOTA: Fiabilitatea lui BU205 se asigură verificînd consumul etajului de BO. Măsurăm pe R_{705} o cădere de tensiune de 20...23V variabilă funcție de lumină. Se admite maxim 24V cu L_M .

În cazul cînd la L_M se măsoară orice valoare peste 24V (chiar 25...27V) este sigur că în BO sau la TK-video există un defect latent care nu atrage atenția prin audio vizual, dar va conduce la distrugerea în timp a BU205. Orice consum mărit al BO chiar cu 30...40 mA produce o supraîncălzire termică a BU205, mărește puterea disipată de acesta de la 3–4 W la 8–9 W și ca urmare „obosirea” termică a joncțiunii CB, deslipirea plachetei de siliciu de pe ambaza capsulei și reducerea suprafeței de răcire, etc.

Cauze de supraconsum (defecte ascunse):

— întreruperea la C_{701} , C_{702} , C_{703} , L_{701}

— C_{704} , C_{705} , C_{806} , C_{807} C_{808} cu curenți de fugă (se încălzesc)

— diodă D_{704} de calitate necorespunzătoare (BAX157, BA157= rapidă)

— C_{303} sau D_{302} în scurt (consum BO de 26–28 V cu L_M , normal cu L_m)

— curent de fascicul peste 275 μ A (R_{731} greșit reglat, D_{705} scurt etc)

— impuls prea scurt (sub 20 μ s) de la sincroprocesor (vezi oscilograma 6)

● BU205 vinovat (din cauza lui): cazuri sub 3‰, degradare a rezistenței termice, efecte electrochimice interne.

6. Cazul cînd $U_1 = 210...220$ V. PERICOL MAJOR PENTRU ÎNTREGUL TV:

La $U_1 > 200$ V, defectarea stabilizatorului crează o situație de avarie pentru întregul televizor, deoarece:

a. consumul general al TV crește la 340...380 mA și Si802 nu se arde

b. consumul BO crește la 270...290 mA și Si701 încă nu se arde

c. Tensiunea înaltă crește la 21...22KV ($U_{FIT} \approx 100 U_1$) și dioda TV18 descarcă de la catod (electrodul de plus) la masă (radiatorul T_{801}) sau străpunge definitiv în interior, în avalanșă.

d. Impulsurile pe BU205 cresc de la 950V_v la 1200–1300 V

e. Tensiunea U_3 crește de la 26 V la 33–34 V

f. Alimentarea BV (baleiajul vertical) crește de la 25 la 31–32V

g. Curentul prin stabilizatorul paralel T_{801} crește de la 0,29A la 0,45 A.

h. Consumul pe bara U_3 crește la cca. 0,75A (tipic și normal 0,55A) și dioda D_{704} se poate distruge.

Situația are loc cînd T_{801} (D_{801}) este în scurt sau T_{801} este supraîncălzit.

• Delimitează dacă defectul este pe modul sau pe placa mare înlocuind modulul stabilizator cu un altul bun.

Cauze pe placa mare: scurt la T_{801} (CE sau BC), scurt D_{801}

Cauze pe modul : scurt la T_{601} (EC sau CB), C_{606} , T_{602} (BE) D_{603} , întrerupere la : TAA550, T_{602} (EC), R_{605} , R_{607} , R_{608} .

NOTA : În cazul cînd U_1 este normal la început dar apoi crește în timp spre 185—190 V, concomitent cu apariție de brum pe imagine, cauza este *intrarea* în străpungere secundară a T_{801} (sub tensiune și numai la cald = second break-down) sau a T_{601} . Ohmetric aceste tranzistoare se depistează mai dificil. Punerea în evidență a efectului se poate face micșorînd pe U_1 de la 175—180 V spre 165—170 V din R_{608} la 8—10 minute după pornirea TV sau atunci cînd începe să crească de la sine tensiunea U_1 și apare brum pe imagine. Micșorarea lui U_1 provoacă creșterea U_{CE} la T_{801} deci forțarea situației de străpungere secundară : dacă micșorînd pe U_1 brumul se accentuează, este sigur că T_{801} trebuie înlocuit cu un tranzistor nou.

7. Cazul cînd $U_1 = 140...160V$ și nu se reglează din R_{608}
Situația nu este periculoasă pentru alte etaje ale televizorului. Se disting de la bun început două situații :

1. avem imagine, dar dimensiunea este insuficientă, avem brum

Prin schimbarea modului stabilizator se delimitează locul defectului :

- pe placă : întrerupere la T_{801} (E, C) sau scurt BE la T_{801}
- pe modul : T_{601} întrerupere B, E, C sau scurt BE, D_{602} întrerupt, întrerupere la R_{602} , R_{604} , R_{606} , R_{609} scurt la C_{604} , la T_{602} (CE),

- pe modulul stabilizator : consumul de pe linia varicap depășește 3 mA din cauza unui scurt pe linia varicap în selectorul de UIF sau din cauză că tasterul Preomat ia peste 2mA, fără a fi defect.

2. Nu avem imagine, dimensiunea H este redusă, rastru cu brum

Lisește tensiunea varicap ($U_2 = 32...34$ V și $U = 28$ V la M81) ;
Cauze : scurt la TAA550, scurt la C_{608} , C_{605} , scurt pe linia U_2 , eventual scurt la C83 de pe modulul selector de canale (sau de pe taster), scurt direct pe linia de după R_{84} .

- Circuit integrat TAA550 cvasi defect (U_2 este 20...28V în loc de 31...35 V).

8. Defectarea T_{801} (stabilizator serie)

Verifică continuitatea șuntului : R_{803} , R_{804} , R_{805}

- Dacă R_{805} este întrerupt tot curentul consumat de TV (260...280 mA) trece prin T_{801} , acesta disipă 15—25 W și se poate distruge termic.

- Dacă R_{803} sau R_{804} sînt întrerupte, stabilizatorul nu pornește și avem $U_1 = 10...80V$. Tranzistorul T_{601} nu funcționează nepri-mind tensiune pe colector și deci T_{831} este blocat, dar suportă o tensiune $U_{CE} = 200—250V$ (pe colectorul T_{801} avem o tensiune de 270—330V (funcție de starea tensiunii de rețea) iar pe emitor doar 10...80V. La $U_{CE} > 100$ V, T_{801} se poate străpunge (în tensiune).

NOTA : Nu întrerupeți niciodată colectorul T_{801} pentru a obține U_1 mai mic (150...160V) în scopul de a depana mai ușor. În această situație T_{601} este străbătut de 100—140 mA, suportă 1,2—1,5 W și intră în scurt. După ce conectați colectorul T_{801} , avem $U_1 = 210...220V$ fără a vă da seama ce s-a întîmplat.

9. Cazul cînd $U_1 > 175V$ dar imaginea prezintă brum :

Tensiunea de pulsație alternativă pe C_{801} este de cca. 22—24V_{vv} (normală) iar pe bara U_1 de cca. 0,2 V_{vv}. Cînd pulsația pe U_1 depășește 1 V_{vv} apare pe imagine un brum care deranjează funcționarea TV.

Cauze : — C 604 este întrerupt
— C 606 cu curenți de fugă sau pus de cîtiva nF în loc de max. 220 pF
— tranzistorul T_{301} intră în străpungere secundară sau are I_{CBO} mare.
— tranzistorul T_{601} are I_{CBO} nepermis (este defect)
— tensiunea de rețea este sub 185 V (eventual sub 180V)
— C_{801} cu capacitate scăzută sau lucrează doar într-o secțiune

10. Televizorul nu pornește :

Se verifică prezența U_1

a) — Dacă U_1 nu există, verifică întreruptorul, conectorul de rețea, Si801 și tensiunea continuă pe C_{801} (fără sarcină 280...320V). Dacă U_0 (pe C_{801}) există, mergi la Si802, R802 și R806 (întreruperi).

b) — Dacă U_1 există dar este de 240...260 V, înseamnă că nu avem sarcină suficientă pentru stabilizatorul serie (necesită minimum 100 mA pentru a stabili).

- Verifică dacă U_1 ajunge prin conectorul de pe sincro și conectorul BDO la R_{705} , apoi la Si701, apoi la punctul 1 al transformatorului de linii și pe colectorul BU205. Dacă da,

- Verifică prezența tensiunii U_8 care prin R_{809} asigură pornirea sincroprocesorului. Dacă avem $U_8 = 0V$ verifică C_{802} . Dacă însă U_8 este prezent dar mai mic (2—3 V) verifică D803 dacă nu este în scurt.

Prin înlocuirea modului sincroprocesor se poate delimita locul defectului : pe modul sau după modul.

Dacă cu un modul sincro bun TV nu pornește totuși :

- Verifică T_{701} eventual scurt BE sau întrerupere BE, BC

În cazul cînd pe baza T_{701} , avem prezență tensiunea continuă de 0,35—0,38V, deci sincroprocesorul livrează impulsurile de comandă spre T_{701} , iar T_{701} este bun, defectul este între colectorul T_{801} și baza T_{702} :

- transformator driver întrerupt în primar sau secundar
- întrerupere la R_{702} , scurt la C_{701}

— întrerupere la R_{704} sau la L_{706} (conectată spre emitorul BU205)

— întrerupere în TL la pic 3—4 (ohmmetric)

NOTA: Când TV nu pornește, nelucărind BO, lipsește consumatorul principal din televizor. U_1 tipic este 250 V (depinde de tensiunea rețelei). Etajele final video (T_{301}), prefinal de linii (T_{701}) și amplificatorul de eroare din stabilizator (T_{602}) nu suferă deoarece sînt de tipul BF458 (BF258) cu $U_{CE} > 250V$. T_{301} este protejat de divizorul $R_{304}R_{305}$ și primește pe colector cel mult 215 V, iar T_{701} avînd între B și E pe R_{423} - 180 ohmi, are $U_{CE} \geq 300V$; la T_{602} , tensiunea pe colector nu depășește 200 V niciodată.

11. Dimensiunea orizontală este insuficientă. Cauze:

a) Defectul poate fi la oscilatorul de linii (cînd frecvența de lucru este mare), imaginea este desincronizată. Se înlocuiește și se depanează sincroprocesorul.

b) Cauza cea mai frecventă este U_1 mic, fie reglaj greșit al R_{608} fie unui defect semnalat la punctul 7.

c) Reglajul dimensiunii orizontale este greșit din L_{705} , sau bobina de liniaritate L_{703} este dereglată.

d) Dimensiunea H se reduce după 10—20 minute de funcționare, imaginea se întuneacă, BU205 se încălzește foarte puternic, consumul BO tinde spre 280—300 mA, siguranța Si701 încă nu se arde. Cauza: L_{701} este întrerupt. BU205 se poate distruge dacă TV este lăsat să meargă.

e) Bobina de armonica a 3-a este întreruptă. Consumul BO crește la 310—330 mA (31—33 V cădere de tensiune pe R_{705}). Siguranța Si701 luminează. Se poate defecta și BU205.

f) Scurt parțial (1—2 spire) în bobina de deflexie orizontală. Consumul BO crește la 0,3—0,35 A. Si701 nu se arde întotdeauna.

g) Valoarea C_{705} este prea mare (0,18 μF cu toleranță pozitivă mare) sau pus de 0,2 μF eventual 0,22 μF .

h) Valoarea C_{704} este mult mai mică (2,4 nF cu toleranță negativă mare). Această situație provoacă și un consum ușor depășit al BO (250 mA cu L_M) precum și FIT mărit.

NOTA: Bobina de reglaj a dimensiunii se poate scurtcircuita în caz de necesitate. Nu se admite mărirea dimensiunii H din U_1 !!!

12. La oprirea televizorului apare spot luminos periculos:

Defect, este circuitul de suprimare a spotului, circuit în care intră: C_{719} , R_{717} , C_{712} , D_{703} , R_{713} și D_{705} , probabil întrerupere la C_{719} . Verifică dacă acest circuit funcționează aplicînd voltmetrul cu minusul la grila de comandă a cinescopului (piciorușele 2 sau 6) și plusul la masă. Apoi se oprește televizorul. Pe G_1 trebuie să apară o tensiune negativă de 80—120 V, (depinde de poziția potențiometrului de lumină). Prezența acestei tensiuni negative indică funcționarea

circuitului de suprimare. Se ia imediat voltmetrul de pe G_1 și după cca. 30 secunde se pune din nou borna minus pe G_1 .

Dacă totul este în regulă vom citi încă o tensiune negativă de 60—70V. Dacă nu avem această tensiune după 30 secunde, se bănuiește calitatea C_{719} , D_{705} (91V), C_{712} , D_{703} și C_{707} . La C_{719} se poate pune și 0,68 μF la 250V.

NOTA: În caz extrem, la cinescopul care face totuși punct luminos, se va înlocui C_{712} cu un condensator de 1,5 μF de tip mylar (PMP08 sau un condensator electrolitic de 8 μF conectat cu plusul la masă în locul lui C_{712} .

13. Probleme de iluminare a ecranului. Lumină prea mare, prea mică, zero.

Verifică pe rînd:

1. Tensiunea U_{G1} : normal -50...60V pînă la +60V, variînd lumina (R_{716})

2. Tensiunea pe catodul cinescopului: normal +70...125V funcție de poziția potențiometrului de contrast (R_{721}) de conținutul imaginii și de lumină.

3. Tensiunea U_{G2} (piciorul 3 al cinescopului): normal 470...520V

Esențială este diferența de potențial între catod și G_1 știind că tăierea fasciculului are loc cînd G_1 este cu 65—90 V „mai jos” decît catodul.

a) *Lipsă lumină* (verifică U_{G1} , U_{G2} , U_K). Dacă se găsește: $U_{G1} = 0$: Verifică continuitatea la R_{715} , R_{731} , D_{705} , R_{716} , R_{733} , R_{310} , scurt la C_{707} .

$U_{G2} = 0$: (lipsă U_{G2}): întrerupere la D_{701} , R_{707} , R_{311} , scurt la C_{708} , scurt eclator.

$U_K \approx 145V$: întrerupere R_{301} , R_{303} , scurt BE la T_{301} , traseu R_{310} — cursor R_{724} , eventual R_{309} .

b) *Lumină insuficientă* (verifică U_{G1} , U_{G2} , U_K). Dacă se găsește: U_{G1} cu L_M nu depășește 15—20 V, verifică R_{715} , C_{723} reglează R_{731}

$U_{G2} \approx 150 V$: întrerupere la C_{708}

$U_K \approx 130—140V$: întrerupere la R_{308} (la unele cinescoape ecranul foarte întunecat)

$U_K \approx 25...125V$ Variabil cu lumina: verifică R_{309} (întreruptă)

c) *Lumina variază exagerat cînd se variază contrastul*

Cauza: R_{311} întrerupt sau întrerupere la grupul $R_{721}R_{722}$

d) *Lumină prea mare dar reglabilă*. Se verifică U_{G1} și U_K . Dacă

se găsește:

$U_{G1max} = 65...80V$ (în situația de L_M a C_{716}): reglează R_{731}
 $U_{G1max} = 110...130V$ (cu L_M): dioda D_{705} în scurt sau inversat pusă

$U_K = 5...10 V$: T_{301} este saturat, nu este imagine. Cauza, C_{301} scurt

Dacă $U_{G2} = 550-560$ V în loc de 480—520V, cauza este C_{703} întrerupt.

e) *Lumină foarte mare nereglabilă.* Se măsoară U_{G1} .

Se găsește de regulă numai tensiune pozitivă, lipsește tensiunea negativă când se dă R_{716} la minim. *TV stinge cu spot luminos.*

Verifică: R_{713} , D_{703} , C_{712} și R_{717} (continuitate).

În toate cazurile dimensiunea rastrului este mai mare cu 8—10%.

f) *Efect de pompare (la L_M imaginea se umflă)*

Se verifică curentul de fascicul măsurând pe R_{309} cel mult 0,56V cu lumina la maxim (I_M) (vezi și punctul 4 — Defectarea TV18).

Dacă se măsoară la L_M o tensiune 1...1,3 V, verifică D_{302} și C_{303} de pe modulul final video. Una din piese este în scurt.

În cazul când tensiunea pe R_{309} nu depășește 0,6V, dioda TV 18 este uzată prin îmbătrânire (timp mediu de folosință: 2000 ore = 2 ani). Crescând rezistența internă, tensiunea înaltă (FIT) scade de la 17,5 KV la 14—15 KV iar dimensiunea generală a rastrului crește anormal. La C_{303} se poate pune și 0,33 μ F în loc de 0,68 μ F.

g) *Iluminare neuniformă, în partea superioară tot mai întunecată*

Cauza: D_{301} în scurt, C_{714} străpuns sau cu izolație slabă.

Întunecarea se datorește pătrunderii tensiunii de deflexie verticală în emitorul amplificatorului final video.

h) *La creșterea luminei (din potențiometrul R_{716}) dispăre imaginea.* Contrastul este insuficient. Reglajul R_{113} nu are efect.

Cauza: C_{303} întrerupt. La L_M , când dioda D_{302} se blochează (deoarece $U_K > U_{CT301}$), semnalul video nu mai trece spre catodul ecranului).

DEPANAREA MODULELOR FUNCȚIONALE INDICAȚII GENERALE

1. Metoda cea mai expeditivă de a stabili dacă un modul este sau nu defect este înlocuirea acestuia cu unul bun sau încercarea modulului în alt televizor.

2. Repararea oricărui modul nu necesită aparatură specială. Pentru a repara module în laborator se va folosi un televizor obișnuit și câte un prelungitor multifilar pentru fiecare modul. Prelungitorul va avea la capătul dinspre șasiu un conector mamă identic cu cel al modulului respectiv iar la capătul dinspre modulul de reparat un conector cu știfturi (cuie de contact). Lungimea prelungitorului 300—350 mm. Chiar și modulul de FI cale comună poate fi bine reparat cu acest fel de prelungitor.

3. În fața televizorului se va pune o oglindă de 600×600 mm, verticală, pentru a privi reacția pe imagine în timpul depanării.

4. Nu se admite scoaterea sau implantarea modulului în timpul funcționării televizorului, deoarece circuitele integrate se pot defecta.

5. Majoritatea defectelor se depistează la rece cu ohmetrul și doar în puține cazuri se fac măsurători la cald (pe modulul în funcțiune).

6. Pentru fiecare modul se întocmește un cartonaș cu valorile normale ale rezistențelor măsurate la rece pe modulul deconectat, aplicând plusul ohmmetrului pe piciorușele circuitului integrat, iar masa ohmmetrului la masa modulului. Valorile ohmice citite depind de scara ohmmetrului, tipul instrumentului, starea bateriei ohmmetrului precum și de starea electrică internă a CI (bun sau defect).

DEFECTE MAI FRECVENTE PE MODULE

A. Modul de cale comună

Tensiunile normale la cald (în funcțiune):

PIN	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
(V)	4,5	4,5	0	1...2,3	1',7...	0,8	1,1	7...8	7...8	0,2...0,5	3...4	7...8	11...12	6,4	5,4	4,5

1. *Lipsă imagine, lipsă sunet, eventual zgomot pe sunet*

Reglează potențiometrul ajustabil R_{113} . Nu lăsa R_{113} la maximum

atinga. Verifică: U_{pin14} ; dacă $U_{pin14} = 0$, C_{118} sau C_{119} în scurt, R_{110} întrerupt. Dacă $U_{pin13} = 0$, verifică C_{120} și L_{113} .

Ohmmetric măsoară R_{pin14} spre masă. TDA440 poate fi defect. Continuitate la R_{119} , R_{118} , R_{112} , scurt la C_{123} . Verifică valoarea R_{110} .

Miscă L_{110} pentru a depista un eventual scurtcircuit spre masă ($U_{pin14} = 0$).

2. *Imagine desincronizată, ruptă sus sau blocată complet*

Verifică continuitate la R_{117} , C_{125} . Dacă acestea sînt bune, măsoară tensiunea pe pin 7: normal 1,1 V, anormal $U_{pin7} > 1,15$ V (1,2...3...5V). CI-TDA440 defect intern la pin 7. Se poate recupera CI conectînd pin 7 la masă; se deconectează C_{125} sau R_{117} .

NOTA: pe placa mare acest defect poate fi cauzat de întreruperea R_{110} care aduce impulsuri negative pentru poarta de RAA.

Întreruperea R_{711} poate cauza defectarea TDA440 pe pin 7.

3. *Imagine cu desincronizare generală (linii și cadre)*

Dacă acest defect se datorește căii comune verifică R_{118} și C_{122} . Încercă dacă bobina L_{110} a demodulatorului video nu a fost demontată.

4. *Dungi întunecate, verticale, dese în stînga, mai rare în dreapta.*
Oscilație parazită de FI: C_{127} întrerupt.

5. *Imagine slabă, cu zgomot (ninsoare sau pureci)*
Reglează spre stînga potențiometrul R_{115} . Dacă nu are efect,
Verifică: tensiuni la T_{101} (eventual defect T_{101}), continuitate
 L_{101} , scurt C_{104} , valori la R_{106} , R_{104} , R_{102} , scurt la C_{103} , continuitate
la C_{102} , C_{105} , L_{103} , C_{106} , C_{113} , L_{108} , C_{115} , R_{107} .
Dacă $U_{ET101} = 0$, iar U la M82 (modul selector) este 10...11V
verifică integritatea C_{126} de pe pin 5 al TDA440

6. *Imaginea dispare după 5—15 minute, sunet slab*
TDA440 poate prezenta defect intern la pin 14. Se încearcă
mărirea R_{110} la 180 ohmi pentru a recupera circuitul integrat.

B. Modul de sunet

Tensiunile continue pe piciorușele TAA661 și MBA810 (TBA810)
sînt clar vizibile pe schema electrică.

1. Lipsa sunetului

Se localizează dacă defectul este în partea de 6,5 MHz sau în
partea de audiofrecvență, încercînd dacă AAF răspunde la palpa-
rea pin 8 MBA810, respectiv pin 8 la TBA790 T.

a. Dacă defectul este în zona TAA661, se măsoară pe rînd *toate*
tensiunile de pe piciorușele TAA661, începînd cu alimentarea (pin13)
cca. 9,3V.

— Lipsă U_{pin13} , scurt la C_{208} sau întrerupere la R_{201}

— Lipsa tensiunii pe pin 6: verifică C_{203} , C_{204}

— Lipsa tensiunii pe pin 2 și 12 (3,3V): poate fi scurt la L_{203} ,

C_{212} sau R_{202} spre masa blindajului circuitului de detecție.
Circuitul integrat TAA661 este defect intern cînd tensiunea pe
pin 5, pin 6 sau pin 7 este nulă (condensatoarele C_{203} , C_{204} , C_{205} ,
 C_{207} deslipite).

Lipsa de sunet se poate datora și unui defect în circuitul selec-
tiv C_{201} , L_{201} , L_{202} , C_{202} .

b. Dacă defectul este pe partea de AF cauza poate fi:

— întrerupere la R_{203} sau C_{213} , scurt la C_{220} , C_{222}

— CI MBA810 (TBA 790T) defect la pin 12 (ieșirea de AF)
din cauza unui scurtcircuit în afara modului (C_{716} sau difu-
zorul).

— MBA810 (TBA 790T) poate fi defectat pe pin 1 (alimentare)
cînd stabilizatorul paralel (zona T_{802}) este defect: întreru-
pere la D_{802} (R_{810}) și tensiunea U_6 urcă la 25—27 V!!

2. *Sunet necorespunzător (slab, distorsiuni, înecare, sfîrșit).* Se
verifică: $C_{208} - 220 \mu F$ la eventuală întrerupere (se dublează)

— desacord evident la L_{203} , L_{202} , L_{201}

— lipsa filtraajului de c.c. și de înaltă frecvență: C_{805} (pe placa
mare) întrerupt, C_{217} pe modul întrerupt.

— Reglaj greșit al potențiometrului R_{113} de pe modulul de
FI-VS (sfîrșit).

— Întreruperea circuitului antioscilant C_{219} , R_{207}

— defectarea (întrerupere internă) la pin 8 (intrare) a CI
MBA810 sau TBA790T.

3. Modulul de sunet provoacă perturbarea imaginii

Orice oscilație parazită în AFI-6,5 MHz sau în AAF poate provoca
perturbarea imaginii prin zimțarea liniilor verticale și a contururilor.

Cauze: întrerupere la C_{205} , C_{207} , C_{210} , C_{216} , C_{217} , C_{220} , C_{219} , R_{207} .

4. Modul de sunet defect provoacă lipsa imaginii

Cauza: C_{200} este în scurt și pune la masă ieșirea de SVC negativ
(baza T_{703}) ceea ce lipsește amplificatorului video de semnal.

5. Defectarea MBA810 (TBA790T).

Acest CI se defectează numai cînd U_6 depășește 20V din cauza
unui defect în stabilizatorul paralel ($U_6 = 25...27 V$); atunci se
poate distruge și TAA661.

O altă cauză este scurtcircuit pe sarcină: C_{716} în scurt sau difu-
zor în scurt. Cînd C_{716} este scurt, U_6 scade la 8—9 V iar pe bornele
difuzorului cade o tensiune de 3—4 V (consumul spre pin 1 este
de cca. 0,5 A ceea ce distruge termic CI).

C. Modul de baleiaj vertical

1. *Baleiajul vertical lipsește (dungă luminoasă orizontală)* Se
verifică: U_4 (25V); dacă $U_4 \approx 0$, avem scurt direct, de ex. C_{507} scurt.

Dacă $U_4 = 15-18V$ în loc de 25 V, avem avariat etajul final
 T_{501} , T_{505} și eventual T_{504} . Consumul modului este de peste 0,5 A
și R_{503} se arde (fumează). Scurt la T_{803} (EC sau BC provoacă un con-
sum de 0,2A a BV).

Dacă $U_4 \approx 26V$, modulul nu consumă, din cauza unui defect
în oscilator unde întreruperea oricărei piese provoacă lipsa desfășu-
rării verticale: R_{503} , R_{504} , R_{505} , R_{506} , R_{507} , R_{508} , R_{509} , C_{501} , T_{501} , T_{502}
(întrerupere sau scurt) și următoarele întreruperi în circuitul de for-
mare a tensiunii în d.d.f. sau în amplificator provoacă dungă orizon-
tală: R_{510} , R_{511} , R_{516} , R_{517} , R_{519} , R_{514} , sau scurtcircuit la una
din următoarele piese: C_{501} , C_{502} , C_{509} , C_{510}

2. Desfășurarea verticală este foarte mică

— Întrerupere la D_{502} , C_{503} (desfășurare 15—20 mm), scurt
la C_{503}

— Întrerupere la C_{505} produce desfășurare de 20—40 mm

3. Dimensiune verticală insuficientă și neliniară

— dimensiune insuficientă simetric sus și jos: R_{510} mărit
— dimensiune mică cu linii de întoarcere în sus: R_{515} întreruptă

- lipsă jos 5—6 cm : C_{505} întrerupt, C_{504} în scurtcircuit sau întrerupt
 - imagine comprimată sus, întinsă jos : R_{511} mărit
 - imagine comprimată jos, întinsă sus : liniaritatea nu lucrează întreruptă R_{512} sau R_{513}
 - imagine întoarsă sus : C_{502} întrerupt sau de capacitate mică
 - limitare și întoarcere jos : C_{807} (pe placa mare) întrerupt
 - sus lipsă imagine, dungă luminoasă plasată deasupra mijlocului ecranului, jos imagine foarte întinsă : C_{505} —0,47/ μ F în scurt
 - imaginea este plasată în partea superioară, întinsă sus, lipsă jos pe cca. 10—12 cm : C_{506} —220 μ F întrerupt sau de capacitate redusă
 - rezistența de reacție negativă R_{519} este mult mărită (1,5... 3 ohmi).
4. *Dimensiunea verticală foarte mare și desincronizare verticală*
Cauza : C_{502} întrerupt ; C_{503} , C_{504} cu valoare micșorată
5. *Desincronizare verticală*
Cauze : C_{501} decalibrat, R_{501} întrerupt, D_{501} defect
6. *Dungi orizontale negre sau albe fixe sau mișcătoare*
Semnalează prezența unor oscilații parazite în BV (pe frecvențe înalte)
Cauze : întrerupere la C_{509} , C_{510} sau C_{507} .

7. Defectarea tranzistoarelor finale T_{505} și T_{506}

Cauzele care pot provoca această avarie :

Întreruperea la R_{522} sau R_{520} , scurtcircuit la T_{504} sau C_{510}
NOTA : măsurătoarea esențială la acest defect este tensiunea dintre bazele celor două tranzistoare finale care trebuie să nu depășească 1 V.
 Dacă se măsoară 2...2,5V, avem întrerupere la R_{522} sau R_{520} . Când se măsoară 1,5—1,6 V, cauza este scurt la T_{504} .

Privitor la T_{505} și T_{506} defecte semnalăm următoarele :

In Service se poate elimina grupul D_{504} C_{508} care are rolul de a dubla tensiunea în cursul întoarcerii de cadre. Scurtcircuitând acest grup, timpul de întoarcere crește de la 0,8 ms la 1,1—1,2 ms ceea ce nu deranjează cu nimic imaginea sau fiabilitatea BV, deoarece cursa inversă de cadre poate fi chiar 1,5 ms fără a perturba imaginea. Avantajul esențial al eliminării D_{504} C_{508} este posibilitatea de a folosi în BV tranzistoare de tensiune mai mică :

— la T_{506} se poate pune BD233 (45V), BD137 (60V)

— la T_{505} se poate pune BD136 (45V), BD234 (45V)

— la T_{504} se poate folosi BC171 (45V), BC107 (45V) Se poate elimina grupul de protecție cu diodă Zener DZ68 (DZ62) PL68Z, PL62Z deoarece tensiunea inversă nu depășește nici 30V. Cu un oarecare factor de risă se poate pune la T_{506} și BD135 cu toate că puterea disipată crește cu cea 0,3W (de la 1,8 la 2,1W) când durata

întoarcerii este de 1,2 ms. Singura piedică de a folosi această soluție din fabricație este un parametru prescris de standard : 1 ms la timpul de întoarcere pe cadre.

D. MODULUL SINCROPROCESOR

1. Televizorul nu pornește. $U_1 \approx 250$ V

Defect la oscilatorul de linii : T_{404} , T_{405} , R_{422} , R_{421} , C_{411} , C_{412} , R_{419} , R_{420} , C_{410} , L_{401} (orice piesă din oscilator întreruptă provoacă lipsă a impulsurilor de comandă a BO).

2. Desincronizare orizontală

Defect la C_{406} , C_{407} , C_{408} sau C_{408} , R_{416} , R_{417} , R_{418} ca și la comparatorul de fază : D_{401} , D_{402} , R_{414} , R_{415} ; C_{417} întrerupt sau scurt pe circuitul de formare a tensiunii în d.d.f. care se aplică la D_{402} .

3. Desincronizare generală (pe linii și pe cadre)

Defect la C_{401} , C_{402} , C_{403} , R_{403} , R_{404} , R_{405} sau T_{402}

4. Desincronizare verticală

Defect la T_{403} , R_{407} , R_{408} , R_{409} , R_{410} , C_{404} , C_{405}

NOTA : în sincroprocesor semnificative sînt următoarele măsurări :

— la oscilator : —0,7V...—1,1V pe baza T_{405}

— la sincroseparator : +0,3...0,5V pe baza T_{402} (fără semnal) ; —0,5...—1,5V cu semnal

— la formatorul de impulsuri sincro cadre : $U_{CT403} = 3,6...3,7$ V iar pe emitor la T_{403} cca. 3,5...3,6V ($U_{CET403} = 0,1...0,15$ V)

Piese critice : 1) C_{409} —4 μ F dacă este în scurt frecvența oscilatorului este de 10—12 kHz, regim periculos pentru BO : Consum mare, FIT depășește 20 KV, se produc descărcări. Același lucru provoacă :

2) C_{406} sau R_{411} întrerupte (FIT mare, f. mică)

3) C_{410} —25 μ F/25 V întrerupt (FIT mare, f. mică)

CAPITOLUL 2

PRACTICA DEPANĂRII TELEVIZOARDLOR CU CI

În buletinele tehnice nr. 6 și 9 s-au prezentat o serie de defecte și avarii mai dificile la care depanatorii pot pierde mult timp de lucru. Cele mai multe din aceste cazuri au fost semnalate de către depanatorii noștri în scopul lărgirii schimbului de experiență. În cursul testării profesionale desfășurate în toamna anului 1980 s-au mai cules unele defecte mai dificile care au fost apoi analizate, rezolvate și interpretate. Acestea le vom prezenta în cele ce urmează, fără o ordine anumită tocmai în scopul ca depanatorii să citească întregul capitol.

1. Îmbunătățirea sincronizării verticale la TV cu 2, 4, 5, CI

a. La TV cu 2 CI rezistența R_{803} trebuie să fie de 22 Kohmi și nu 39 Kohmi așa cum apare uneori în TV. R_{803} poate fi redusă pînă la 15 Kohmi în scopul îmbunătățirii sincronizării pe verticală și eliminarea tremurării pe cadre.

b. În cazul cînd la comutarea tastelor sau la schimbarea camerelor de luat vederi au loc „salturi” pe verticală sau întreruperea pentru o clipă a BV, avem de a face cu o „nesiguranță” în funcționarea oscilatorului de cadre. Cauza este amplificarea mică a:

- tranzistoarelor T_{800} și T_{801} la TV cu 2 CI (foarte critic T_{801})
- tranzistoarelor T_{501} și T_{502} de la TV cu 4 sau 5 CI (critic T_{502})

care toate trebuie să fie de tip C ($B=500 \dots 900$) sau de tip B ($B=250 \dots 500$) și nu de tip A ($B=100 \dots 250$) sau fără literă. A nu se folosi în nici un caz la oscilatorul de cadre tranzistoare de tip BC250 în loc de BC252B sau BC252C la TV cu 4—5 CI sau BC170A ori BC170 fără literă la T_{800} respectiv BC250 în loc de BC250B, C la TV cu 2 CI.

c. Cadrele „sar” din cînd în cînd la TV-5 CI: cauza este întreruperea sau mărirea exagerată a rezistenței R_{502} —470 Kohmi.

d. Îmbunătățirea radicală a sincronizării verticale la semnal slab la TV cu 5—6 CI ca și la TV Sport cu CI se asigură prin reducerea la 1 Mohm a rezistenței R_{401} de pe modulul sincroprocesor cu TBA950. O altă soluție este conectarea unei rezistențe de 47...180 Kohmi de la pin 5 a TBA 950 spre masă (se stabilește valoarea optimă co-

nectînd un potențiomtru de 250 Kohmi și apoi se măsoară valoarea la care sincronizarea se menține și la cel mai slab semnal posibil). Se poate încerca și micșorarea C_{401} la 0,22 μF sau 0,15 μF concomitent cu reducerea R_{401} la 1 Mohm.

e. Se reamintește că pentru o sincronizare stabilă și ușoară, fără bițială și tremurături reglajul frecvenței cadrelor trebuie astfel făcut încît frecvența liberă a oscilatorului să fie ceva mai mică de 50 Hz pentru ca oscilatorul să nu „apuce” să se autodeclanșeze deci potențiometrul de frecvență spre valori mari.

(Comunică Ing. Constantinescu Cezar).

2. Verificarea circuitului de suprimare a spotului la oprirea TV

La apariția spotului luminos concentrat pe ecranul cinescopului se poate stabili prin două măsurări succesive dacă tot circuitul de stingere fără punct (D_{705} , D_{708} , C_{719} , R_{717} , C_{712} , C_{707} , D_{703} , R_{713}) este în ordine.

Se procedează astfel: se pune voltmetrul pe o scară de peste 100 V cu minusul pe G_1 (pic. 2.TK) și se oprește televizorul. În momentul opririi acul instrumentului trebuie să bată spre -100 V chiar mai mult de -100 V.

Se ridică imediat testerul voltmetrului pentru a nu descărca pe C_{719} prin rezistența internă a instrumentului. După cca. 30 secunde se pune din nou voltmetrul pe G_1 și trebuie să citim -60...-70 V, iar apoi după un minut cca. -30...-50 V.

În cazul cînd tensiunea negativă de blocare a spotului nu se menține așa cum s-a arătat, se va verifica C_{719} , D_{705} , D_{708} și apoi D_{703} , C_{707} , la TV cu 5—6 CI. La TV cu 4 CI se va verifica D_{705} , C_{719} , C_{712} , C_{707} și în plus C_{723} care dacă are izolație slabă tensiunea de negativare se „pierde” repede.

Aici trebuie spus că C_{719} poate fi și de 1,5 μF (250V) în loc de 2,2 μF . La TV Sport cu CI, în prima clipă la oprirea TV trebuie să se citească -40...-50 V pe G_1 , iar după cca. 30 secunde încă cel puțin -25 V.

3. Un caz de recuperare a circuitului integrat TDA 1170

În unele situații, TDA 1170 prezintă un defect intern ce se manifestă prin prezența în partea de sus a imaginii a 5—8 linii de întoarcere pe o lățime de 4—5 cm. În mod obișnuit, pînă acum se înlocuia CI TDA 1170.

Înlăturarea falselor linii de întoarcere care „brăzdează” partea de sus a imaginii se face conectînd de la pin 10 a TDA 1170 la masă a unei plachete de 50 nF. Prin aceasta se decuplează baza tranzistorului intern Q_{33} (vezi Manualul „Circuite integrate liniare”, vol. 2, pag. 173 și pag. 195 sus) filtrîndu-se curentul bazei (I_{b0}).

4. Dungi orizontale albe sau negre pe partea superioară a ecranului (flee sau mișcătoare) la TV cu 2 CI, 4 CI, 5 CI idem la TV cu 6 CI.

Sînt de fapt oscilații parazite de frecvență înaltă în amplificatorul de BV, care se suprapun peste tensiunea de deflexie în formă de d.d.f și care produc răiri sau suprapuneri de linii deci un baleiaj vertical dezordonat prin perturbarea succesiunii normale de trasare a liniilor rastrului.

Cauze: întrerupere la condensatoarele antioscilante:

- la TV cu 4,5 CI: C_{507} , C_{509} sau C_{510}
- la TV cu 2 CI: C_{809} , C_{811} sau C_{915} (paralel cu C_{908} de 1000 μ F).

Situația este similară cu întreruperea elementelor antioscilante de la BV cu TDA 1170: C_{506} , R_{509} , R_{514} , C_{508} sau C_{505} .

În cazurile rebele se va decupla la masă pin 11 a TDA 1170 cu un condensator ceramic de 1 nF, 2 nF sau maximum 3,3 nF.

5. La etajul prefinal de linii tensiunea pe colector depășește 70 V.

Pe colectorul T_{701} (TV cu 4, 5, 6 CI) respectiv la T_{702} (TV cu 2 CI) tensiunea variază în ritmul liniilor. Avem impulsuri de 130—150 Vv cu durata de conducție de 25...30 μ s. Voltmetrul de c.c. citește o tensiune medie de cca. +70 V la TV cu TBA 950 și de cca. +80 V la TV cu 2 CI.

Această tensiune medie variază de la aparat la aparat în limitele de -5%...+15% și depinde de mai mulți factori (durata pulsului de comandă pe baza prefinalului de linii, inductanța driverului, curentul de bază deci B tranzistorului BU 205, toleranțele R și C din etajul prefinal).

Tipic, $U_{CT701} \approx 70$ V dar la cca. 35% din TV se măsoară +75...78 V, ceea ce este normal. La TV cu 2 CI U_{CT702} normală este valoarea tipică de 80 V din cauza pulsului mai scurt dat de T_{701} din oscilatorul de linii.

La TV 5—6 CI, tensiunea U_{CT701} este spre 80 V mai ales eînd avem TBA 950/1, care are pulsul de conducție mai scurt.

Mai corect este să se măsoare tensiunea pur continuă înainte de driver (pe C_{701} la TV cu 4, 5, 6 CI respectiv pe C_{712} la TV-2 CI) adică acolo unde nu sînt impulsuri de frecvență liniilor care să influențeze indicația voltmetrului de c.c. Ca urmare, la TV cu 4 CI se indică deja măsurarea tensiunii de lucru a T_{701} înainte de transformatorul driver (+85V) ceea ce denotă că pulsul de comandă pe baza T_{701} este ceva mai scurt (tipic 25 μ s) decît la sincroprocesorul cu TBA 950 (tipic 28 μ s). Timpul de conducție al T_{701} fiind mai scurt, curentul mediu prin T_{701} este ceva mai mic (16 mA) iar tensiunea după R_{701} ceva mai mare decît la TV cu 5—6 CI.

6. Liniile verticale „tremurate” la TV cu 2 CI

Cauza banală este că firul spre catodul cinescopului trece (căzut) pe lângă zona comparatorului de fază și enleage pe semnalul video impulsuri perturbatoare de linii. Se îndepărtează conductorul spre catodul cinescopului.

Un alt remediu: micșorarea R_{708} de la 15 la 12 sau la 10 Kohmi, (Comunică Ing. Constantinescu Cezar)

7. Creșterea dimensiunii verticale la TV cu 2 CI, 4 CI, 5 CI

De fapt are loc mărirea peste măsură a tensiunii în dinte de fierăstrău produsă de generatorul de formare (R_{813} , R_{812} , C_{807} , C_{806}) Cînd dioda D_{801} —DRR 204 (sau echivalentă) are curent invers mărit (rezistență inversă scăzută) prin D_{801} curge spre masă (prin R_{810} , R_{811} , R_{809} , R_{800}) un curent suplimentar care încarcă pe C_{806} și C_{807} la o tensiune mai mare.

Este un efect de șuntare a rezistențelor R_{812} , R_{813} din generatorul d.d.f.

Dioda D_{801} se poate înlocui și cu 1N4148, 1N914, BA172 (eventual BA171).

(Comunică Ing. Constantinescu Cezar)

8. Zimțșori pe liniile verticale ale imaginii ca niște descărcări de FIT

Se datorează întreruperii circuitului antioscilant R_{207} C_{219} de pe modulul de AF situație în care TBA 790 sau MBA 810 oscilează pe o frecvență de cîteva sute de kHz (pină la 1 MHz), oscilație care ajunge pe semnalul video „vobulindu-l”.

(Comunică Ing. Gănescu Mihai)

9. Defect dificil în baleiajul orizontal la TV cu 2 CI

Manifestări vizuale: desineronizare orizontală, o întoarcere falsă pe mijlocul imaginii (dublarea imaginii cu suprapunere de 4—5 cm lățime).

Auditiv: transformatorul de linii fluieră pe o frecvență de 1—2 kHz. Constatați: BU 205 este foarte cald.

Măsurători: U_{CT702} ((prefinal) = 40...50 V în loc de 75—85 V
 $U_{BT702} = 0,7...1,5$ V în loc de +0,35...0,37 V
 Consumul BO foarte mare: 310—330 mA prin siguranța de 0,3 A (31—33 V cădere de tensiune pe R_{720} —100 Ω /10W).

S-a bănuț un fel de străpungere de la colector la bază în tran-

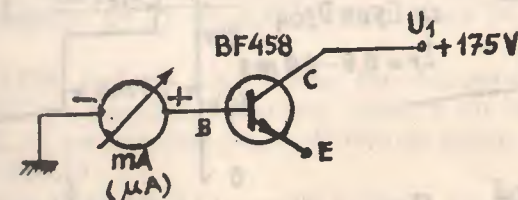


Fig. 2.1.

sistorul prefinal de linii BF 458, deîndată ce tensiunea pe bază era mult mai mare decît valoarea normală de +0,35...0,37 V.

Măsurându-se curentul rezidual I_{CBO} la BF 458 la $U_{CB}=U_1=175V$ s-a găsit valoarea de 0,2...0,3 mA în timp ce la un tranzistor bun BF458 acul instrumentului nu mișcă nici la scara microamperilor. Măsurarea I_{CBO} s-a făcut pe loc conectând în serie de la U_1 spre masă joncțiunea colector-bază a tranzistorului și un miliampermetru, așa cum se vede în fig. 2.1., emitorul rămânând în aer.

(Comunică V. Burlacu R. T. Neamț)

10. Una din cauzele defectării tranzistorului BU 205

Se întâmplă să se încurce inductanțele mici realizate pe ferită din zonă BO: L_{701} , L_{702} , L_{706} între ele sau cu altele de inductanță mai mare. Corect este:

$L_{701} = 16 \mu H$ are semn roșu pe suportul de plastic.

$L_{706} = 6 \mu H$, conectată la emitorul BU 205 are semn albastru.

A nu se pune în nici un caz inductanța cu semn galben (de 25–30 μH) din cele folosite în FI–VS în locul L_{701} sau L_{706} deoarece se perturbă comanda corectă în timp și amplitudine a bazei tranzistorului BU 205.

Inductanța antiradiantă L_{702} pusă sub TL nu este critică și nu participă la funcționarea BO. În caz de defectare a inductanței de emitor L_{706} , numărul de spire se poate reduce; eventual se poate chiar elimina L_{706} .

11. Utilizarea în BV al TV cu 2 CI și TV cu 4 și 5 CI a unor tranzistoare de tensiune mică.

În BV al TV cu 5 CI pe punctul median al etajului final avem o tensiune tipică de deflexie verticală ca în fig. 2.2.a, cu un impuls

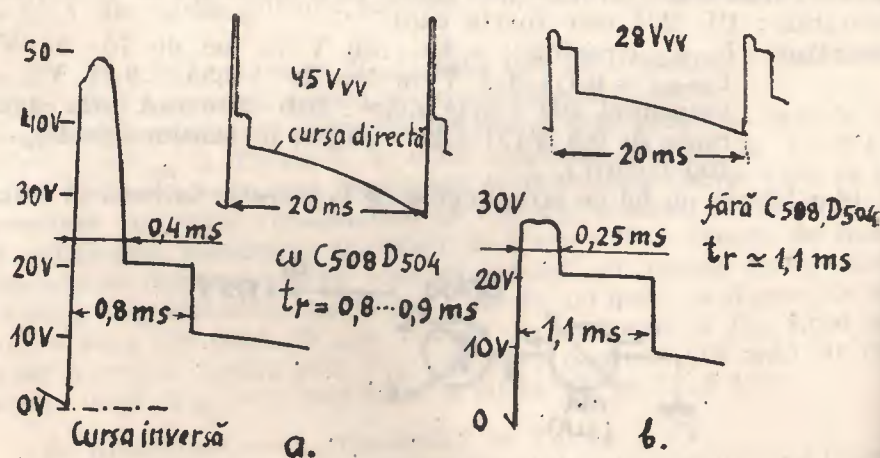


Fig. 2.2.

de 45–50 V în timpul cursei inverse. Mărirea tensiunii de întoarcere se obține cu grupul $C_{508}-D_{504}$ în scopul scurtării duratei cursei inverse

la 0,8–0,9 ms. Condensatorul C_{508} de 1,5 μF împreună cu inductanța bobinei de deflexie verticală (20 mH) formează în timpul întoarcerii un circuit oscilant pe frecvența de 800 Hz (vezi BT 5 pag. 173–174). Pulsul de tensiune din prima parte a cursei inverse de cadre are o lățime de cca. 0,5 ms și o amplitudine de cca. 25 V.

Din cauza pulsului mare de tensiune, în etajul final tranzistoarele trebuie să fie de tensiune ridicată: T_{505} (PNP) = BD 140 (80 V) iar T_{506} (NPN) = BD137 (60 V) sau BD 139 (80 V).

În regim tranzitoriu, mai ales la pornirea TV tensiunea inversă crește la peste 60–70 V și poate avaria tranzistoarele finale (cu joncțiunile calde).

S-a pus de aceea mai târziu o diodă zener de 68 V (PL68Z înseriată cu o rezistență de 22 sau 32 ohmi pentru a limita șocul de curent prin dioda zener).

La TV cu 4 și 5 CI se poate elimina grupul D_{504} , C_{508} , dar trebuie mărită tensiunea de alimentare a BV de la 23,7–23,8 V la 24,9–25 V prin micșorarea R_{815} de la 18 la 10 ohmi. Tranzistorul prefinal care este BC174 (60V) se poate înlocui cu BC171 (45V). Se obține o tensiune maximă de 28–29 V în timpul cursei inverse (așa cum se arată în fig. 2.2.b). Ca urmare, în etajul final se pot utiliza tranzistoarele: $T_{505} = BD 136$ (45V) și $T_{506} = BD 233$ (45 V).

Se remarcă faptul că tranzistorul NPN care este solicitat cam la 2W este un tip de curent și putere mai mare. Se elimină și grupul de limitare cu diodă zener care devine inutil.

Încercări multe efectuate la TV-5 CI au arătat că și aici se pot folosi:

– la T_{505} un tranzistor BD138 sau chiar BD136 (45V) respectiv BD376 (45V)

– la T_{506} un tranzistor BD235 (60V) sau BD233 (45V), BD375 (45V).

ca condiția ca grupul D_{504} C_{508} să fie înlocuit printr-un ștrap de strom.

Dacă cursa inversă de cadre este mai lungă de 1,3 ms și se văd sus pe imagine 2–3 linii de întoarcere cadre se va reduce R_{815} la 10 ohmi/1W (două rezistențe de 22 ohmi/0,5W conectate în paralel), la TV-5CI, R_{830} .

Tranzistorul NPN trebuie bine strins (nu exagerat) pe radiatorul sau în prealabil în vaselină siliconică (pentru un bun contact termic). La T_{506} , cu un oarecare factor de risc se poate utiliza în ultimă instanță un BD135.

Se înțelege că și T_{504} (BC174) poate fi acum un tranzistor de 45 V (BC167, BC171).

Pentru protecția tranzistoarelor finale de 45 V (BD135, BD233, BD138) se poate aplica de la punctul median la masă o diodă zener de 30V–1 W (nu TAA 550!!) ci ZF33A, DZ33 sau PL33Z, eventual

PL36Z, PL39Z respectiv diode zener în capsulă metalică 1N3032B (33V) 1N3033B (36V) sau 1N3034 B (39V) cu o rezistență de 10—47 ohmi în serie. Această diodă va reteza orice tensiune tranzitorie mai mare decât tensiunea diodei zener puse.

Curentul consumat de BV în noua soluție nu crește peste 135—140 mA la dimensiune normală pe verticală. (La TV Olt consumul BV este de cca. 125 mA).

NOTĂ: Același lucru se poate aplica și la TV-2 CI eliminând grupul $D_{804}C_{812}$; astfel T_{804} poate fi BD235, BD233, BD137 sau chiar BD135 iar T_{805} poate fi BD136.

12. Tranzistoare noi pentru stabilizatorul de tensiune din TV 2, 4, 5, 6 CI

În cursul anului 1980, IPRS a asimilat fabricația unei serii largi de tranzistoare de putere în tehnologie simplă difuzată (SDT = single diffused transistor). Ca urmare, în postul T_{801} la TV cu 4, 5, 6 CI se folosește acum unul din tranzistoarele cu U_{CE} peste 100V ca : 2N 4347, 2N 3442, SDT 9204, SDT 9209. Încercări făcute în Service au arătat că se pot utiliza foarte bine și tranzistoarele SDT 9203 și SDT 9208 care au U_{CEO} (sus) mai mare de 100V, aceasta deoarece tensiunea U_{CE} la bornele T_{801} (T_{902} la TV2CI) atinge 90 V doar la tensiune de rețea de peste 242V. A nu se uita însă că peste cei 90V tensiune continuă se suprapune un dinte de ferăstrău cu amplitudinea de 11V_{vv} (jumătate din pulsația de pe C_{801}), astfel că tensiunea maximă U_{CE} atinge 101V.

În locurile unde rețeaua depășește 230—240V, tensiunea nu scade sub 190V, se poate trece la mărirea valorii R_{802} la 43, 47, 51 sau 56 ohmi a valorii R_{806} de la 75Ω la 100—120 ohmi. În această nouă situație se pot utiliza cu siguranță și tranzistoare cu U_{CE} de 80V în Service, adică tipurile SDT 9202, SDT 9207, SDT 9303 și SDT 9306 (Vezi și BT6 p 106—107). Parametrii noilor tranzistoare de putere sînt dați în Anexa 2 la prezentul capitol.

13. TV cu 5 CI sau TV cu 2 CI prezintă linii de întoarcere ale cursei inverse sus.

Una din cauzele care pot provoca mărirea duratei cursei inverse de cadre este calitatea condensatorului din oscilatorul de cadre (C_{501} la TV cu 5 CI respectiv C_{803} la TV cu 2 CI). Dacă acesta are curent de fugă datorită unui defect intern de folie, durata impulsurilor de cadre produse de oscilator crește la peste 1 ms, ceea ce se transmite în amplificatorul de BV și conduce la apariția liniilor de întoarcere pe cadre.

(Comunică Ing. Cezar Constantinescu)

14. Scurtcircuit catod-filament în cinescopul TV staționare cu CI

În cazul scurt K—f, tensiunea catodului ajunge practic la zero iar curentul de fascicul depășește 1 mA. Urmarea este întâi un consum mărit cu cca. 70—100 mA al BO. Pe R_{705} cad 32—35 V în loc

de 21—23 V, iar prin Si_{701} trece un curent de 0,32—0,35 A, astfel că Si_{701} nu se arde întotdeauna pentru a proteja baleiajul orizontal. Suportul TV 18 dinspre bobina de FIT ajunge să se topească, rezistențele de 120 Kohmi din pipa FIT se ard înainte sau odată cu străpungerea termică a diodei TV18 iar pipa e topită. Uneori arde R_{705} (și crapă) deoarece disipă o putere de peste 12 W și întrerupe funcționarea BO.

Manifestarea vizuală a defectului : lumină foarte mare cu cursă inversă de cadre ca și la scurtcircuit între catod și grila de comandă. Se poate recupera cinescopul, alimentînd filamentul de la o înfășurare izolată de 4 (patru spire) fără rezistență serie, plasată peste primarul TL și nu peste secundar. Riscul apariției a 5—6 dungi verticale întunecate peste imagine datorate tensiunii de ringing (vezi fig. 4.11 a din cap 4 a acestui BT) care se „desfășoară” în timpul cursei directe, există, deci se poate vedea pe imagine. Tensiunea de ringing modulează semnalul video complex direct.

Acum : pe coloana secundară, acolo unde este bobina de FIT, tensiunea de ringing este mare, iar pe coloana primarului este aproape inexistentă.

Firele spre filament trebuie să răsucite pentru a reduce tensiunea de ringing culeasă din zona TL. Efectul se poate atenua conectînd un condensator ceramic mic (max, 4,7 nF) la terminalele filamentului pe modulul video.

Calitatea imaginii (rezoluția) la un cinescop cu scurt catod-filament poate fi ușor afectată, astfel că recuperarea cinescopului prin alimentare separată a filamentului se poate practica în perioada de garanție numai dacă se conservă calitatea recepției. În situația aceasta pentru ameliorarea definiției se va mări C_{301} de pe modulul final video de la 270 pF la 470 pF sau 560 pF (ceramic sau stiroflex).

(Comunică Sala Andrei R.T. Brașov)

15. TV cu 4—5 CI. După 5—15 minute de funcționare, imaginea se comprimă jos și puțin sus.

Comprimarea imaginii jos cu o ușoară tendință de întoarcere ; dimensiunea verticală scade puțin iar liniaritatea nu mai reglează la TV cu 5 CI. Apoi dimensiunea verticală scade cu cite 3—4 degete jos și jos și rămîne așa. Cauza este T_{503} —BC 252 care are rezistență scăzută pe joncțiunea CB. Măsurarea I_{CBO} arată că tranzistorul este practic defect avînd un curent invers de 50...200 μA chiar la 12 V aplicați la colector (baza la plus U_7 , colectorul la masă pe instrumentul de măsură pus pe funcția de microampermetru).

(Comunică, ing. Constantinescu Cezar)

16. TV 2—4—5—6 CI prezintă imagine aproape normală cu linii de întoarcere pe cadru.

Lumina și contrastul sînt normale, contrastul se reglează în

limite mai mici, lumina se reglează în limite mari, cu lumina la maxim ecranul este foarte luminos. Liniile de întoarcere ale cadrelor se văd pe tot ecranul. Aparent ar fi întrerupere la circuitul de stingere cadre : C 714, R 723 sau D 301 la TV cu 4—5—6 CI respectiv C 814, R 824 sau D 400 la TV cu 2 CI. Dar defectul este la finalul video. Se măsoară $U_c = 15...25$ V; $U_E = 4...5$ V; $U_B = 4,5...5,5$ V la T 301 (respectiv la T 400 de la TV-2 CI). *Tensiunea pe catodul cinescopului variază în limite largi funcție de potențimetrul de lumină (15...100 V).*

Cauza: Calitatea tranzistorului BF 457 E, BF 458 (BF 258, BF 259, BF 459) care prezintă rezistență mică între colector și emitor (1...2 K) într-un sens, respectiv infinit în celălalt sens (EC), adică cu plusul ohmetrului pe E. Acest tranzistor prezintă rezistență scăzută și la joncțiunea BC în invers (plusul pe C, minusul pe B), în timp ce joncțiunea BE este bună. Ca urmare, tranzistorul primește comandă pe joncțiunea BE și amplifică, rezistența „internă” CE se înscriază cu rezistența de sarcină a etajului și asigură pe colector un SVC de 20—40 Vvv în loc de 70—90 Vvv, deci contrastul este redus. Defectarea joncțiunii CB nu este netă dar I_{CBO} este foarte mare (peste 15 mA la $U_{CB}=175$ V) și ca urmare tensiunea pe colectorul T 301 cade la 15—25 V în loc de 70—...100 V.

(Comunică Taus Ion, R.T. Brașov)

17. *TV cu 5 CI. Aparatul pornește dar după 20—30 secunde dimensiunea verticală se strânge pînă la 1—2 cm. Finalii T 505-T 506 se încălzesc.*

Se măsoară imediat tensiunea mediană a etajului final care arată 1,5—1,6 V în loc de 9—9,5 V. Pe colectorul T 504—BC 174 se măsoară rapid cca. 0,9—1 V, pe baza T 504 cam 0,7—0,8 V.

Cauza: Tranzistorul BC 174 are un curent rezidual nepermis de mare iar joncțiunea CB intră rapid în străpungere. Curentul I_{CBO} măsurat este de 0,2 mA la 5 V, 1,5 mA la 15 V și cca. 2,5 mA la 30 V. Ohmmetric, funcție de scara ohmetrului, BC 174 arată o rezistență de 10...50 K pe traseul colector emitor, dar în celălalt sens (EC) arată infinit, dovadă că numai joncțiunea CB este defectă. Dacă TV funcționează mai departe, finalii se distrug în cca. 10 minute, primul cedează T 506—BD 137 (139) apoi după un timp și BD 140.

(Comunică Morariu Ion R.T. Brașov)

18. *U_1 nu se poate aduce la 175 V la TV 2, 4, 5, 6 CI.*

Cauza este o combinație defavorabilă a dispersiei șirului de toleranțe la R 607, 608, 609 și tensiunea diodei CI—TAA 550. Cînd U_1 nu poate fi scăzut din R 608 sub 180 V se va verifica tensiunea TAA 550 care poate fi mult peste 33 V (35...37 V). Situația se poate remedia măbind pe R 609 de la 13 K la 15 K pentru a nu înlocui pe TAA 550.

* Reglați întotdeauna potențimetrul R 82 de pe modulul selector pentru maximum 28 V! Nici diodele varicap nu se vor străpunge în timp și mai ales nu se va depăși consumul de curent pe linia de 33 V. Acest consum este tipic :

— 1,1...1,2 mA la TV cu 4 taste

— 1,5 mA la TV cu 6 taste

— 2...2,7 mA la TV cu taster omniprogramabil de import (Preomat cu 7 taste). Vezi și textul din BT 6 pag. 108—111 care lămură mai detaliat problema consumului pe linia de varicap.

19. *Migrația tensiunii U_1 la TV staționare cu CI.*

S-au depistat cazuri de TV la care după 1—2 luni de funcționare se constată mărirea U_1 de la 175 V spre 180 sau chiar 185 V.

Cauzele care provoacă această migrație sau derivă a U_1 :

— mărirea valorii R 607 (62 K sau 68 K) cu 3—5—10 K;

— creșterea tensiunii diodei integrate TAA 550, cu 2...3 V.

În ambele cazuri este vorba despre piese anormale cu defecte ascunse de fabricație, care se manifestă în timp.

20. *Televizoare cu 5 CI cu bobina de încălzire a filamentului izolată de masă.*

La o serie mare de TV staționare fabricate în toamna și iarna 1980—1981 filamentul este încălzit fără legătură de masă. Ca urmare, la aceste TV sincroprocesorul cu TBA 950 nu poate primi impulsurile pentru comparatorul de fază de la R 709 (6,8 ohmi). Pe placa mare de c.i. s-a prevăzut loc pentru un circuit RC de la colectorul BU 205 cu ajutorul căruia impulsurile de întoarcere pozitive de 450—480 Vvv sînt reduse la 20—25 Vvv și aplicate apoi la piciorul 6 al modulului sincro cu TBA 950.

Condensatorul de 4,7 nF (C725) separă în c.c. colectorul (+152 V) de sincroprocesor iar rezistențele R 734 și R 735 divizează impulsurile în raportul 20:1. Circuitul C 725, R 734, R 735 se poate urmări pe placă între colectorul BU 205 și pic. 6 modul sincro.

21. *Unele moidificări posibile de piese la TV cu CI*

— C 806 poate fi redus la 100—200 μ F sau chiar elimina.

— C 708 poate fi înlocuit cu 22 nF sau 10 nF la 630 V.

— C 808 poate fi înlocuit cu 470 μ F (220 μ F) la 40 V.

— C 719 poate fi pus de 0,68 μ F/250 V în loc de 1,5 sau 2,2 μ F, verificînd suprimarea spotului la stingerea televizorului.

22. *Înlocuirea circuitului integrat MBA 810 prin TBA 790 T*

Circuitul TBA 790 T diferă de vechiul CI TBA 790 K prin ordinea terminalelor (piciorușelor) și forma radiatorului. Electric ele sînt identice. Față de MBA 810 (TBA 810), noul cirenit TBA 790 T este realizat în aceeași capsulă, cu acelaș radiator, și cu aceeași ordine a terminalelor. Electric, TBA 790 T diferă esențial de MBA 810 și ca impedanțe interne cît și ca putere maximă obtenabilă, dar modulele sînt perfect interșanjabile.

Alimentat la 13–14 V ca în TV staționare și debitind pe o impedanță de 8 ohmi a difuzorului, puterea de ieșire obținabilă este de 2–2,5 W și cu TBA 700 T și cu MBA 810 (TBA 810).

● Modulul de sunet cu TBA 790 T este realizat pe aceeași plăcuță imprimată (P 35997), cu aceeași schemă electrică dar cu alte valori la componentele periferice conectate la piciorusele CI. Varianta de modul cu MBA 810 are deci alte valori la 7 piese R, C din AAF față de modulul cu TBA 790 T, așa cum se arată mai jos :

piesa	C 213	C 215	C 216	C 219	C 220	R 203	R 204
Modul cu MBA 810	100 μ F/6V	0,22 μ F	2,2nF	0,22 μ F	10nF	47 Ω	330 Ω
Modul cu TBA 790 T	22 μ F/10V	0,1 μ F	1nF	0,33 μ F	1nF	82 Ω	1K

● ● Circuitul integrat MBA 810 poate fi înlocuit cu TBA 790 T dar este necesară înlocuirea unor piese conform tabelului de mai sus.

● ● ● Critice și deci absolut necesare de înlocuit sînt C 216 și C 220. Oarecum importantă este R 203, care trebuie mărită pentru că TBA 790 T are sensibilitatea mai mare și măbind pe R 203 la 82 Ω se reduce amplificarea de tensiune. În schimb, C 219 este neesențial ca valoare, C 213 influențează redarea frecvențelor joase iar grupul R 204, C 215 influențează caracteristica de frecvență a amplificatorului de AF în zona frecvențelor mai mari ale spectrului audibil. S-a eliminat definitiv C 214. Evident, grupul T 201 R 205 pentru oprire silențioasă se elimină, deoarece la varianta cu TBA 790 T s-a eliminat acest circuit de suprimare a zgomotului la oprirea TV.

Tranzistorul T 201 trebuie neapărat scos de pe modul la acele TV care nu mai au pe placa mare a șasiului elementele de prepolarizare R 729, R 730, D 706 și C 717, deoarece altfel sunetul va fi slab și distorsionat.

23. Tranzistoare noi pentru baleiajul orizontal.

Sînt cunoscute tranzistoarele BU 407 și BU 407 D fabricate de SGS-ATES (ITALIA) și folosite în TV Sport. Tipic, aceste tranzistoare au $U_{CE0} = 350$ V și $I_{CM} = 10$ A, fiind încapsulate în cunoscuta capsulă TO 220 (de plastic, cu talpă metalică) „Fratele” mai mare al BU 407 este BU 406 și BU 406 D utilizat în deflexia orizontală a televizoarelor cu cinescop de 47...65 cm., într-o soluție de BO alimentată la 30–32 V, fără diodă de recuperare serie și cu o

bobină de deflexie cu inductanța de cca. 200 μ H. La acest BO impulsul de întoarcere pe colector este de 250 Vvv. Spre deosebire de acest BO practicat de mulți ani în unele țări (printre care și R.P.U.), soluția noastră folosește pînă acum cunoscutul tranzistor BU 205 alimentat la 125 V (tensiunea continuă aplicată între C și E), cu un puls de întoarcere de cca. 1000 Vvv și bobina de deflexie cu inductanța de 3 mH. În anul 1980, I.P.R.S. a asimilat o nouă serie de tranzistoare planar-epitaxiale echivalente cu seria BU 407-BU 406, destinate baleiajului orizontal alimentat la tensiunea mică (32 V).

Seria nouă se numește BU 606, BU 607 și BU 608 și este realizată într-o capsulă de tip TO-66 (F22), aceeași cu cea folosită la tranzistoarele AD 152, AD 155, AD 161, AD 162 etc.

Codul exact și parametrii electrici sînt arătați în tabel :

TIPUL	$U_{CEV}(V)$	$U_{CM}(A)$	U_{CESAT}	toff(μ s)	Utilizare
BU 606-R BU 606D-R	400	10	max. 1V cu $I_B = 0,6A$ la $I_C = 5A$	max. 1,2	BO-TV cu ecran 47–50–61–65 cm.
BU 607-R BU 607D-R	300	10	max. 1V cu $I_B = 0,6A$ la $I_C = 5A$	max. 1,2	BO-TV cu ecran de 31–46–44cm
BU 608-R BU 608D-R	400	10	max 1V cu $I_B = 1,2A$ la $I_C = 6A$	max. 0,8	Chopper de TV

Prin urmare, BU 607-R (fără diodă de recuperare paralelă încorporată sau BU 607D-R (cu diodă încorporată) se va folosi la televizoarele Sport cu ecran de 31 cm sau 23 cm, sau chiar la TV cu ecran de 44 cm. dar cu cinescop cu gît subțire (\varnothing 20 mm). Tipul BU 606-R sau BU 606D-R se poate folosi la TV staționare cu ecran mare (cinescoape cu gît de 28 mm., 110° și diagonale de 44–47–51–59–61–65 cm.

Prezența sufixului R este legată de felul capsulei, spre a le deosebi de tranzistoarele italiene BU 606, BU 607, BU 608 identice ca parametri dar care sînt realizate în cunoscuta capsulă TO-3 folosită la BU 120, KD 607S, 2N 3055, ASZ 15...18 etc.

Capsula mai mică TO-66 asigură o rezistență termică de cca. 1,5°C/W între joncțiune și capsulă în timp ce TO-3 asigură $R_{th} < 1,5$ °C/W deoarece are suprafața de contact mai mare.

Dioda paralelă încorporată suportă un curent de cel puțin 5 A și servește conducerii în prima parte a cursei directe de linii.

● O schemă electrică posibilă a BO pentru televizoarele staționare este arătată în fig. 2.3 și a fost experimentată de autorul acestor studii.

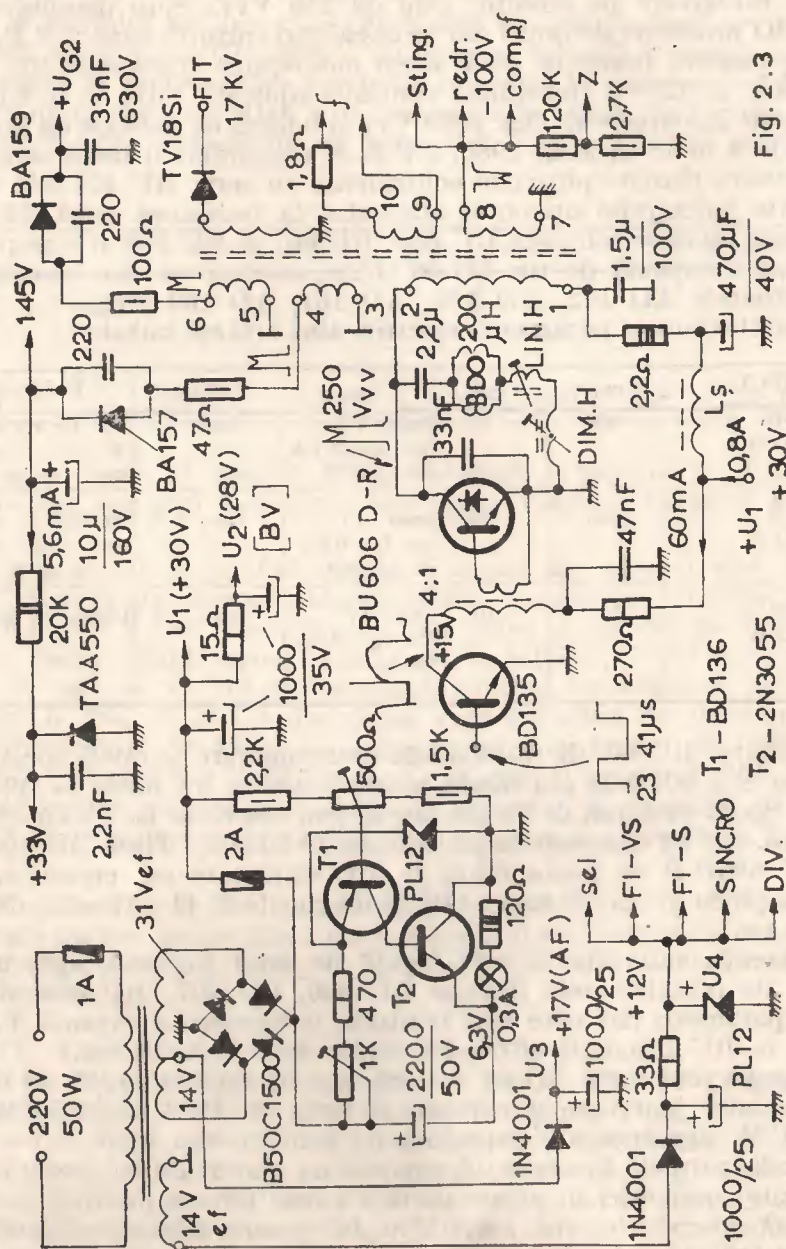


Fig. 2.3

Fig. 2.3.

După cum se vede, partea de alimentare și BO cuprinde numai 60 componente, față de 90 componente cit conține partea de alimentare și BO a actualei serii de TV cu 2-4-5-6 CI.

Un transformator de rețea cu miez identic ca cel din TV Sport furnizează o tensiune secundară de 31 Vef cînd rețeaua are 220 V ~. și sarcina este de 1 A. După puntea 1PM05 se obține pe condensatorul de filtrație de 2200 μ F o tensiune continuă de 37,8 V la 220 V ~., respectiv 31 V la 180 V și maxim 42 V cînd rețeaua are 245 V ~.

Stabilizatorul cu autoblocare reglată, realizat cu 2 N 3055 și BD 136 asigură la ieșire o tensiune continuă de 30 V la o sarcină de 1 A. Blocarea are loc la un curent debitat de cca. 1,5 A, adică la orice avarie în televizor. Becul de 6,3 V/0,3 A conectat în serie cu rezistență de șuntare de 120 Ω /3 W se aprinde cînd stabilizatorul s-a autoblocat semnalizînd astfel un scurtcircuit în TV. Tot din transformatorul de rețea se obține pe o priză mediană și un redresor monoalternanță tensiunea de +17 V (0,16 A) care alimentează partea de AAF (pentru o putere de 1,5 W).

Un alt mic redresor asigură tensiunea stabilizată de +12 V (0,15 A) din care se alimentează selectorul, calea comună, AFI-sunet, sincronizatorul cu 4 T și diverse alte circuite auxiliare alimentate la 12 V.

De la tensiunea stabilizată de +30 V se alimentează prefinalul de linii și baleiajul orizontal ce consumă 0,81 A (cînd lumina este maximă) și baleiajul vertical (alimentat cu +28 V și 0,14 A). În total bara de 30 V livrează tipic 0,92 A, maximum 0,95 A, adică o putere de cca. 28 W.

Prefinalul de linii este tranzistorul BD 135 comandat cu impulsuri pozitive de la sincronizator (durata cca. 22 μ s). Din secundarul transformatorului driver este comandat tranzistorul BU606D-R care are încorporată și dioda paralelă internă. Piciorul 1 al transformatorului de linii primește o tensiune filtrată inductiv și apoi rezistiv prin $R = 2,2 \Omega$ care are și rolul de a compensa efectul de pompare al imaginii la mărirea luminei. Transformatorul de linii este foarte asemănător cu cel actual, are aceeași bobină de FIT, dar primarul este mult mai mic avînd doar 43 spire, corespunzător tensiunii mici de alimentare (28,5 V la pic. 1). Bobina de deflexie de 200 μ H are în serie o bobină de liniaritate și una pentru reglajul dimensiunii orizontale.

Pe colectorul BU606D-R impulsul de întoarcere are 250 Vv cu durata de 12 μ s stabilit prin condensatorul de întoarcere de 33nF conectat paralel cu tranzistorul final.

Secundarele auxiliare sînt realizate pe coloana primară a TL și au următorul rol:

1) W5-6=110 spire, oferă 640 Vv pozitiv și după redresarea cu BA159 (DRR 114) asigură +530 V, tensiune pentru g_2 , g_1 .

2) W3-4=32 spire, oferă 185 V_{VV} pozitiv, iar după redresare asigură o tensiune continuă de +145 V pentru etajul final video și pentru tensiunea varicap (TAA550) prin 20 K/2W.

3) W7-8=36 spire, oferă 210 V_{VV} negativ ce se utilizează pentru stingerea pe linii, comparatorul de fază, tensiunea negativă de -100V, și impulsul z spre FI-VS.

4) W9-10=4 spire, oferă 23 V_{VV} iar după o rezistență de 1,5-1,8 ohmi o tensiune de impuls de cca. 21,5-22 V_{VV} pentru alimentarea filamentului cinescopului.

● Nu este posibilă alimentarea filamentului de la o mică înfășurare de pe transformatorul de rețea decît dacă tensiunea de rețea se menține în limitele a $\pm 7\%$ față de tensiunea nominală de 220 V.c.a., adică între cca. 204 și 235 V. Cum însă rețeaua variază între 170 V.c.a. și 250 V.c.a., ceea ce ar însemna subîncălzirea filamentului cu 22% cînd $U_R = 170$ V și supraîncălzirea cu cca. 14% cînd $U_R = 250$ V.

De aceea, încălzirea filamentului cu impulsuri este mult mai potrivită cu condiția dimensionării corecte a tensiunii medii, practic aceasta depinzînd de amplitudinea impulsului și valoarea rezistenței serie. Această soluție este practică pe plan mondial de 5-6 ani, deoarece asigură alimentarea filamentului la tensiunea constantă.

Soluția de alimentare și BO prezentată în acest paragraf conduce la un consum general al TV de cca. 50 W dar prezintă dezavantajul folosirii unui transformator de rețea relativ scump (cupru mult, tolă de calitate).

24. La TV cu 4 CI apare pe imagine o dungă orizontală ceva mai luminoasă pe mijlocul ecranului.

Este un fenomen cunoscut de la TV Sport, tranzistorizat cînd nu era corect reglată tensiunea mediană a etajului final de BV din R 352. Avem de a face cu o deschidere insuficientă a tranzistoarelor finale de BV ceea ce provoacă o „treaptă” pe curentul de deflexie verticală ca urmare a „neînjugării” tranzistoarelor finale. DACĂ NU LIPSEȘTE R 520-33 ohmi remediul este micșorarea rezistenței R 517 de la 1,8 K la 1,5 K mărindu-se în acest fel curentul prin grupul de polarizare R 520-R 522 ce stabilește deschiderea tranzistoarelor finale T 505-T 506 (și curentul prin T 504) de la cca. 8,4 mA la cca. 10 mA. Căderea de tensiune între BT 506 și BT 505 crește de la 0,9 V la 1,1 V eliminîndu-se dunga luminoasă care se observă mai ales pe rastrul fără imagine. *Atenție:* verificați dacă nu lipsește R 520-33 ohmi.

CAPITOLUL 3

ALIMENTAREA TELEVIZOARELOR COLOR

De la bun început trebuie precizat că alimentarea circuitelor și baleiajul orizontal (BO) sînt indisolubil legate și că principiul de alimentare depinde esențial de felul BO adică dacă BO este cu tranzistor (BU 208) sau cu 2 tiristoare (BT119-120).

Finalul de linii cu tranzistorul BU208 s-a generalizat în ultimii ani.

Această soluție necesită o tensiune de alimentare a BO de 120-150 Vcc (depinzînd de inductanța bobinelor de deflexie orizontală HDO) iar consumul de curent continuu este de cca. 0,5-0,7 A (la TV-AN BU cu BO 205 consumă 0,22 A). Televizoarele color moderne consumă de la rețea o putere de 110-150 W și numai în cazuri deosebite sub 100 W, în cazul cinescoapelor mai mici. Puterea netă consumată de un TVC depinde bineînțeles de mărimea tubului cinescop, de optimizarea BO și în mare măsură de principiul de alimentare al celorlalte etaje ale televizorului.

Cum prin redresare monoalternanță sau în punte a tensiunii de rețea de 220 V se obține pe primul condensator electrolitic de filtraj o tensiune continuă de 280-300 V iar curentul debitat de redresor este cel susmenționat (să zicem 0,7 A), puterea continuă disponibilă pe primul elco este de 190-220 W. Diferența pînă la 110-150 W adică cca. 70-100 W trebuie „nimicită” simultan cu reducerea tensiunii la 120-150 V.

Soluția cu stabilizator serie utilizată la TV-AN în perioada 1977-1981 unde consumul general era de 0,3 A (puterea „disponibilă” pe primul elco era de $270 \text{ V} \times 0,3 \text{ A} \approx 80 \text{ W}$) nu mai poate fi utilizată deoarece pe un stabilizator serie cu tranzistor nu se pot „pierde” mai mult de 30 W în condiții de suficientă fiabilitate.

PRINCIPIUL DE BAZĂ AL ALIMENTATOARELOR CU COMUTAȚIE PENTRU TELEVIZOARE COLOR

Pentru televizoarele color s-au elaborat alimentatoare cu comutație („switch mode power supply” în l. engleză, sau „Schaltnetzteil” în l. germană) care lucrează la o frecvență de 15-30 KHz și folosesc un tranzistor rapid de putere (30-60 W) și tensiune înaltă

700V, 6A) în funcția de comutator rapid conectat în serie cu o inductanță de înmagazinare a energiei. *Tranzistorul joacă simplul rol al unui întreruptor sau comutator și este făcut conductiv doar o parte din perioada T corespunzătoare frecvenței de lucru susmenționate, făcând legătura dintre redresor și consumator doar un timp limitat.* În acest fel se reduce energia care trece spre consumator (spre circuitele televizorului).

Ca în orice inductanță la bornele căreia se aplică o tensiune continuă, curentul crește liniar cu atât mai mult cu cât timpul de conducție al tranzistorului este mai mare. În inductanța serie se înmagazinează o energie proporțională cu pătratul valorii de vîrf a curentului, energie ce urmează a fi cedată apoi consumatorului, adică circuitelor din televizor. Rezultă deci că energia trecută prin comutator este proporțională cu pătratul timpului de conducție.

Așa cum am mai spus la început, comutatorul electronic de tip serie adică tranzistorul face periodic legătura dintre tensiunea U_0 (redresor) și consumator pentru un anumit timp și apoi separă redresorul de consumator un alt interval de timp, astfel că de la redresor spre consumator curentul curge „în rate”. Curentul „tocat” sau „chopat” prezintă „discontinuități” și trebuie să fie transformat apoi iarăși în curent continuu: pentru aceasta servește un condensator electrolitic de filtraj, de valoare potrivită pentru capsația tensiunii la ieșire (U_1) să fie în principiu mai mică decât 0,4 Vvv.

Acesta este în esență principiul de bază al alimentatoarelor cu comutație.

Pentru a obține o tensiune continuă stabilizată la ieșirea alimentatorului se utilizează un circuit de reglare automată a duratei de conducție a tranzistorului comutator. Așa cum am spus mai sus, dacă durata de conducție este mică, de la redresor la consumator va trece o cantitate mică de energie obținându-se o tensiune mică la ieșire.

Pe acest principiu, *dozînd durata de conducție se poate obține (teoretic) la ieșire orice tensiune continuă între 20 V și 270 V.* Astfel, tensiunea continuă U_1 obținută la ieșire fiind proporțională cu durata conducției comutatorului, dacă comutatorul conduce doar 50% din timp, în principiu U_1 va fi 50% din tensiunea redresată U_0 , iar dacă conduce doar 35% din timp, U_1 va fi de aproximativ 0,35 U_0 , adică cca. 100 V.

Dacă la un alimentator cu comutație se introduce în locul inductanței de înmagazinare un transformator, *primarul acestuia devine inductanță de înmagazinare iar secundarul poate livra orice tensiune la ieșire, chiar tensiunea înaltă (FIT, pînă la 18—25 KV).*

Din considerente elementare frecvența de lucru a tranzistorului comutator se alege mare: 15—30 KHz. La această frecvență

inductanța de înmagazinare sau transformatorul necesar are un gabarit de 5—10 ori mai mic decît un transformator de aceeași putere (150—180 W) lucrînd la frecvența rețelei (50 Hz), iar filtrarea tensiunilor continue obținute la ieșire este mult mai ușoară folosindu-se condensatoare electrolitice de 50—100 μ F la 20—150 V.

GENERALITĂȚI PRIVIND ALIMENTAREA CU COMUTAȚIE

S-au imaginat, elaborat și experimentat în ultimii 10 ani multe feluri de stabilizatoare cu comutație cunoscute sub denumirea generică de chopper (se citește „ceopăr”). Ne vom referi numai la cele cu tranzistoare.

Prima categorisire s-ar putea face după tipul inductanței de înmagazinare:

- Chopere cu inductanță serie
- Chopere cu transformator

● *La choperul cu inductanță serie tensiunea continuă la ieșire se obține direct pe un condensator electrolitic conectat după inductanță, dezavantajul fiind acela că se obține o singură tensiune continuă, de exemplu 150 V.*

● *La choperul cu transformator este posibilă obținerea oricărei tensiuni continue, dar este necesară redresarea unor tensiuni de impuls obținute pe diferite prize ale secundarului transformatorului. Trei din variantele realizate industrial vor fi prezentate în acest capitol: primele două de tip choper (Siemens) cu transformator și a treia așa numitul sistem CESSY (concepție ITT).*

A doua clasificare se poate face după frecvența de lucru:

- Chopere cu frecvență liberă de 20—30 KHz, autooscilante
- Chopere sincronizate de frecvențe liniilor (15625 Hz)

Din prima clasă face parte *stabilizatorul cu oscilator autoblocat cu transformator, (concepție Siemens), foarte răspîdit datorită fiabilității ridicate, consumului destul de mic de energie și schemei relativ simple—el va face obiectul unei descrieri și analize detaliate.*

Choperul cu sincronizare din BO (concepție SGS-ATES), nu are un transformator propriu zis al choperului ci se folosește de transformatorul de linii al TV. Tranzistorul comutator injectează energie din redresor numai pe timpul cursei inverse de linii, direct în transformatorul de linii. Soluția este foarte elegantă dar tranzistorul comutator este supus la un regim greu de comutație și disipă o putere de ordinul a 20—30 W ceea ce îi reduce serios șansele de a fi fiabil. Choperul SGS-ATES este delicat deoarece timpul de conducție este foarte scurt (10—12 μ s), curentul de conducție foarte mare iar tensiunea de ieșire greu de stabilizat în limite largi ale tensiunii de rețea.

Un alt choper lucrînd în ritmul frecvenței liniilor este cunoscut ca „*schemă de pompare*”, asemănător cu conceptul SGS-ATES. Și la acest concept energia se injectează în timpul cursei inverse de linii și ca urmare tranzistorul conducînd timp scurt (8...11 μ s), este traversat de un curent mare (6–8 A). Din această cauză procesul de comutație rapidă (intrarea în conducție și ieșirea din conducție) se face cu flaneuri abrupte de tensiune și curent (care solicită simultan tranzistorul) și ceea ce provoacă pierderi mari de energie în tranzistorul comutator ($P_d = 25\text{--}35$ W).

Conceptul cu pompare (patent Hirschmann-Siemens) este folosit în unele TV-AN de exemplu în RPU la televizoarele cu CI fabricate după 1977–1978, aici însă disipația este moderată (8–10 W).

Nu am luat în considerare sistemele de stabilizare cu redresoare comandate folosind tiristoare de putere medie, sisteme care lucrează cu decupare în fază (pentru informare a se vedea BT nr. 7 pag. 168–172).

Deficiența fundamentală a choperelor cu tiristor este lucrul la frecvența rețelei, pulsația alternativă mare la ieșire, condensatoare electrolitice mari și necesitatea unor circuite de reglare automată complexe.

Choperele cu tiristoare nu s-au afirmat nici sub raportul fiabilității iar reducerea radiației parazite (antiparazitarea) este foarte dificilă și scumpă.

★

În cele ce urmează se vor analiza cîteva sisteme de alimentare a televizoarelor color. Se va insista asupra a două variante de choper, cele mai răspîndite datorită economicității și fiabilității lor. Aceste variante vor fi probabil folosite în televizorul color ce se va fabrica la Electronica. Dar pentru înțelegerea acestor convertoare se va prezenta la început, choperul cu inductanță serie.

1. ALIMENTATOR CU COMUTAȚIE ȘI INDUCTANȚA DE ÎNMAGAZINARE SERIE

La modul cel mai general, schema de principiu simplificată la maxim a unui alimentator cu comutare poate fi reprezentată ca în fig. 3.1.

În această schemă componentele R, D și C_0 formează redresorul de rețea, iar U_0 tensiunea continuă filtrată, de 270–280 V, este dependentă de consumul prin rezistența de sarcină R_s care reprezintă televizorul și de mărimea C_0 (400–500 μ F/350 V). Tranzistorul de comutație T este comandat pe bază cu o tensiune de

impuls cu frecvența — să zicem — de 20 KHz (la care corespunde o perioadă de 50 μ s). Ramura pozitivă a impulsurilor de comandă are o durată mai mică decît ramura negativă, de exemplu 20 μ s;

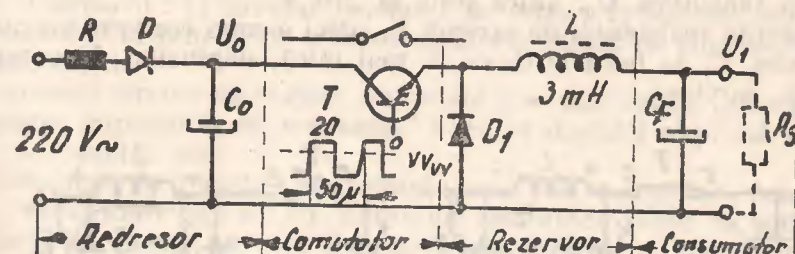


Fig. 3.1.

tensiunea pozitivă de impuls aplicată pe baza tranzistorului va deschide și menține conductiv pe T timp de cea. 20 μ s, iar ramura negativă îl va bloca timp de 30 μ s (tranzistorul NPN necesită tensiune pozitivă pe bază pentru a conduce și negativă pentru a fi blocat adică neconductiv).

Dacă T este conductiv timp de 20 μ s înseamnă că tensiunea U_0 va forța prin inductanța L un curent liniar crescător în d.d.f., curent ce va atinge după 20 μ s o valoare de vîrf I_V proporțională cu U_0 , cu timpul de conducție t_c și invers proporțional cu inductanța:

$$I_V = \frac{U \cdot t_c}{L} = \frac{270 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \text{ A}$$

După $t_c = 20 \mu$ s în inductanța L s-a înmagazinat o energie magnetică W proporțională cu pătratul curentului I_V

$$W = \frac{1}{2} L I_V^2 = 0,5 \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8^2 = 4,7 \cdot 10^{-3} \text{ J} \text{ adică } 4,7 \text{ mJ} - \text{practic}$$

o energie suficientă alimentării unui BO pentru TV color și în acest moment tensiunea negativă pe baza tranzistorului îl blochează separînd sursa de alimentare (redresorul) de consumator. Energia din inductanța L va trece în condensatorul C_F sub formă de curent.

Acest curent încarcă condensatorul C_F la o tensiune ce depinde de mărimea capacității; la $C_F = 1 \mu$ F se obține după primul puls unghiular de curent:

$$U_1 = \sqrt{\frac{2W}{C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}}} = \sqrt{9400} = 97 \text{ V}$$

Dacă C_F ar fi de $0,1 \mu F$ s-ar încărca la 306 V iar dacă C_F ar avea doar 10 nF s-ar încărca la o tensiune de aproape 1000 V doar cu un singur „șoc” de curent. Cum C_F are o valoare mai mare (50–100 μF), acesta se încarcă în primul ciclu la 10–20 V și apoi în câteva zeci de cicluri pînă la tensiunea U_0 , adică pînă la 270 V.

În prezența rezistenței de sarcină R_s , deci a unui consumator activ, tensiunea U_1 la bornele C_F va fi mai mică, depinzînd de curentul debitat sarcinei.

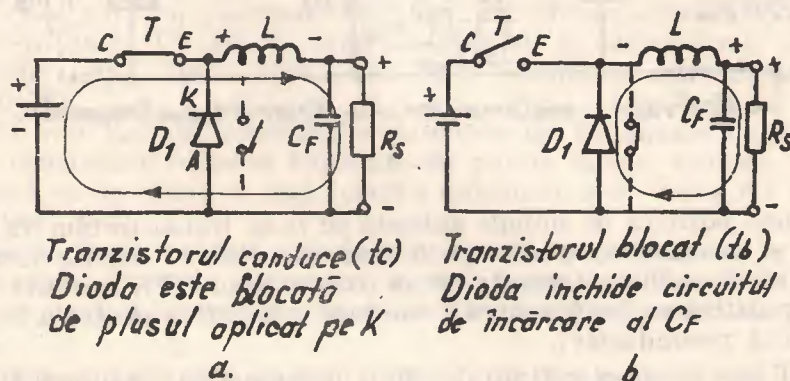


Fig. 3.2.

Dioda D_1 în schema din fig. 3.1. asigură închiderea circuitului de curent în intervalul ce urmează blocării tranzistorului T (energia se transferă integral din bobina L în C_F după blocarea tranzistorului (vezi și fig. 3.2.b).

În schema din fig. 3.1. tensiunea U_1 depinde de sarcină (consumul în R_s) dar și de durata de conducție t_c a tranzistorului. Astfel, dacă t_c este mai lung de 20 μs tensiunea U_1 va crește iar dacă t_c este mai scurt, curentul în d.d.f. prin tranzistor va atinge o valoare de vîrf mai mică și ca urmare energia înmagazinată în inductanța rezervor L va scăde, deci va scăde și U_1 . Cu alte cuvinte, *variind durata de conducție a tranzistorului de comutație se poate „ajusta” la nivelul dorit tensiunea U_1* . Tensiunea U_1 se va menține constantă, numai dacă consumul prin R_s ar fi constant, *dacă însă consumul variază, cineva trebuie să varieze în mod potrivit timpul de conducție al tranzistorului comutator pentru ca prin T să treacă atîta energie de cîtă este nevoie pentru a menține pe U_1 constant.*

În cazul creșterii tensiunii de rețea crește și U_0 și deci și U_1 la ieșirea alimentatorului dacă nu se reduce durata de conducție t_c a tranzistorului de comutație; la scăderea tensiunii de rețea, durata de conducție a tranzistorului trebuie mărită pentru ca să treacă totuși suficientă energie prin tranzistor pentru a „susține” pe U_1 .

Prin urmare, pentru a asigura o tensiune U_1 stabilizată față de variația rețelei și variația curentului debitat sarcinei (variația consumului), este necesar să se varieze în mod corespunzător durata conducției T.

Acest rol îl are un *circuit de reglare*, care primește cel puțin două informații: 1) nivelul tensiunii de rețea; 2) nivelul tensiunii stabilizate și în funcție de acestea modifică durata de conducție t_c a tranzistorului.

Acestui circuit de reglare automată i se mai spune „modulator a duratei impulsului de comandă” ceea ce de altfel exprimă destul de bine funcția sa.

Circuitul de reglare, mai simplu sau mai complicat, folosește 3–5 tranzistoare sau un CI, minimum una diodă zener ca sursă de referință și uneori un etaj de atac cu tranzistor și transformator pentru comanda tranzistorului de comutație.

O schemă bloc a unui alimentator cu comutare și drosel de înmagazinare este arătată în fig. 3.3. unde circuitele anexă de reglare automată pentru stabilizare sînt prezentate doar ca schemă bloc.

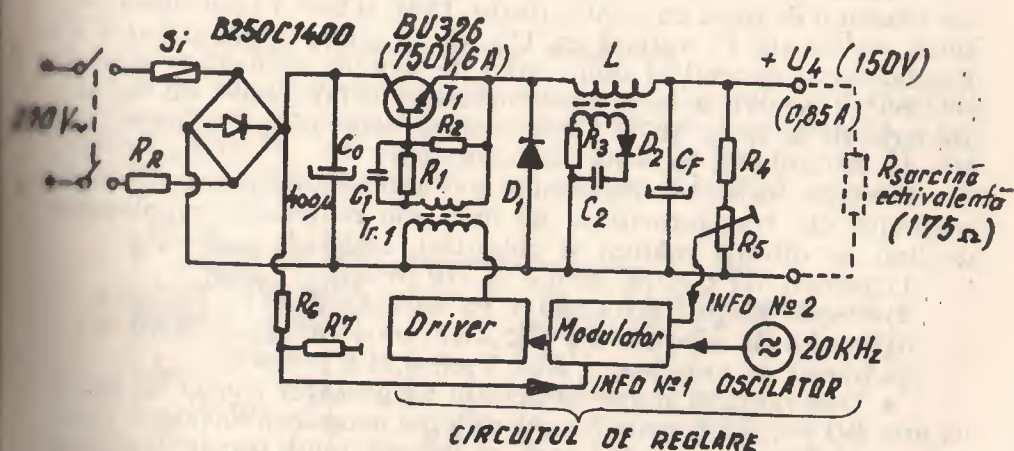


Fig. 3.3.

Pe scurt, circuitul de reglare cuprinde un oscilator cu frecvența de 20 kHz, un modulator cu 20–30 componente și un etaj de atac (driver) care debitează impulsuri prin transformatorul coborîtor T_1 pe baza comutatorului serie BU326. Elementele C_1, R_1, R_2 sînt pentru formarea impulsului și protecția T_1 ; D_1 este dioda de „închidere” a curentului în intervalul de blocare al tranzistorului serie; R_3 cu D_2 și C_2 au rolul de a amortiza tensiunea tranzitorie mare care apare în momentul blocării (opririi conducției) tranzistorului. La acest moment cînd curentul de colector scade brusc (în cca. 1 μs).

de la 1,5—2A la zero, se induce în L o tensiune de autoinducție ce se manifestă ca un impuls pozitiv. Acesta aduce în stare de conducție dioda D_2 iar impulsul este amortizat în circuitul buclă cu C_2 și R_3 .

Informația privind starea tensiunii stabilizate este adusă de la R_4R_5 la modulator, iar informația privind tensiunea de rețea se ia de la U_0 prin divizorul R_6R_7 și se aduce tot la modulator. Modulato-
rul reglează lărgimea pulsului de conducție al tranzistorului, după
necesitate, astfel ca U_1 să fie stabilizată.

După blocarea T_1 , dioda D_1 asigură conducția în circuitul de sarcină cind energia înmagazinată în droselul L asigură curgerea curentului și în timpul pauzei (a intervalului de blocare a tranzistorului). Cind tensiunea U_1 tinde să scadă (la creșterea consumului) pulsul de conducție se lărgeste iar cind U_1 tinde să crească (la reducerea lumini-
nii cinescopului) pulsul se îngustează. La creșterea tensiunii de rețea pulsul se îngustează, iar la scădere se lărgeste.

În ultima vreme, sistemul de reglare se realizează sub formă de circuit integrat de exemplu tipul U190 care are înglobat un oscila-
tor de 20 KHz, sau tipul TDA 3060 care este comandat în frecvență de către sincroprocesorul TBA950, TBA920 sau TDA2590.

Gradul de stabilizare este de cca. 1/20, astfel că la variații ale tensiunii de rețea cu $\pm 20\%$ (între 180V și 260 V) tensiunea con-
tinuă stabilizată U_1 variază cu 1% (de ex. între 148,5 și 151,5 V) Randamentul general al unui astfel de bloc de alimentare este de
cca. 80%: pentru a ceda consumatorilor 127W (150V cu 0,85A),
absoarbe de la rețea 160W. Tranzistorul serie disipă o putere de
10—15 W, droselul L4—5W, R_R cam 10W.

Celelalte etaje ale televizorului sînt alimentate (toate) cu energie
obișnuită din transformatorul de linii prin redresarea impulsurilor
de linii de diferite mărimi și polarități, astfel:

- 1) pentru BV: 35 V și 0,3 A (10 W)
- 2) etajele video RGB: 240 V cu 60 mA (15 W)
- 3) partea de selector, FI-VS, AAF, etc; 15V cu 0,7A (10 W)
- 4) blocul de cromatică: 24 V cu 0,21A (5W)

● Desavantajul major al acestui alimentator constă în faptul
că prin BO se „prelucurează” toate puterile necesare alimentării între-
gului televizor (cca. 40 W) ceea ce încarcă mult tranzistorul final
BU208 și mai ales transformatorul de linii care devine voluminos.
În afară de aceasta sub raportul fiabilității, orice defect în televi-
zor se repercutează asupra BO.

2. CONVERTORUL AUTOBLOCAT CA ALIMENTATOR PENTRU TVC

Ideea de bază este aceeași ca și la alimentatorul cu comutație
descriș anterior: un tranzistor de putere conectează și deconectează
cu o frecvență de 20—30 KHz consumatorul la redresorul de rețea.

Diferența esențială constă în faptul că acest convertor este auto-
oscilant și funcționează pe principiul oscilatorului autoblocat cu
reacție inductivă.

Convertorul autoblocat folosește un transformator separator
pe miez de ferită care asigură separarea tensiunii de rețea de ten-
siunea (sau tensiunile) continuă stabilizată care alimentează circui-
tele din TV. În acest fel șasiul TV este izolat de rețea ceea ce con-
feră multe avantaje: conectarea cablului coaxial al antenei direct
la intrarea selectorului fără condensatoare speciale de 400 V.c.a.,
bornă de magnetofon, de videorecorder, difuzor suplimentar, căști,
telecomenzi etc. Transformatorul convertorului este de gabarit
mic deoarece lucrează pe frecvență mare putînd „transmite” o
putere de 100—200 W.

Ferita este necesară deoarece miezurile de fier silicios nu pot
lucra convenabil (sub aspectul pierderilor) la frecvența de 20—30KHz.
Inductanța de înmagazinare este constituită de una din înfășurările
transformatorului ca și la choperul cu drosel.

Mai trebuie menționat că frecvența convertorului autoblocat nu
este fixă ci variază între 20 și 30 kHz în funcție de variația tensiunii
de rețea și de variația consumului.

2.1. Cel mai simplu convertor autoblocat

Se va analiza schema unui convertor obișnuit, larg răspîndit
la alimentarea de la baterie a unor consumatori ce necesită o ten-
siune U_2 diferită (mai mare sau mai mică) decît tensiunea U_1 (fig.
3.4). Este de fapt un oscilator cu reacție inductivă asigurată de

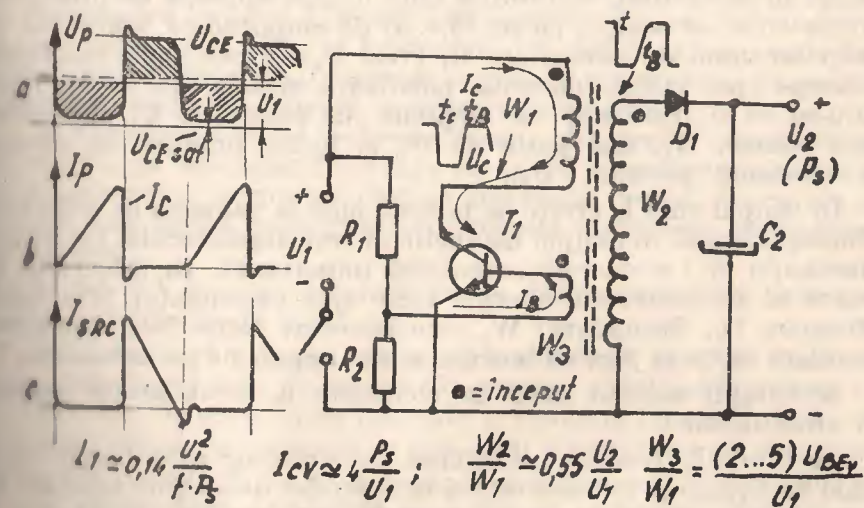


Fig. 3.4.

înfășurarea de reacție W_3 cu puține spire. Între bobinele W_1 și W_2 este un cuplaj foarte strâns. Bobina secundară W_2 poate fi mai mare sau mai mică decât W_1 , proporțională cu raportul între tensiunile U_2 și U_1 (W_1, W_2, W_3 indică ordinea bobinajelor).

La conectarea sursei de alimentare U_1 , tranzistorul primește o polarizare inițială (de deschidere) pe bază de la divizorul R_1R_2 . Curentul mic al bazei străbate înfășurarea W_2 . Simultan cu I_B ia naștere un curent de colector I_C liniar crescător care străbate înfășurarea W_1 . Sensul curentului bazei este invers față de sensul I_C prin bobinele respective. Este o situație simplă în care tensiunea U_1 este aplicată la inductanța W_1 și ca urmare curentul I_C crește liniar și rapid spre valori mari. Are loc un di/dt (o creștere de curent di în unitatea de timp d), deci o variație de flux în miezul transformatorului, și aceasta induce o tensiune în bobinajul W_3 care este astfel conectat (ca sens) încât tensiunea indusă se însumează cu tensiunea U_{BE} dată de R_1R_2 și stimulează creșterea curentului bazei și deci a colectorului (reacție pozitivă). Se desfășoară un proces de autoexcitație în avalanșă: creșterea I_C , provoacă creșterea U_{BE} , a I_B care la rândul său provoacă creșterea I_C pînă la un moment dat cînd tranzistorul se saturează și I_C nu mai poate crește. Încetarea creșterii lui I_C anulează factorul di/dt , dispare tensiunea indusă în W_3 , tranzistorul stochează un timp scurt sarcina și apoi curentul începe să scadă. Datorită scăderii I_C , factorul di/dt schimbă de semn, se induce o tensiune de sens invers în W_2 care determină reducerea U_{BE} , a I_B , deci a I_C . Scăderea I_C și a I_B are loc tot cumulativ și într-un timp foarte scurt tranzistorul se autoblochează. Tensiunea de colector a evoluat în acest timp sub forma unui impuls aproape dreptunghiular (așa cum s-a schițat pe fig. 3.4. a) de amplitudine apropiată de dublul tensiunii de alimentare U_1 (vezi U_P). Procesul de conducție va începe apoi iarăși, datorită polarizării inițiale prin R_1R_2 , repetîndu-se cu o frecvență ce depinde de tensiunea U_1 , de inductanța bobinei W_1 , mai puțin de W_3 și foarte puternic de sarcină (de consumul pe bară U_2).

În timpul cînd I_C crește de la zero pînă la valoarea de saturație, se înmagazinează în cîmpul magnetic al transformatorului (pe seama inductanței W_1) o energie magnetică importantă. În intervalul de blocare al tranzistorului energia trece spre consumator prin dioda redresoare D_1 . Secundarul W_2 este conectat astfel încît tensiunea secundară să fie în fază cu tensiunea de impuls de pe colectorul T_1 .

Avantajul acestui mod de conectare a secundarului rezultă din următoarele:

- Cînd T_1 conduce, tensiunea pe colector este foarte mică (egală cu U_{CESAT}) și tot mică este și în secundar deci D_1 nu conduce iar energia se stochează în transformator. În intervalul de blocare al T_1 tensiunea pe colectorul său este maximă, idem, tensiunea în punctul 1 al secundarului, și dioda conducînd, curentul curge spre consumator.

Prin urmare, consumatorul nu „solicită” direct bateria în timpul conducției T_1 (nu obține energia direct de la U_1) ci o primește din trafo în intervalul de blocare al tranzistorului, cînd bateria (sursa U_1) este deconectată de T_1 și nu debitează curent.

Acest mod de lucru caracteristic convertorului este de importanță esențială: în cazul unui scurt pe secundar (la consumator), sursa de energie (bateria sau U_1) nu poate fi suprasolicitată. Prin dimensionare potrivită se poate asigura oprirea oscilației în caz de supra-sarcină sau scurt în secundar și ca rezultat limitarea efectelor avariei prin oprirea accesului energiei spre locul avariei. În acest mod se protejează la scurt și tranzistorul T_1 .

- Dacă W_2 ar fi conectat în antifază cu primarul W_1 , am avea un alt mod de transfer al energiei caracteristic *transverterului*: în intervalul de conducție al T_1 ar conduce și dioda D_1 situație în care consumatorul își ia energia direct din baterie iar transformatorul nu servește ca inductanță de stocare ci doar pentru transferul energiei și necesită un miez mai mare. Orice scurt la consumator ar provoca supraîncălcarea directă a sursei U_1 , creșterea curentului prin T_1 , saturarea transformatorului și aproape sigur distrugerea tranzistorului.

Tensiunea secundară de impuls este redresată cu D_1 și filtrată cu C_2 . Nivelul tensiunii continue U_2 depinde de raportul de transformare între W_2 și W_1 : dacă de exemplu $W_2/W_1 = 10$, vom avea $U_2 = 1,8 U_1$ deoarece tensiunea de impuls din primar este aproape de două ori mai mare decât tensiunea de alimentare U_1 .

Se remarcă în fig. 3.4. sensul înfășurărilor din primar: colectorul este conectat la sfîrșitul bobinajului W_1 iar baza este conectată la începutul bobinei W_3 , (marcat cu punct negru) ceea ce asigură reacția pozitivă care asigură menținerea oscilației.

- Frecvența variază puternic funcție de sarcină: la creșterea consumului pe secundar frecvența de lucru a convertorului scade, iar la reducerea curentului debitat frecvența crește. Frecvența de oscilație este liberă, înțelegînd prin aceasta că nu este sincronizată din exterior.

În fig. 3.4 jos s-au dat relațiile de dimensionare ale unui convertor autoblocat de acest tip.

Înțelegînd că la acest convertor autoblocat simplu, tensiunea U_1 depinde foarte mult de sarcină; U_2 nu este stabilizat în nici un fel. Cu convertor de acest tip se folosește la fotoblitzi: de la $U_1 = 3-6V$ se obține o tensiune continuă de 300—500 V ce încarcă un condensator de 500—1000 μF în cîteva secunde stocîndu-se o energie de 35—50 Ws (jouli), care descărcată pe o lampă cu xenon amorsat produce o lumină orbitoare.

2.2. Convertor autoblocat ca stabilizator de tensiune pentru TVC

Schema de principiu este arătată în fig. 3.5. și după cum se vede cuprinde cam ca și schema din fig. 3.4 un redresor de rețea, un tranzistor de comutație lucrînd ca convertor autoblocat cu transformator, un redresor pe secundar cu filtraaj capacitiv și circuit de sarcină, dar și un circuit de reglare cuprinzînd un modulator a duratei pulsului de comandă a tranzistorului convertor.

Rolul modulatorului în acest convertor autoblocat este tocmai pentru a asigura stabilizarea tensiunilor secundare (U_1 , U_2 , etc.) care vor alimenta televizorul. Astfel, la creșterea tensiunii de rețea, crește U_0 pe primul elco, crește energia înmagazinată în înfășurarea primară principală W_{1-2} ceea ce are ca efect direct creșterea tensiunii redresate secundare U_1 ; dar în această situație crește și tensiunea pe înfășurarea secundară W_{8-9} care este strîns cuplată cu W_{7-6-5} . Tensiunea continuă de după dioda D_3 (filtrată cu C_3) servește ca tensiune de informație asupra stării lui U_1 și se aplică circuitului de reglare automată cu rol de modulator de durată a pulsului de comandă pentru tranzistorul T_1 . Modulatorul va reduce durata conducerii tranzistorului convertor în cazul creșterii tensiunii de rețea și va mări durata pulsului cînd tensiunea de rețea scade, asigurînd în acest fel stabilizarea tensiunii U_1 contra variației rețelei.

La variația consumului pe circuitele alimentate de choper, modulatorul reglează tot durata de conducție a tranzistorului T_1 și asigură stabilizarea tensiunilor debitate pe secundarul transformatorului convertorului.

Pornirea convertorului se face de la rețea prin circuitul D_4 , C_4 , R_4 care aplică o tensiune pulsatorie (redresată prin D_4) în ritmul a 50 Hz pe baza T_1 .

De la bun început se vede că pe colectorul tranzistorului T_1 impulsurile de tensiune cu amplitudinea de cca. 560 V_{VV}, adică dublul tensiunii continue de pe primul elco ($U_0 \approx 280V$). Tranzistorul chopper trebuie deci să reziste la o tensiune U_{CE} de cel puțin 600 V, mai sigur la $U_{CE} = 700V$!

Curentul ce străbate pe T_1 are formă de dinte de ferăstrău cu pauze: conducția are durată t_0 de cca. 25 μs , iar pauza (timpul t_b) tot de cca. 25 μs , deci cam jumătate din perioada de 50 μs corespunzătoare frecvenței de 20 kHz. Amplitudinea pulsului de curent prin T_1 este de 2,5–3 A_{VV} și depinde de puterea pe care o debitează convertorul: la 180 W curentul de vîrf se apropie de 3 A_{VV}.

Acest curent poate fi „citit” cu osciloscopul la bornele rezistenței R_2 (1 ohm) conectată în serie cu emitorul T_1 . De la această rezistență se culege o informație privind nivelul maxim al curentului ce trece prin T_1 și se trimite la circuitul automat de reglare (modulatorul) pentru a reduce durata conducerii dacă cumva curentul de vîrf depășește o anumită limită.

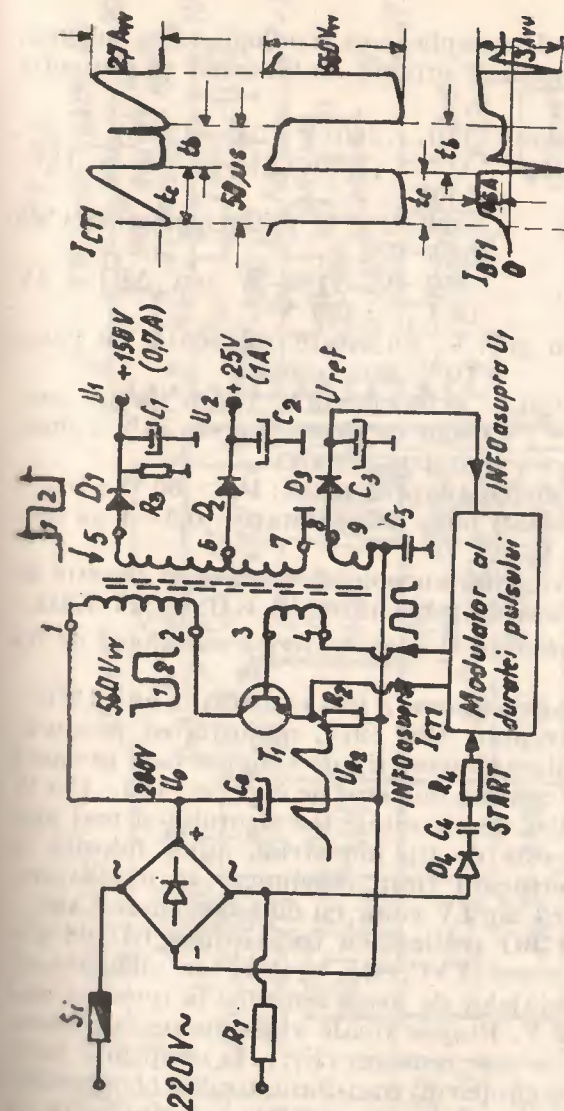
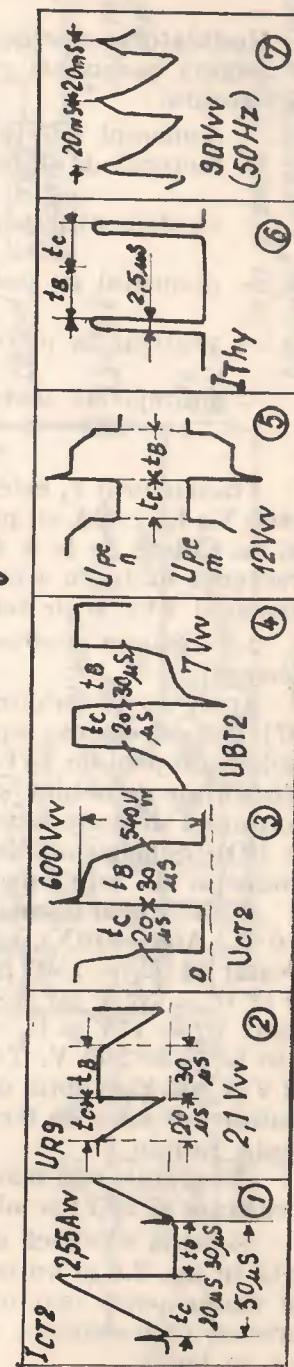


Fig. 3-5. →

Fig. 3.5

Fig. 3.6a. →



Modulatorul este destul de complicat ca fiziologie și ca schemă, dar asigură parametri excepționali privind stabilizarea și protecția televizorului:

- domeniul de stabilizare: 140...260 V ($\Delta U = 120V$)
- factorul de stabilizare: $1/25 \dots 1/30$ ($\Delta U_4 < 3V$ la $U_1 = 150V$)
- randamentul general: 80—82% la puterea nominală de 125 W
- domeniul de puteri: 50 W...180 W (cu $\Delta U_4 < 3V$ la $U_1 = 150 V$)
- protejat la mersul în gol: U_1 nu crește niciodată cu peste 10% fără sarcină
- protejat la scurteirenit: se blochează la 1,5Pn (la un consum ce depășește cu 50% consumul nominal).

Tranzistorul T_1 este un dispozitiv pretențios: $P_d > 60 W$; $U_{CE} > 600 V$; $I_{CM} > 6A$ cu proprietăți bune de comutație: 0,5—1 μs timpul de cădere de la 3 A la 0,3 A. Frecvența de lucru a convertorului autoblocat variază în funcție de consumul TVC și de tensiunea de rețea între 18 KHz și 25 KHz.

2.3. Schema electrică detaliată a unui convertor autoblocat de tip Siemens

Acest tip de stabilizator de tensiune a fost elaborat în anii 1970—1971 și perfecționat apoi treptat. Din 1974, majoritatea producătorilor europeni de TVC utilizează acest tip de chopper care prezintă o fiabilitate deosebită și un consum moderat de energie: 115—150 W (consumul depinde bineînțeles de circuitele televizorului și mai ales de BO). Schema analizată este de tip industrial, adică folosită în producția de serie, deci verificată timp îndelungat în exploatare.

Convertorul alimentează un TV color cu cinescop mare (A66—410 X, A66—540X), avînd BO realizat cu tranzistorul BU208 alimentat la $U_4 = 150V$. La acest TVC, BV și AAF se alimentează de la $U_3 = 32 V$ iar restul etajelor de joasă tensiune la tensiuni mai mici: $U_2 = 17V$ și $U_1 = 12 V$. Etajele finale video lucrează alimentate la $U_5 = 200 V$. Toate aceste tensiuni ($U_1 \dots U_5$) cuprinse între 12 V și 200 V se obțin din secundarul transformatorului chopperului realizat cu miez de ferită de tip EE 42, prin redresări obișnuite cu diode rapide.

Tensiunile mai mari de 200 V (pentru grila de accelerare, pentru focalizare și FIT) se obțin din transformatorul de linii.

Schema electrică detaliată a alimentatorului chopper este arătată în fig. 3.6 și nu este prea complicată, cuprinzînd un număr de 60 componente (exclusiv redresorul): 2 tranzistoare, 12 diode, 1 tiristor, 18 rezistențe, 21 condensatoare, 6 drosele și un transformator pe ferită.

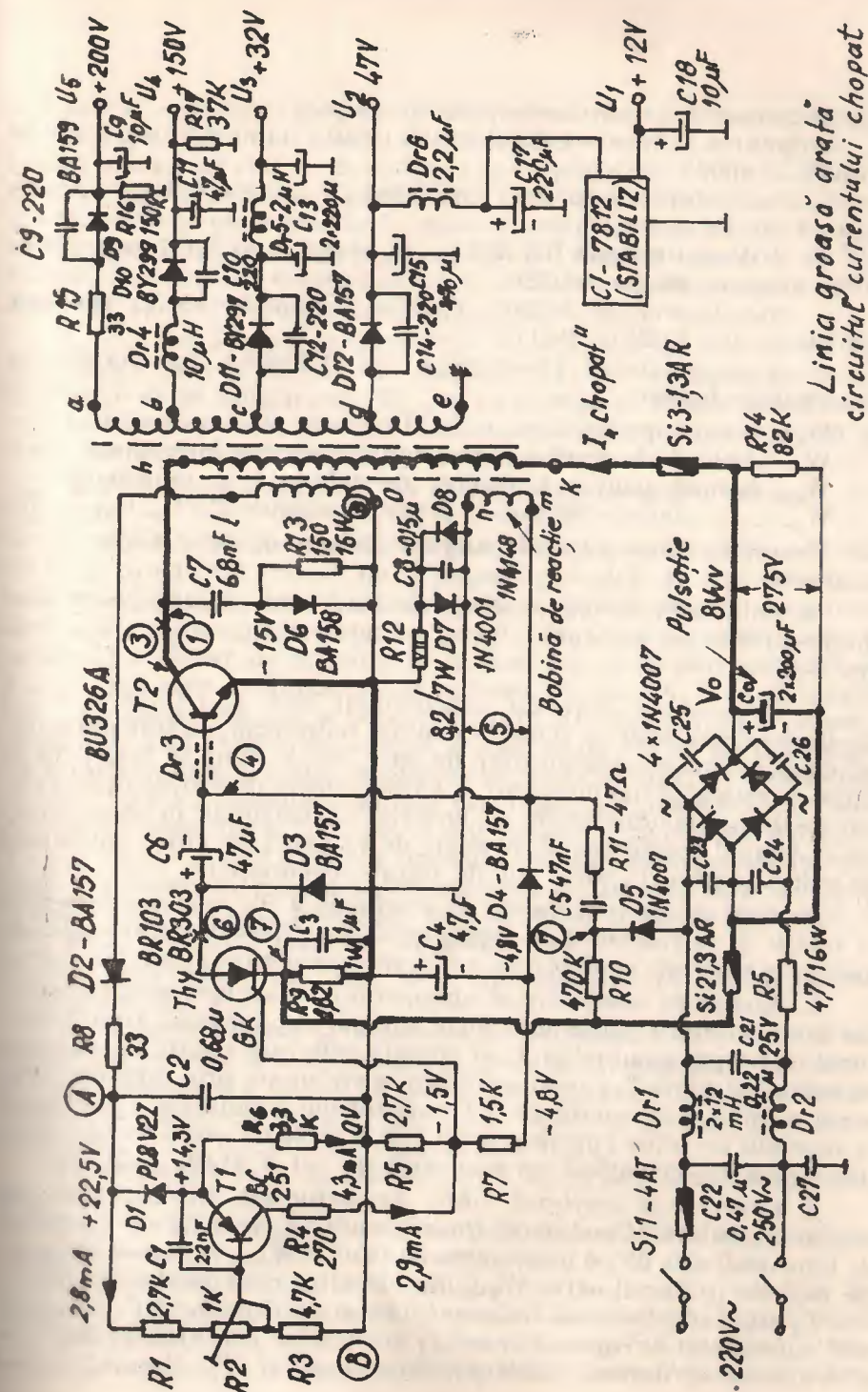


Fig. 3.6b.

Se remarcă următoarele piese principale :

- puntea redresoare B250 C1400 (250V, 1400 mA) sau 4 diode 1N4005...4007
- tranzistorul de putere T_2 -BU 326A ($U_{CES} = 800V$, $U_{CEO} > 400V$, $I_{CM} = 6 A$, $P_d = 60 W$)
- tiristorul tetrodă BR 303 (cu G_A și G_K) (vezi BT 7 pag. 178—179) ce comandă pe BU326
- tranzistorul de reglare T_1 -BC557, pnp de 45 V, 100 mA echivalent cu BC251, BC177
- transformatorul chopperului tip AZ5600A (pe ferită) cu următoarele bobine :

- W_{k-h} bobină primară cu rolul droselului de înmagazinare
- W_{m-n} bobină de reacție care asigură oscilația întreținută
- W_{1-0} bobină pentru tensiunea de referință și informație
- $W_{a-b-c-d-e}$ bobine secundare pentru tensiunile U_5 , U_4 , U_3 , U_2 , U_1 .

Transformatorul pe ferită asigură izolarea de rețea a blocului de alimentare

● Subliniem câteva elemente de bază care caracterizează acest chopper (descrise pe scurt la p.2.2). Rog urmăriți schema electrică din fig. 3.6.

1. Tranzistorul convertor autooscilant este T_2 -BU326A cu rol de simplu comutator ce pune în contact redresorul, cu transformatorul chopperului, pentru un timp de 20...25 μs , timp în care prin T_2 curge un curent liniar crescător, a cărui valoare de vîrf depinde esențial de durata conducției T_2 iar energia înmagazinată în transformator în timpul conducției T_2 depinde de valoarea de vîrf a curentului de colector prin T_2 , deci tot de durata conducției.

În acest fel variind durata de conducție a T_2 se dozează energia ce sosește de la redresorul de rețea, urmînd a fi cedată în secundar de unde prin redresare se obțin tensiunile continue ce alimentează televizorul.

2. Efectul de stabilizare al chopperului se asigură prin menținerea unui echilibru permanent între energia ce „încarcă” transformatorul în timpul conducției T_2 și energia care este cedată în secundar în timpul blocării T_2 ; acest echilibru se stabilește prin reglarea automată a duratei de conducție a tranzistorului comutator T_2 . Practic, la tensiuni de rețea cuprinse între 150 V și 260 V, fără ca tensiunea principală U_4 să varieze cu mai mult de $\pm 1 V$ (149...151 V).

3. Convertorul oscilează liber, nesincronizat din exterior, cu reacție inductivă. Deschiderea tranzistorului T_2 este făcută de pulsul de tensiune cules de pe înfășurarea de reacție W_{m-n} bobinată în opoziție față de primarul activ W_{k-h} din circuitul colectorului T_2 . Blocarea T_2 este îndeplinită de tiristorul Thy și condensatorul C_6 la „ordinul” circuitului de reglare în care T_1 are rolul de amplificator de eroare și regulator al duratei conducției tranzistorului T_2 . Momentul cînd

este blocat comutatorul de curent T_2 depinde de mărimea curentului ce trece prin T_2 ; mai exact, în momentul cînd I_{CT2} în evoluția sa liniară atinge nivelul de 2,5—2,6 A corespunzător tensiunii stabilizate de 150 V pe linia U_4 , tiristorul este amorsat pe poartă, intră în conducție și pune practic la masă plusul condensatorului C_6 care cu minusul său aplică bazei T_2 o tensiune negativă de 4 V ce blochează tranzistorul comutator și întrerupe accesul energiei de la redresor spre transformatorul chopperului.

4. Tiristorul intră în conducție cu cca. 2,5 μs înainte ca I_{CT2} să atingă valoarea de vîrf. De îndată ce T_2 se va bloca, tensiunea de reacție de pe înfășurarea W_{m-n} se va inversa ca polaritate. Tiristorul va fi stins tocmai în clipa cînd tensiunea de reacție schimbă de semn iar anodul tiristorului devine negativ față de catod.

● Fiziologia circuitelor și rolul componentelor schemei din fig. 3.6.

a) Curentul liniar crescător curge în timpul conducției tranzistorului T_2 pe următorul traseu : de la plusul C_0 — pick trafo—pick trafo — colector-emitor BU 326 A, rezistența R_9 — siguranța Si 2 — minusul elco C_0 . Pe rezistența R_9 curentul în d.d.f. (v. fig. 3.6., oscilograma 1) provoacă o cădere de tensiune de aceeași formă cu amplitudinea de 2,1 V_{VV}, așa cum se arată în oscilograma 2 a fig. 3.6. De aici rezultă clar că valoarea de vîrf a curentului prin BU 326A atinge valoarea de vîrf de 2,1V/0,82 ohmi = 2,55 A cam după 20 μs de conducție. În timpul t_C de conducție tensiunea pe colectorul T_2 este minimă, de cca. 1...4 V, tensiune compusă din U_{CESAT} a T_2 (cam 1 V) și căderea de tensiune pe R_9 (v. osc. 3 din fig. 3.6). Tensiunea redresată U_0 (pe elco C_0) este aplicată aproape integral inductanței de cca. 2mH a primarului W_{k-h} a transformatorului. În intervalul de timp t_C cînd T_2 este blocat, tensiunea pe colectorul T atinge 540—550 V din cauza efectului inductiv al bobinei kh.

La comutare apare un „cioc” de supratensiune ce atinge nivelul maxim de 600 V.

b) În tot intervalul t_C , tensiunea de pe punctul m al bobinei de reacție este pozitivă și se aplică direct pe baza T_2 , asigurînd un curent de bază de ordinul a 0,5—0,7A care aduce tranzistorul T_2 în saturație făcîndu-l foarte conductiv. Circuitul bazei se încheie prin joncțiunea BE a T_2 , R_{12} și D_7 la punctul n al W_{m-n} .

Tensiunea pe baza T_2 este de cca 7 V_{VV} și are forma din oscilograma 4 a fig. 3.6.

Dacă se vizualizează tensiunea la bornele bobinei de reacție se va citi un nivel de 12—13 V_{VV} (oscilograma 5 din fig. 3.6).

c) Bobina W_{0-1} al transformatorului debitează o tensiune de impuls de 55 V_{VV}, care are rolul de a alimenta circuitul regulator cu T_1 -BC557 (BC 177, BC251) și poate fi considerat ca sursă a tensiunii de referință. Ca dioda rapidă D_2 -BA157 se redresează impulsu-

rele pozitive de pe punctul 1 al trafo, obținându-se în punctul A o tensiune de $+22,5\text{ V}$ (la bornele condensatorului de filtraj $C_2=0,68\mu\text{F}$). Curentul debitat de acest circuit de alimentare nu depășește 11 mA ; rezistența R_8 are rol de limitare (33 ohmi). Înfașurarea W_{0-1} este strâns cuplată cu secundarul și reflectă fidel starea sau nivelul tensiunii stabilizate U_4 obținută prin redresorul cu D_{10} . Nivelul tensiunii de $+22,5\text{ V}$ depinde liniar de $U_4 = 150\text{ V}$, dar și de curentul debitat de D_2 . Masa tensiunii de referință de $22,5\text{ V}$ este la punctul 0 al trafo (capătul rece al bobinei de referință adică linia BB).

d) *Tranzistorul regulator* T_1 primește pe emitor o tensiune cu exact $8,2\text{ V}$ mai mică decât U_{ref} , adică $14,3\text{ V}$ din cauza diodei zener D_1 de $8,2\text{ V}$; emitorul T_1 se află la potențialul de cca. $13,6\text{ V}$ față de bara de masă a U_{ref} . Prin D_1 trece și curentul de deschidere al diodei zener prin R_6 ($3,3\text{ K}$) spre masă dar și curentul T_1 . Curentul prin R_6 este de $14,3\text{ V}/3,3\text{ K}\Omega = 4,3\text{ mA}$.

Pe baza T_1 se aplică de pe cursorul potențiometrului R_2 (cu care se reglează tensiunea stabilizată U_4 la nivelul de $+150\text{ V}$), o tensiune de cca. $+13,6\text{ V}$ în situația cu miră și lumină minimă.

Potențiometrul R_2 este a doua rezistență din divizorul $R_1R_2R_3$, divizor prin care curge un curent de cca. $2,8\text{ mA}$. Variind poziția cursorului R_2 se modifică deschiderea T_1 și deci curentul acestuia. Curentul prin T_1 (cam $2,9\text{ mA}$) curge prin R_4 și apoi parțial ($2,5\text{ mA}$) prin R_7 , D_4 , D_8 , R_{12} la masa tensiunii de referință și parțial ($0,4\text{ mA}$) prin R_5 tot la masa U_{ref} , în stare normală de lucru a regulatorului, când $U_4 = 150\text{ V}$. Variind poziția R_2 se poate regla tensiunea stabilizată U_4 debitată de chopper în limitele $135 \dots 160\text{ V}$.

Divizorul R_4R_5 joacă un rol important în comanda tiristorului, tiristor care așa cum am mai menționat este o tetrodă și are rolul de a „tăia” conducția tranzistorului de comutare T_2 .

Comanda tiristorului tetrodă se poate face fie pe poarta anodică (G_A) aplicînd o tensiune mai mică cu $0,7 \dots 1\text{ V}$ decât tensiunea pe anodă, fie pe poarta de catod (G_K) aplicînd o tensiune cu $0,5 \dots 0,7\text{ V}$ mai mare decât tensiunea de pe catod.

În cazul de față se folosește comanda pe poarta catodului: poarta G_K este conectată la o tensiune fixă de $-1,5\text{ V}$ obținută de pe mijlocul divizorului R_4 , R_5 . Această tensiune de $-1,5\text{ V}$ depinde de curentul tranzistorului regulator T_1 . Astfel, variind pe R_2 se poate varia potențialul de pe poarta catodică a tiristorului în jurul valorii de $-1,5\text{ V}$.

De pildă cînd I_{CT1} crește (din cauza creșterii tensiunii de referință sau coborîrii cursorului R_2) potențialul porții crește tinzînd spre $-1,3\text{ V}$, iar cînd cursorul R_2 se ridică potențialul de polarizare a porții catodice tinde spre $-1,7\text{ V}$.

e) De la bobina de reacție W_{m-n} în timpul intervalului de blocare, dioda D_4 redresează ramura negativă a tensiunii de impuls și crează pe C_4 o tensiune negativă ($-4,8\text{ V}$).

Se vede că C_4 este conectat cu polul negativ la anodul D_4 și cu plusul la bara BB care este masa tensiunii de referință. Curentul de încărcare al C_4 se închide prin R_{12} și D_7 la punctul n al bobinei de reacție și încarcă condensatorul C_8 la o tensiune de cca. $0,7\text{ V}$. Tensiunea de $0,7\text{ V}$ de pe bornele C_8 va face conductiv pe T_2 în momentul cînd tensiunea alternativă de pe bobina de reacție m-n va deveni nulă. Practic tensiunea de $-1,5\text{ V}$ depinde și de tensiunea continuă de $-4,8\text{ V}$ și de curentul tranzistorului T_1 .

f) Abia acum este locul să analizăm tensiunea dintre poarta catodică și catodul tiristorului BR303: poarta G_K se află la o tensiune de $-1,5\text{ V}$ măsurată față de masa tensiunii de referință. Catodul BR303 este conectat la punctul „rece” al rezistenței R_9 de $0,82\text{ ohmi}$ prin care curge curentul chopat, curent ce are amplitudinea de $2,5 - 2,6\text{ A}_{\text{VV}}$ (atinge $2,6\text{ A}_{\text{VV}}$ la sfîrșitul trimpului de conducție). Acest curent

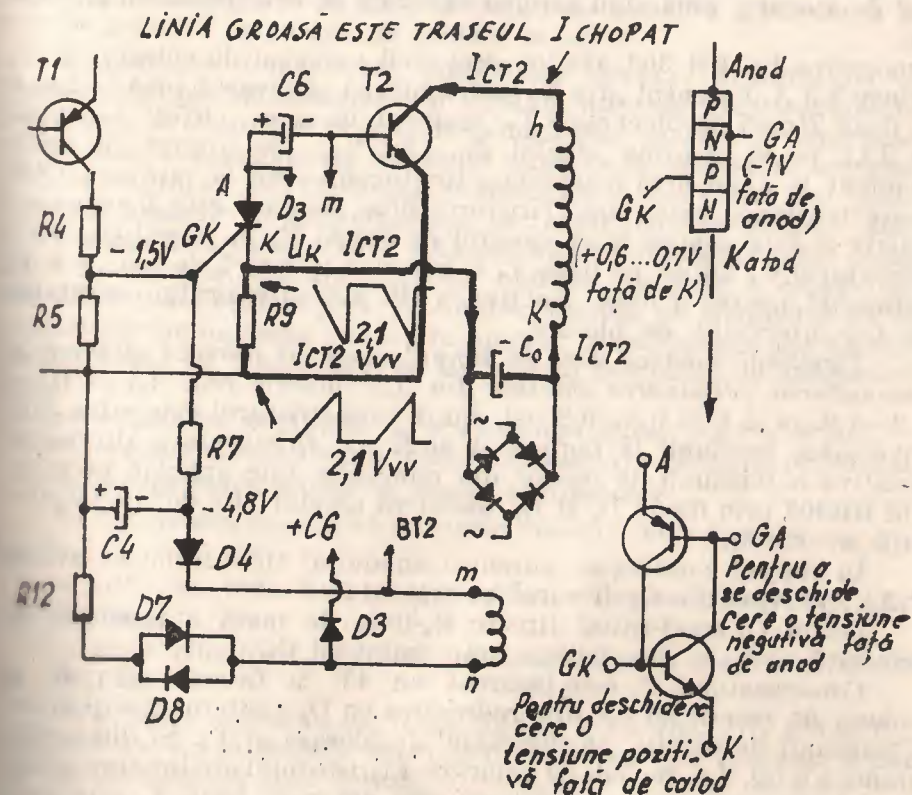


Fig. 3.7.

produce pe R_9 o cădere de tensiune variabilă în d.d.f. cu amplitudinea de $2,1 V_{VV}$ care acționează în sens contrar negativării porții tiristorului așa cum se arată în oscilograma 2 din fig. 3.6. În acest fel catodul tiristorului se află la o tensiune flotantă care evoluează între 0 și $-2,1 V$ (tensiunea de $-2,1 V$ este atinsă când curentul de virf crește liniar prin T_2 și atinge $2,55 \dots 2,6 A$). Înainte de acest moment, adică atunci când curentul a atins eca. $2,5 A$ tensiunea pe catodul tiristorului fiind de $-2 \dots 2,1 V$ iar pe poartă doar de $-1,5 V$, poarta devine pozitivă față de catod cu eca $0,5 \dots 0,6 V$ astfel că tiristorul începe să se amorseze, intră în conducție și prin aceasta „dă o mână” de blocare a tranzistorului chopper T_2 .

În fig. 3.7 se arată schema simplificată a întregului chopper și mai ales condițiile de amorsare a tiristorului. Circuitul curentului chopat (I_{CT2}) este trasat cu o linie îngroșată pentru a putea fi ușor urmărit.

g) Blocarea tranzistorului are loc însă după eca. $2 \mu s$, deoarece conducția în circuitul de colector mai durează un timp oarecare (timpul de stocare) până când sarcina electrică se evacuează din tranzistor.

Amorsarea lui BR 303 are loc deci când curentul de colector al T_2 atinge $2,5 A$, curentul prin T_2 mai continuă să crească până la $2,6 A$ și doar atunci se blochează T_2 , moment în care „virful” tensiunii în d.d.f. pe R_9 a atins nivelul de $-2,1 V_{VV}$. Se ajunge în acest moment la amorsarea completă a tiristorului când G_k are cam $0,6 V$ peste tensiunea catodului. Tiristorul bine amorsat este foarte conductiv și face contact între capătul de sus al R_9 și plusul C_6 . Condensatorul C_6 aplică pe baza T_2 o tensiune negativă de eca. $-4 V$, suficientă pentru a bloca joncțiunea BE a tranzistorului comutator pe tot intervalul de blocare.

Tiristorul conduce doar în timpul scurt cît durează stocarea și deconectarea (eliminarea sarcinei din T_2), practic eca. $2,5 \mu s$ ($t_s = 1,6 - 1,9 \mu s$ și $t_t = 0,5 - 0,8 \mu s$), după care tiristorul este stins prin inversarea tensiunii la bornele A și K ale tiristorului: alternanța pozitivă a tensiunii de reacție din punctul n este aplicată pe catodul BR303 prin dioda D_8 și R_{12} astfel că anodul Thy devine negativ față de catod.

În timpul conducției, curentul anodic al tiristorului ce atinge $2 A_{VV}$, provine din C_6 și curge pe traseul:

plusul C_6 -anod-catod tiristor- R_9 -linia de masă a tensiunii de referință - R_{12} - D_7 -bobina nm - minusul C_6 .

Condensatorul C_6 este încărcat cu $4V$ la fiecare ciclu de la bobina de reacție m-n prin redresarea cu D_3 a alternanței pozitive a tensiunii de reacție, în intervalul de blocare al T_2 . Și din oscilograma 6 a fig. 3.6. se vede că amorsarea tiristorului are loc spre sfârșitul intervalului t_c . Când tiristorul este amorsat, baza T_2 este pusă la masă iar bobina de reacție practic scurtcircuitată (prin C_6).

h) Grupul $C_7 D_6 R_{13}$ are un rol important în reducerea pierderilor de comutație ale tranzistorului T_2 . Practic printr-o redresare de virf se taie supra-tensiunea foarte periculoasă ce se naște la blocarea rapidă (în timpul t_r când curentul I_{CT2} cade de la $2,6 A$ la zero). În cursul t_r se induce în primarul k-h o tensiune mare ce pune în pericol pe T_2 . D_6 este o diodă rapidă de tip BA158 avînd $U_{Inv.} > 600 V$, $I_d = 0,4 A$, din seria BA157 (400V) și BA159 (1000V). Rezistența R_{13} (16 W) preia energia supratensiunii de pe colector și ferește tranzistorul de depășirea U_{CE} maxim admis.

Condensatorul C_1 este antioscilant: C_3 netezește tensiunea de pe R_9 preluînd „ciocuri” de comutație.

j) Pornirea convertorului se face cu circuitul de start format din grupul $D_5 D_8 R_{11}$ prin care, de la tensiunea alternativă a rețelei se aplică impulsuri cu durată de $5 ms$ direct la baza tranzistorului T_2 în ritmul a $50 Hz$. pentru a-l deschide. După cîteva cicluri de $50 Hz$ se formează tensiunea de referință de $22,5V$ și schema pornește cu frecvența de $20 KHz$ în regim de oscilator autoblocat cu reacție pozitivă asigurată de bobina m-n.

k) *Radiația*. Convertorul autoblocat lucrează întotdeauna cu fronturi abrupte de comutație și tensiuni aproape dreptunghiulare. După cum se știe, orice impuls dreptunghiular conține o sumă mare de tensiuni sinusoidale de frecvență superioară (armonici) mergînd pînă la de mii de ori frecvența fundamentală sau chiar mai mult. Spectrul armonic al convertorului de acest tip se întinde pînă la frecvențe de ordinul a $1000 Mhz$ putînd perturba grav orice instalație de recepție. Cu alte cuvinte *radiația parazită a chopperelor este foarte puternică și greu de limitat*. Pentru ca chopperul să nu radieze electromagnetic (direct în spațiul înconjurător) sau electric (prin rețeaua de alimentare) se iau măsuri complexe de antiparazitare:

- ecranarea completă a transformatorului convertorului
- ecranarea completă a întregului montaj electronic (eventual)
- conductoare scurte și trasee antiparalele
- decuplarea capacitivă a tuturor diodelor redresoare ($C_{23, 24, 25, 26}$

$C_9, C_{10}, C_{12}, C_{14}$)

- filtrarea inductivă a tensiunilor redresate (Dr_4, Dr_5, Dr_6)

și secundar:

- perle cilindrice de ferită pe conductoarele spre tranzistorul T_1 (Dr_3 , fig. 3.6)

- filtrarea tensiunii de rețea (filtrul π cu Dr_1, Dr_2 și C_{21}, C_{22}, C_{23}) care are rol în ambele sensuri: de la rețea spre redresor și mai ales de la redresor spre rețea.

O altă măsură este completa izolare a traseelor și circuitelor chopperului de restul televizorului.

● *Regimul normal de lucru al convertorului autoblocat* Domeniul de putere ce poate fi prelucrată de acest chopper este cuprins între 50 W și 150 W (chiar 180 W) dacă se folosește un miez de ferită potrivit.

Cu schema electrică din fig. 3.6. se prelucerează 135 W (100...135 W) suficient pentru un TVC modern cu ecran mare (66—67 cm). Cu mici modificări de elemente R, C se poate coborî puterea prelucrată pînă la 75 W și chiar 30 W micșorînd bineînțeles și miezul transformatorului. Tranzistorul rămîne același (BU126, BU326, BU526) deoarece tensiunea vîrf-vîrf pe colector este oricum în jurul a 550—600 V.

Curentul de vîrf prin tranzistorul T_2 , la sfîrșitul timpului de conducție atinge cea. 3,3 A la un chopper de 200 W, și numai 2 A la un chopper de 75 W. Între curentul de vîrf și puterea prelucrată este o relație patrată de tipul:

$$P_{(w)} = K \cdot I_V^2, \text{ unde } K \approx 19$$

de exemplu: $I_V = 2,55 \text{ A}$; $I_V^2 = 6,5$; $P = 19 \cdot 6,5 = 125 \text{ W}$

$$I_V = 2 \text{ A}; I_V^2 = 4; P = 19 \cdot 4 = 76 \text{ W}$$

Puterea prelucrată depinde deci — așa cum am mai repetat — de durata de conducție t_c și este proporțională cu patrul curenților. Pentru un chopper de 35 W de exemplu durata conducției va fi mică de numai cea. 13 μs , iar pentru un chopper de 200 W durata t_c va fi de 30 μs (dacă am păstra același transformator și aceeași inductanță a primarului).

Corespunzător puterii se dimensionează transformatorul, durata de conducție și implicit frecvența de lucru.

La un chopper deja dimensionat, pentru o anumită putere medie, considerată putere nominală P_n , cînd variază curentul debitat are loc variația automată a t_c . Stabilirea tensiunii principale la ieșire ($U_4 = 150 \text{ V}$) se face cu R_2 ajustînd regimul de lucru al tranzistorului T_1 și deci nivelul tensiunii negative de prepolarizare ($-1,5 \text{ V}$) a porții tiristorului. Calitatea diodei zener de 8,2 V are aici un rol hotărîtor.

În timpul funcționării frecvența de lucru variază invers proporțional cu sarcina: la consum mai mare, frecvența scade iar la consum mic frecvența crește. „Plaja” normală de variație a frecvenței este de $\pm 20\%$, practic între 16 și 23 kHz. Dar convertorul funcționează într-o gamă mai largă de puteri, de regulă între -50% și $+25\%$ față de puterea nominală. Puterea nominală este „acolo” unde randamentul este maxim; de aici se înțelege că la abateri mari de putere randamentul general scade față de valoarea optimă situată la 82—83%.

Funcție de tensiunea rețelei frecvența de lucru variază direct proporțional: la 180 V $f = 17 \text{ kHz}$, la 220 V $f = 20 \text{ kHz}$, iar la 250 V $f = 22 \text{ kHz}$.

Dacă puterea prelucrată scade sub 0,5 P_n considerăm că chopperul lucrează în regim subîncărcat sau în gol; la depășirea 1,25 P_n se consideră regim de suprasarcină și la limită regim de scurtcircuit.

Ambele situații limită: mersul în gol și starea de scurtcircuit se pot ivi în exploatare și orice alimentator trebuie să reacționeze astfel încît în nici una din situații, circuitele din televizor să nu fie pus e în pericol.

Chopperul trebuie să fie protejat la scurtcircuit, (să se auto-protejeze) și să protejeze în primul rînd televizorul la mersul în gol, adică atunci cînd principalul consumator din TVC care este baleiajul orizontal nu funcționează. În cele ce urmează se va prezenta reacția stabilizatorului (comportarea) la situații limită:

● Regimul de mers în gol

Dacă puterea cedată de chopper redresoarelor din secundar scade sub 40% din puterea nominală (în cazul nostru $P_n = 125 \text{ W}$) deci la mai puțin de 50 W, frecvența de lucru crește la peste 30 kHz și tinde spre 40 kHz. La $f = 40 \text{ kHz}$ perioada corespunzătoare este de 25 μs . La scăderea perioadei sub 20 μs (frecvența peste 50 kHz), perioada devine inferioară timpului de desamorsare (t_d) care caracterizează tiristorul tetrodă BR303 și care este de cea. 20 μs . Tiristorul nu se poate desamorsa și rămîne conductiv prea mult timp iar oscilația autoblocată a convertorului se întrerupe (convertorul „iese” din oscilație). Un nou start al convertorului va avea loc la următorul impuls de pornire. Astfel, în gol, de la grupul de start D_5 , C_5 , R_{11} , sosesc impulsuri de tensiune în ritmul a 50 Hz adică la fiecare 20 ms (vezi oscilograma 7 din fig. 3.6). Rezistențele R_{16} și R_{17} care încarcă redresoarele pentru U_4 și U_5 evită creșterea peste măsură a acestor tensiuni (blider).

● Regimul de scurtcircuit

În cazul unui scurtcircuit în BO, sau pe liniile U_5 , U_4 , U_3 , U_2 , U_1 , consumul general pe secundarul trafo crește brusc și aduce convertorul în situație de funcționare intermitentă în ritmul a 20 ms (50 Hz), asigurată de circuitul de start D_5 , C_5 , R_{11} . Impulsurile triunghiulare de curent prin T_2 se repetă la intervale de 2 ms (normal este 23...60 μs adică 17...43 kHz). În acest regim de așteptare caracterizat de frecvența de 500 Hz (2 ms) tensiunea de impuls pe colectorul T_2 scade de la 600 V_{VV} la 290—380 V_{VV} astfel că solicitarea în tensiune scade, dar pulsurile de curent sînt mai mari decît în regimul normal. Puterea disipată de T_2 este totuși mai mică în regimul de scurtcircuit al convertorului decît în regim normal deoarece numărul de impulsuri de curent pe unitatea de timp este de 30—50 ori mai mic.

Numărul de impulsuri de curent fiind mult mai mic, energia ce se înmagazinează în câmpul magnetic al transformatorului este mai mică. Curentul de scurtcircuit depinde de energia stocată în transformator și ca urmare este limitat. Convertorul se autoprotejează în acest fel contra scurtcircuitului.

Dinamic, la orice scurtcircuit curentul prin T_2 crește în prima clipă, dar aceasta provoacă amorsarea mai timpurie a tiristorului și deci blocarea tranzistorului principal T_2 . În câteva cicluri tensiunea de impuls pe colector scade treptat și antrenează scăderea tensiunii de reacție pe înfășurarea $m-n$, ceea ce determină scăderea prepolarizării negative a porții tiristorului și „apropierea” porții de regimul de amorsare. În acest fel, amorsarea și conducția tiristorului are loc la impulsuri de curent prin T_2 tot mai mici și un proces cumulativ de inhibiție se instalează, până când oscilatorul autoblocat se oprește. Tranzistorul T_2 poate deveni din nou conductiv numai când tiristorul este stins și când sosește pe baza T_2 un nou impuls de start prin D_5 . În acest fel „pornirea” tranzistorului poate avea loc numai într-un interval definit, cu durata de 5 ms, intervale ce se repetă la fiecare 20 ms. În aceste intervale de 5 ms conducția are loc doar cca 2 ms și ca urmare curentul de scurtcircuit fiind sub 0,5 A, nu sînt necesare siguranțe pe circuitele secundare. În rest, siguranța Si 1 protejează toate piesele din redresor, inclusiv primul elco iar siguranța Si 2 așezată pe ramura de minus a liniei principale de curent protejează împotriva scurtcircuitelor de pe partea primară a convertorului, adică în stînga trafo pe fig. 3.6. Această siguranță se arde în caz de scurtcircuit la T_2 , C_7 , D_6 , D_2 , C_2 , C_4 , D_4 , C_5 , C_6 , la scurtcircuitarea tiristorului sau la scurtcircuite în interiorul transformatorului.

Constructiv, convertorul este realizat sub formă de modul, ecranat fără partea de redresare, puntea cu diode și C_0 . Transformatorul chopperului folosește un miez de ferită de tipul EE42 $\times 15$ (două miezuri E) cu secțiunea utilă de 1,8 cm², lucrînd la o inducție de vîrf de 1500 Gauss adică 0,15 Tesla (1 Tesla = 10.000 Gauss). Inducția maximă admisă la miezurile de ferită este de 2000–2500 Gauss pentru a se evita saturarea miezului și mai ales ca pierderile în miez să fie cît mai mici. Dimensionarea transformatorului este o problemă în sine și nu este cazul să o tratăm aici.

În ultima vreme tot circuitul de reglare se realizează sub forma unui circuit integrat, de ex. TDA2640 (Siemens) care comandă tranzistorul chopper.

3. *Convertor autoblocat cu alimentare serie a baleiajului orizontal*

Pentru reducerea și mai pronunțată a puterii consumate de la rețea se aplică următoarele idei:

1. Se ridică frecvența de lucru la 45–50 KHz ceea ce conduce la micșorarea pierderilor în transformatorul chopperului și face posibilă reducerea gabaritului acestui transformator la dimensiuni incredibil de mici.

2. *Alimentarea întregului BO de la bornele unui condensator electrolitic C_1 conectat în serie cu circuitul principal al curentului „choppat”.*

Schema simplificată a acestui chopper foarte economic este arătată în fig. 3.8. Consumul total al unui TVC cu cinescop de 51 cm este de cca. 65 W adică cu cca. 40 W mai puțin decît consumul aceluiași TVC alimentat cu un chopper Siemens ca cel din fig. 3.6. La un TVC cu ecran de 56 cm 90° consumul nu depășește 75W.

Schema electrică:

Tensiunea de rețea este redresată cu D_1 și filtrată cu C_0 (150 μ F) obținîndu-se tensiunea continuă $U_0 = 255$ V, măsurabilă între punctul A și masă.

● *Circuitul principal al curentului „chopat”* (curent în dînte de ferăstrău) parcurge următorul traseu: plusul general al tensiunii U_0 (punctul A) — condensatorul C_1 la bornele căruia se obține tensiunea de alimentare (110 V) a BO—primarul W_{9-10} al transformatorului chopperului—tranzistorul T_1 — R_4 —masă

● *Baleiajul orizontal* este alimentat între punctele A și B, de la bornele condensatorului C_1 , ca urmare emitorul tranzistorului final de linii se află la potențialul continuu de +145 V. Colectorul se alimentează de la punctul A (unde avem +255V), prin rezistența serie R_2 —15 ohmi pe care curentul de lucru al BO, $I_{BO} = 0,45$ A produce o cădere de tensiune de cca. 7 V astfel că *tensiunea reală aplicată tranzistorului final de linii BU208 este de cca. 103 V*. Impulsul de întoarcere în timpul cursei inverse de linii are amplitudinea de cca. 850 V_{VV} și este fără acord pe armonica a 3-a. Durata cursei inverse de linii este 11–12 μ s (uzual) și este determinată de valoarea C_r împreună cu capacitatea proprie a bobinei de FIT reflectată la primar. Bobina de deflexie este conectată la BO prin $C_s = 0,33$ μ F.

Bobina de deflexie (BDO) împreună cu bobina de liniaritate au o inductanță de 1,8 mH și necesită pentru asigurarea deflexiei orizontale un curent de cca. 3,5 A_{VV} adică $I_V = 1,75$ A.

Energia de deflexie necesară pentru BO la acest TVC (cu ecran de 51 cm/90°) este:

$$W = \frac{1}{2} L I_V^2 = 0,5 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1,75^2 = 2,75 \cdot 10^{-3} \text{ joule (2,75 mJ).}$$

Spre comparație, la TV-AN BDO are cca. 3 mH și necesită un curent de deflexie de 2,25...2,3 A_{VV} respectiv $I_V = 1,15$ A, iar energia este de cca. 1,85 mJ.

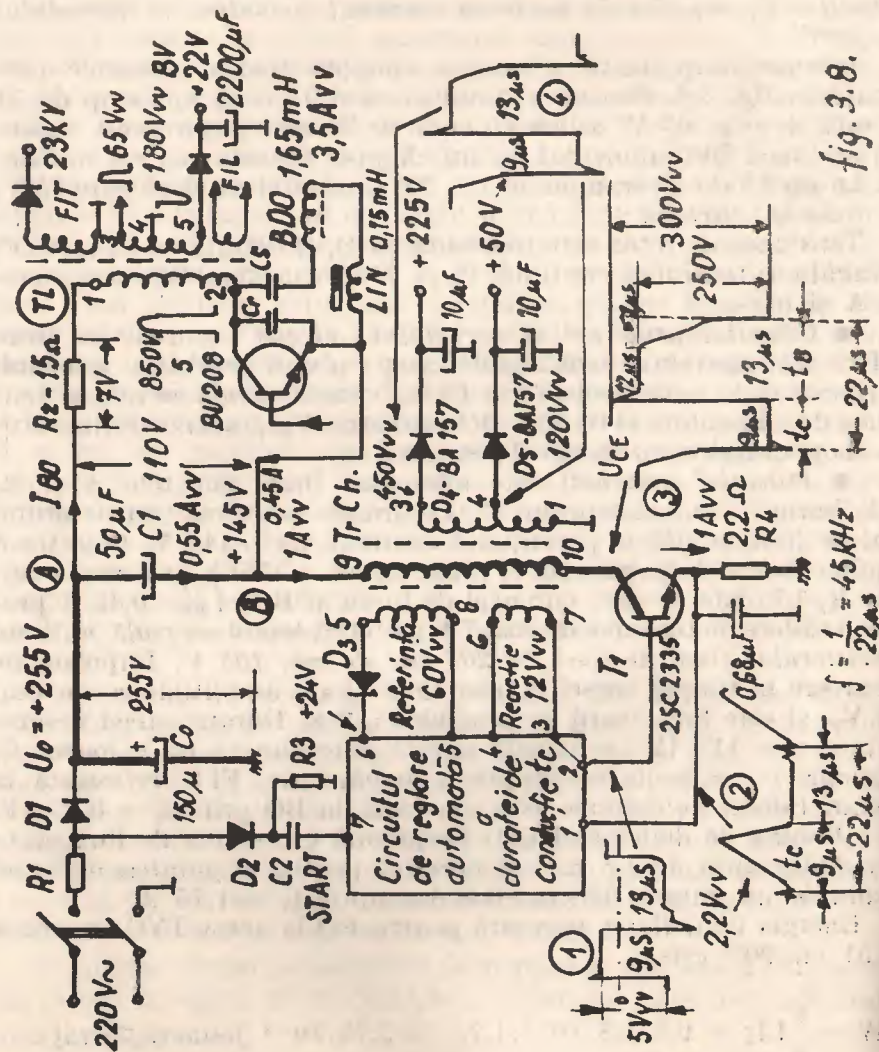


Fig. 3.8.

La TVC cu cinescop de 66–67 cm/110°, BDO are $L = 1,5$ mH. și necesită un curent de 4,5...5 A_{VV}, respectiv o energie de cea. 4,1.. 4,7 mj(vezi și BT 8 pag. 136).

În schema simplificată din fig. 3.8 nu se arată partea de comandă a finalului de BO, care este foarte asemănătoare cu cea de TV-AN cu CI.

Din secundarele transformatorului de linii se remarcă bobinajul W₄₋₅ care oferă un impuls negativ de 180 V_{VV}, care redresat asigură o tensiune de +22 V pentru alimentarea baleiajului vertical (cu TDA 1170) precum și a tuturor celorlalte etaje de joasă tensiune (selector, FI-VS, FI-S, etc.) exclusiv AAF.

● Chopperul propriu zis se bazează pe tranzistorul rapid de putere T₁ – 2SC 2335 asemănător, cu BU126, BU326 dar de tensiune și curent mai mic (350 V, 3A, 36 W).

1. Tranzistorul T₁ este comandat pe bază de tensiunea de impuls dată de bobinajul de reacție W₆₋₇ a transformatorului chopperului. Forma tensiunii de comandă este arătată în oscilograma 1, din care se poate vedea clar că pe bază se aplică o tensiune pozitivă timp de cea. 9 μs care aduce pe T₁ în stare de conducție iar apoi o tensiune negativă timp de cea. 13 μs care blochează tranzistorul NPN.

2. Cât timp este conductiv, prin T₁ curge un curent liniar crescător ce atinge după 7–8 μs valoarea de 1 A, după care scade spre zero în timpul procesului de blocare, proces ce durează 1,5–2 μs. După ce T₁ a fost blocat de către tensiunea aplicată bazei, prin tranzistor nu trece nici un curent timp de 13 μs. Se poate reține că durata de conducție t_c = 9 μs iar timpul de blocare t_b este de 13 μs, perioada de funcționare fiind

$$T = t_c + t_b = 9 + 13 = 22 \mu s$$

ceea ce corespunde frecvenței de 45 KHz.

Curentul în d.d.f. prin T₁ străbate bobina primară a transformatorului și în câmpul magnetic al acestuia se înmagazinează o energie magnetică suficientă pentru alimentarea consumatorilor conectați la redresoarele auxiliare.

3. Curentul „chopat” străbate deci (de la punctul A), pe C₁ apoi primarul trafo, pe T₁ și apoi rezistența R₄–2,2 ohmi producând pe R₄ o tensiune în d.d.f. arătată în oscilograma 2. Amplitudinea tensiunii atinge 2,2 V_{VV} ceea ce corespunde curentului de 1A_{VV}. Această tensiune este aplicată circuitului de reglare automată a duratei de conducție t_c al tranzistorului T₁, circuit care este identic cu cel din fig. 3.6 (și cuprinde un tranzistor regulator și un tiristor descris în detaliu la p. 2.3 și de aceea nu mai revenim asupra lui).

Pentru funcționarea modulatorului duratei de conducție mai este necesară înfășurarea W₅₋₈ a transformatorului chopper care

livrează impulsuri de $60 V_{VV}$. Prin redresarea acestor impulsuri se obține tensiunea de referință de $24 V$ (la celălalt chopper era $22,5V$).

4. În timpul conducției T_1 , tensiunea pe colectorul T_1 este aproape nulă așa cum arată oscilograma 3. În timpul cît T_1 este blocat tensiunea pe colector este de cca. $250 V$. Trecerea de la starea de conducție la starea de blocare provoacă o supratensiune de cca. $50 V$ care este vizibilă clar la osciloscop și se datorește inductanței primare a transformatorului. Prin urmare, tensiunea U_{CE} de impuls la bornele tranzistorului T_1 este de cca. $300 V_{VV}$, cu raportul $9/22 = 0,41$ între durata de conducție t_c și perioada de lucru de $22 \mu s$ a convertorului autoblocat.

5. În secundarul trafo chopper, tensiunile de impuls sînt în fază cu U_{CE} ca polaritate, (vezi oscilograma 4) astfel că ramura pozitivă are durata de $13 \mu s$, timp în care diodele redresoare conduc și încarcă cu energia provenită din transformator, condensatoarele de „rezervor” și filtraj respective. Astfel, de la piciorul 3 unde avem impulsuri cu amplitudinea de $450 V_{VV}$ se obține prin redresare cu BA159 o tensiune continuă de $+225 V$ cu care se alimentează etajele finale video (R, G, B). De la piciorul 4, se obține o tensiune de impuls de $120 V_{VV}$ care redresată oferă tensiunea continuă de $50 V$ care servește pentru alimentarea etajului prefinal de linii și a altor etaje din TVC. Axa acestor impulsuri se află la 40% din amplitudinea v_v .

Cele două redresoare auxiliare alimentate din transformatorul chopper extrag puțină energie și ca urmare acest transformator este foarte mic avînd un miez de ferită cu secțiunea de numai $0,6 cm^2$. Pierderile totale în chopper sînt mici: T_1 disipă cca $3 W$, transformatorul numai $1 W$, R_1 cel mul $2,3 W$ iar randamentul foarte ridicat.

6. Frecvența de lucru a chopperului este de $45 KHz$ la tensiunea de rețea de $220 V$ și sarcină nominală dar variază direct proporțional cu tensiunea rețelei. Astfel, la $U_R = 170-180 V$ frecvența scade la cca. $40 KHz$ iar cînd $U_R = 250 V$ frecvența crește la $50 KHz$. Funcție de sarcină, frecvența variază invers proporțional: la lumină mare cînd curentul de fascicul tinde spre $0,8-0,9 mA$ frecvența scade iar la lumină foarte mică frecvența de lucru a chopperului crește.

Gradul de stabilizare a tensiunii continue de alimentare a BO este excelentă: la variații de $90 V$ a tensiunii de rețea (între $170 V$ și $260 V$) tensiunea continuă de $110 V$ variază cu mai puțin de $1 V$.

Pornirea chopperului se face cu circuitul D_2, C_2, R_3 care asigură tensiunea de start pentru comanda bazei tranzistorului T_1 .

— Ca și la chopperul Siemens, alimentatorul este protejat și la mersul în gol (fără BO) și la scurtcircuit în BO sau la T_1 .

4. Cel mai economic alimentator pentru TV Color

4.1. Principiul chopperului CESSY

CESSY este prescurtarea următoarelor cuvinte: Compact Energy Saving, System, ceea ce se poate traduce liber „Sistem com-

pact de economisire a energiei” și servește pentru alimentarea televizoarelor color. A fost elaborat în 1979 în laboratoarele SEL din RFG.

Principiul de funcționare al sistemului CESSY se bazează pe immagazinarea energiei într-o inductanță serie (ca și la chopperul descris la p.2.3.), în intervalul de conducție al tranzistorului de comutație. În fig. 3.9 se arată schema simplificată a alimentatorului CESSY și a etajului final de linii.

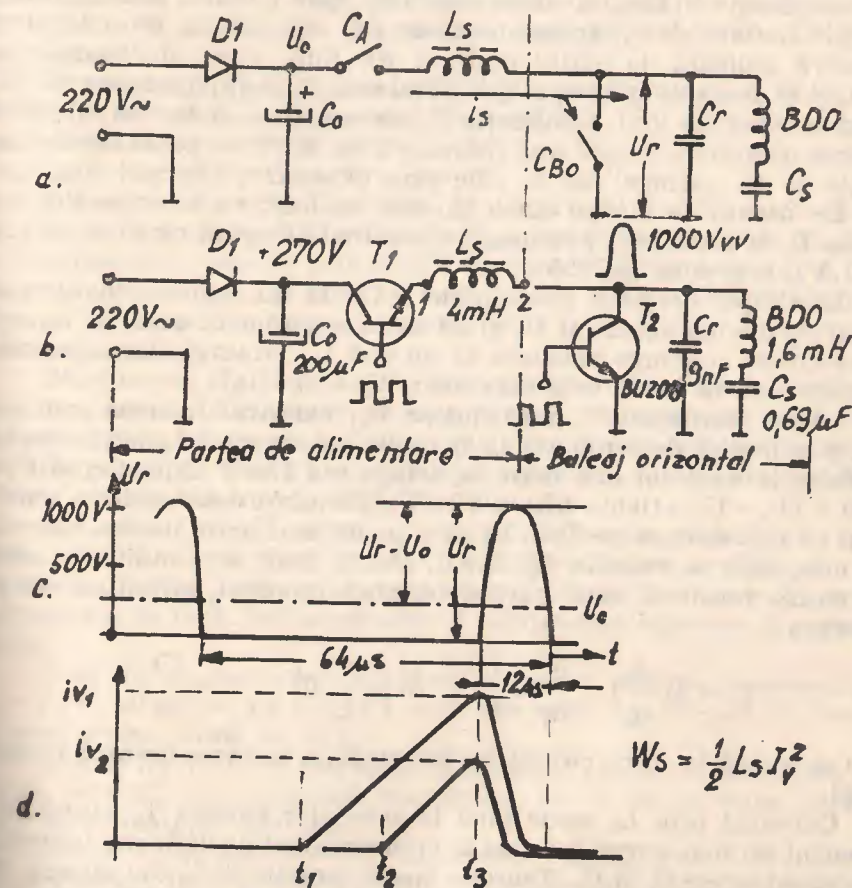


Fig. 3.9.

Dioda D_1 și condensatorul C_0 asigură tensiunea continuă U_0 de $200-280 V$. Întreruptorul C_A (tranzistorul T_1) face legătura între C_0 și inductanța serie de stocare $L_s \cdot C_{Bo}$ este comutatorul bipolar

de baleiaj orizontal (tranzistorul T_2). Capacitatea C_r este condensatorul de întoarcere al etajului final de linii (ca C_{704} la TV cu CI); BDO este bobina de deflexie orizontală iar C_s este condensatorul de tangentă (și cuplaj al BDO).

Tot sistemul funcționează la frecvența liniilor, cu perioada de 64 μs sincronizat de către oscilatorul de linii din TBA959.

Tranzistorul serie T_1 este făcut conductiv în timpul cursei directe la momentul t_1 de către o tensiune pozitivă aplicată pe bază. Curentul eurge crescînd liniar prin T_1 și L_s , apoi prin T_2 spre masă (T_2 este conductiv în timpul cursei directe). Spre sfîrșitul cursei directe (un pic înainte de t_3) tranzistorul de BO este blocat de o tensiune negativă aplicată de etajul prefinal de linii, care stochează timpul t_s și se descarcă în timpul t_r în total cca. 3 μs după aceasta urmînd cursa inversă de linii. Conducția T_1 va continua și în timpul cursei inverse urmînd a fi comutat (blocat) abia după ce procesul de conducție se va „stinge” de la sine prin evacuarea energiei din L_s .

De îndată ce începe cursa inversă de linii, ca la orice BO tensiunea U_r la bornele C_r evoluează sinusoidal atingînd un nivel de cca. 1000 V_{VV} (ca și la BU205).

În timpul creșterii sinusoidale a U_r , la un moment dat, exact la t_3 , U_r devine egală cu U_0 și ca urmare curentul prin L_s nu mai poate crește și atinge valoarea sa de vîrf I_{V1} . Energia înmagazinată în acel moment în L_s este maximă: $W_s = 0,5 L_s I_{V1}^2$.

Apoi, tensiunea U_r depășind pe U_0 , curentul I_v trece prin maxim și schimbă de semn iar la bornele inductanței L_s acționează o tensiune inversă tot mai mare ce atinge cca 730 V atunci cînd $U_r = 1000$ V ($U_r - U_0 = 1000 - 270 = 730$ V). Urmarea este scăderea curentului ce traversează pe T_1 și L_s cu o pantă mai mare decît a crescut, așa cum bine se vede în fig. 3.9.d. Panta di/dt este mult mai mare din cauza tensiunii mari care determină procesul, știind că relația generală

$$U = L \frac{di}{dt}; \quad \frac{di}{dt} = \frac{U}{L}; \quad di = \frac{U}{L} dt; \quad i = \frac{U t}{L};$$

care se aplică în orice circuit cu inductanță, în care curentul variază rapid.

Curentul prin L_s scade pînă la zero, dar fiindcă T_2 este blocat curentul nu mai eurge spre masă ci în circuitul de deflexie, încărcînd condensatoarele C_r și C_s . Teoretic toată, practic 95% din energie W_s stocată în bobina L_s se transferă în BO. Cuantumul de 5% reprezintă pierderile în L_s , C_r , C_s și BDO. Durata procesului de transfer a energiei este de 6–8 μs , astfel că acesta se încheie înainte de sfîrșitul cursei inverse (vezi fig. 3.9.d).

● În acest loc trebuie să subliniem că *tranzistorul comutator serie* rămîne conductiv și în timpul unei mari părți din cursa inversă

și nu este obligat să suporte o blocare dură, de scurtă durată (0,6 μs) ci o „comutare” relativ lentă (6–8 μs) de la starea de conducție, la scăderea curentului de colector spre zero.

Blocarea tranzistorului pe bază se face în situația de „mers în gol” adică fără sarcină; aceasta are ca efect lipsa aproape totală a pierderilor de comutație. În tranzistorul T_1 se dezvoltă doar puterea corespunzătoare lui $U_{CESAT} \cdot I_{CM}$ care este foarte, foarte mică. Spre deosebire de acest regim „dulce” de comutare din sistemul CESSY, în toate celelalte choppere, blocarea bazei comutatorului are loc în prezența unor curenți mari de colector (și de bază) cu pierderi mari de comutație și deci cu dezvoltarea unei puteri de 10–20 W în tranzistor.

Tranzistorul T_1 din sistemul CESSY disipă mult sub 1 W (0,4... 0,5 W) și în practică nu necesită nici radiator. În afară de aceasta, parametrii T_1 nu trebuie să fie deosebiți: $U_{CE} > 350$ V; $I_C = 0,5 - 1$ A; $I_{CM} = 1...2$ A; $P_d = 20...30$ W.

Energia care este absorbită de la primul condensator de filtraj C_0 se dozează ca și la celelalte choppere prin durata de conducție a tranzistorului, practic prin stabilirea corectă a momentului intrării în conducție a T_1 . Așa cum se vede în fig. 3.9.d; dacă deschiderea T_1 are loc în momentul t_2 , curentul prin L_s va atinge o valoare de vîrf mai mică I_{V2} .

Stabilizarea tensiunii la ieșirea alimentatorului se asigură prin reglarea automată a duratei de conducție a tranzistorului serie astfel ca prin acesta să treacă strict numai atît cît este necesar consumatorului principal din TVC; baleiajul orizontal. Rolul de regulator îl are un modulator de fază (de durată).

Sistemul CESSY oferă o singură tensiune stabilizată $U_1 = 110...150$ V (după tipul de BO). Celelalte tensiuni se obțin din BO în felul eunoscut: prin redresarea unor tensiuni de impuls din transformatorul de linii. Sub acest aspect soluția este oarecum dezavantajoasă.

Față de un convertor autoblocat Siemens puterea consumată de un TVC alimentat cu CESSY este mai mică cu 35–40 W, randamentul global fiind de 93%.

Astfel, un TVC cu cinescop 30AX sau PIL-S4 cu diagonala maximă (66–67 cm) consumă maximum 75 W de la rețea față de 115 W cu chopper Siemens.

Domeniul de stabilizare al sistemului CESSY este 170...270 V. Au realizat însă și scheme care lucrează bine între 90V și 280V la orice frecvență a rețelei, dar care încă nu au ieșit pe ușa laboratorului.

Fiabilitatea CESSY, gradul de autoprotecție și de protecție a TVC, este asigurat de modulatorul de durată și un circuit de siguranță electronică care întrerupe accesul energiei în TV la orice avarie, la mersul în gol, la supraconsum sau scurtcircuit.

1. Situația tensiunii de rețea, de la tensiunea U_0 care variază liniar cu tensiunea de rețea

2. Situația tensiunii de alimentare a BO de la punctul 1 al TL (C_y)

3. Situația tensiunii de impuls U_r pe colectorul T_2 —BU 208, prin intermediul impulsurilor pozitive de pe punctul 4 al TL ($60 V_{VV}$) care sînt perfect proporționale cu U_r .

4. O tensiune pozitivă proporțională cu curentul de fascicul culeasă de pe rezistența R_p conectată în „piciorul” bobinei de FIT.

5. O tensiune negativă de la grupul redresor $D_2R_1C_1$ care apare numai în cazul unor situații de scurtcircuit în baleiajul orizontal.

Așa cum se arată în fig. 3.10, modulul regulator primește toate aceste informații și elaborează decizia de comandă a duratei de conducție a T_1 dozînd energia necesară sau ordonă blocarea totală sau intermitentă a tranzistorului serie T_1 .

Se prezintă în cele ce urmează funcția buclelor de informație :

1. *Tensiunea de rețea* se aplică modulului regulator care comandă prin intermediul unui transformator de impuls baza tranzistorului serie, variînd momentul de intrare în conducție a T_1 ; cînd tensiunea de rețea crește, T_1 conduce mai puțin timp iar cînd tensiunea de rețea scade, T_1 conduce mai mult pentru a transmite inductanței L_s mereu aceeași energie.

2. *Pe condensatorul C_y* se „citește” tensiunea stabilizată pe care o asigură CESSY și care alimentează BO. Această tensiune se aplică modulului regulator care la fel ca și în cazul variației tensiunii de rețea reglează după necesitate durata t_c la T_1 .

În cazul unui scurtcircuit la dioda D_1 sau la tranzistorul serie T_1 U_{ST} (de pe C_y) tinde să crească brusc spre 240—250 V punînd în pericol major pe BU208.

Modulul de reglare acționează siguranța electronică care pune la masă instantaneu impulsurile de comandă date de oscilatorul de linii (TBA950, TBA1950, TDA 9500, etc.) și BO se oprește ca și în cazul nefuncționării sincronizatorului la TV cu CI. Tensiunea U_0 de pe C_0 crește spre 300 V, chiar 350 V (cînd $U_R = 250$ V), ajunge prin T_1 sau D_1 scurtcircuitate la colectorul T_2 dar acesta rezistă la peste 750 V chiar nefiind blocat de bază ($U_{CEO} > 750$ V), fără a se întîmpla nimic în BO. Pe schema din fig. 3.10 siguranța electronică a fost figurată simbolic ca un întreruptor ce pune la masă ieșirea oscilatorului de linii.

3. *Impulsurile de 60 V_{VV}* sînt redresate în modulul regulator și tensiunea obținută servește fie pentru reglare, duratei de conducție a T_1 , fie pentru acționarea siguranței electronice ce oprește baleiajul orizontal. Acest circuit de informație asigură și reglarea

opozitională a dimensiunii orizontale la variația curentului de fascicul sau la variația manuală a strălucirii ecranului :

— cînd I fascicul crește și FIT scade, dimensiunea imaginii tinde să crească. În această situație impulsul de întoarcere se modifică ca amplitudine și formă și determină reducerea tensiunii de alimentare (de pe C_y) ceea ce are ca urmare reducerea dimensiunii exact cu atît cu cît a crescut aceasta din cauza reducerii FIT. Aceasta asigură menținerea variației dimensiunii sub 1%.

4. *Rezistența din piciorul bobinei de FIT* prezintă la bornele sale o tensiune mică cît timp curentul de fascicul este normal (0... 1 mA). În cazul unor descărcări în cinescop, tensiunea pe R_p crește foarte mult și pune în funcție siguranța electronică care în mai puțin de 10 nanosecunde blochează comanda BO. În acest fel linia de FIT nu mai poate alimenta cu energie descărcarea și aceasta se stinge după prima străpungere.

5. La orice scurtcircuit în BO, adică la BDO, la BU208, la C_r , C_s , C_y , redresorul de FIT, la orice scurt în zona redresoarelor auxiliare sau după acestea, impulsurile de tensiune de pe colectorul T_1 se modifică ca formă și capătă „ciocuri” negative mari. Aceste impulsuri negative sînt redresate de grupul D_2C_1 și R_1 obținîndu-se o tensiune negativă care semnalează prezența unui scurtcircuit la consumator.

Tensiunea negativă se aplică la modulul de reglare și provoacă reducerea drastică a timpului de conducție a T_1 . Prin T_1 și L_s mai trec doar impulsuri triunghiulare scurte și de mică amplitudine (300 mA față de 0,8 A în regim normal), astfel că puterea absorbită de la rețea nu depășește 2 W. Televizorul reacționează la un scurtcircuit prin reducerea aproape la nul a energiei consumate, evitîndu-se orice altă avarie.

● *Siguranța electronică* are o constantă de timp de cca. 1 secundă. La ivirea oricărei cauze care o pune în „mișcare”, impulsurile de la oscilatorul de linii ce comandă BO sînt puse la masă pentru un timp de 1 secundă, timp în care BO și deci tot televizorul își oprește funcționarea. Practic, din secundă în secundă BO este realimentat în așteptarea dispariției defectului.

● ● *Fiabilitatea* deosebită a BO se asigură și prin aceea că după inductanța serie L_s nu există conectat nici un alt rezervor de energie (cum ar fi condensatoarele electrolitice mari*). Prin aceasta, neexistînd stocată o energie mai mare de 4—5 mJ nu există pericolul potențial de distrugere a tranzistorului final de linii. În afară

* De exemplu un condensator de 47 μF încărcat la tensiunea de 150 V (cazul de la convertorul Siemens pe linia de 150 V) stochează o energie de 500 mJ (0,5 Ws) care poate topi orice tranzistor de putere; energia de 0,5 Ws poate furniza o putere de 500 W timp de 1 ms sau 500 KW timp de 1 μs .

de aceasta, neexistind sisteme inerțiale de curent (C) sau de tensiune (L) procesul de blocare a BO cu ajutorul siguranței electrice sau de blocare a tranzistorului serie este extrem de rapid, practic instantaneu.

Acești doi factori în strategia protecției etajului final cu BU208 asigură o fiabilitate excepțională întregului televizor. Spre pildă, nici măcar întreruperea condensatorului de întoarcere C_r (C_{704} la TV-CI cu BU 205) nu provoacă străpungerea tranzistorului final BU 208.

● ● ● Ceea ce pare mai greu de înțeles este solicitarea extrem de mică în putere a tranzistorului serie: T_1 disipă numai 0,5 W. Regimul de tensiune este ceva mai greu: impulsuri de cca. 300 V_{VV} între colector și emitor. Acestea provin din faptul că pe colector avem în permanență tensiunea $U_0 = 250-300$ V (dependentă de tensiunea de rețea) iar emitorul se află fie aproape la tensiunea U_0 în intervalul t_0 (cînd T_1 conduce), fie la tensiunea aproape nulă cînd T_1 este

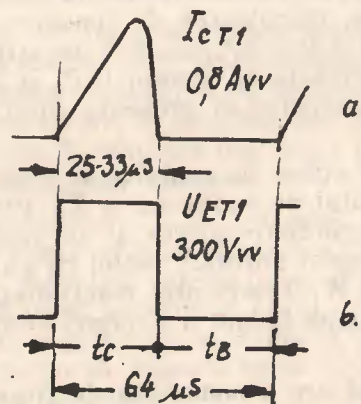


Fig. 3.11.

blocat (v. fig. 3.11b). În cazul mersului în gol (cînd BU nu consumă), U_0 crește la peste 300 V deci T_1 trebuie asigurat la $U_{CE} = 400$ V.

Regimul de curent este foarte ușor: normal 0,8 A_{VV}, maximum 0,9 A_{VV}, timp de 25...33 μs (cam jumătate din ciclul de 64 μs) cum se vede din fig. 3.11 a.

Bilanțul energetic

La TVC care consumă de la rețea 60-70 W, puterea consumată se împarte astfel:

1. Bobina de demagnetizare a cinescopului 2,0 W
2. Puterea disipată în rezistența serie a redresorului . 2,0 W
3. Puterea disipată în tranzistorul serie T_1 0,5 W
4. Puterea disipată în inductanța serie L_s 1,5 W

5. Comanda tranzistorului final de linii BU208 . 2,0 W

Putere consumată în afara BO 8 W

6. Circuite alimentate la 12 V ($15V \times 0,3A$) . 4,5 W

7. Puterea pentru TAA550-varicap ($20V \times 7mA$) 1,4 W

8. Etajele finale video(RGB) $200V \times 40mA$. . 8,0 W

9. Alimentarea baleiajului vertical ($25V \times 0,22 A$) 5,5 W

10. Încălzirea filamentului la TC ($6,3V \times 0,72A$) 4,5 W

11. Alimentarea părții de AF ($25V \times 0,16A$) . . 4,0 W

12. Puterea disipată de tranzistorul BU 208 . . 5,0 W

13. Puterea necesară bobinelor de deflexie . . . 5,4 W

14. Puterea disipată în trafo linii 3,3 W

15. Balastul de FIT (rezistență paralel pe FIT) 2,6 W

16. Puterea maximă pe FIT ($0,2...1 mA$) la

24KV) 5-24 W

50...75 W.

Suma puterilor utile și pierderilor: 50...75 W (funcție de strălucire).

Din acești cca. 70 W doar primele 5 poziții însumind 8 W se consumă în afara etajului final de linii și nu îl afectează. Restul de putere este „prelucrată” sau disipată în BO.

Putere prelucrată, înțelegind prin aceasta puterea extrasă din BO prin redresoarele auxiliare și folosită în celelalte etaje ale TVC (pozițiile 6-10) se ridică la aproape 24 W.

Puterea strict necesară pentru baleiajul orizontal și FIT (pozițiile 12-16) însumează cam 40 W cînd lumina este maximă și doar 20 W cînd lumina ecranului este spre minimum.

După cum se vede din acest bilanț, etajul final de linii consumă 48-88% din întreaga putere luată de TVC din rețea, din care cedează celorlalte etaje din TV mai mult de jumătate. Cu alte cuvinte, baleiajul orizontal ar putea consuma mult mai puțin și tranzistorul final BU208 ar fi traversat de un curent de vîrf I_{CV} mai mic la sfîrșitul cursei directe. Dar alimentarea celorlalte etaje din BO este cea mai avantajoasă ca randament general și de aceea este adoptată totuși ca soluție la acele choppere care permit obținerea unei singure tensiuni de alimentare, cum este și sistemul CESSY.

★

În încheierea acestui capitol se poate aprecia că la televizorul color ce se va fabrica la Electronica este rațională alegerea uneia din ultimele două soluții prezentate:

1. Convertorul autoblocat cu alimentare serie a BO (p. 3)
2. Sistemul CESSY cu inductanță de înmagazinare (p. 4).

Aceste două soluții moderne asigură un consum minim de energie (sub 100 W putere activă) și o fiabilitate deosebită televizorului color.

CAPITOLUL 4

REDRESOARE ȘI MULTIPLICATOARE DE TENSIUNE

Se cunosc și se folosesc multe scheme de redresare monofazată :

- redresare monoalternanță
- redresarea ambelor alternanțe
- redresor în punte
- redresor cu dublare de tensiune
- redresor cu triplare de tensiune

În toate cazurile de mai sus, redresorul poate avea o sarcină pur activă adică rezistivă (R) sau o sarcină parțial reactivă, cum ar fi un grup paralel de tip RC, de tip RL sau de tip RLC.

Ventilul redresor (în cazul cel mai general o diodă semiconductoare) este solicitat foarte diferit în diversele scheme de redresare. Prin solicitare înțelegem : tensiunea inversă pe care o suportă dioda în intervalul de blocare precum și curentul direct care străbate dioda în timpul conducerii.

Este foarte diferit timpul de conducție al diodei redresoare de la schemă la schemă : esențial, acest timp de conducție depinde de intensitatea curentului debitat în sarcină cum și de capacitatea de filtraj.

Tensiunea continuă ce se obține după redresor depinde esențial de mărimea capacității de filtraj și mai puțin de schema de redresare. Pulsăția alternativă a tensiunii continue depinde de curentul debitat, de mărimea capacității de filtraj dar și de schema redresării : la redresarea monoalternanță frecvența tensiunii de pulsație este egală cu frecvența tensiunii redresate iar la redresarea bialternanță, frecvența pulsației se dublează.

Cu ajutorul câtorva exemple simple se vor lămurii multe lucruri din cele expuse mai sus.

1. Redresarea monoalternanță cu sarcina rezistivă (v. fig. 4.1).

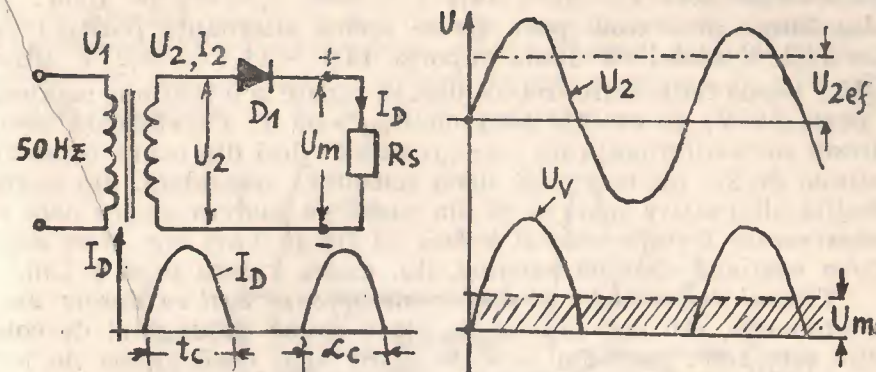


Fig. 4.1.

$$I_2 = 1,57 I_D$$

$$U_m = 0,45 U_2 \text{ (în gol)}$$

$$U_m = 0,40 U_2 \text{ (în sarcină)}$$

$$U_{inv} = 2\sqrt{2} U_2$$

$$f_p = 50 \text{ Hz } K_p = 1,21$$

$$I_D = \frac{U_m}{R_s} \quad I_{Dv} = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_s}$$

Aici, tensiunea secundară eficientă este U_2 de ex. 10 V, valoarea de vîrf este înălțimea semialternanței pozitive $U_v = \sqrt{2} \cdot U_2$ adică 14,1 V iar tensiunea continuă la ieșire este de aproximativ 4 V :

$U_m = 0,4 U_2$, putînd atinge cel mult 4,5 V dacă sarcina este foarte mică (adică rezistența de sarcină foarte mare, de ex. 5 Kohmi ceea ce corespunde practic mersului în gol. Curentul alternativ eficient în secundarul transformatorului este cu 57% mai mare decît curentul continuu I_D ce străbate rezistența de sarcină. Astfel spus, curentul continuu este de fapt un curent pulsatoriu, a cărui valoare medie este $I_D = U_m/R_s$.

Neavînd capacitatea de filtraj, pulsația este 121% față de tensiunea U_m .

Tensiunea inversă care solicită dioda este tensiunea aplicată la bornele diodei în timpul cînd aceasta este blocată de către semialternanța negativă a tensiunii secundare U_2 . Amplitudinea alternanței

negative este $1,41 U_2$, adică $14,1 \text{ V}$ și este aplicată pe anod: în același timp, pe catod prin R_s se aplică alternanța pozitivă cu $U_v = 14,1 \text{ V}$ astfel că dioda suportă $14,1 + 14,1 = 28,2 \text{ V}$ adică $2\sqrt{2}U_v$. Dioda redresoare trebuie deci să reziste la o tensiune maximă de peste 30 V , de ex. $1\text{N } 4001$ cu $U_{RM} > 50 \text{ V}$. Ca eficiență acest redresor monoalternanță nu este „rentabil” deci din cauza tensiunii continue de $2,5$ ori mai mică decât tensiunea secundară, din cauza pulsației alternative mari ca și din cauză că *puterea pentru care se dimensionează transformatorul trebuie să fie de 3 ori mai mare decât puterea continuă debitată sarcinii*, din cauza valorii mici a U_m .

Timpul de conducție al diodei este aproape egal cu durata unei semialternanțe, (10 ms) practic se poate spune că unghiul de conducție este 180° , așa cum se vede în fig. 4.1. oscilograma de jos, avînd valoarea medie pe perioadă egală cu $I_D = U_m/R_s$ și valoarea de vîrf $I_{DV} = \sqrt{2}U_2/R_s$

2. Redresorul monoalternanță cu capacitate de filtraj (v. fig. 4.2)

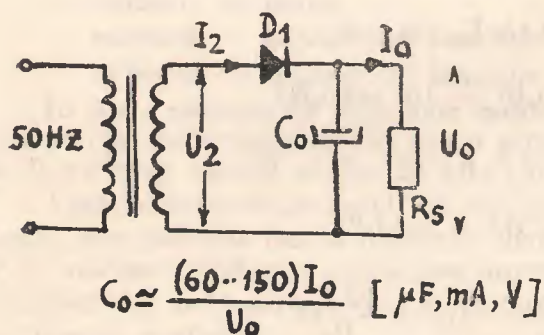


Fig. 4.2.

$$\begin{aligned} U_{0\max} &= \sqrt{2}U_2 \\ I_0 &= U_0/R_s \\ I_2 &= 2,1 I_0 \\ U_0 &= (1,1 \dots 1,4) U_2 \\ U_{\text{inv max}} &= 2\sqrt{2}U_2 \\ P_T &= 1,7 U_0 I_0 \\ U_p &\approx \frac{500 I_0}{f_p C_0} [\text{V}_{\text{VV}}, \text{mA}, \text{V}, \mu\text{F}] \end{aligned}$$

În această schemă foarte răspîdită datorită simplității sale, alternanțele pozitive ale tensiunii secundare U_2 „tree” prin diodă și încarcă capacitatea de filtraj C_0 . La pornire, după cîteva perioade C_0 se încarcă pînă aproape de valoarea de vîrf a U_2 ; fără R_s , valoarea U_0 atinge $\sqrt{2}U_2$ adică $14,1 \text{ V}$ (în cazul cînd $U_2 = 10 \text{ V}$). În prezența R_s , tensiunea U_0 scade cu atît mai mult cu cît curentul debitat este mai mare și cu cît C_0 este mai mic, putînd fi cuprinsă practic între $0,8$ și $1,4$ din U_2 (în cazul nostru $8 \dots 14 \text{ V}$).

Esential diferită este conducția diodei redresoare: D_1 conduce atît timp cît tensiunea pe anod este mai mare decît tensiunea U_0 de pe cleo, așa cum se arată în fig. 4.3. Cînd curentul debitat de redresor este mare, condensatorul C_0 se descarcă mai repede (sau mai mult) astfel că timpul de conducție t_c este mai mare, deoarece C_0 cere mai multă energie pentru a ajunge spre tensiunea U_0 .

Se vede din fig. 4.3.a. pulsul de curent prin diodă, notat cu i_D , care durează cca. $1/3$ din durata semialternanței pozitive, adică aproximativ $3-4$ milisecunde. Cînd curentul debitat de redresor este mic, durata pulsului de curent prin diodă scade la 1 ms sau chiar mai puțin, iar U_0 se ridică spre valoarea de vîrf: $U_0 \rightarrow \sqrt{2} U_2$.

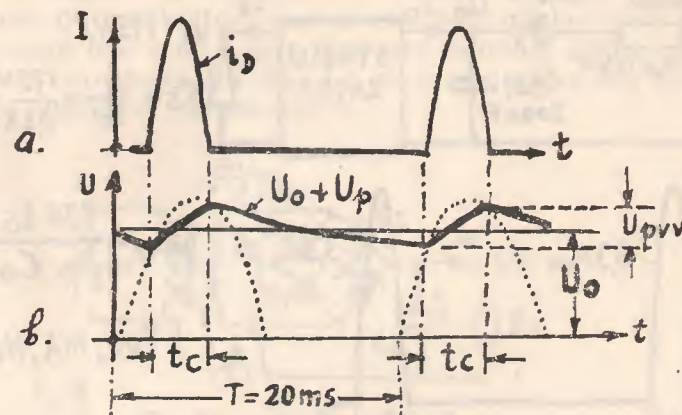


Fig. 4.3.

Pulsația alternativă are frecvența de 50 Hz , amplitudinea proporțională cu curentul debitat și invers proporțională cu valoarea C_0 , și se calculează cu formula din fig. 4.2. Se vede de asemenea că tensiunea continuă pe C_0 are o valoare medie U_0 , dar variază în realitate în jurul acestei valori. De pildă dacă $U_0 = 10 \text{ V}$ iar $U_{p\text{VV}}$ (tensiunea de pulsație) este de 2 V_{VV} , tensiunea U_0 variază între 11 V și 9 V sub forma unui dinte de ferăstrău avînd un flanc crescător cu durata de 3 ms și o parte descrescătoare cu durata de 17 ms (perioada T corespunzătoare frecvenței de 50 Hz fiind 20 ms).

● Redresorul monoalternanță din televizoarele ultimelor 15 ani este o aplicație tipică a schemei din fig. 4.2. În fig. 4.4. a. se arată schema simplificată a redresorului de rețea din TV cu 2, 4, 5, 6, CI.

Tensiunea continuă U_0 este de cca. 270 V , cînd tensiunea de rețea este 220 V iar pulsația alternativă este de cca. 22 V_{VV} la un curent debitat de $0,3 \text{ A}$. Dioda redresoare este străbătută de pulsuri de curent cu amplitudinea de $3,3 \text{ A}_{\text{VV}}$ cu durata de $3,3 \text{ ms}$. Aceste pulsuri pot fi măsurate cu un osciloscop conectat paralel cu rezistența R_{801} de 10 ohmi la bornele căreia se vor vedea pulsuri de tensiune de 33 V_{VV} de o formă aproape sinusoidală (vezi fig. 4.4.b). Pulsația măsurată tot cu osciloscopul pe C_0 este arătată în fig. 4.4.c. Avînd o amplitudine de 22 V_{VV} înseamnă că tensiunea pe C_0 variază între 259 și 281 V avînd o valoare medie măsurabilă de 270 V .

Cu un elco de $400 \mu\text{F}$ pulsația ar avea doar 11 Vv iar U_0 ar crește spre 280 V . Același lucru s-ar obține cu $C_0 = 200 \mu\text{F}$ dar cu redresarea în punte.

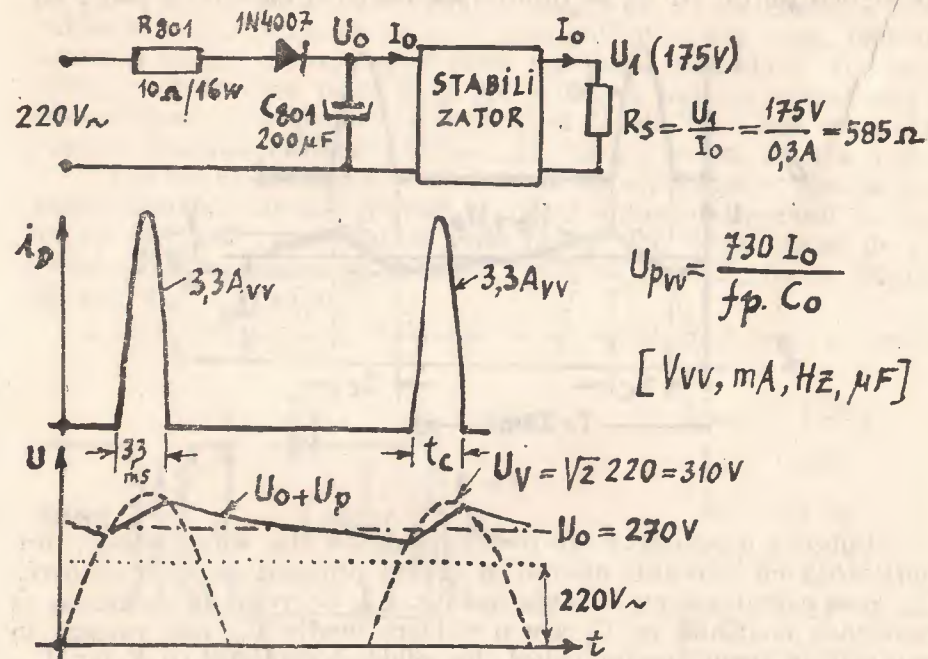


Fig. 4.4.

Remarcăm că dioda redresoare 1N4007 conduce doar $1/3$ din timpul semialternanței pozitive, și cu toate că curentul mediu este de $0,3 \text{ A}$, dioda este parcursă de pulsuri periodice de $3,3 \text{ A}$ pe care aceasta le suportă ușor. Mărimea acestor pulsuri depinde de curentul debitat de redresor, de mărimea C_0 și de valoarea rezistenței serie R_{801} .

În orice redresor trebuie ținut seama de solicitarea diodei în regim dinamic. De pildă parametrul I_{FRM} = curentul direct (F = forward), repetitiv (R), maxim (M) la seria 1N4000 este de 10 A la temperatura ambiantă de 75°C , iar I_{FSM} (curentul direct de supra-sarcină timp de cel mult 10 ms) = 30 A drept pentru care în serie cu dioda s-a pus R_{801} care limitează pulsul de curent prin D801 în momentul pornirii TV la: $I = \sqrt{2}U/R_{801} + R_d \approx 310/11 \approx 28 \text{ A}$ (aici R_d este rezistența directă a diodei D801, de cca 1 ohm la $I_d = 25 \text{ A}$).

3. Redresarea ambelor alternanțe

Puntea redresoare formată din 4 diode sau schema cu priză mediană și două diode redresoare asigură redresarea ambelor alternanțe ale tensiunii alternanțe.

În funcție de schema adoptată rezultă avantaje și dezavantaje deopotrivă tehnice și economice. Schema cu punte necesită mai puțin cupru de bobinaj dar mai multe diode; schema cu priză mediană necesită mai mult cupru (bobinaj secundar dublu) dar numai două diode redresoare. În fig. 4.5 se arată cele două variante de circuit cu mărimile caracteristice.

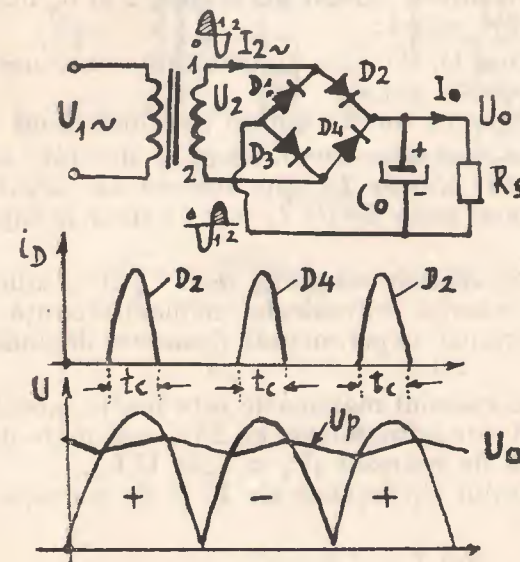


Fig. 4.5.

$$\left. \begin{aligned} U_{inv} &= \sqrt{2} U_2 \\ I_D &= 0,5 I_0 \end{aligned} \right\} \text{fiecare diodă}$$

$$U_0 = (1,1 \dots 1,3) U_2$$

$$f_p = 100 \text{ Hz}$$

$$I_{2\sim} = 1,57 I_0$$

$$P_T \approx 1,25 U_0 I_0$$

$$C_0 \approx \frac{500 I_0}{f_p \cdot U_p} (\mu F, mA, Hz, V_{VV})$$

$$U_p \approx \frac{500 I_0}{f_p \cdot C_0} (V_{VV}, mA, Hz, \mu F)$$

Procesul de redresare este următorul :

t_{0-1} : În intervalul de 10 ms dintre momentul 0 și momentul 1, pe capătul superior al secundarului (punctul 1) avem semialternanța pozitivă iar pe punctul 2 alternanța negativă. Dioda D_2 conduce timpul t_4 (doar câteva milisecunde) în intervalul t_{0-1} iar pulsul de curent se închide pe traseul : pct. 1- D_2 - C_0 - D_3 (care este deschisă de alternanța negativă aplicată pe catodul D_3) — pct. 2 ; diodele D_1 și D_4 sînt blocate în tot intervalul t_{0-1} .

t_{1-2} : În următorul interval de timp de 10 ms, pe punctul 1 avem tensiune (semialternanță) negativă iar pe punctul 2 tensiune pozitivă. Ca urmare dioda D_4 conduce curent de la pct. 2 la C_0 încărcîndu-l.

Circuitul se închide astfel :

pct. 2- D_4 - C_0 -anod-catod D_1 (D_1 este deschisă de tensiunea negativă aplicată pe catodul său) — pct. 1.

Se vede deci că spre C_0 conduc curent (pe rînd) două diode, care aduc practic cîte jumătate din curentul I_0 debitat sarcinei. Ca urmare, dacă diodele sînt de 1A (pot suporta un curent direct de durată de 1A), redresorul poate debita $I_0 = 2A$; diodele suportă doar $0,5 I_0$.

Ca tensiune inversă, diodele suportă doar $\sqrt{2}U_2$, adică $1,41U_2$ și nu $2,82U_2$ ca în schema redresorului monoalternanță.

Valoarea U_2 se determină experimental deoarece depinde esențial de U_0 , C_0 și I_0 .

Aceasta deoarece calculul matematic este foarte laborios. Puterea transformatorului este aproximativ cu 25% mai mare decît puterea continuă debitată de redresor ($P_T \approx 1,25 \cdot U_0 I_0$).

Mărimea condensatorului C_0 depinde de I_0 și de pulsația admisă :

$$C_0 \approx \frac{500 \cdot I_0}{f_p \cdot U_p} [\mu F, mA, Hz, Vv]$$

— la TV Sport cu CI, la $I_0 = 1,8A$ (1800 mA), $f_p = 100 Hz$ (redresor punte) pentru o pulsație de 2 Vv este necesar C_{606} de :

$$C_0 \approx \frac{500 \cdot 1800}{100 \cdot 2} = 4500 \mu F \text{ (se pune } 4700 \mu F)$$

— la un TV color, cu redresor punte, la $I_0 = 0,6A$, $U_p = 8 Vv$ este necesar :

$$C_0 = \frac{500 \cdot 500}{100 \cdot 8} = 375 \mu F \text{ (se pune } 400 \mu F)$$

4. Redresarea ambelor alternanțe cu două diode

Este cunoscută și utilizată încă de către unele firme redresarea ambelor alternanțe, folosindu-se un transformator avînd secundar cu priză mediană, ea în fig. 4.6.

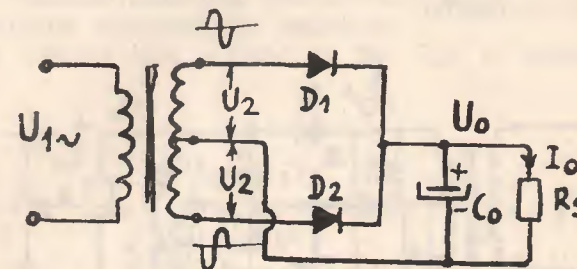


Fig. 4.6.

$$\left. \begin{aligned} U_{inv} &= 2\sqrt{2}U_2 \\ I_D &= 0,5 I_0 \end{aligned} \right\} \text{ fiecare diodă}$$

$$U_0 = (1,1 \dots 1,3)U_2$$

$$f_p = 100 Hz$$

$$I_2 = 1,1 I_0$$

$$P_T \approx 1,5 \cdot U_0 I_0$$

Bobinajul secundar are practic două bobine înseriate, numărul de spire fiind exact dublu față de schema de redresare cu punte dar sîrma este ceva mai subțire. Dioda suportă o tensiune inversă de două ori mai mare ca la redresorul cu punte. Puterea de calcul a transformatorului este cu 20% mai mare decît la schema cu punte, anume cu cea. 50% peste puterea continuă debitată.

Mărimea C_0 și a pulsației alternative pe U_0 este ea și la redresorul în punte.

Funcțional, diodele D_1 și D_2 conduc fiecare în timpul alternanței pozitive, dar cum pe capetele secundarului tensiunea alternativă este defazată cu 180° , înseamnă că în timpul unei perioade T , D_1 conduce în prima jumătate a T iar D_2 conduce în următoarea jumătate, redresîndu-se de fapt ambele semialternanțe.

5. Redresoare de tensiune alternativă cu dublarea tensiunii.

Există două circuite de redresare cu dublare a tensiunii :

1. Schema Delon cu redresarea ambelor alternanțe a tensiunii.

2. Schema Villard cu redresarea unei singure alternanțe.

Tensiunea alternativă poate fi sinusoidală, triunghiulară în d.d.f. sau dreptunghiulară, dar cu alternanțele aproximativ egale.

Circuitele cu dublare de tensiune sunt descrise mai jos.

În figura 4.7. se arată schema Delon care redresează ambele alternanțe ale sinusoidei.

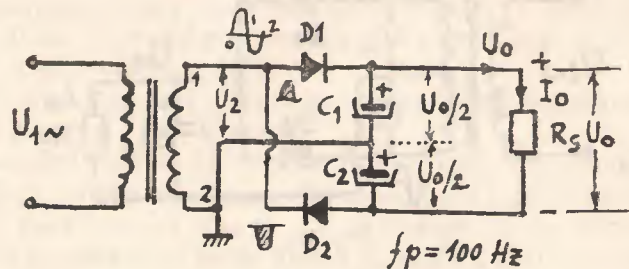


Fig. 4.7.

$$U_{inv} = 2\sqrt{2} U_2$$

$$I_D = 0,5 I_0$$

$$U_{0max} = 2\sqrt{2} U_2$$

$$U_0 = (2 \dots 2,7) U_2$$

$$I_2 = 3,8 I_0$$

$$P_T = 4U_0 I_0$$

Se vede că alternanța pozitivă de la terminalul 1 al secundarului străbate Dioda D_1 și încarcă condensatorul C_1 ca la orice redresor monoalternanță, menținând în același timp dioda D_2 blocată; C_1 se încarcă la nivelul de vîrf al tensiunii secundare în situația de mers în gol (fără a debita I_0), deci: $U_{C1max} = \sqrt{2} U_2$ și la cca. $1,2 U_2$ în sarcină.

Alternanța negativă străbate pe D_2 (și blochează pe D_1) încărcînd pe C_2 cu minusul spre anodul diodei D_2 și plusul la linia de masă, tot pînă la nivelul $\sqrt{2} U_2$ în gol ($1,2 U_2$ în sarcină).

Tensiunea celor două condensatoare se însumează deoarece ele sînt conectate în serie rezultînd tensiunea U_0 de două ori mai mare decît la redresarea obișnuită. Avantajul esențial al acestei

scheme este că se obțin de fapt 3 tensiuni continue: U_0 , $0,5 U_0$ cu semn pozitiv și $0,5 U_0$ cu semn negativ. Desavantajul: curentul alternativ eficient în secundar (I_2) este de aproape 4 ori mai mare decît I_0 , deci bobinajul secundar trebuie să fie corespunzător dimensionat.

Puterea transformatorului trebuie să fie de 4 ori mai mare decît puterea continuă debitată de redresor.

Schema Villard este arătată în fig. 4.8. și redresează doar o alternanță.

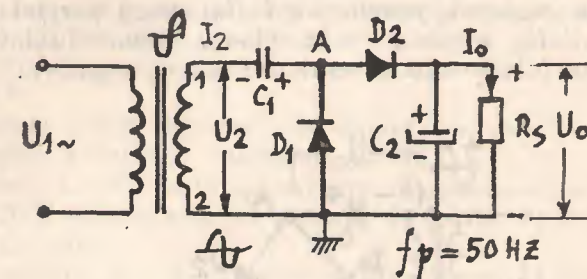


Fig. 4.8.

$$U_{inv} = \sqrt{2} U_2$$

$$I_D = I_0$$

$$U_{0max} = 2\sqrt{2} U_2$$

$$U_0 = (2 \dots 2,7) U_2$$

$$I_2 = 3,8 I_0$$

$$P_T = 4U_0 I_0$$

Aceasta este cunoscută din televizoarele vechi (seria Național, Luchian) prevăzute și pentru alimentarea de la rețeaua de curent alternativ de 120V (127, 110V), dar și pentru 220V (bineînțelese prin comutarea conexiunilor).

Alternanța pozitivă de pe terminalul 2 al secundarului „străbate” dioda D_1 și încarcă capacitatea C_1 la o valoare $U_0 = \sqrt{2} U_2$ (în gol) respectiv la $(1,1 \dots 1,3) U_2$ în sarcină. Deci la bornele C_1 (între punctul A și terminalul 1) avem o tensiune continuă U_0 . În alternanța următoare, tensiunea este pozitivă pe terminalul 1 avînd o

evoluție sinusoidală de forma: $U_2 \sin \omega t$, bineînțeles cu valoarea maximă egală cu $\sqrt{2} U_2$ (la 90° , cind $\sin 90^\circ = 1$). Potențialul terminalului 1 se urcă pînă la nivelul U_0 împingînd în sus potențialul punctului A. Prin dioda D_2 , condensatorul C_2 se încarcă la nivelul $2 U_0$ (al punctului B). Prin acest proces de „săltare” a punctului A se asigură dublarea tensiunii fără a se redresa și cea de a doua semi-alternanță. De aceea pulsația tensiunii $2 U_0$ este de 50 Hz.

Schema Villard poate fi desenată un pic altfel (v. fig. 4.9). Important este că aici se redresează numai alternanța pozitivă de la un terminal al secundarului, astfel că forma și amplitudinea alternanței negative nu contează, practic nu influențează nivelul tensiunii de ieșire dublate $2 U_0$, în timp ce la schema Delon dublarea tensiunii se asigură prin folosirea și a semialternanței negative.

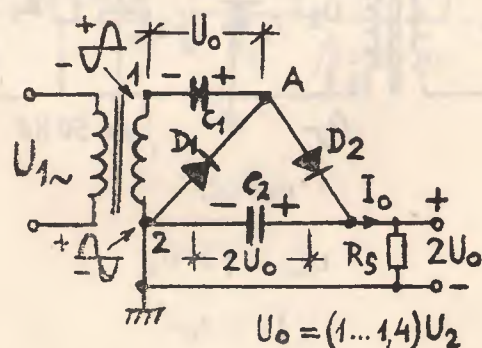


Fig. 4.9.

● ● Folosind un număr de n diode și n condensatoare și o sursă de tensiune alternativă sinusoidală, cu schema Villard se poate obține o multiplicare de n ori a tensiunii alternative, așa cum se arată la triplorul din fig. 4.10.

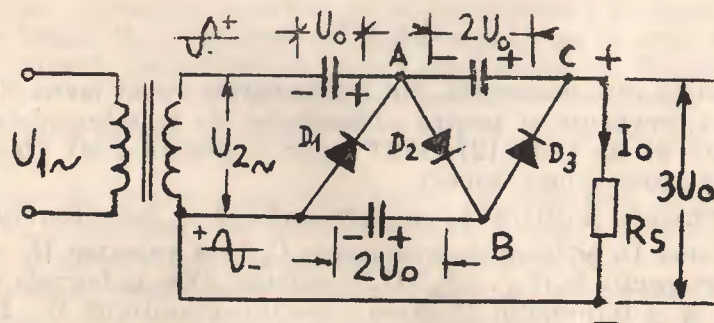


Fig. 4.10.

Desavantajul major al multiplicatorului de tensiune de tip Villard este faptul că toate diodele din șir ($D_1, D_2, D_3 \dots$) trebuie să reziste la $2/\sqrt{2} U_2 \approx 3 U_2$ adică la de 3 ori tensiunea U_2 , în cazul cind tensiunea U_2 este alternativă și sinusoidală iar condensatoarele la o tensiune de $2/\sqrt{2} U_2$. La redresarea și multiplicarea tensiunilor de impuls din TV (de ex. pentru FIT) situația se schimbă deoarece partea pozitivă a impulsului este diferită (mult mai mare) ca amplitudine și formă de partea negativă.

6. Multiplicare de tensiune pentru FIT (cascade de FIT)

Unele televizoare portabile mici, cu ecran de 12–23 cm, folosesc un dublor de tensiune pentru a obține tensiunea foarte înaltă (FIT) de 7–10 kV. Și la unele televizoare alb-negru care au baleiajul orizontal cu tiristoare se folosește un dublor de tensiune pentru FIT de 18 kV.

Televizoarele color, folosește, de regulă un triplor de tensiune pentru a obține tensiunea înaltă de 23–25 kV.

Cu ajutorul acestor multiplicatoare de tensiune se redresează impulsuri de FIT obținute în secundarul de înaltă tensiune al transformatorului de linii.

Motivele pentru care se folosește dubloare sau triploare de tensiune sînt următoarele:

1. Evitarea efectului de descărcare ionizantă (Corona) prezent în zona redresorului de FIT și a bobinei de FIT, mai ales atunci cind aerul ambiant este umed iar tensiunea depășește 15 kV.

2. Limitarea la un număr rezonabil a numărului de spire al bobinei de FIT și prin aceasta limitarea capacității proprii a bobinei de FIT cum și a capacității bobinei de FIT față de masă și față de cîmpul electromagnetic înconjurător.

3. Reducerea gabaritului transformatorului de linii, mai ales a bobinei de FIT și micșorarea spațiului de gardă (spațiu fără piese metalice) în jurul bobinei de FIT și de la redresorul de FIT (de ex. TV 18) spre piesele mari metalice.

4. Mărirea fiabilității generale a trafo linii și a redresorului de FIT prin evitarea efectului Corona, efect ce acționează distructiv asupra structurii materialului oricărui izolator organic sau anorganic.

Impulsurile de FIT obținute cu bobina secundară a TL au o formă dependentă de acordul trafo linii: pe armonica a 3-a (120 KHz) sau pe fundamentală (42 KHz) și o amplitudine proporțională cu numărul de spire al bobinei de FIT. În fig. 4.11 se arată forma și amplitudinea unor impulsuri tipice de FIT:

- a — impulsuri de FIT la un TV cu CI cu acord pe armonica 3(A3).
- b — impulsuri de FIT la un TV mic cu acord pe A3
- c — impulsuri de FIT la un TV color cu TL acordat pe fundamentală la care bobina de FIT este de tip autotransforma-

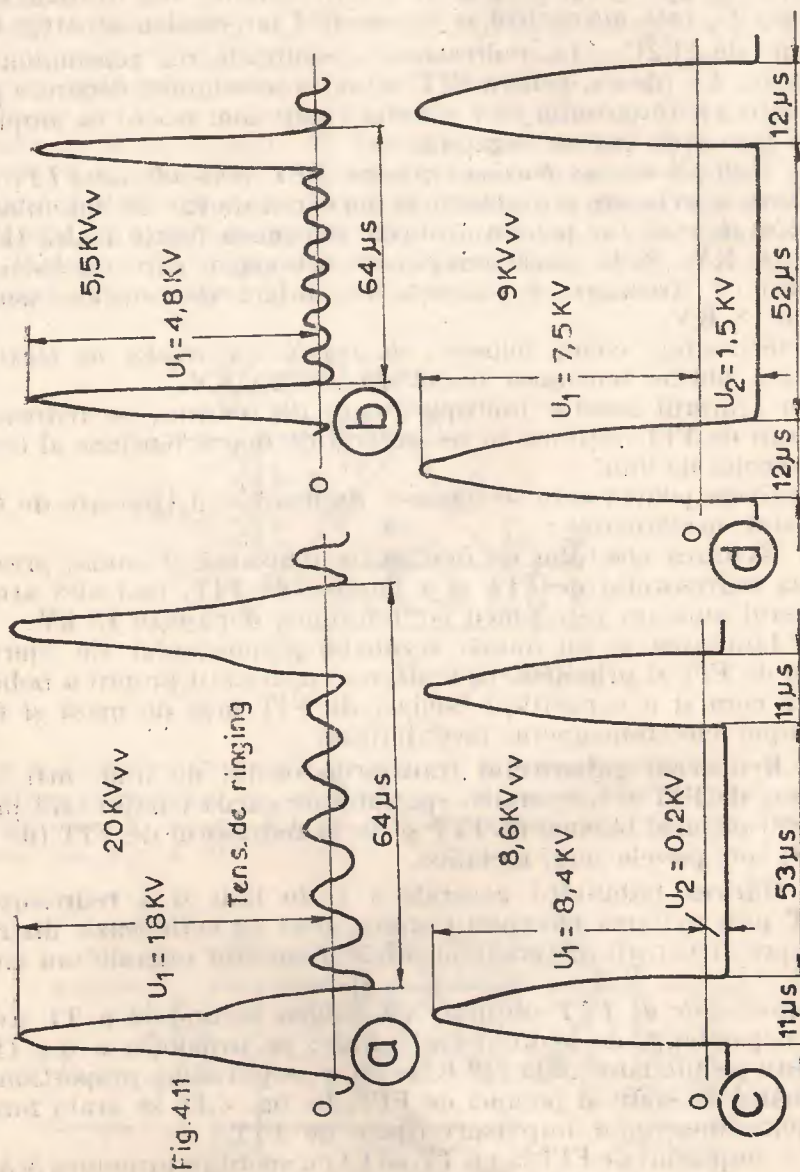


Fig. 4.11

Fig. 4.11.

toric (în continuarea bobinei primare cu TL acordat pe fundamentală).

d — impulsuri de FIT obținute la un secundar de FIT separat, conectat la masă, cu acord pe fundamentală.

Se vede din fig. 4.11 că impulsul pozitiv de FIT are 18 KV, având și 5 sau 6 ondulații axate linia de zero pe timpul cursei directe, ondulații datorate acordului pe A_3 și a căror amplitudine este de $1/10 \dots 1/15$ din valoarea de 20 KV.

Partea principală care este redresată de dioda TV 18 este impulsul de 18 KV.

Ondulația de pe timpul cursei directe („ringing”) are un rol secundar în redresare. Capacitatea de filtraj o constituie însăși capacitatea electrică a cinescopului (cca. $1-2 \text{ nF}$ la cinescoapele de 47—61 centimetri, respectiv $400-700 \text{ pF}$ la TK cu ecran de 23—31 cm). Prin încărcarea la nivelul de vîrf al impulsului de 18 KV se obține tensiunea de 18 KV în gol (la curent de fascicul nul) și de cca. 16,8 KV la $I_f = 300 \mu\text{A}$.

În fig. 4.11b. pulsul pozitiv este de 4,8 KV și prin dublare de tensiune se obține o tensiune de cca. 9,5 KV, suficient pentru un cinescop de 90° și diagonală de 23 cm (în gol 9,5 KV și cca. 9,2 KV la $I_f = 100 \mu\text{A}$).

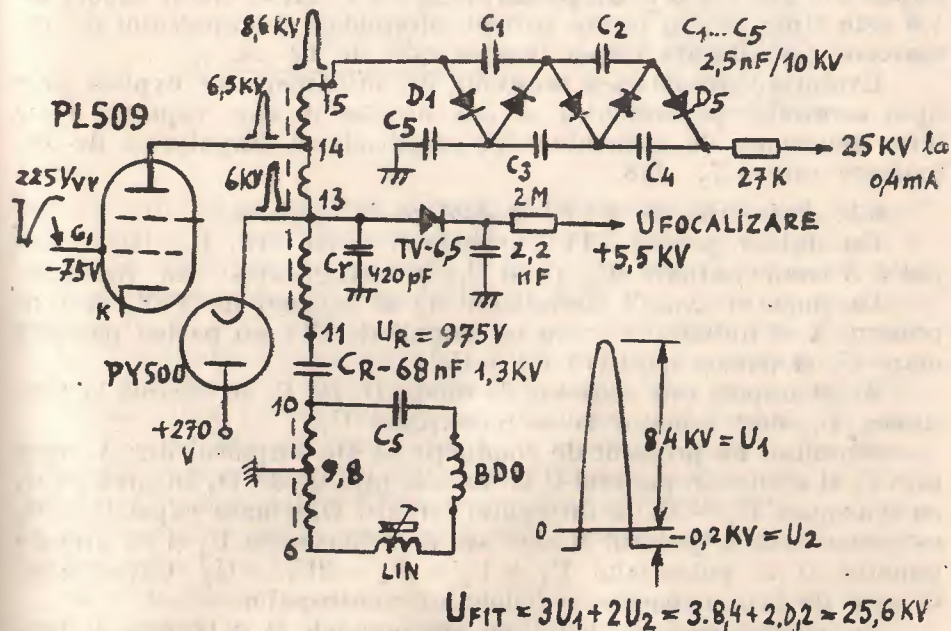


Fig. 4.12.

În fig. 4.11.c. se arată impulsurile de FIT de 8,6 KV_vv obținute cu o mică bobină prelungitoare (W14—15 din fig. 4.12) care ridică de la cca. 6,5KV_vv (cît sînt impulsurile pe anodul tubului final de linii PL509) pînă la 8,6 KV.

Schema electrică simplificată a etajului final de linii al unui TVcolor din anii 1968—1972 este arătată în fig. 4.12. unde se recunosc cele 2 tuburi din BO, (ca PL 500 și PY 88), condensatorul de recuperare C_R , condensatorul C , care stabilește durata cursei inverse la cca. 11 μ s, bobina de deflexie avînd în serie condensatorul de tangentă C_s și bobina de liniaritate.

Pe anodul diodei de recuperare PY 500 impulsul de întoarcere are 6 KV; prin redresare cu TV-6,5 (6,5 KV) și filtraj se asigură tensiunea de focalizare de 5,5 KV.

Impulsul de 8,6 KV_vv servește pentru FIT. Triplorul de tensiune realizat cu 5 diode și 5 capacități permite obținerea tensiunii de 25,6 KV (în gol) și cca. 23,8 KV la curentul de fascicul de 1,4mA pentru tub „Delta”.

La acest impuls de 8,6 KV, partea pozitivă are $U_1 = 8,4$ KV iar partea negativă (sub axa de zero) este de numai 0,2 KV datorită schemei autotransformatrice a bobinei de înaltă tensiune.

În fig. 4.11.d impulsul de FIT are o amplitudine de 9 KV_vv cu axa de zero la 1/6 din amplitudine. Ca urmare, partea pozitivă a impulsului are 7,5 KV iar partea negativă 1,5 KV. Acest raport de 1/6 este tipic pentru forma perfect sinusoidală a impulsului de întoarcere cînd durata cursei inverse este de 12 μ s.

Evoluția sinusoidală a tensiunii de întoarcere se explică prin lipsa acordului pe armonica a 3-a situație în care raportul tipic între tensiunea de alimentare și amplitudinea impulsului de întoarcere este 1/7...1/8.

6.1. Redresarea de FIT cu dublare de tensiune

Un dublor pentru FIT cuprinde 3 diode (D_1, D_2, D_3) și cel puțin 3 condensatoare (C_2, C_3 și C_4) în configurația din fig. 4.13.

La punctul „cald” (terminalul 1) al bobinei de FIT, deci în punctul A al dublorului avem un impuls de FIT cu partea pozitivă mare U_1 și partea negativă mică U_2 .

Acest impuls este redresat de dioda D_1 iar C_1 se încarcă la tensiunea U_1 , deci punctul B ia potențialul U_1 .

Simultan cu procesul de conducție al D_1 , impulsul din A trece prin C_2 și ajunge în punctul C iar de aici prin dioda D_3 încarcă pe C_3 cu tensiunea $U_1 + U_2$ a întregului impuls. Dar masa capacității C_3 este conectată la punctul B care are deja tensiunea U_1 și ca urmare punctul D ia potențialul $U_1 + U_1 + U_2 = 2U_1 + U_2$. Capacitatea C_4 este de fapt capacitatea balonului cinescopului.

Se remarcă deci că „linia” de jos (punctele B și D) este de tensiune continuă pură; aici nu există impulsuri pentru că totul este

redresat și filtrat. Poate exista o pulsație dacă filtrajul este insuficient (C_1, C_3, C_4).

În același timp linia de sus (A, C) poartă impulsuri: privind figura 4.13.a (sus) se vede că în A avem impulsul de FIT axat pe

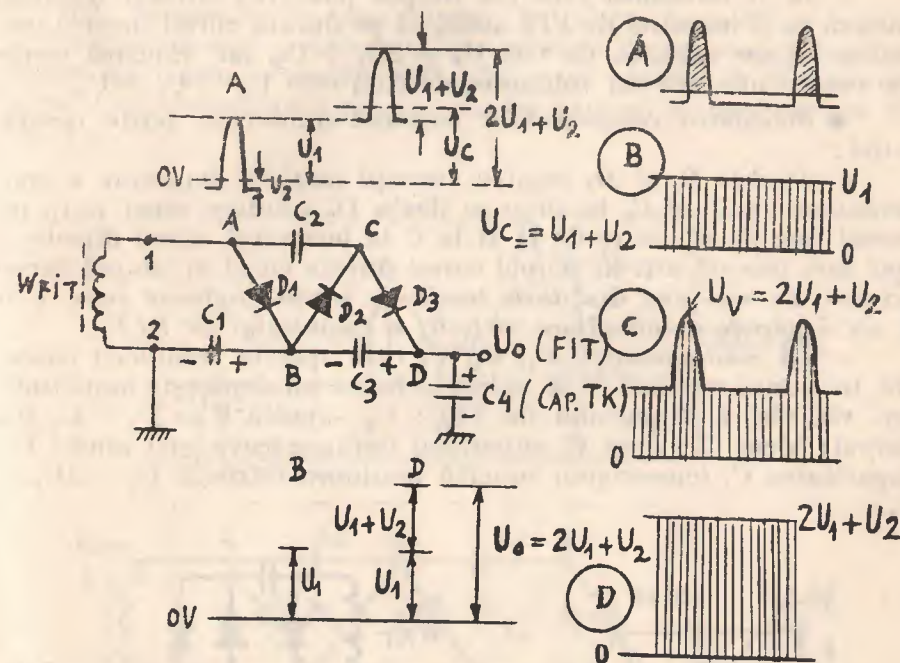


Fig. 4.13.

linia de zero, iar în punctul B întregul impuls de FIT este „așezat” pe tensiunea U_1 care din punctul B „trece” prin D_2 în punctul C. Tensiunea continuă din punctul C este doar ceva mai mare decît în B, deoarece prezența impulsului de FIT în C face ca *tensiunea medie* să fie $U_1 + U_2$, adică eu U_2 mai mare decît tensiunea din punctul B. Capacitatea C_1 nu este absolut obligatorie în această schemă: dacă C_1 lipsește, rolul lui este preluat de C_3 inseriat cu C_4 (cap. TK).

Capacitatea C_1 este indispensabilă doar cînd lipsește C_4 , deci cînd cablul de FIT nu este conectat la cinescop. Fără C_1 tensiunea FIT scade la jumătate cînd cablul de FIT nu este conectat la cinescop. Dacă însă cablul de FIT este conectat la cinescop (la C_4), C_1 nu mai este esențial căci în punctul B avem oricum tensiunea U_1 datorită prezenței C_3 și C_4 .

● *Potențialele punctelor A, B, C, D* sînt arătate sub formă de oscilogramе în fig. 4.13, care trebuie înțelese astfel:

— în *A* impulsul de FIT este pozitiv timp de 12 μ s avînd partea pozitivă cu mărimea U_1 ; timp de 52 μ s (în timpul cursei directe) tensiunea de FIT dată de terminalul 1 al bobinei de FIT este negativă și egală cu U_2

— în *B* avem tensiunea continuă egală cu U_1

— în *C* tensiunea este tot timpul pozitivă; nivelul tensiunii variază ca și impulsul de FIT astfel că pe durata cursei inverse tensiunea atinge valoarea de vîrf $U_F = 2U_1 + U_2$, iar valoarea medie (pe care o măsoară un voltmetru de c.c.) este $U_C = U_1 + U_2$.

● Solicitarea componentelor cascadei dublor se poate descrie astfel:

— Diodele D_1 și D_3 conduc curenții mari de încărcare a condensatoarelor C_1 și C_3 în timp ce dioda D_2 conduce scurt timp un curent mic de egalizare de la *B* la *C* la începutul cursei directe și apoi este blocată atît în timpul cursei directe cît și în timpul cursei inverse. La nici una din diode tensiunea inversă aplicată între *k* și *A* nu depășește amplitudinea vîrf-vîrf a impulsului de FIT.

— La condensatoarele C_1 , C_2 , C_3 care aparțin nemijlocit cascadei, tensiunea maximă ce se aplică la borne nu depășește amplitudinea vîrf-vîrf a impulsului de FIT: C_3 suportă $U = U_1 + U_2$ tot timpul; idem C_2 ; doar C_1 suportă o tensiune ceva mai mică: U_1 . Capacitatea C_4 (einescopul) suportă tensiunea întreagă $U_0 = 2U_1 + U_2$.

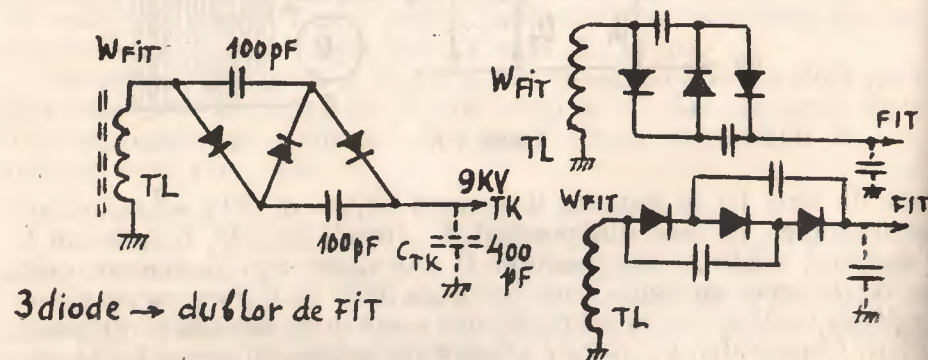


Fig. 4.14.

În practică, la un dublor folosit în TV-AN la care impulsul de FIT are 9,3 KVv cu $U_1 = 8,6$ KV (pozitiv) și $U_2 = 0,7$ KV (negativ), se obține FIT egală cu $U_0 = 2 \cdot 8,6 + 0,7 = 17,9$ KV fără sarcină ($I_F = 0$). La această cascadă se folosesc 3 diode de 10 KV cu siliciu sau seleniu și 3 condensatoare (C_1 , C_2 , C_3) înglobate în rășină epoxi. Condensatoarele sînt realizate prin tehnologia depunerii (metalizării) în vid pe folii de stiroflex.

Condensatoarele sînt autoregenerante la străpungeri interioare.
● La unele scheme de dublor, mai ales la televizoare cu ecran mic, cu curent de fascicol mic (10...80 μ A), condensatorul C_1 lipsește. Schemele de dublor arată ca în fig. 4.14 (toate sînt identice, doar altfel desenate).

6.2. Triplor de tensiune pentru TV Color (cascadă).

Nu există nici o deosebire de principiu între un dublor și un triplor de tensiune pentru FIT. Triplorul necesită 5 diode și cel puțin 4 condensatoare (uzual 5 condensatoare) în configurația din fig. 4.15.

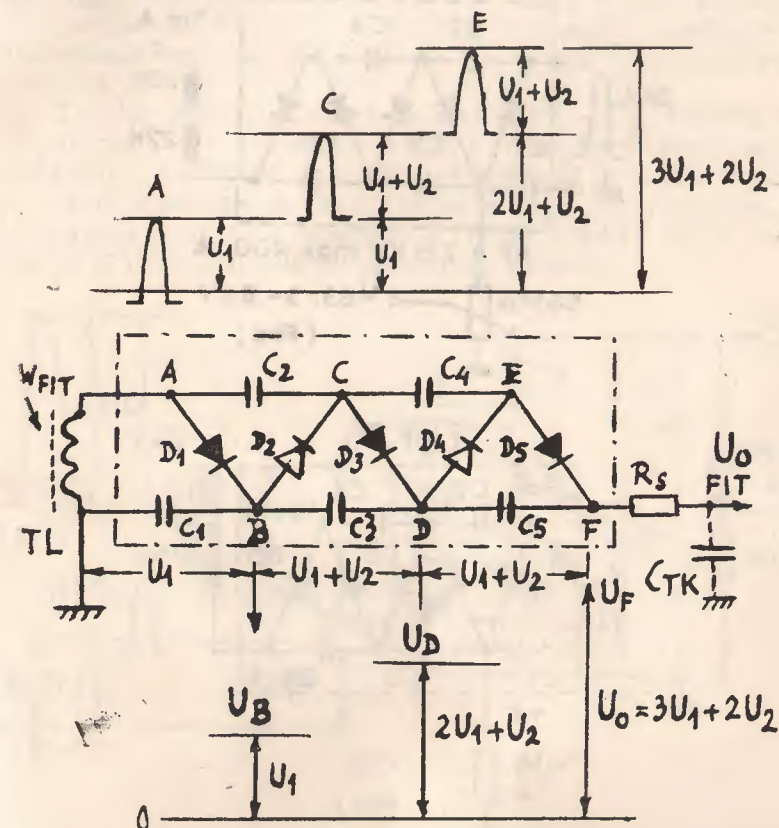


Fig. 4.15.

Impulsul de FIT este prezent în punctul *A* și simultan prin condensatorul C_2 în punctul *C* și apoi prin C_1 în punctul *E*. Diode redresoare propriu zise sînt: D_1 , D_3 și D_5 iar diodele D_2 și D_4 sînt pentru egalizarea tensiunilor continue la punctele *B*—*C* și respectiv *D*—*E*, la începutul cursei directe; în restul timpului acestea sînt blocate.

Condensatoarele C_3 și C_5 se încarcă fiecare la o tensiune $U_1 + U_2$ (atât cât este amplitudinea vîrf-vîrf a impulsului sinusoidal de FIT) și doar C_1 se încarcă doar la tensiunea U_1 (cît este partea pozitivă a impulsului de FIT).

● La multe tipuri de cascade triploare, de la punctul B (de la C_1), se scoate un terminal obținându-se o tensiune continuă de cca. 7 KV care va servi pentru focalizare, așa cum se arată în fig. 4.16.a. La alte cascade triploare se conectează la punctul A o diodă

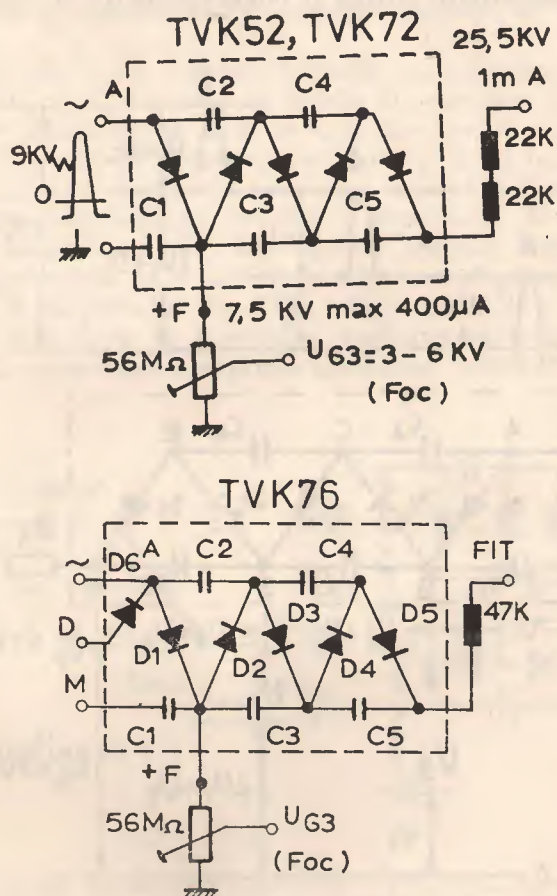


Fig. 4.16 a și b

așa cum se vede în fig. 4.16.b. Această diodă este deschisă de partea negativă a impulsului de FIT, redresînd tensiunea cursei directe. Pe anodul D_6 se obține o tensiune pozitivă de cîteva sute de volți (practic egală cu U_2) cu o rezistență internă mică. Dioda D_6 va trebui să aibă o tensiune inversă mai mică de 1 KV.

Cascadele triploare de FIT se realizează cu toate piesele înglobate (turnate) într-o rășină poliesterică termocurată cu excelente proprietăți izolante. În interior toate lipiturile se realizează sub formă sferică folosind fludor cu mult saciz, după care sistemul este spălat în tricloretilenă înainte de înglobare.

În anii 1965—1975 diodele de FIT din cascadă erau de seleniu, fiecare conținînd cca. 160 pastile. În ultimii ani se realizează redresoare de 9—10 KV folosind 10—15 diode rapide cu siliciu realizate în tehnică de izolare în sticlă. Bineînțeles toate diodele dintr-un redresor sînt perfect egale ca rezistență inversă (toleranță de $\pm 5\%$). Sortarea grupelor de rezistență inversă egală se face automat, asistat de calculator. (Rezistențele inverse fiind egale, tensiunea inversă se repartizează egal pe cele 10 diode fără a mai fi necesare rezistențe de șuntare).

7. Triplor de tensiune modern pentru TV color (DIODE-SPLIT)

În ultima vreme, cascadele de FIT cu triplor de tensiune utilizate în anii 1970...1979 sînt înlocuite cu triplorul de tensiune prin însușare, avînd 3 bobine de FIT icalizate în 3 galeți separați. În fig. 4.17 se arată schema cascadei, „DIODE-SPLIT” cu 3 bobine de FIT a 10 KVvv, 3 diode și nici un condensator.

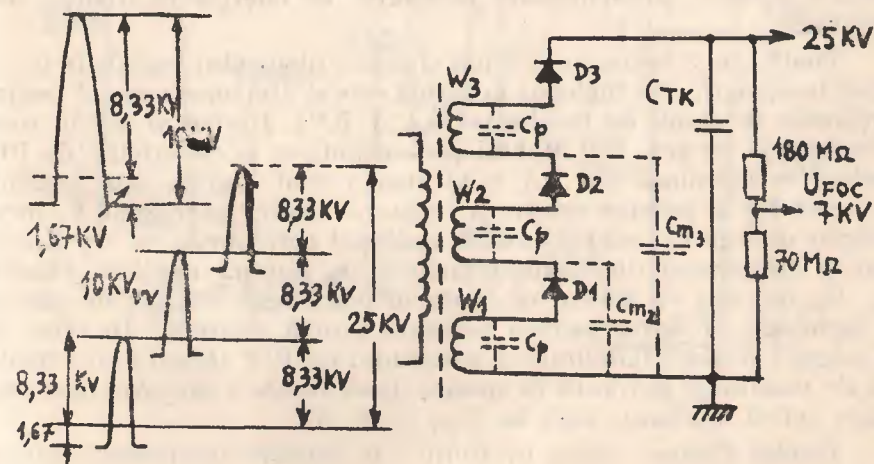


Fig. 4.17.

La sistemul de triplare cu diode intercalate, diodele D_1 , D_2 , și D_3 fac legătura galvanică între cele trei bobine de FIT: W_1 , W_2 și W_3 .

Fiecare din cele 3 bobine este realizată complet separat și situată la o distanță de cca. 10 mm una de alta. Fiecare din cele 3 bobine are cam 1000 spire, adică de cca. 8 mai mult decît la bobina primară W_p .

Ca orice bobină de FIT, fiecare are o capacitate proprie C_p dependentă de numărul de spire și de modul de bobinare (straturi sau camere), precum și o capacitate față de masă C_m .

Impulsul de FIT este de 10 KVv, cu axa la 1/6 din amplitudine prezentînd o parte pozitivă de 8,33 KV și o parte negativă de 1,67 KV. Partea pozitivă a impulsului de FIT debitat de fiecare bobină este redresată de dioda corespunzătoare fiecărei bobine.

Energia impulsului de FIT (care este de fapt impulsul de tensiune al cursei inverse a BO transformat în sus în raportul 8:1) se înmagazinează în capacitatea de întoarcere C_r ca și în capacitățile C_p și C_m ale bobinelor de FIT, urmînd a fi transferată în capacitatea fizică a cinescopului (CTK) care servește drept capacitate de filtraj. Nu se folosesc condensatoare fixe în triplor.

Prin redresare, fiecare din cele 3 diode (D_1 , D_2 , D_3) oferă o tensiune de 8,33 KV. Prin însumarea (inserierea) tensiunilor de 8,33 KV se obține tensiunea de 25 KV pentru anodul de accelerare al cinescopului color.

Componenta alternativă rămîne mică, oscilație de „ringing” în timpul cursei directe nu există (deoarece nu avem oscilație de armonica a treia) și ca urmare pierderile de energie în izolație sînt minime.

Toate cele 3 bobinaje precum și cele 3 diode sînt înglobate într-o masă izolatoare. Tot înglobat în rășină este și divizorul rezistiv pentru obținerea tensiunii de focalizare (6...7 KV). Divizorul are în total o rezistență de cca. 250 Mohmi prezentîndu-se și ca sarcină de FIT (balast ce consumă cca. 0,1 mA) atunci cînd lumina este minimă. În acest fel se previne creșterea tensiunii înalte peste 25 KV, lucru interzis de lege în vederea evitării radiației periculoase de tip Roentgen și micșorarea dimensiunii imaginii la lumină minimă. Diodele D_1 , D_2 , D_3 sînt cu siliciu, realizate în tehnologia difuziei cu platină și înglobare în vitroceramică pasivată (sticlă elastică). În acest fel se asigură o mare fiabilitate a sistemului de FIT (trafo linii+triplor de tensiune), datorată în special lipsei totale a descărcărilor ionizante (efect Corona), pînă la $U_{FIT} = 40$ KV.

Efectul Corona are — în timp — o acțiune distructivă asupra izolatoarelor (de orice fel), provocînd transformări ireversibile în structura intimă a materialului izolant. Degradarea izolației este proporțională cu intensitatea descărcării de tip Corona și conduce mai devreme sau mai tîrziu la defectarea bobinei de FIT prin străpungere între straturi, între spire sau efluvii de străpungere de la contactul alternativ al bobinei de FIT spre cel mai apropiat conductor metalic.

Se știe însă că efectul Corona este favorizat de umiditatea aerului ambiant zonei de FIT. Practic intensitatea descărcării este

proporțională cu puterea a 3-a a tensiunii de FIT și cu puterea a doua a umidității mediului în care are loc străpungerea.

8. Redresarea impulsurilor de linii

În toate TV moderne la care avem o singură tensiune de alimentare stabilizată mare (de ex. U_1 la TV cu 4—5—6 CI), celelalte tensiuni de alimentare mai mici ($U_3 = 26$ V) sau mai mari ($U_{G2} = 500$ V) se obțin prin redresarea unor impulsuri de întoarcere (de linii) obținute din transformatorul de linii.

Acelaș lucru este valabil pentru TV Sport, unde tensiunea generală stabilizată este $U_A = 10,8$ V, iar tensiunea $U_H = 110$ V, $U_{G2} = 300$ V, etc. se obțin prin redresarea unor impulsuri de linii.

După cum este cunoscut, impulsurile de linii au o axă de zero situată la cca. 1/7...1/8 din amplitudinea vîrf-vîrf a impulsului de întoarcere. Nivelul axei de zero depinde de durata impulsului și de forma acestuia. În fig. 4.18 se arată forma și amplitudinea impulsului de linii la televizoarele alb negru cu CI.

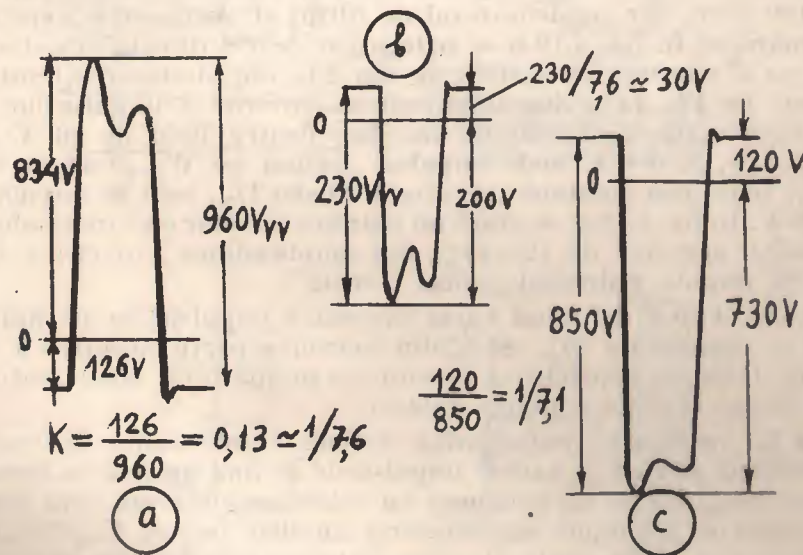


Fig. 4.18.

În fig. 4.18 a, impulsul de linii „citit” la bornele CE ale tranzistorului final de linii BU205. Axa de zero este la 126 V (tensiunea continuă de alimentare a etajului final de linii), adică $U_c = 152$ V, $U_R = 26$ V, $U_{CK} = 152 - 26 = 126$ V iar amplitudinea tipică vîrf-vîrf este de 960 V, rezultînd un raport 1/7,6.

Acelaș raport se păstrează la impulsurile culese de pe bobinajul auxiliar W_{5-6} : 230 Vv, de polaritate negativă, cu cca. 30 V deasupra axei de zero și 200 V sub axa de zero (vezi fig. 4.18.b).

La televizorul Sport cu CI, la piciorul 8 al TL se obține un impuls negativ de 850 V_{VV} cu axa la 1/7,1 adică la 120 V din amplitudinea vîrf-vîrf.

Așa cum s-a arătat deja în diferite ocazii (de ex. BT6 pag. 54—60) prin redresarea impulsurilor de linii se obțin tensiuni pozitive sau negative, mai mari sau mai mici, depinzînd de felul de conectare al diodei redresoare. În principiu, cazurile mai frecvente de astfel de redresoare sînt arătate sintetic în fig. 4.19.a.b.c.d.

În fig. 4.19 a se redreasează cursa inversă adică partea pozitivă a impulsului U_+ care este cca. 87 % din amplitudinea vîrf-vîrf, obținîndu-se o tensiune continuă U_0 dependentă de curentul debitat. În gol U_0 este de cca. 85 % din U_{VV} iar în sarcină U_0 scade spre 0,8... 0,75 din U_{VV} .

Rezistența internă a acestui redresor este relativ mare. De pildă, în acest fel se poate obține o tensiune continuă de +150 V pentru alimentarea unui etaj final video, redresînd un impuls de 175—180 V_{VV}, dar condensatorul de filtraj și susținere a tensiunii va fi mărișor. În fig. 4.19.b se redreasează „cursa directă” cu durata de 52 μs a tensiunii de întoarcere din TL, obținîndu-se o tensiune continuă de 12—14 % din amplitudinea vîrf-vîrf a impulsurilor de linii. Spre exemplu, redresorul auxiliar pentru linia de 26 V din TV cu 2, 4, 5, 6 C.I. unde impulsul obținut pe W_{5-6} este de cca. 230 V_{VV} tensiunea continuă pe catodul diodei D_{704} este în sarcină de cca. 28 V. În fig. 4.19.c. se arată un redresor auxiliar cu care se obține o tensiune negativă de 12—13 % din amplitudinea vîrf-vîrf a tensiunii de impuls, redresînd „cursa directă”.

În fig. 4.19.d redresînd cursa inversă a impulsurilor de linii se obține o tensiune de 50...80 % din mărimea părții negative a impulsului, tensiune dependentă bineînțeles de mărimea condensatorului de filtraj C și de curentul debitat.

● La redresarea impulsurilor trebuie ținut seama de tensiunea continuă pe care se axează impulsurile de linii urmînd ca această tensiune continuă să fie însumată cu tensiunea obținută prin redresare. Astfel de exemplu, la redresorul auxiliar pentru U_{G2} (D_{701}) la TV cu 2, 4, 5, 6 C.I. dioda D_{701} este conectată cu anodul la tensiunea continuă de +152 V a colectorului BU205. Pe colector se află și impulsul de întoarcere linii cu amplitudinea de 450—480 V_{VV} și cu axa energetică de nul la 1/7,6 din amplitudinea vîrf-vîrf. În fig. 4.20 se ilustrează situația nivelelor de potențial la acest redresor. Impulsul de 450 V_{VV} de pe colectorul BU 205 are o parte pozitivă de 390 V și o parte negativă de 60 V față de axa sa de zero.

Acest impuls este „așezat” pe tensiunea de +152V a colectorului, astfel că prin redresare se obține o tensiune continuă de cel mult 390 V (din impuls) la care se adună cei 152 V existenți pe anodul

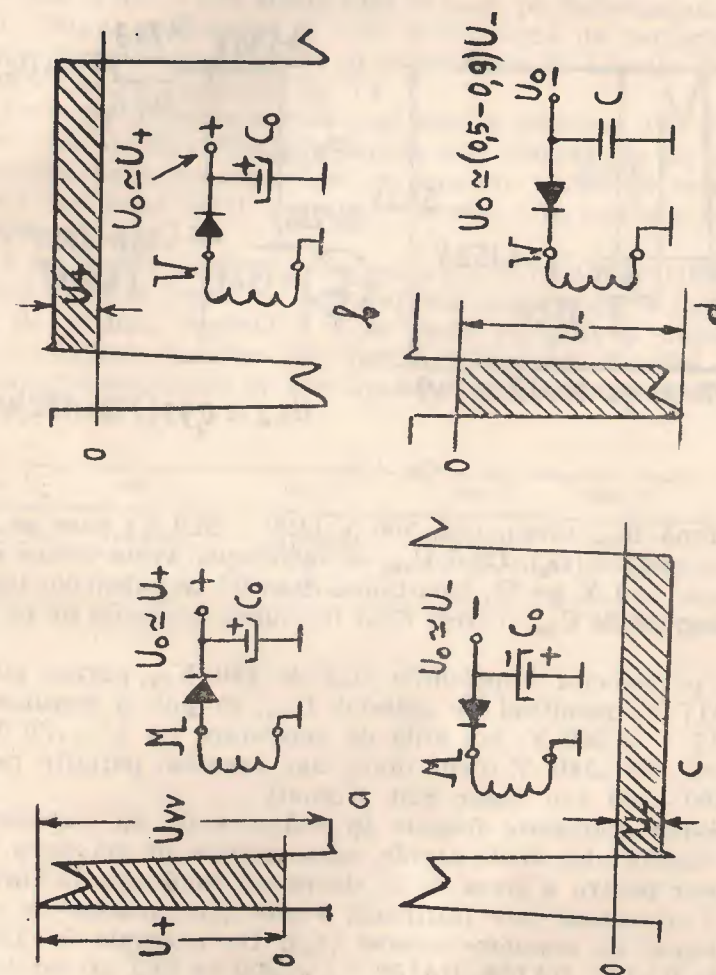


Fig. 4.19.

D_{701} și rezultă 542 V pe C_{708} în gol. Cu sarcină, chiar de zecimi de mA, datorită C_{708} de valoare relativ mică (33 nF), tensiunea pe C_{708} scade cu 5–10 sau chiar 20V. Pe R_{708} apare o cădere de tensiune de 15...30 V, datorită curentului de 10 μ A care curge prin potențiometrul de focalizare și a curentului grilei de accelerare (5...20 μ A),

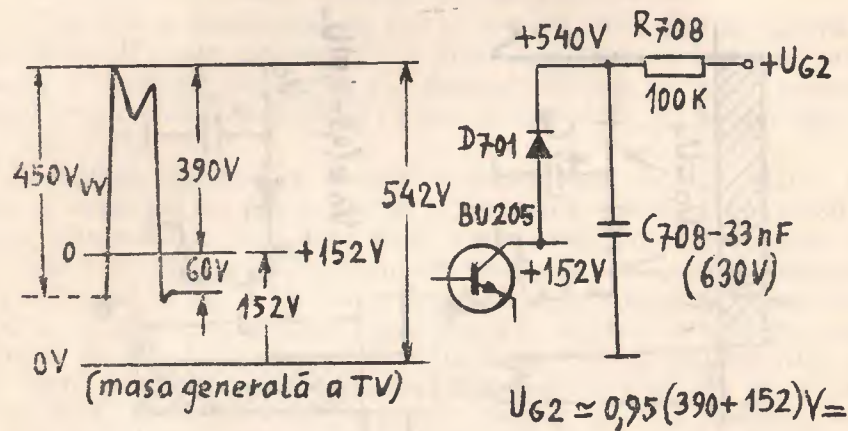


Fig. 4.20.

astfel că după R_{708} rămân cea. 500 V (490...510 V) care se aplică grilei de accelerare (G_2). Când C_{708} se întrerupe, avem totuși o tensiune de cea. 150 V pe G_2 (tensiunea datorită impulsurilor lipsește, nefiind integrată de C_{708} și trece doar tensiunea continuă de pe colector).

Dacă pe colector impulsurile sînt de 480 V_{VV} , partea pozitivă are cea. 417 V, rezultînd pe catodul D_{701} , în gol, o tensiune de: $152 V + 417 V = 569 V$, iar grila de accelerare cu 15...30 V mai puțin, adică 530...540 V (cam mult, dar aceasta permite mărirea R_{708} la 400–500 sau chiar 820 Kohmi).

● **Diodele redresoare** folosite în redresoarele de impulsuri cu frecvența liniilor sînt *diode rapide*, caracterizate de un timp foarte scurt necesar pentru a trece de la starea de conducție la starea de blocare. Parametrul care ilustrează viteza „de reacție” a diodelor este *timpul de comutare inversă* (t_{rr}). De exemplu la 1N4148, $t_{rr} = 4 ns$, la BA157, BA158, BA159, $t_{rr} \leq 300 ns$ (0,3 μs) iar la seria DRR 204, 404, 604, 114, $t_{rr} \leq 500 ns$ (0,5 μs). La diodele din seria EFD105, 106, 108, 115, t_{rr} este de ordinul a 100 ns. Diodele redresoare din seria 1N4000 au timpul de comutare inversă de ordinul a 10–30 μs și în principiu nu sînt potrivite pentru redresarea impulsurilor de linii. Dar timpul t_{rr} depinde de tehnologia de fabricație a diodelor din seria 4000, de curentul direct (redresat) fiind cu atît

mai scurt cu cît curentul este mai mic. Astfel cu seria 1N4000, dacă se redresează un curent mic (0,1...5 mA) se poate face redresarea pe linii deoarece t_{rr} scade de la 30 μs la 3 μs iar pierderile de comutație în diodă nu o supraîncălzesc.

Protecția la procesul de comutație se asigură șuntînd dioda redresoare rapidă cu o capacitate de 200–1000 pF. Capacitatea paralelă are și efect de integrare a oscilațiilor tranzitorii de frecvență foarte mare (100 KHz...100 MHz) care se nasc pe inductanțele terminalelor în timpul comutației și care devin sursă de perturbații pentru diverse receptoare de radio și televiziune în benzile de UL, UM, US și chiar în canalele de TV.

Protecția la suprasarcină mai ales la pornirea TV și în deosebi atunci cînd dioda redresoare rapidă este urmată de un condensator electrolitic de mare capacitate se face cu rezistențe serie de valori cu atît mai mari cu cît curentul redresat este mai mic (10 ohmi...50 Kohmi).

A nu se uita că diodele din seria BA 157–159 și DRR 204–114 suportă 10 A în regim de suprasarcină accidentală (o dată pe minut timp de 10 ms), suportă 2 A în regim repetitiv și numai 400 mA curent continuu redresat de durată nelimitată. Tabelul de mai jos reamintește tensiunile inverse maxime admise ale diodelor redresoare rapide IPRS:

200 V	400 V	600 V	800 V	1000 V	1100 V
DRR204	DRR404	DRR604	DRR804		DRR114
	BA 157	BA 158		BA 159	

OPȚIUNI PENTRU TV COLOR.

În cincinalul 1981—1985, în România trebuie să se introducă televiziunea în culori.

Pentru a participa oportun la progresul electronicii, fabricantul de componente trebuie să devanseze activitatea producătorilor de aparate cu 1...2 ani. De aceea definirea unui program de dezvoltare presupune (în afară de indispensabila competență) mult curaj, intuiție și dorința reală de a exprima un punct de vedere prin fapte.

Sperînd că Fortuna îi va ajuta pe îndrăzneți și în domeniul TV color, I.P.R.S. Băneasa și-a fixat opțiunile într-un program de dezvoltare pentru circuite integrate, demarat în ultima parte a anului 1979.

Prima opțiune a fost făcută între perfecționarea circuitelor TV aflate în producție și abordarea unor circuite cu totul noi, specifice receptoarelor color. Circuitele produse în acest moment pentru TV alb-negru se pot utiliza (și se utilizează) în multe modele color. Fără a exclude din programul de perspectivă realizarea unor tipuri noi, mai performante, pentru funcțiile comune alb-negru și color, specialiștii I.P.R.S. Băneasa au considerat judicios să-și concentreze eforturile pentru elaborarea circuitelor destinate decodării de culoare. Ele deschid calea construirii receptoarelor color cu circuite integrate indigene.

Ca și pentru receptoarele alb-negru, s-a preferat abordarea frontală a unei familii complete.

Alegerea tipurilor de circuite a ținut seama atât de coexistența celor două standarde europene, SECAM și PAL, cât și de caracteristicile serilor existente în acel moment:

- seria TBA 500, (prima generație);
- seria TCA 600, pentru receptoarelor SECAM și bistandard;
- seria TDA 2500, exclusiv pentru PAL;
- seria TDA 3500, în dezvoltare, bistandard.

În aceste condiții, s-a impus firesc alegerea seriei TCA 600, care are avantajul suplimentar de a conține circuite de complexi-

tate medie, realizabile cu un efort de dezvoltare rezonabil, permițînd acumularea treptată a experienței.

Maturitatea gândirii tehnice, buna stăpînire a procedurilor de proiectare și a proceselor tehnologice au condus la obținerea prototipurilor întregii familii în finalul anului 1980.

Colectivul redacțional dedică prezentul număr acestui remarcabil succes.

Andrei Vild-Maior

5.1. NTSC? SECAM? PAL?

Camerele videocaptoare color transformă imaginea ce urmează a fi transmisă în trei semnale electrice corespunzătoare celor trei culori fundamentale, ale spectrului: roșu, verde, albastru. Aceste semnale sînt denumite evasi-unanim în literatura de specialitate cu inițialele culorilor din limba engleză: RGB (Red = roșu, Green = verde, Blue = albastru).

Primul standard apărut în televiziunea color este standardul american NTSC (Național Television System Committee). Standardele europene preiau două idei fundamentale adoptate în NTSC:

1. Receptoarele TV color trebuie să poată recepționa și programele alb-negru și invers, cele alb-negru trebuie să poată recepționa emisiunile color. Pentru aceasta, în locul semnalelor R, G și B, se transmite o combinație liniară a lor, constînd dintr-un semnal de luminanță (sau strălucire) $Y = 0,30 R + 0,59 G + 0,11 B$ și două semnale de crominanță (sau de culoare) proporționale cu diferențele R-Y și B-Y. Semnalul de luminanță este echivalent cu semnalul video emis pentru programele alb-negru. Absența semnalelor de crominanță este sesizată de receptoarele TV color care trec automat în regimul de redare alb-negru. În prezența acestora, decodorul de culoare al receptorului va reconstitui semnalele RGB, aplicîndu-le prin intermediul etajelor finale video pe cele trei grile ale tubului cinescop color.

2. Semnalele de crominanță se transmit modulînd o subpurtătoare aflată în banda video.

Transmisiile color NTSC au dezavantajul sensibilității informației de culoare la erorile de fază. Sistemele europene SECAM și PAL corectează această eroare prin transmiterea secvențială a informației de culoare (SECAM provine de la cuvintele „secvențial cu memorie” în limba franceză, iar PAL de la inițialele cuvintelor „alternarea fazei pe linii” în limba engleză).

În sistemul SECAM, în banda video se introduce două subpurtătoare de crominanță de frecvențe $f_{or} = 4,40625$ MHz și $f_{ob} = 4,250$ MHz. Fiecare este modulată în frecvență de un semnal proporțional cu semnalul diferență de culoare. Subpurtătoarele sînt emise alternativ, linie după linie. Identificarea liniei (adică a subpurtătoarei

emise) se face printr-o „etichetă” plasată atît pe porțiunea posterioară a impulsurilor de sincronizare linii cît și în timpul impulsului de sincronizare cadre.

„Eticheta” constă într-un tren de semnal de frecvență f_{or} dacă s-a transmis informația R-Y, respectiv f_{ob} dacă s-a transmis B-Y.

În sistemul PAL se utilizează o singură subpurtătoare de crominanță cu frecvența de 4,43 MHz. În schimb este necesară o tehnică de modulare mai complicată. Un semnal proporțional cu B-Y modulează subpurtătoarea în amplitudine; un al doilea semnal proporțional cu R-Y modulează în amplitudine subpurtătoarea defazată. Se emite suma celor două semnale modulate în amplitudine cu purtătoarea suprimată. Defazajul subpurtătoarei este alternativ, linie după linie, $+90^\circ$ sau -90° . În acest fel, suma semnalelor transmise pe două linii consecutive este proporțională cu semnalul B-Y, iar diferența cu R-Y.

„Eticheta” pentru identificarea liniei (adică defazării subpurtătoare) este plasată numai pe porțiunea posterioară a impulsurilor de sincronizare linii; ea constă dintr-un semnal cu frecvența subpurtătoare de crominanță a cărui fază alternează, linie după linie, între $+135^\circ$ și -135° .

„Eticheta” poartă numele uzual de „burst”.

La recepție, informația cu privire la culoare trebuie reconstituită din două linii succesive în ambele sisteme europene. Pentru aceasta, semnalul de crominanță se aplică demodulatorului pe două căi: una dintre ele este prevăzută cu o linie de întârziere cu 64 μs (perioada liniilor). Astfel, demodulatorul va avea la intrare în permanență informația transmisă pe linia curentă și pe linia anterioară, putînd reconstitui semnalele de crominanță.

Sensibilitatea ridicată la erorile de fază a făcut ca inițialele NTSC să fie traduse în glumă prin „Never Twice the Same Colour” (aproximativ, „Niciodată nu apare de două ori aceeași culoare”).

Sistemul SECAM asigură o fidelitate superioară în redarea culorilor. El prezintă însă dezavantajul că la scăderea intensității semnalului recepționat se produce o alterare supărătoare a imaginii din cauza zgomotului, sub forma unor dungi orizontale aleatoare de alb strălucitor, numite „peștișori de argint”. Ca și în tehnica radio, modulația de frecvență introduce un zgomot important atunci cînd semnalul de intrare este apropiat de pragul de sensibilitate al amplificatoarelor limitatoare.

Amplitudinea subpurtătoarelor de crominanță SECAM nu poate fi prea mare deoarece, fiind în banda video, ar produce în permanență pe ecran o rețea de puncte luminoase și întunecate. În consecință, sistemul SECAM necesită un cîmp puternic la recepție, condiție dificil de asigurat în zone cu relief accidentat, cum este și România.

Sistemul PAL permite suprimarea subpurtătoarei de crominanță, deci și amplitudini mai mari ale informației de crominanță emise. Recepția PAL la semnale slabe este net superioară recepției SECAM, iar zgomotul se aseamănă cu cel din emisiunile alb-negru („pureci”). Refacerea subpurtătoarei PAL cu erori de fază mici necesită, în receptoarele cu componente discrete, o schemă de o complexitate considerabilă, conducînd la un preț mai ridicat al receptorului. De aceea, inițialele PAL au fost interpretate „Pay After Lux” (luxul se plătește). Dezvoltarea circuitelor integrate și scăderea spectaculoasă a prețului oscilatoarelor cu cuarț au avut ca rezultat construirea unor receptoare PAL cu un preț comparabil cu cel al receptorilor SECAM.

Nicolae Marinescu

5.2. SERIA TCA 600

Decodorul de culoare primește de la ieșirea modului amplificator de frecvență intermediară video sunet (FI-VS) semnalul de luminanță Y și subpurtătoarele (sau subpurtătoarea) de crominanță. El obține mai întîi cele două semnale diferență de culoare R-Y și B-Y prin separarea și demodularea subpurtătoarelor (sau a subpurtătoarei) de crominanță. Apoi, prin matricierea acestora cu semnalul de luminanță, generează semnalele RGB. Pentru a obține corect aceste semnale, decodorul de culoare trebuie să identifice natura informației transmise pe fiecare linie, adică frecvența subpurtătoarei în sistemul SECAM sau defazajul ei în sistemul PAL.

Seria TCA 600 permite realizarea unui decodor de culoare bistandard (PAL/SECAM) cu performanțe ridicate. Ea cuprinde un amplificator de crominanță (TCA 640), un demodulator de crominanță (TCA 650) și un circuit pentru controlul semnalului video (TCA 660), fiind completată cu două circuite ale unei serii anterioare: matricea RGB (TBA 530) și un oscilator de referință (TBA 540) util numai în sistemul PAL.

În urma unui program de cercetare-dezvoltare desfășurat foarte rapid, I.P.R.S. Băneasa a obținut în acest an modele experimentale cu performanțe foarte bune pentru toate circuitele seriei TCA 600 și pentru TBA 530, fiind pregătită pentru omologarea și punerea lor în fabricație.

Fig. 1. Schema de principiu a unui receptor TV color echipat cu circuite integrate.

5.3. AMPLIFICATORUL DE CROMINANȚĂ TCA 640

Semnalul de crominanță este extras din semnalul complex video printr-un filtru trece bandă.

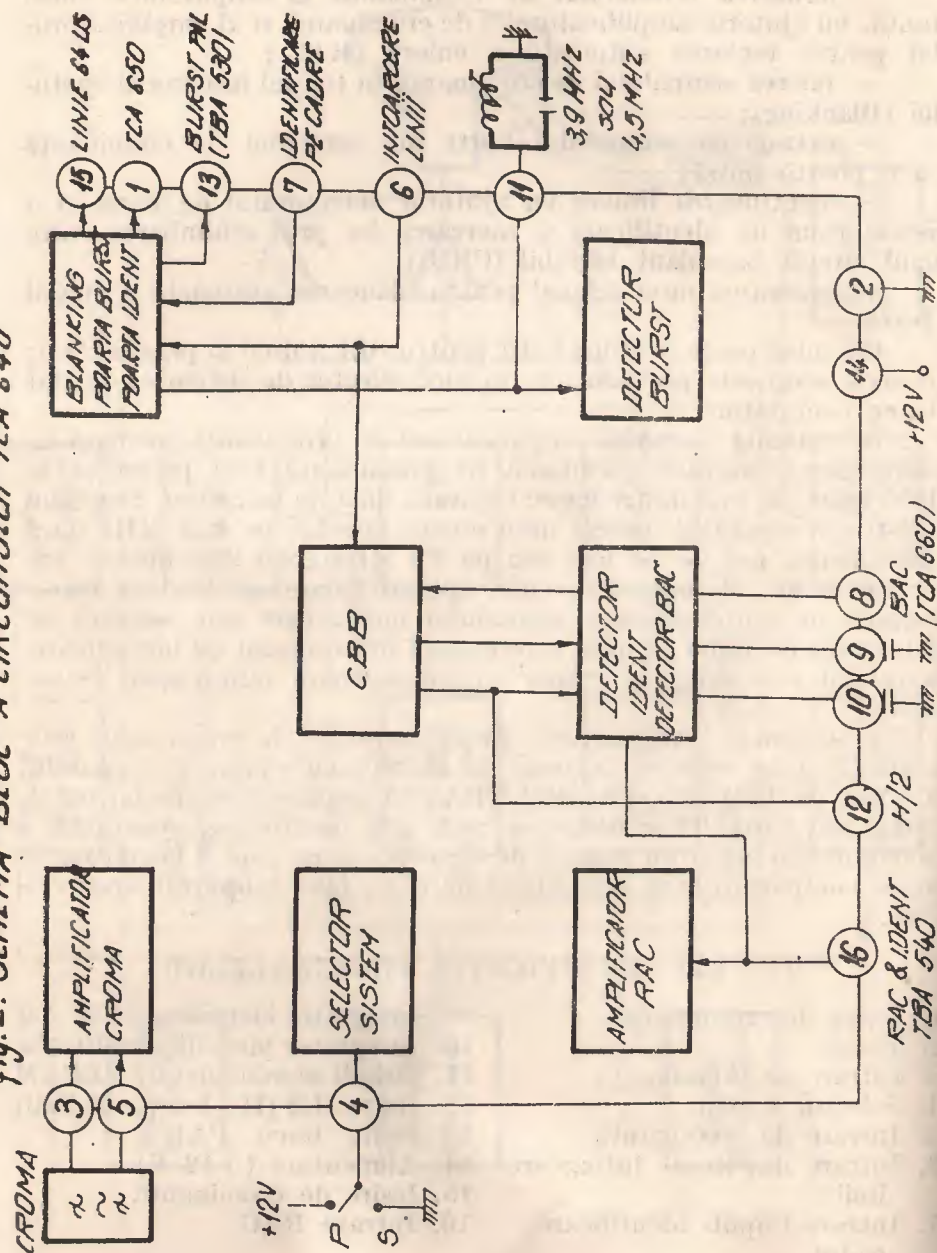


1.

TCA 640 SEMNIFICATIA TERMINALELOR

- | | |
|--|------------------------------------|
| 1. Ieșire de cromatică | 9. Integrator identificare SECAM |
| 2. Masa | 10. Integrator identificare SECAM |
| 3. Intrare de cromatică | 11. Circuit acordat identif. SECAM |
| 4. Selector sistem | 12. Ieșire H/2 (H=frecvență linii) |
| 5. Intrare de cromatică | 13. Ieșire burst PAL |
| 6. Intrare impuls de întoarcere
linii | 14. Alimentare (+12 V) |
| 7. Intrare impuls identificare
cadre | 15. Ieșire de cromatică |
| 8. Ieșire RAC | 16. Intrare RAC |

fig. 2. SCHEMA BLOC A CIRCUITULUI TCA 640



5.4. DEMODULATORUL DE CROMINANȚĂ TCA 650

Circuitul TCA 650 separă și extrage semnalele R-Y și B-Y prin demodularea subpurătoarelor (sau a subpurătoarei) de crominanță. Întrucât cele două sisteme adoptă principii de modulare foarte diferite, asigurarea compatibilității bistandard necesită în acest punct circuite complicate, grupate în trei blocuri selectoare de sistem comandate de un comutator.

În sistem SECAM, semnalele (direct și întârziat) trec nealterate la blocul permutator SECAM. Permutarea este comandată de bistabilul din TCA 640, asigurând permanent ieșirea subpurătoarelor f_{OR} și f_{OB} la aceleași terminale cuplate cu circuite acordate în care modulația de frecvență se transformă în modulație de fază. Prin cuplaje capacitive atât semnalele de la permutator cât și semnalele de la circuitele acordate sînt aplicate demoduloarelor, care furnizează semnalele R-Y și B-Y.

În sistem PAL, semnalele de intrare trec mai întâi prin circuitul de sumă și diferență. Suma poate fi furnizată imediat la ieșire, în timp ce diferența, care are semn alternant, este corectată de comutatorul PAL comandat de bistabilul din TCA 640. Pentru demodularea MA sinerona, sînt necesare două semnale furnizate de oscilatorul de referință PAL (TBA 540): subpurătoarea și subpurătoarea defazată alternativ cu $\pm 90^\circ$.

TCA 650

Semnificația terminalelor

- | | |
|----------------------------------|-------------------------------------|
| 1. Intrare de crominanță | 9. Intrare crominanță B-Y |
| 2. Masa | 10. Ieșire B-Y demodulat |
| 3. Intrare de crominanță | 11. Intrare crominanță R-Y |
| 4. Selector sistem | 12. Ieșire R-Y demodulat |
| 5. Intrare referință R-Y (SECAM) | 13. Ieșire crominanță R-Y |
| 6. Intrare referință R-Y (PAL) | 14. Alimentare (+12 V) |
| 7. Intrare referință B-Y (PAL) | 15. Ieșire crominanță B-Y |
| 8. Intrare referință B-Y (SECAM) | 16. Intrare H/2 (H=frecvență linii) |

5.5. AMPLIFICATOR DE LUMINANȚĂ TCA 660

Imaginea color este caracterizată prin trei parametri: strălucire, contrast, saturație. Primii doi au aceeași semnificație ca în televiziunea alb-negru. Saturația, care reprezintă puritatea culorii, este dată de ponderea fiecărei culori (RGB) la Y constant.

Circuitul TCA 660 asigură reglajele necesare pentru imaginea receptoarelor TV color. El îndeplinește următoarele funcții:

— reglarea contrastului, prin modificarea concomitentă a amplitudinii semnalelor Y, R-Y și B-Y.

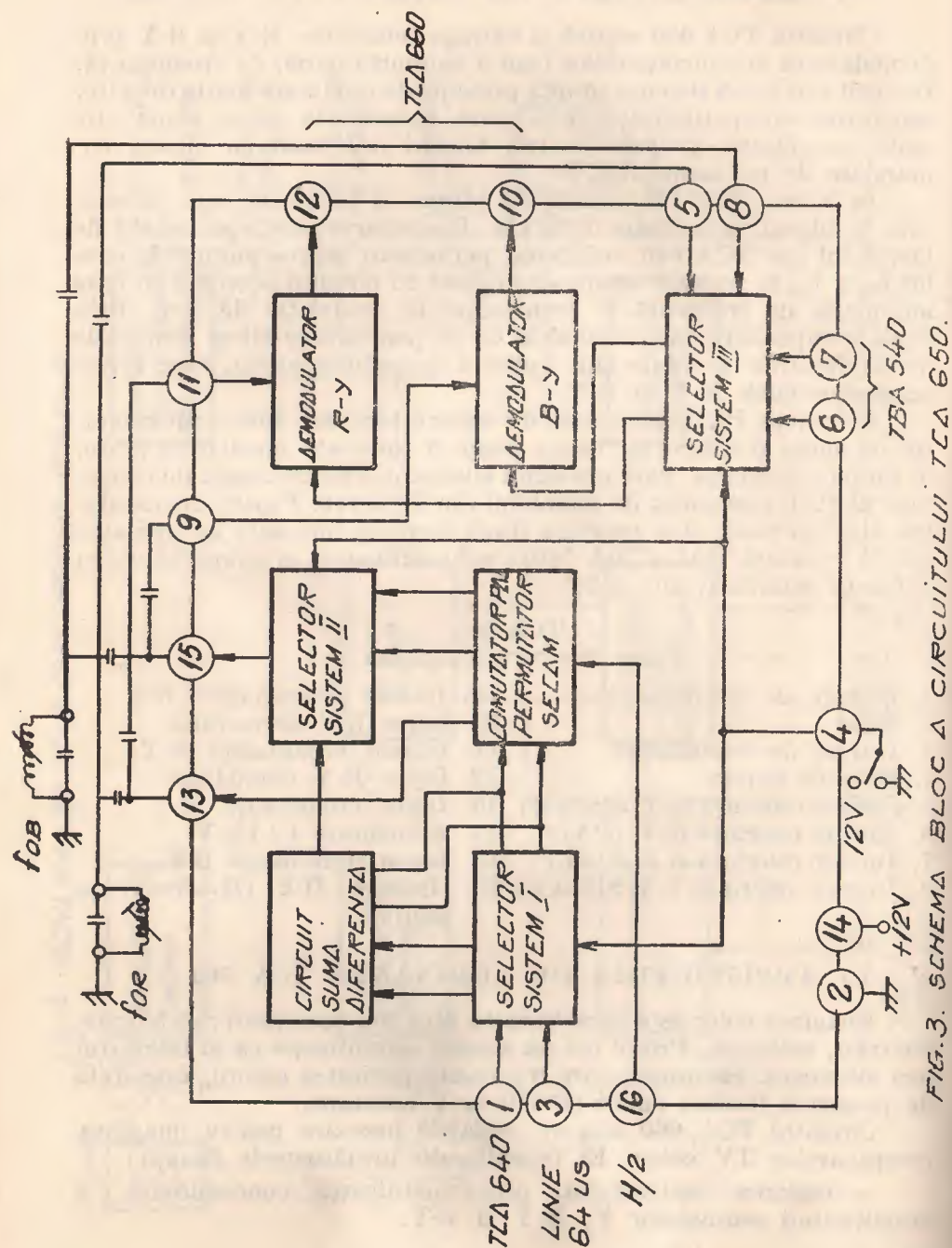


FIG. 3. SCHEMA BLOC A CIRCUITULUI TCA 660.

- reglarea saturației culorii, prin modificarea concomitentă a amplitudinii semnalelor R-Y și B-Y.
- reglarea strălucirii (a nivelului de negru), acționând asupra semnalului Y.
- tăierea semnalului de luminanță în timpul întoarcerii spotului, atât pentru linii cit și pentru cadre (blanking).
- obținerea semnalului G-Y.

Cele trei reglaje sînt asigurate prin modificarea nivelelor de tensiune continuă aplicate pe terminalele de control, care acționează asupra ciștigului blocurilor de control. Semnalul de blankare automată a culorii furnizat de TCA 640 este adus la intrarea de reglare a saturației. Blocul de control al strălucirii primește semnalele de blankare a spotului în timpul întoarcerii. Acest bloc primește și o serie de impulsuri de „clamping” sau de axare care se formează în timpul întoarcerii spotului. Cînd apare impulsul de clamping, la ieșirea blocului de control se repetă tensiunea aplicată la intrarea de reglare; ea este memorată pe un condensator, avînd ca efect apariția unui piedestal al semnalului de luminanță. Acționarea potențiometrului pentru reglarea strălucirii are ca efect modificarea piedestalului, ceea ce se reflectă în reglarea nivelului de negru și implicit a strălucirii.

Semnalul G-Y se obține prin sumarea ponderată (matriceală) pe o rețea de rezistențe cuplată în exterior, potrivit formulei:

$$G-Y = -0,51 (R-Y) + 0,19 (B-Y).$$

Înainte de a fi furnizat la ieșire, semnalul este inversat pentru a fi în fază cu semnalele $-(R-Y)$ și $-(B-Y)$. Ponderile sînt stabilite pentru a permite reconstituirea corectă a albului.

În ambele sisteme, scăderea nivelului semnalelor burst sub o valoare fixată are ca efect generarea unui semnal de blankare automată a culorii care va trece receptorul pe funcționare alb-negru.

TCA 660

Semnificația terminalelor

- | | |
|------------------------|-----------------------------|
| 1. Ieșire de luminanță | 9. Intrare R-Y |
| 2. Intrare clamping | 10. Ieșire R-Y |
| 3. Intrare blankare | 11. Intrare G-Y |
| 4. Masa | 12. Ieșire G-Y |
| 5. Reglaj contrast | 13. Alimentare (+12 V) |
| 6. Reglaj saturație | 14. Reglaj strălucire |
| 7. Ieșire B-Y | 15. Memorare nivel de negru |
| 8. Intrare B-Y | 16. Intrare Y |

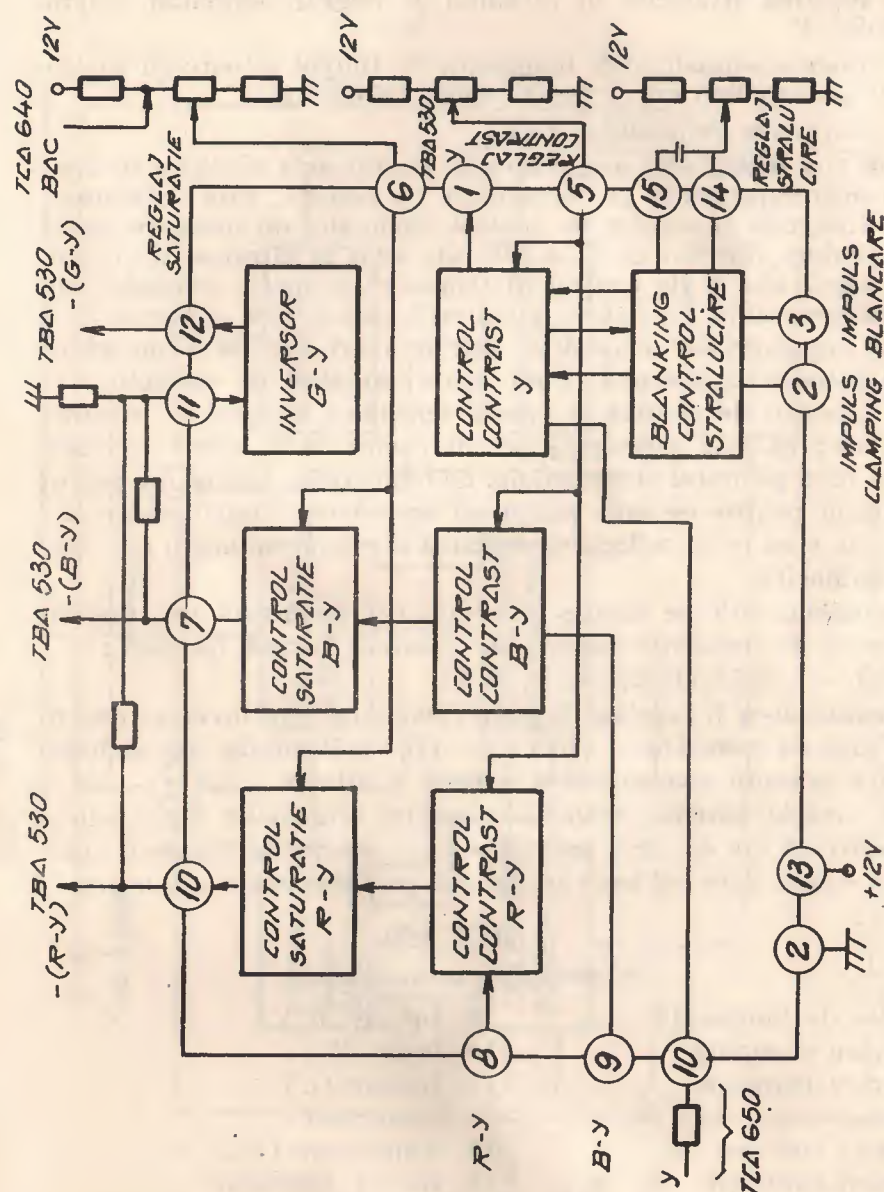


FIG. 4. SCHEMA BLOC A CIRCUITULUI TCA 660

5.6. MATRICEA RGB, TBA 530

Semnalul de luminanță Y și semnalele diferență de culoare $-(R-Y)$, și $-(B-Y)$ sunt prelucrate în matricea RGB care furnizează semnalele R, G și B. Aceste semnale atacă cele trei amplificatoare finale video necesare pentru comanda tubului cinescop tricrom.

Matricea RGB este compusă din trei secțiuni identice, constând dintr-un circuit de diferență și un amplificator diferențial.

Circuitele de diferență primesc la intrare câte un semnal diferență de culoare inversat și semnalul de luminanță. La ieșirea lor apare semnalul de culoare corespunzătoare, care se aplică la una din intrările amplificatorului diferențial.

Amplificatoarele diferențiale au ieșire asimetrică. Rezistența de sarcină este externă. Ea se cuplează la o tensiune mare, de circa 200 V, ceea ce îi permite să aibă o valoare mare, asigurând o amplificare mare în tensiune. Tensiunea culeasă pe rezistența de sarcină se amplifică la intrarea etajului final video. Semnalul de la ieșirea acestuia este divizat și adus la cealaltă intrare a amplificatorului diferențial, asigurând o reacție globală.

Circuitul este protejat intern la supratensiuni sau avarii ale etajelor finale video.

Alexandru Hartular
Dumitru Crăcea

TBA 530 Semnificația terminalelor

- | | |
|----------------------------|-----------------------------|
| 1. Rezistență de sarcină R | 9. Reacție B |
| 2. Intrare R-Y | 10. Ieșire B |
| 3. Intrare G-Y | 11. Rezistență de sarcină B |
| 4. Intrare B-Y | 12. Reacție G |
| 5. Intrare Y | 13. Ieșire G |
| 6. Masa | 14. Rezistență de sarcină G |
| 7. Alimentare în curent | 15. Reacție R |
| 8. Alimentare (+12V) | 16. Ieșire R |

★

În fig. 6 se arată schema bloc a unui TV color bistandard adică PAL-SECAM care utilizează cirenite integrate accesibile și de largă circulație: TDA 440 în calea comună, TBA 120 U și TBA 800 în calea de sunet, TBA 950 (sau TDA 2590) în sinero, TDA 1170 S în baleiajul vertical. În partea de culoare avem: modulul de crominanță PAL-SECAM cu CI TCA 640, TCA 650 și TBA 540, modulul Y cu amplificatorul de luminanță TCA 660 și modulul RGB cu TBA 530 și 6 tranzistoare BF 458 (câte două pe fiecare culoare, unul fiind amplificator iar unul sarcină activă). Alimentatorul chopper cu

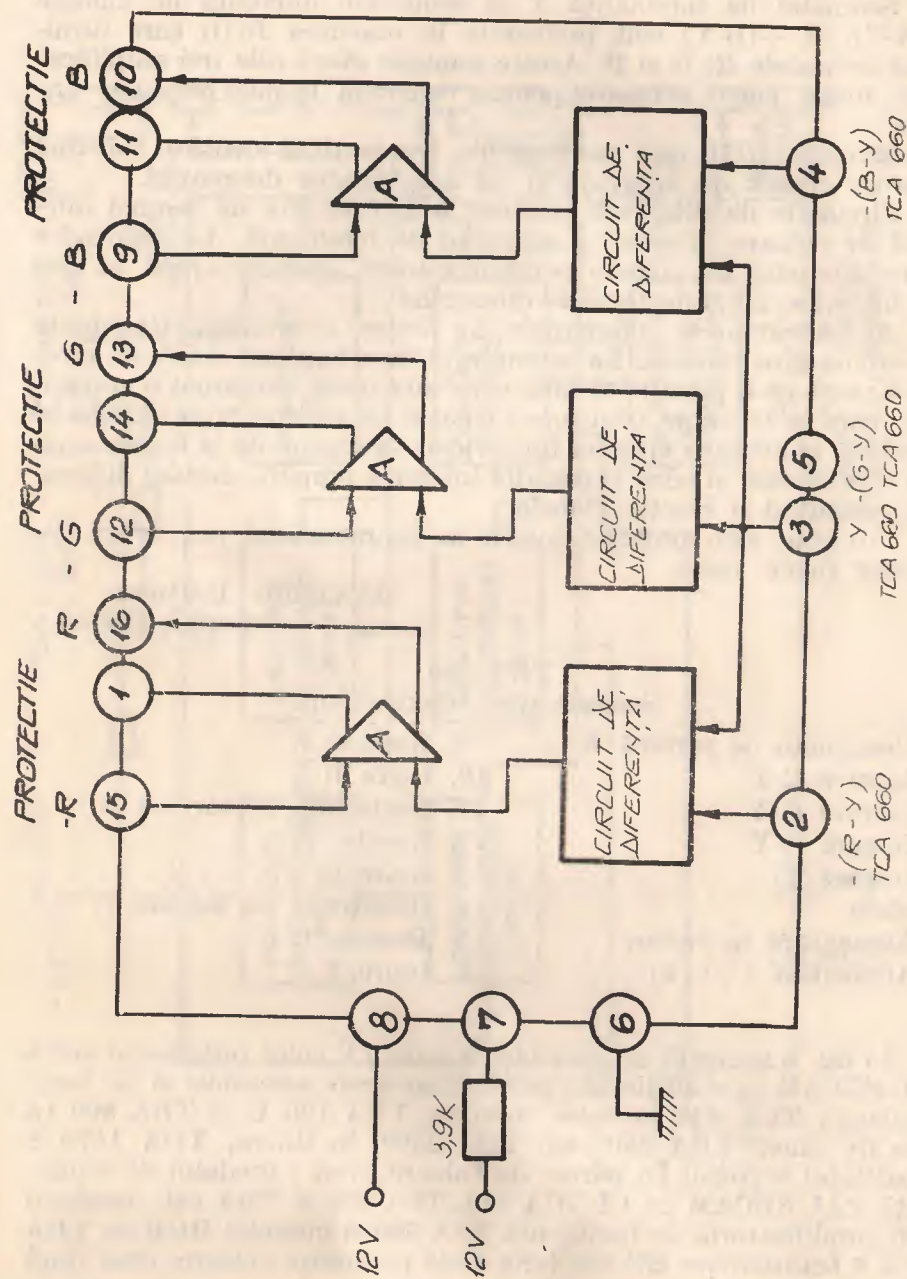
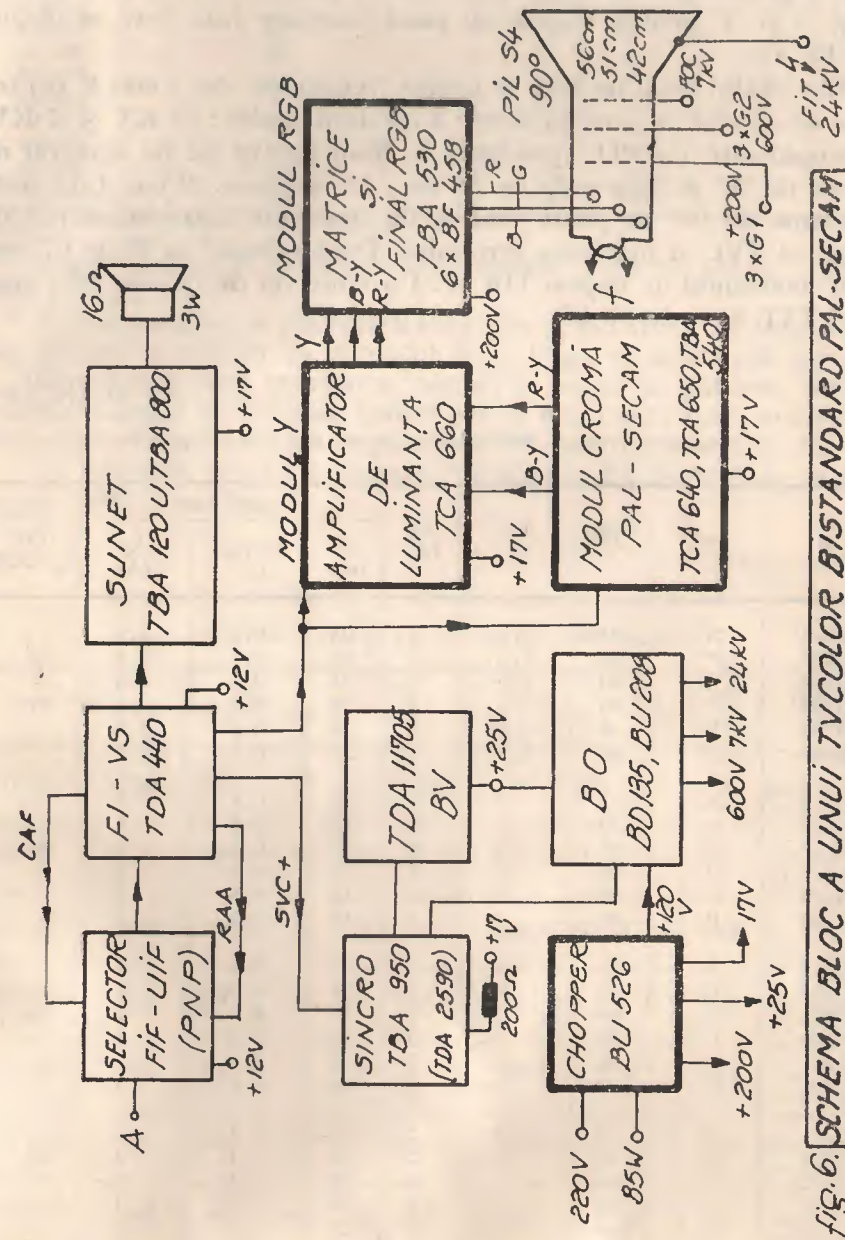


Fig. 5
SCHEMA BLOC A CIRCUITULUI TBA 530



comutatorul BU 526 ($U_{ceo}=400$ V, $U_{ces}=700$ V, $I_c=5$ A) livrează +200 V pentru grilele G_1 și video, +120V pentru BO, +25 V pentru BV și +17 V pentru etajele de joasă tensiune (din care se obține și +12 V).

Din etajul final de linii se obține tensiunea de +600 V pentru grilele de accelerare precum și cele 2 tensiuni înalte: 24 KV și 7 KV. Cinescopul este un PIL (precision in line) de tip S4 cu unghiul de deflexie de 90° și diagonală de 56 cm., 51 cm, sau 42 cm. Cu aceste cinescoape de 90° se poate realiza un optimum între consumul de energie al TVC și mărimea ecranului. Dacă ecranul ar fi de 67 cm. și 110° consumul ar depăși 110 W. Cu cinescop de 56 cm, 90° , consumul TVC este de 80 W.

BT 10 ANEXA 1

TRANZISTOARE DE MEDIE PUTERE CU SILICIU

Tip	Pol.	U_{CEO} (V)	I_{CM} (A)	I_B (A)	simultan			P_{dm} (W) $I_c=2C0^5$
					B min	U_{CEsat} (V)	I_C (A)	
BD135	N	45	1,5	1	25	0,5	0,5	10
BD136	P	45	1,5	1	25	0,5	0,5	
BD137	N	60	1,5	1	25	0,5	0,5	
BD138	P	60	1,5	1	25	0,5	0,5	
BD139	N	80	1,5	1	25	0,5	0,5	
BD140	P	80	1,5	1	25	0,5	0,5	
BD175	N	45	5	3	15	0,8	1	25
BD176	P	45	5	3	15	0,8	1	
BD177	N	60	5	3	15	0,8	1	
BD178	P	60	5	3	15	0,8	1	
BD179	N	80	5	3	15	0,8	1	
BD180	P	80	5	3	15	0,8	1	
BD233	N	45	5	2	25	0,6	1	25
BD234	P	45	5	2	25	0,6	1	
BD235	N	60	5	2	25	0,6	1	
BD236	P	60	5	2	25	0,6	1	
BD237	N	80	5	2	25	0,6	1	
BD238	P	80	5	2	25	0,6	1	
BD375	N	45	4	2	20	1	1	25
BD376	P	45	4	2	20	1	1	
BD377	N	60	4	2	20	1	1	
BD378	P	60	4	2	20	1	1	
BD379	N	80	4	2	20	1	1	
BD380	P	80	4	2	20	1	1	

BD433	N	22	7	4	50	0,5	2	36
BD434	P	22	7	4	50	0,5	2	
BD435	N	32	7	4	50	0,5	2	
BD436	P	32	7	4	50	0,5	2	
BD437	N	45	7	4	50	0,6	2	
BD438	P	45	7	4	40	0,6	2	
BD439	N	60	7	4	25	0,8	2	
BD449	P	60	7	4	25	0,8	2	
BD441	N	80	7	4	15	0,8	2	
BD442	P	80	7	4	15	0,8	2	

Toate aceste tranzistoare au capsulă TO-126 (SOT 32) (ca BD135, 136...)

Din acest tabel se pot stabili echivalențe sau identități: spre exemplu BD233 = BD375 la curentul I_C și U_{CEO} , cu toate că diferă la I_{CM} (curentul maxim maximum admis) și puțin la puterea disipată maximă admisă cu radiator infinit sau și mai exact spus, atunci cînd temperatura capsulei nu depășește 25°C (caz teoretic, ideal).

In practică, pentru a asigura fiabilitatea P_D nu trebuie să depășească 40% din P_{DM} .

BT 10 ANEXA 2

TRANZISTOARE DE PUTERE I.P.R.S. (SILICIU NPN)
(SIMPLU DIFUZATE CU BAZA OMOGENA)

TIP	$U_{CEX(V)}$	$U_{CE(V)}$	$I_{CM(A)}$	B la I_C	B la $I_C = 0,2A$	P_d (W)	CAP- SULA	OBSER- VAȚII
2N3442	160	140	15	15-70/4A	40-150	117	T03	prea bun stab TV2-6 CI
2N4347	140	120	15	20-60/4A	50-180	117	T03	F. bun stab. TV-2-6 CI
SDT9204	140	120	15	20-70/4A	50-180	117	T03	F. bun stab. TV 2-6 CI
SDT9209	140	120	15	15-70/4A	40-150	117	T03	F. bun stab. TV 2-6 CI
SDT9203	120	100	15	20-70/4A	50-180	117	T03	Bun stab.TV 2-6 CI
SDT9208	120	100	15	15-70/4A	40-150	117	T03	Bun stab. TV 2-6 CI
SDT9202	100	80	15	20-70/4A	50-180	117	T03	Condiț. stab TV 2-6 CI
SDT9207	100	80	15	15-70/4A	40-150	117	T03	Idem ;AAF 60W

BANC DE REGLAJ MODULE VIDEO-SUNET PT. TV 2 CI, TV 4-5-6 CI, TV SPORT CI

În cadrul RTJ-Dimbovița a fost conceput și realizat un banc complex de reglaj și depanare al modulelor din calea de semnal, care echipează televizoarele cu circuite integrate.

Bancul a fost realizat în ideea de a utiliza o serie de aparate de măsură exterioare bancului care se găsește în dotarea actuală la aproape toate reprezentanțele, cum ar fi:

- Sursă stabilizată reglabilă 0-30 V, 3 A max. cu protecție
- Vobuloscop Metrix sau TR-0813
- Osciloscop E 0101 sau E 0102
- Generator AF-EO501

Bancul permite prin selectarea cu ajutorul unui comutator de la RR Albatros reglajul următoarelor module:

- AFI — imagine sunet TV-2 CI
- AFI — imagine sunet TV-4, 5, 6 CI, TV Sport CI
- AFI — sunet TV 2 CI
- Modul sunet TV 4, 5, 6 CI, TV Sport CI
- Modul video TV 4, 5, 6 CI

1. *Construcția bancului.* Pe un șasiu de la TV de tip vechi cum ar fi E 43, E 47 în locurile cu decupări (corespunzătoare plăcilor de baleiaj și VS) s-au montat două circuite imprimate. Primul circuit imprimat 1 permite conectarea modulelor FI-VS de la TV 4, 5, 6 CI sau TV 2 CI fiind prevăzut cu circuitele care simulează primarul de FI din selectorul de canale, intrări și ieșiri pentru conectarea vobuloscopului precum și circuite care simulează RAA-FI.

Al II-lea circuit imprimat 2 permite reglarea și verificarea modulelor de FI sunet TV 2 CI, modul sunet TV 4, 5, 6 CI, TV Sport CI, modul video TV 4, 5, 6 CI, fiind prevăzut cu un amplificator care mărește semnalul de 6,5 MHz de la cca. 50 mV cit furnizează vobuloscopul până la cca. 5-600 mV cit este necesar pentru reglajul filtrului pasiv de la intrarea AFI-sunet. De asemenea acest amplificator fiind de bandă largă (0-10 MHz) permite și verificarea dinamică (cu semnal video complex) a modului de video. Circuitul imprimat mai cuprinde și piesele exterioare modulelor cu care lucrează împreună în televizor; de asemenea mai cuprinde potențiometrul de volum, sarcină echivalentă difuzorului, potențiometrul de contrast, comutator pentru simularea stingerii TV în vederea verificării eficacității circuitului de suprimarea zgomotului la oprire, intrări și ieșiri pentru vobler, generator de AF, osciloscop.

SDT9303	100	80	10	20-70/3A	50-180	87	T03	Idem ;AAF 60W
SDT9306	100	80	10	15-70/3A	30-120	87	T03	Idem ;AAF 50W
SDT9309	100	80	10	15-70/3A	20-100	87	T03	Idem ; AAF 50W
2N5294	90	70	4	15-70/2A	40-120	36	T0220	AAF 20W
2N5496	90	70	7	15-70/2A	40-150	50	T0220	AAF 30W
2N5298	80	60	4	20-70/2A	50-180	36	T0220	AAF 20W
SDT9302	80	60	10	20-70/3A	50-180	87	T03	AAF 40W
SDT9206	80	60	15	15-70/4A	40-150	117	T0220	(2N3055, (2N3055-6, 7, 8)
SDT9305	80	60	10	15-70/3A	40-150	87	T03	AAF 40 W
SDT9306	80	60	10	15-70/3A	30-140	87	T03	AAF 40 W
2N5492	80	60	7	20-70/2A	50-180	50	T0220	" 30 W
SDT9201	55	45	15	20-70/4A	50-180	171	T03	(2N3055-9)
SDT9205	55	45	15	15-70/4A	40-150	117	T03	(2N3055-10)
SDT9301	55	45	10	20-70/3A	50-180	87	T03	Bun TV-Sport
SDT9304	55	45	10	30-70/3A	60-200	87	T03	BunTV-Sport
SDT9307	55	45	10	15-70/3A	40-150	87	T03	BunTV-Sport
2N5296	55	40	4	30-70/2A	60-200	36	T0220	Surse de alimentare
SDT5194	55	40	7	15-50/2A	40-150	50	T0220	Idem
SDT5190	55	40	7	20-60/2A	50-180	50	T0220	Idem
SDT9210	40	30	15	15-70/4A	40-150	117	T03	(2N3055 1,2)

U_{CEX} este tensiunea admisă în situația cu baza polarizată invers (blocață) cu $U_{BE} = -1,5$ V; la U_{CEX} se admite curentul rezidual I_{CEX} de max 0,5 mA

U_{CBO} este mai mare cu 10-30% decât U_{CEX} .

Bancul indiferent de funcția pe care o îndeplinește este alimentat în permanență de la o tensiune de 26 V (egală cu U_3 din TV-4, 5, 6 CI).

Prin acționarea unui comutator — claviatură de la RR Albatros cu 5 poziții putem alimenta separat 5 module:

- a) — modul FI — VS TV 2 CI
- b) — modul FI — VS TV 4, 5, 6 CI, TV Sport CI
- c) — modul FI — sunet TV 2 CI
- d) — modul sunet TV 4, 5, 6 CI, TV Sport CI
- e) — modul video TV 4, 5, 6 CI

La acționarea clapei corespunzătoare modulului ce trebuie verificat, tensiunea de 26 V este prelucrată prin intermediul unor stabilizatoare paralele din banc și adusă la valoarea tensiunii cu care funcționează în mod normal modulul în televizor.

Pentru alimentarea modulului video, bancul e prevăzut cu o bornă de +175 V care se ia dintr-o sursă separată.

De asemenea bancul este prevăzut cu becuri de semnalizare telefonice 26 V/50 mA care se aprind în funcție de poziția pe care e pus comutatorul. Mufele de conectare a vobuloscopului, generatorului de AF și osciloscopului sînt coaxiale și sînt de tipul celor folosite la vechile amplificatoare de antenă cu tuburi.

Bancul conține și două bușe (borne) pentru măsurarea cu un voltmetru extern a tensiunilor de RAA-FI: 2 V pt. TV-5, 6 CI; 16 V pt. TV-2 CI.

Schița amplasării diverselor piese este alăturată textului.

2. Modul de lucru

Reglajul AFI-VS

— Se introduce modulul de FI-VS în locașul corespunzător avînd grijă ca comutatorul de selectare a modulului de lucru să fie pe altă poziție decît cea dorită din motive de protecție a dispozitivelor semiconductoare;

— Se apasă clapa corespunzătoare urmărind aprinderea becului respectiv;

— Se conectează vobuloscopul în banda de FI (30—40 MHz) la banc;

— Se reglează tensiunea de reglaj RAA corespunzătoare din potențiometrul bancului;

— Se trece la reglajul propriu-zis conform caietului de service.

Reglajul AFI-sunet

— Se introduce modulul în banc;

— Se apasă clapa corespunzătoare modulului;

— Se conectează ieșirea vobuloscopului în banda de 6,5 MHz la intrarea amplificatorului video încorporat;

— Se conectează intrarea osciloscopului din vobuloscop prin intermediul unei sonde de detecție cu dublare de tensiune la ieșirea filtrului pasiv din intrarea circuitului integrat TAA 661;

— Se reglează filtrul conform caietului de service. (Atenuatorul voblerului spre maxim);

— Se scoate sonda de detecție și se cuplează direct intrarea osciloscopului la ieșirea AFI — sunet reglînd simetria demodulatorului (Curba S) conf. caiet service.

Verificarea AAF de la TV 5, 6 CI, TV Sport

— Se introduce modulul sunet în banc și se apasă clapa corespunzătoare urmărind aprinderea lămpii respective;

— Se cuplează generatorul de AF cu un nivel de 0,5—0,6 Vef și $f = 1$ MHz la intrarea de AF a bancului. (Poziția 1/1, atenuatorul cam la gradația 2—3);

— Se cuplează osciloscopul la mufa de difuzare a bancului;

— Se manevrează potențiometrul de volum din banc urmărind forma semnalului și obținerea puterii maxime;

— Se acționează clapa de verificare a circuitului de oprire silențioasă urmărind blocarea căii de sunet pe osciloscop.

Verificarea și reglajul modulului de video de la TV 4,5, 6 CI

— Se introduce conectorul modulului de video în banc și se lipește la cuiul de masă al bancului firul de masă al modulului;

— Se alimentează borna de +175 V a bancului;

— Se apasă clapa corespunzătoare din banc urmărind aprinderea becului;

— Se aplică semnal de 6,5 MHz la intrarea de 6,5 MHz a bancului (aceeași ca la FI-sunet);

— Se aplică osciloscopul vobuloscopului la ieșirea modulului video prin intermediul unei sonde de detecție cu dublare de tensiune.

— Se manevrează atenuatorul vobuloscopului, amplificarea osciloscopului și potențiometrul de contrast din banc pentru o bună vizibilitate a rejecției de 6,5 MHz și se reglează bobina;

— Se aplică la intrarea de 6,5 MHz a bancului un SVC în jur de 0,3 Vvv astfel ca în baza finalului video să avem cu contrastul la maxim o amplitudine de 3,5 Vvv urmărind apoi ca pe ieșirea modulului să obținem 80—90 Vvv.

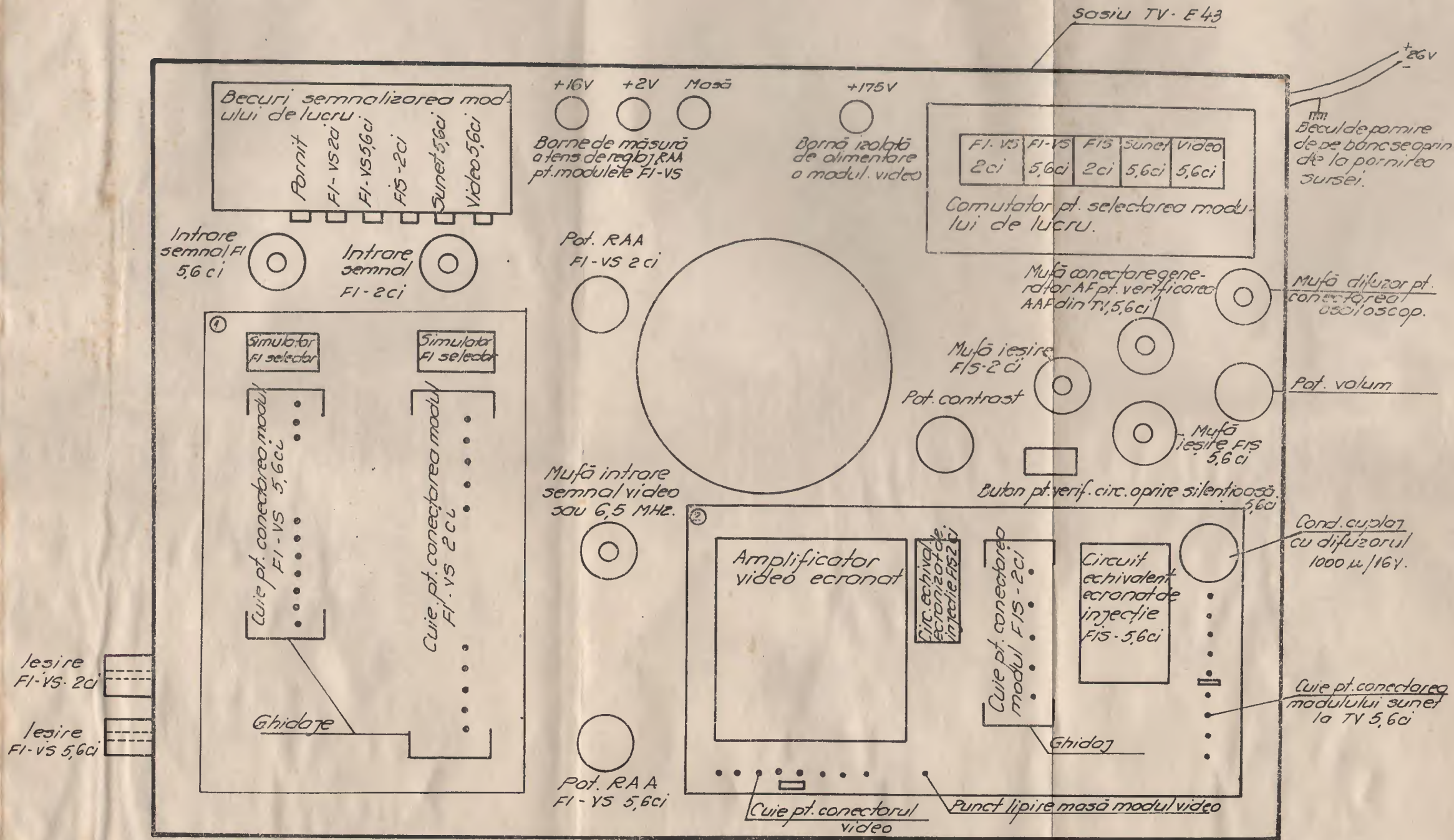
★

CUPRINS

	PAG.
Prefață	3
CAP. 1. TELEVIZOARE cu 4 C.I.	7
1.1. Unele defecte ale TV cu 4 C.I.	16
1.2. Depanarea modulelor funcționale	24
1.3. Defecte mai frecvente pe module	25
CAP. 2. PRACTICA DEPANĂRII TV CU C.I.	30
CAP. 3. ALIMENTAREA TV COLOR	45
3.1. Alimentator cu comutare și inductanță de înmagazinare serie	48
3.2. Convertorul autoblocat ca alimentator pentru TV color	52
Convertor autoblocat ca stabilizator de tensiune	55
Convertor autoblocat cu alimentare serie a B.O.	68
Principiul chopperului CESSY	72
CAP. 4. REDRESOARE ȘI MULTIPLICATOARE DE TENSIUNE	82
4.1. Redresarea monoalternanță cu sarcină rezistivă	82
4.2. Redresarea monoalternanță cu capacitate de filtraaj	84
4.3. Redresarea ambelor alternanțe	87
4.4. Redresarea cu dublarea tensiunii	89
4.5. Multiplicare de tensiune pentru FIT	39
Redresare de FIT cu dublare de tensiune	96
Triplor de tensiune pentru TV color	99
4.6. Triplor de tensiune DIODE-SPLIT	101
4.7. Redresarea impulsurilor de linii	193
CAP. 5. OPȚIUNI PENTRU TV COLOR	108
5.1. NTSC? SECAM? PAL	108
5.2. Seria TCA 600	111
Amplificatorul de cromaticitate	111
Demodulatorul de cromaticitate	115
Amplificatorul de luminanță	115
Matricea R.G.B.	119
5.3. Banc de reglaj module	125



SC 100



I. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 10

TELEVIZOARE CU 4 CIRCUITE INTEGRATE
PRACTICA DEPANARII TELEVIZOARELOR
ALIMENTAREA TV COLOR
REDRESOARE ȘI MULTIPLICATOARE DE TENSIUNE
OPȚIUNI PENTRU TV COLOR

Pentru uz intern