CUPRINS

pag.

Introducere 3

Cap. 1 Modulul de FI—VS cale comună 5

Cap. 2 Modulul calea de sunet 45

Cap. 3 Modulul final video 103

Cap. 4 Modulul sincroprocesor 129

Cap. 5 Modulul de Baleiaj vertical cu tranzistoare şi BV de la TV—2 CI 164

1978

TIPARUL EXECUTAT LA TIPOGRAFIA DEVA

180

I.I.S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 5

TELEVIZOARE CU CIRCUITE INTEGRATE
MODULELE FUNCȚIONALE
DEPANARE

PENTRU UZ INTERN

I.I.S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SECȚIA SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 5

TELEVIZOARE CU CIRCUITE INTEGRATE

MODULELE FUNCȚIONALE

DEPANARE

INTRODUCERE

Buletinul tehnic nr. 5, cuprinde descrierea funcțiunilor detaliilor schemei electrice și defectelor sau avariilor la **modulele televizoarelor cu 5 și 6 circuite integrate,** cu excepția modulului de baleiaj vertical cu TDA1170 prezentat în buletinul tehnic nr. 4. Materialul a fost întocmit de către mai mulți specialiști din Uzina Electronica, astfel :

1. FI—VS (calea comună)	ing. RADU ION
2. Calea de sunet	ing. M. GĂNESCU
3. Amplificatorul video	ing. E. STATNIC
4. Modulul sincroprocesor	ing. E. STATNIC
5. Baleiajul vertical cu tranzistoare	ing. M. CHIRESCU

Complectarea și corectura întregii lucrări precum și tehnoredactarea a fost făcută de E. STATNIC, autorul celorlalte buletine tehnice publicate pînă acum.

Autorii nădăjduiesc că buletinul tehnic nr. 4 împreună cu buletinul tehnic nr. 5 vor contribui la înțelegerea tuturor circuitelor noi din televizoarele cu circuite integrate și la ușurarea depanării aparatelor și modulelor.

Privitor la televizoarele cu 2 CI : pe o construcție verticală ca a televizoarelor din familia H2, din motive economice și de aprovizionare s-a realizat o structură electrică hibridă (H3) în care o parte este identică cu H2 iar cealaltă parte provine de la televizorul cu CI. Partea de audio-frecvență este nouă, dar clasică pentru orice AF, iar oscilatorul de linii aproape identic cu cel din TV Sport.

S-au preluat de la H2 : FI—VS, prefinalul și finalul video, sistemul de RAA, sincroseparatorul și etajul de formare al impulsurilor N.

S-au preluat de la TV—CI : Alimentarea : stabilizatorul serie și stabilizatorul paralel, prefinalul și finalul de baleiaj orizontal, baleiajul vertical cu tranzistoare, AFI—6,5 MHz și demodulatorul de MF, alimentarea cinescopului și parțial suprimarea punctului.

Descrierea funcțională a TV—H3 este bine făcută în caietul de Service al televizorului cu 2 CI. Problemele de depanare sînt cunoscute de la TV—H2 și din B.T. nr. 4 — B.T. nr. 5, astfel că nu se justifică publicarea unui buletin tehnic separat pentru acest televizor.

Următorul buletin tehnic (nr. 6) va trata în detaliu televizorul portabil cu circuite integrate și module, realizat pe un șasiu rabatabil (de la vertical la orizontal) foarte accesibil și ușor la depanare, conceput de specialiștii mai tineri ai Uzinei, utilizînd o parte din module de la TV—6 CI : FI—VS, sincro și calea de sunet (direct interșanjabile) iar Baleiajul vertical cu TDA1170 aproape identic cu cel din TV—6 CI.

Baleiajul orizontal se moștenește de la TV Sport (BU407D) ca și TL, BD și alimentarea.

Atragem atenția că înțelegerea și învățarea circuitelor moderne de TV este imperios necesară ținînd mai ales seama de faptul că televizoarele color vor utiliza în mare măsură circuitele descrise în B.T. nr. 4 și nr. 5.

În acest scop, buletinele tehnice editate de Secția de Service Electronica se tipăresc într-un număr de exemplare suficient pentru ca orice depanator de TV din rețeaua de service (Electronica, UCECOM — UJCM, UJCC), să intre în posesia unui exemplar. Se prevede deasemenea, un număr de buletine pentru școlile de profil ale MICM, UCECOM și UCCC avînd în vedere necesitatea formării noilor electroniști — depanatori TV în pas cu progresul tehnic rapid în domeniul recepoarelor de televiziune.

Colectivul întreprinderii Electronica urează pe această cale succes în însușirea noutăților tehnice din domeniul TV, în scopul ridicării activității de Service pe o treaptă superioară de calitate, economicitate și promptitudine.

AUTORII

CAPITOLUL 1

MODULUL DE F.I. CALE COMUNĂ

Calea comună sunet—imagine la televizorul staționar cu circuite integrate marchează un salt calitativ din punctul de vedere al concepției, acest lucru fiind posibil prin introducerea în fabricație de serie la firmele producătoare de dispozitive semiconductoare, a unui circuit integrat monolitic specific amplificatorului de frecvență intermediară imagine—sunet și anume a circuitului integrat TDA440. Realizarea acestui tip de circuit integrat (inclusiv la noi în țară de către IPRS Băneasa), a permis compactizarea AFI imagine-sunet, respectiv realizarea acestui bloc funcțional sub formă de modul.

Din punct de vedere electric, modulul FI cale comună cu care este echipat TV staționar cu circuite integrate, se compune din trei părți (fig. 1), amplasate constructiv în două compartimente :

1. preamplificatorul de FI cu T101—BF199 (BF173) ;
2. filtrul de selectivitate concentrată ;
3. circuitul integrat TDA440 care cuprinde amplificatorul de FI, demodulatorul video și sistemul de RAA.

Fig. 1. Schema bloc a modulului FI cale comună

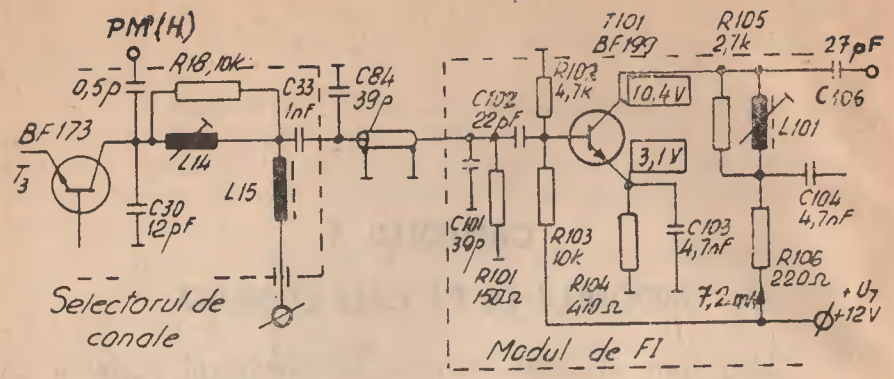


Fig 2. Modul de cuplare a preamplificatorului de FI cu selectorul de canale.

1. PREAMPLIFICATORUL DE F.I.

Rolul preamplificatorului de F.I. este, pe de o parte de a compensa atenuarea semnalului de F.I. de către filtrul de selectivitate concentrată pe care îl precede, pe de altă parte permite cuplarea ușoară a modulului de F.I. cu orice tip de selector de canale, fără modificări ale schemei electrice a modulului de F.I. Preamplificatorul este echipat cu tranzistorul de tip BF199 (IPRS) avînd ca echivalent tranzistorul BF173 cu capsulă metalică, ambele tranzistoare fiind perfect interșanjabile cu următoarea modificare : condensatorul ceramic C102 (fig. 2) are valoarea 22 pF pentru tranzistorul BF199 și 12 pF pentru tranzistorul BF173.

Alimentarea tranzistorului T101 (fig. 2) în c.c. se realizează cu ajutorul elementelor R106, L101, R104, R103, într-un punct de funcționare corespunzător unei amplificări aproape maxime : $U_{CE} = 7{,}3$ V $I_C = 7{,}2$ mA. În acest mod amplificarea etajului este de cca. 20 ÷ 22 dB (11—12 ori) compensînd atenuarea filtrului de selectivitate concentrată care este de 15 ÷ 16 dB (5—6 ori), restul de amplificare de cca. 6 dB (2 ori) contribuind la creșterea amplificării globale a modulului. Examinînd schema din fig. 2 se vede că rolul condensatoarelor C103, C104 este acela de a decupla din punctul de

vedere al semnalului de FI emitorul lui T101 (C103) respectiv punctul „rece" al bobinei L101 (C104).

În ceea ce privește modul de cuplaj al modulului de FI cu selectorul de canale, aceasta rezultă examinînd schema din fig. 2. Elementele C84 = 39 pF, cablul coaxial (cu lungimea de 310 mm), C101 = 39 pF și C102 = 22 pF realizează cu-

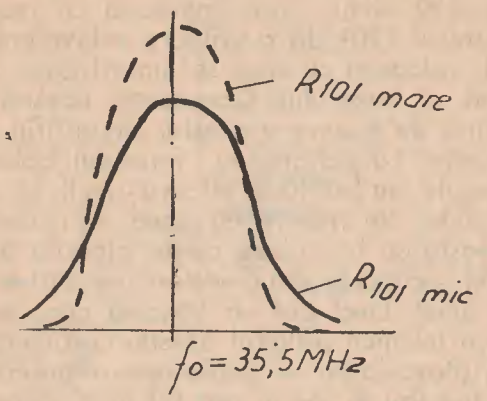


Fig 3a Caracteristica de frecvență a sarcinei a mixerului.

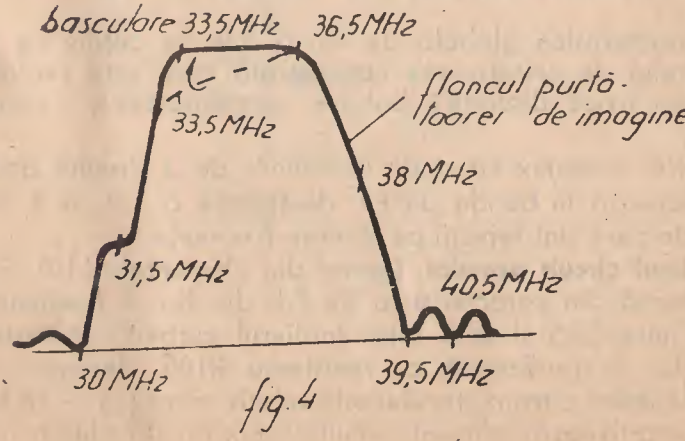


fig. 4

plajul dintre cele două blocuri funcționale. Circuitul de sarcină al mixerului din selectorul de canale, mixer care este echipat cu tranzistorul T3 BF173 (BF199) este format din elementele C30, L14, R18 și este acordat în mod normal cam pe frecvența centrală a benzii de FI (35,5 MHz). Caracteristica de frecvență a acestui circuit are alura din fig. 3. Ceea ce conferă noutate modului de cuplaj ilustrat în fig. 2, este prezența rezistenței R101 (150 ohmi), care împreună cu rezistența de intrare în tranzistorul T101 dă o valoare echivalentă de aproximativ 75 ohmi, valoarea cu care se amortizează de fapt circuitul de sarcină al mixerului. Conescința acestei amortizări este lărgirea benzii de trecere a acestui circuit (fig. 3 — curba cu linie plină) astfel că acționarea miezului bobină L14 din selectorul de canale nu va face altceva decît să translateze, în frecvență o curbă de trecere ca acea reprezentată în fig. 3 și în felul aceasta să basculeze curba globală de FI a modulului în așa fel încît cele două vîrfuri ale curbei să se plaseze la același nivel. Deci L14 va bascula caracteristica globală de FI în așa fel încît palierul acestei caracteristici (fig. 4) să fie orizontal. (Bascularea = deplasarea markerilor de 33,5 și 36,5 MHz în sus sau în jos în așa fel încît să poată fi plasați la același nivel față de axa orizontală).

2. FILTRUL DE SELECTIVITATE CONCENTRATĂ

Caracteristica globală de F.I. a T.V. se obține cu ajutorul filtrului de selectivitate concentrată care este realizat cu elemente fizice discrete : bobine, condensatoare, rezistențe (fig. 5).

Filtrul complex cuprinde un număr de 3 circuite acordate care lucrează în banda de F.I. de trecere a T.V. și 4 circuite acordate care sînt rejecții pe diferite frecvențe.

Primul circuit acordat, format din elementele L101 și C105 controlează din caracteristica de F.I. din fig. 4 porțiunea cuprinsă între 33,5 și 36,5 MHz (palierul curbei). Amortizarea circuitului se realizează cu rezistența R105, deoarece rezistența de ieșire a tranzistorului este relativ mare (15 ÷ 18 kohmi) și nu amortizează suficient circuitul acordat. În plus o amorti-

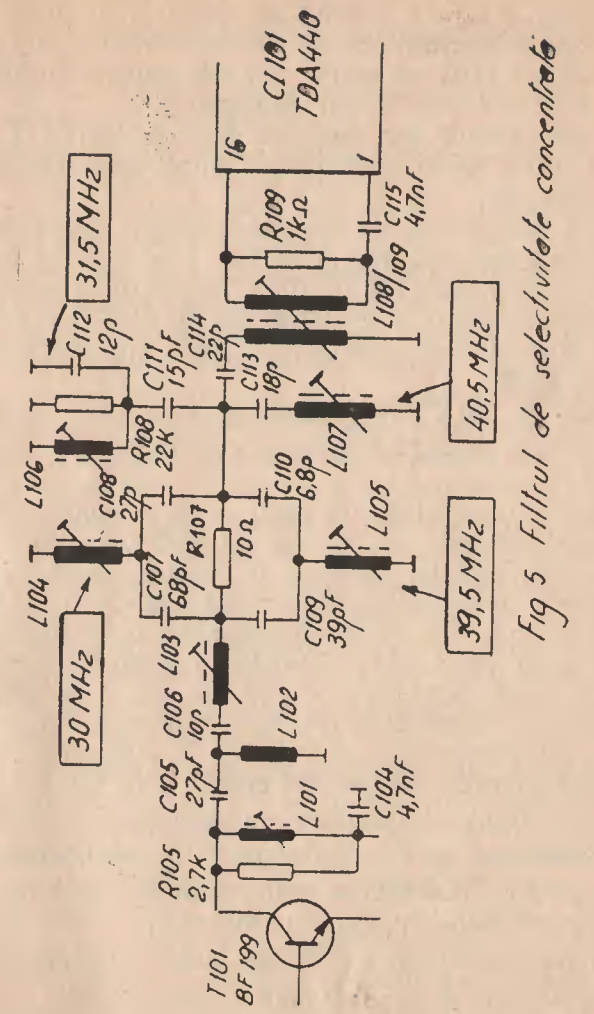


Fig 5 Filtrul de selectivitate concentrată

zare mai mare a acestui circuit îl face mai puțin sensibil la dispersia parametrilor de ieșire (rezistență și capacitate) ai trazistorului.

Bobina L102 este o bobină de cuplaj a primului circuit cu **al doilea circuit acordat** format din elementele L103, C106. Cu ajutorul bobinei L103 se poate controla poziția purtătoarei de 38 MHz pe flancul purtătoarei de imagine.

Al treilea circuit acordat este format din C114 și primarul bobinei L108/109 și controlează liniaritatea flancului purtătoarei de imagine.

Rejecția semnalului de frecvență intermediară imagine a canalului adiacent superior (30MHz) se realizează cu circuitul în T podit format din L104, C107, C108, R107. Rejecția de 39,5 MHz se realizează cu L105, C109, C110, R107 iar cea de 31,5 MHz corespunzătoare sunetului propriu, cu elementele C111, C112, L106, R108.

Rejecția de 40,5 MHz, care ameliorează selectivitatea curbei în partea dreaptă (fig. 4) se realizează cu circuitul serie L107, C113.

Transformatorul L108/109 realizează un cuplaj slab al filtrului cu circuitul integrat, în așa fel încît variația impedanței de intrare a circuitului integrat în timpul reglajului automat al amplificării să nu influențeze filtrul, pe de o parte, iar pe de altă parte permite cuplarea simetrică a semnalului pe picioruşele 1—16 ale CI 101 TDA440 în scopul creșterii stabilității la oscilații a montajului. Avînd un raport de transformare de 8/3 acest transformator produce bineînțeles o atenuare a semnalului. De asemenea, filtrul are o atenuare de inserție. Aceste două pierderi de semnal cauzate de filtru și de transformator sînt total compensate de amplificarea mai mare a preamplificatorului de F.I., astfel încît la amplificarea mare a circuitului ntegrat TDA440 se mai adaogă cca. 6 dB asigurați de tranzistorul preamplificator de FI—T101.

Preamplificatorul de F.I. și filtrul de selectivitate concentrată sînt blindate în scopul evitării unor cuplaje nedorite cu circuitul integrat unde se realizează practic întreaga amplificare a modulului de FI, cuplaje care ar putea determina intrarea în oscilație a modulului.

3. Circuitul integrat TDA440 și elementele sale anexe exterioare.

Circuitul integrat TDA440 reprezintă elementul activ fundamental în funcționarea modulului. El realizează practic următoarele funcțiuni :

a) amplificator de F.I. cu amplificare reglabilă prin RAA ;
b) limtiator și demodulator sincron ;
c) preamplificator video cu două ieșiri ;
d) detector RAA cu circuit poartă ;
e) amplificator RAA pentru comanda amplificatorului de FI încorporat în circuitul integrat ;
f) amplificator RAA cu întîrziere variabilă pentru comanda directă a selectorului de canale echipat cu tranzistoare PNP sau comanda indirectă (printr-un tranzistor NPN inversor) a selectorului echipat cu tranzistoare NPN.

Toate aceste funcțiuni se pot urmări pe schema bloc a circuitului integrat din fig. 6. În plus schema conține și un stabilizator încorporat cu tensiunea nominală de 6 V care alimentează amplificatorul de F.I. și circuitele de RAA.

Modul în care funcționează circuitul integrat este următorul : semnalul de frecvență intermediară selectat de filtrul de selectivitate concentrată se aplică simetric pe picioruşele 1 și 16 ale CI, deci la intrarea amplificatorului de F.I. încorporat in circuitul integrat. Amplificatorul de F.I. este format din 3 etaje amplificatoare, separate între ele prin repetoare pe emitor, din care primele două sînt cu amplificare reglabilă comandată de sistemul de RAA.

După ieșirea din amplificator semnalul amplificat se aplică demulatorului sincron pe două căi : direct și indirect printr-un etaj limitator care are ca sarcină un circuit acordat derivație (L110, C124), circuit care extrage din semnalul de FI numai frecvența purtătoarei de imagine. Din mixarea multiplicativă a întregului semnal de F.I. cu purtătoarea de imagine obținută cu ajutorul circuitului acordat, se obține la ieșirea demodulatorului sincron semnalul de videofrecvență.

Semnalul de frecvența purtătoarei de imagine se aplică pe o intrare a demodulatorului sincron în timp ce pe cealaltă se aplică semnalul de TV transpus în frecvență intermediară. In demodulator se face **produsul** celor două semnale în așa

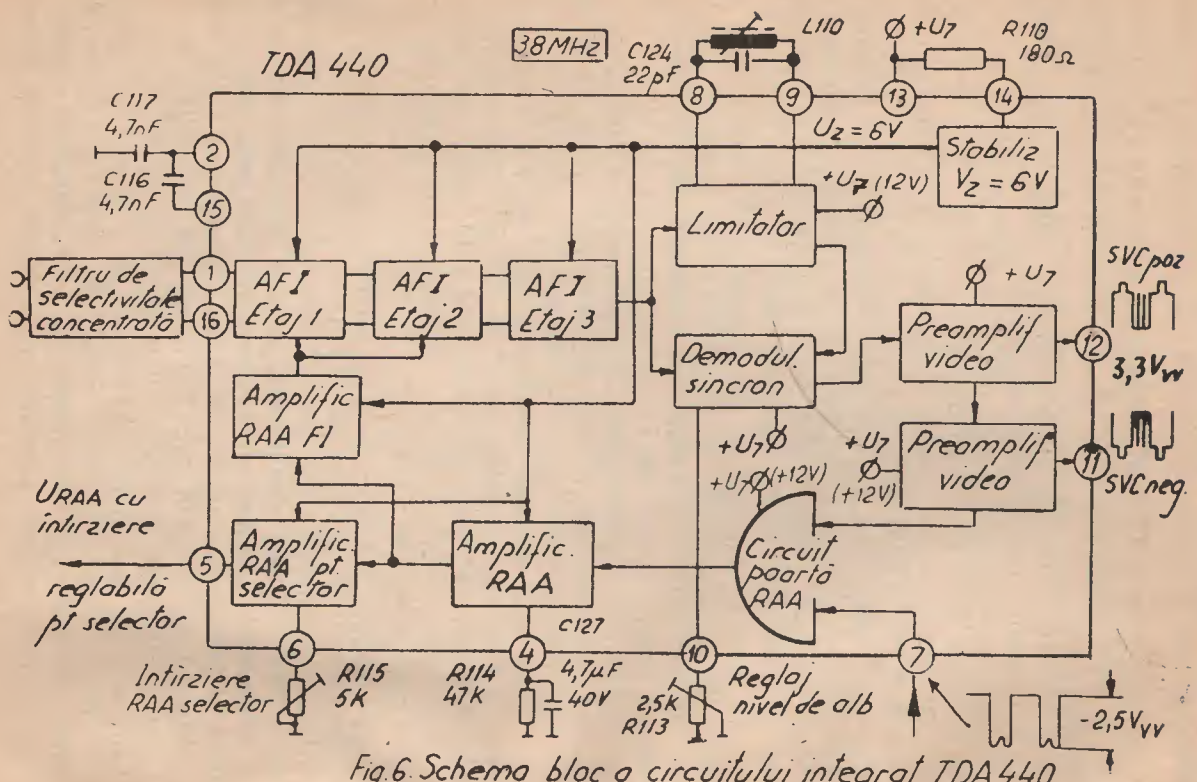


Fig.6. Schema bloc a circuitului integrat TDA 440

U_1 - purtătoare de imagine (38 MHz)

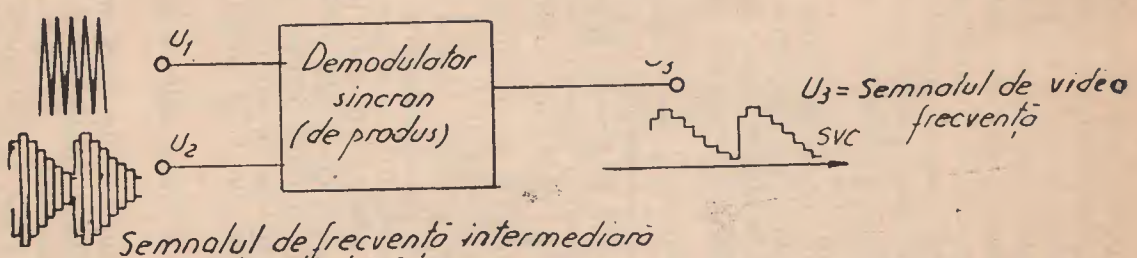


Fig. 7. Principiul de lucru al demodulatorului sincron

fel încît la ieșire se obțin o multitudine de semnale de diferite frecvențe din care cu ajutorul configurației diferențiale a modulatorului și a celulelor de filtraj de pe ieșirile 11, 12 ale CI se extrage semnalul de videofrecvență (fig. 7). Acesta se aplică apoi preamplificatoarelor de video-frecvență (două la număr) și acestea furnizează la picioruşele (pin) 11 respectiv 12 semnalele de videofrecvență cu polaritatea negativă (pentru amplificatorul final de videofrecvență) respectiv de polaritate pozitivă (pentru calea de sunet și pentru sincroprocesor).

Pe ieșirile 11 și 12 ale CI se obține împreună cu SVC a doua purtătoare de sunet cu frecvența de 6,5 MHz care rezultă din detecția MA în demodulatorul sincron. Nivelul purtătiarei de sunet, modulată în frecvență este de cca. 30—40 mV.

Sistemul de RAA. De la preamplificatorul video care furnizează semnalul de videofrecvență de polaritate negativă, semnalul video se aplică și circuitului poartă de RAA, care compară acest semnal cu o tensiune internă de referință obținută din tensiunea de alimentare stabilizată, pe durata impulsurilor de întoarcere linii cu amplitudine de 2,5 V_{vv} care se aplică circuitului poartă pe pin 7 al CI, obținîndu-se la ieșire o tensiune de eroare. Această tensiune este amplificată într-un amplificator RAA, la nivelul căruia tensiunea de eroare în impulsuri este netezită prin integrare cu grupul R114, C127 plasat la piciorușul 4 al Ci și aplicată la două amplificatoare RAA separate : unul care comandă primele două etaje de FI și celălalt care comandă amplificarea selectorului de canale după fixarea unui prag de întîrziere a tensiunii de comandă cu ajutorul potențiometrului R115 plasat pe piciorușul 6 al CI.

Tensiunea de comandă a selectorului se obține la pin 5 al C.I.

Dintre blocurile funcționale menționate mai sus, circuitul poartă RAA, limitatorul, demodulatorul sincron și preamplificatoarele de videofrecvență sînt alimentate cu tensiunea $+ U_7 = + 12$ V (11...12,5 V) (tensiunea nominală a modulului FI) în timp ce cele trei etaje amplificatoare de FI și amplificatoarele RAA se alimentează de la tensiunea stabilizată de + 6 V (6...6,3 V) obținută din $+ U_7$ (care se aplică la piciorul

13 al CI), cu ajutorul unei diode Zener și a rezistenței R110 (plasată între pin 13 și 14 ale CI). Tensiunea de + 6 V se măsoară pe pin 14 al CI.

Examinînd acum schema de principiu din fig. 8 vom analiza rolul componentelor exterioare anexe circuitului integrat.

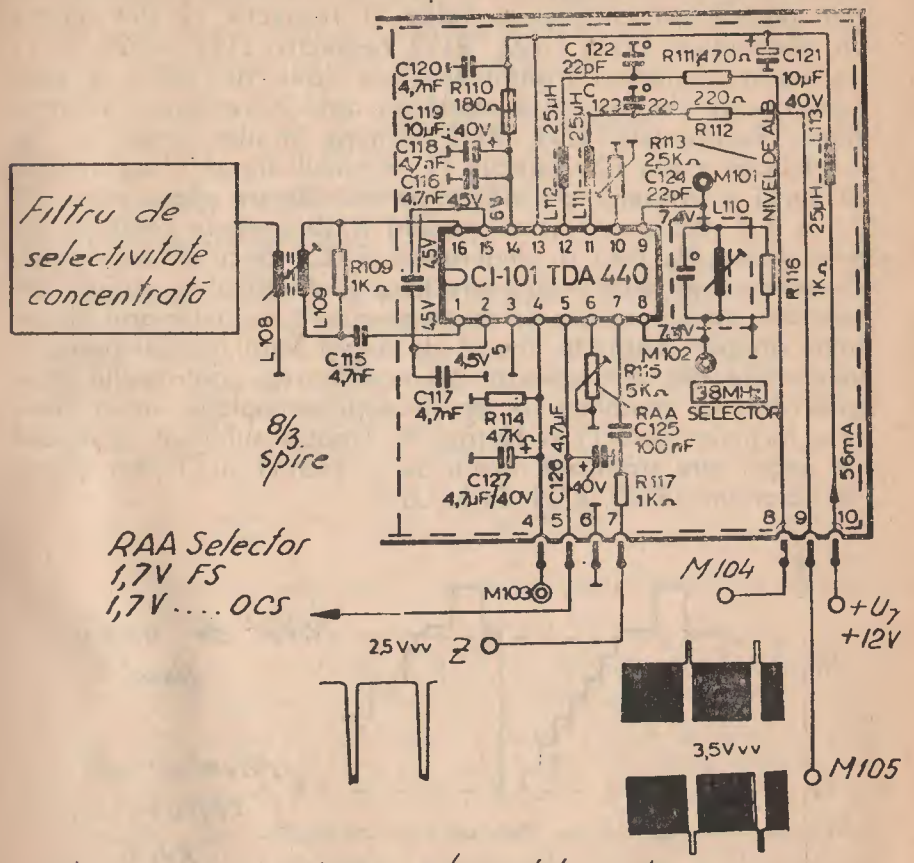


Fig 8. C.I. - TDA 440 si elementele sale anexe

Condensatoarele C116, C117 decuplează din punctul de vedere al semnalului de FI pin 2 și 15 ale CI în scopul asigurării stabilității față de autooscilații. Tot rol de filtraj îl au

grupurile L113, C120, C121 respectiv R110, C119, C118 pentru pin 13 respectiv 14 pe care se aplică tensiunile de alimentare ale circuitului integrat, în scopul evitării unor cuplaje nedorite, prin sursa de alimentare, a modulului de FI cu alte module. Condensatorul C115 blochează componenta continuă prin secundarul transformatorului L108/109 asigurînd cuplajul numai pentru semnal. Ieșirile video 11 respectiv 12 sînt filtrate cu elementele L111, C123, R112 respectiv L112, C122, R111 pentru a împiedica transmiterea pe căile de video a unor componente de frecvență egală cu dublul frecvenței intermediare. Rezistențele R111, R112 asigură în plus protecția la scurtcircuit a pin 12 respectiv 11, în cazul atingerii accidentale la masă a traseelor de videofrecvență de pe placa mare de c.i. a T.V. Rezistența semireglabilă R113 permite reglarea nivelului de alb, deci a amplitudinii SVC, deci a contrastului, deoarece nivelul de negru este fixat și stabilizat la variații ale tensiunii de alimentare și de temperatură, în interiorul circuitului integrat. Față de nivelul de negru fixat, modificarea nivelului de alb echivalează cu modificarea contrastului imaginii deci cu modificarea amplitudinii semnalului video complex la picioruțele 11 și 12 (fig. 9). Trebuie subliniat că nivelul de negru este stabilizat numai pe ieșirea 11 a CI prin grupul de polarizare R722, R721 de la U9.

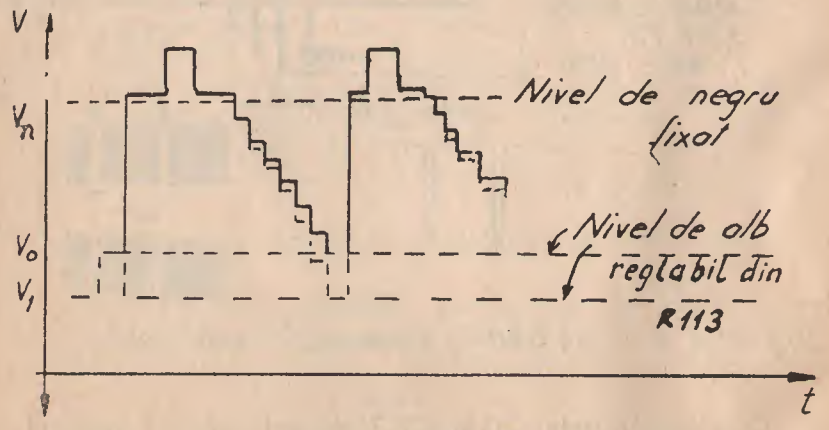


Fig. 9 Reglarea nivelului de alb.

Circuitul acordat derivație L110, C124, denumit **circuit de refacere a purtătoarei,** asigură extragerea semnalului de frecvență interemediară cuprins în banda de trecere a modulului FI datorită selectivității sale. Trebuie subliniat totuși, că o selectivitate mare a acestui circuit deși asigură o demodulare liniară cu minimum de distorsiuni, are dezavantajul obținerii unei plaje de acord fin a TV destul de mici. Spre exemplu, pentru un circuit uzual cu factorul de calitate $Q = 30$ se obține o bandă a circuitului acordat :

$$B_{3\ dB}\ \frac{f_0}{Q} = \frac{38}{30}\ (MHz) = 1{,}26\ MHz$$

f_0 = frecvența purtătoarei de imagine

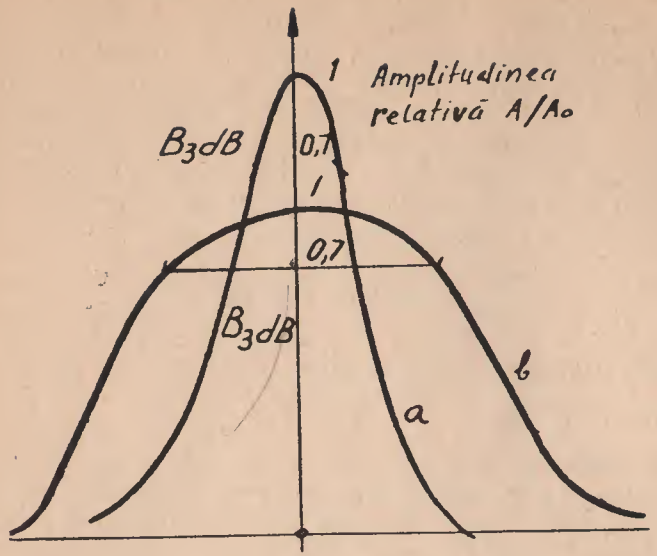
B_3 dB = banda la 3 dB.

Această valoare este insuficientă pentru practică. De aceea se preferă să se amortizeze circuitul de refacere a purtătoarei mergîndu-se pînă aproape de limita minimă de la care demodularea rămîne încă liniară. Prin amortizarea circuitului cu $R_{116} = 1$ kohm se obține un factor de calitate al circuitului $Q_S = 6$ și deci o bandă :

$$B_{3\ dB} = \frac{f_0}{Q_S} = \frac{38}{6} = 6{,}3\ MHz$$

Această valoare este pe deplin satisfăcătoare, acordul fin nemaifiind „critic".

Prin elementele C125 și R117 se aplică pe picioruțul (pin) 7 al CI impulsurile de întoarcere lunii (negative) cu o amplitudine care poate fi cuprinsă în gama 1,5 ÷ 5 V_{vv}, impulsuri necesare deschiderii circuitului poartă RAA. Aceste impulsuri se obțin de la înfășurarea 5 — 6 a transformatorului de linii — prin divizarea la valoarea de 2,5 V_{vv} cu rezistențele R_{711}, R_{712} (a se vedea schema electrică a TV). Rezistența R117 asigură protecția circuitului integrat la eventuale descărcări în tubul cinescop, mai precis a pin 7, unde impedanța de intrare este mai joasă. Modul în care se asigură protecția va fi analizat ulterior. Rezistența semireglabilă R115 permite reglarea pragului de la care apare tensiunea de co-



$f_o = 38\ MHz$

Fig. 10. Caracteristica de selectivitate a circuitului de refacere a purtătoarei

a = curba de selectivitate a circuitului de refacere a purtătoarei neamortizat

b = curba de selectivitate a circuitului de refacere a purtătoarei, amortizat

mandă RAA la pin 5 al CI. În situația utilizării unor selectoare de canale cu tranzistoare NPN nu se poate face comanda directă cu tensiunea de RAA a acestora de către CI101 TDA440. În acest scop se folosește un **etaj inversor de tensiune** care constructiv este plasat pe modulul selector de canale. Modul de cuplare a picioruşului (pin) 5 cu borna de comandă RAA a selectorului se face ca în fig. 11.

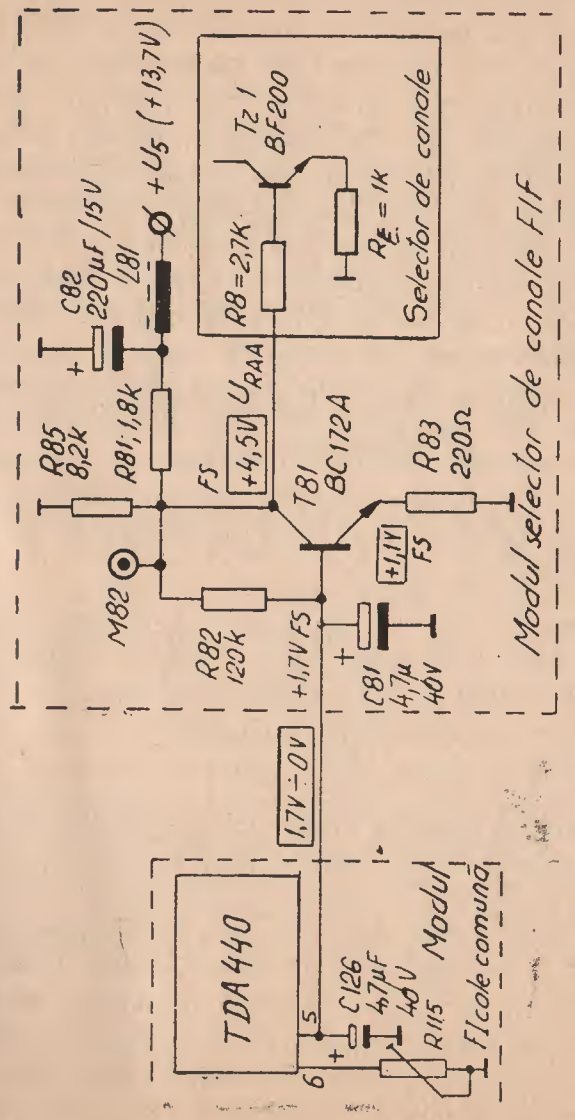


Fig. 11 Modul de aplicare a tensiunii de comandă RAA pentru selectorul de canale

Selectorul de canale românesc, echipat cu tranzistoare cu Si NPN, necesită pe borna de RAA o tensiune de comandă de 4 ÷ 4,5 V, corespunzătoare situației de amplificare maximă a selectorului (fără semnal sau semnal foarte slab) și pînă la cca. 9,5 ÷ 10,5 V tensiune care corespunde unei amplificări minime a selectorului (la semnal mare). Pe pin 5 al CI 101 se obține o tensiune de 1,7V (corespunzătoare amplificării maxime a selectorului) tensiune care în procesul de reglaj al amplificării scade spre 0 V (corespunzător amplificării minime a selectorului). Scăderii de tensiune RAA din pin 5 a modulului FI—VS trebuie să corespundă o creștere a tensiunii de la 4,5 V spre 10,5 V pe borna RAA a selectorului. Această inversare de polaritate se realizează cu ajutorul amplificatorului de curent continuu cu reacție format din elementele T81, R81, R82, R83, R85. Rezistența R81 controlează mărimea tensiunii corespunzătoare amplificării maxime a selectorului, în timp ce R85 controlează tensiunea corespunzătoare amplificării minime a selectorului la care se ajunge la terminarea procesului de reglaj :

$$U_{RAA} \text{ la } A_{min} = U_5 \cdot \frac{R_{85}}{R_{85} + R_{81}} = 13 \cdot \frac{8{,}2 + 1{,}8}{8{,}2} \cdot =$$

$$= 13 \cdot \frac{8{,}2}{10} = 10{,}5 \text{ V}$$

Practic, ținînd cont de dispersia amplificării tranzistorului T81 și a toleranțelor lui R81 și R85, se obțin între 10,2 și 10,8 V.

Condensatorul C126 are rolul de a filtra ieșirea 5 a C.I. Elementele R114 = 47 kohmi și C127 = 4,7 μ/40 V asigură integrarea tensiunii de eroare obținută la ieșirea detectorului RAA. În mod real pe piciorușul 4 al CI se obține tensiunea de comandă RAA generală, care comandă ulterior RAA-ul pentru amplificatorul FI intern și selectorul de canale. Tensiunea

continuă pe piciorul 4 al modulului de FI—VS este nulă în situația fără semnal și crește spre 2,2 — 2,3 V, atunci cînd semnalul crește la intrarea TV. Aici se poate aplica deci din exterior o tensiune de comandă necesară blocării căii comune sunet-imagine în timpul reglajului televizorului. (Se aplică + 2,5...3 V).

Circuitul integrat descris mai sus și componentele sale anexe sînt blindate și separate de preamplificatorul FI și filtrul de selectivitate concentrată în scopul evitării apariției oscilațiilor montajului. În mod deosebit se blindează bobina L110 întrucît aici apar radiații de nivel relativ mare care pot ajunge pe diferite căi la intrarea circuitului integrat, determinînd intrarea în oscilație a modulului FI.

4. PERFORMANȚELE MODULULUI FI CALE COMUNĂ

4. 1. AMPLIFICAREA

Circuitul integrat TDA440 cu care este echipat modulul FI asigură o amplificare de cca. 80 — 85 dB. Transformatorul L108/109 introduce o atenuare de 8 dB, iar filtrul de selectivitate concentrată tot cca. 8 dB, deci 16 dB pierdere totală de amplificare. Preamplificatorul FI asigură o amplificare de maximum 22 dB. Deci amplificarea globală a modulului de FI este de 86 — 91 dB. În situația în care se folosește un selector cu amplificare de cca. 20 dB atunci amplificarea globală de la borna de antenă la detecție, este de 106 ÷ 111 dB, iar cu un selector foarte bun,110 — 115 dB, ceea ce asigură televizorului oe sensibilitate de 10 — 20 μV, adică la limita superioară a oricăror posibilități. În fig. 12 se arată nivele de amplificare și tensiuni la un televizor cu CI.

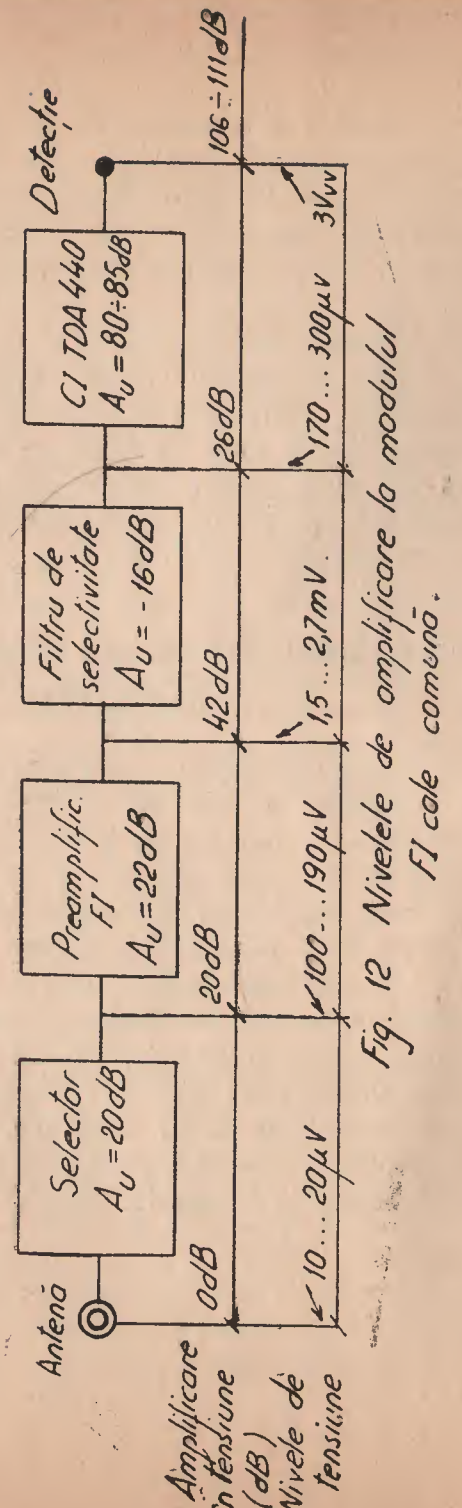


Fig. 12 Nivelele de amplificare la modulul FI cale comună.

4.2. SELECTIVITATEA

Selectivitatea modulului de FI determină practic selectivitatea TV. Caracteristica de frecvență a modulului este cea din fig 13 și satisface ca parametri de calitate exigențele unui receptor de TV staționar alb-negru clasa I sau II-a.

4.3. NIVELUL SEMNALULUI COMPLEX VIDEO PE IEȘIREA 11 A CI101 TDA440

Acest nivel se poate regla cu potențiometrul semireglabil R113. Pentru a asigura un nivel de 80 ÷ 100 V_{vv} pe ca-

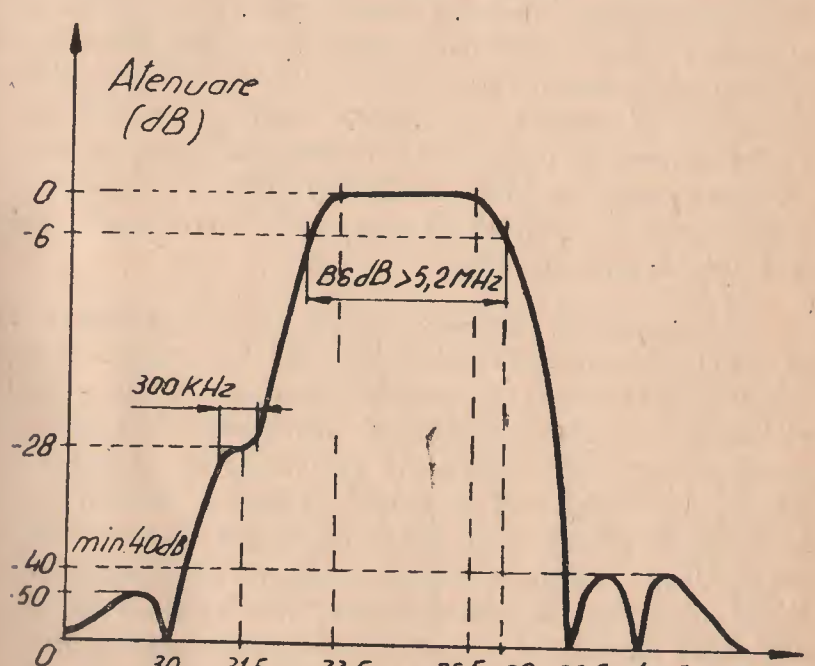


Fig. 13 Caracteristica de frecvență (scară logaritmică)

todul cinescopului, modulul FI necesită la ieșire (pin 11) un nivel al semnalului complex video (SVC) de 2,8 — 3,5 V_{vv}. Pe pin 12 el poate da un nivel de 3 ÷ 5 V_{vv} suficient pentru comanda sincroprocesorului și a căii de sunet.

Valoarea nominală este de 3,2 V_{vv} respectiv 90 V_{vv} pe catodul TK deoarece amplificarea de tensiune a etajului final video este de cca. 28 ori.

4.4. DINAMICA DE REGLAJ A MODULULUI FI

Circuitul integrat asigură o dinamică de reglaj (raportul între amplitudinea maximă respectiv minimă a semnalului care aplicat la intrare păstrează constant ca nivel semnalul complex video la ieșirea 11 a CI101) de 55 dB. Caracteristicile de reglaj ale TV staționar cu circuite integrate sînt cele din fig. 14. Se observă că pragul de întîrziere pentru RAA selector de stabilește pentru un nivel de 2mVef semnal la borna de antenă, ceea ce asigură o imagine de foarte bună calitate, fără zgomot (vezi fig. 14.a).

Se constată de asemenea, din fig. 14.b că reglajul automat al amplificării pentru amplificatorul de F.I. încorporat în circuitul integrat începe să lucreze practic de la nivele sub 100 μV semnal la borna de antenă. Tensiunea de reglaj care apare pe pin 4 al CI101 crește pe măsură ce semnalul la intrare crește, astfel încît la pragul de 2mVef semnal aplicat la borna de intrare, cînd începe să lucreze RAA-ul pentru selector, U_{RAA} pe pin 4 rămîne constantă la valoarea de 2,25 V. La nivele mari de semnal (peste 100 mV) selectorul nu mai atenuează semnalul și din nou RAA-ul pentru amplificatorul de FI intern începe să lucreze.

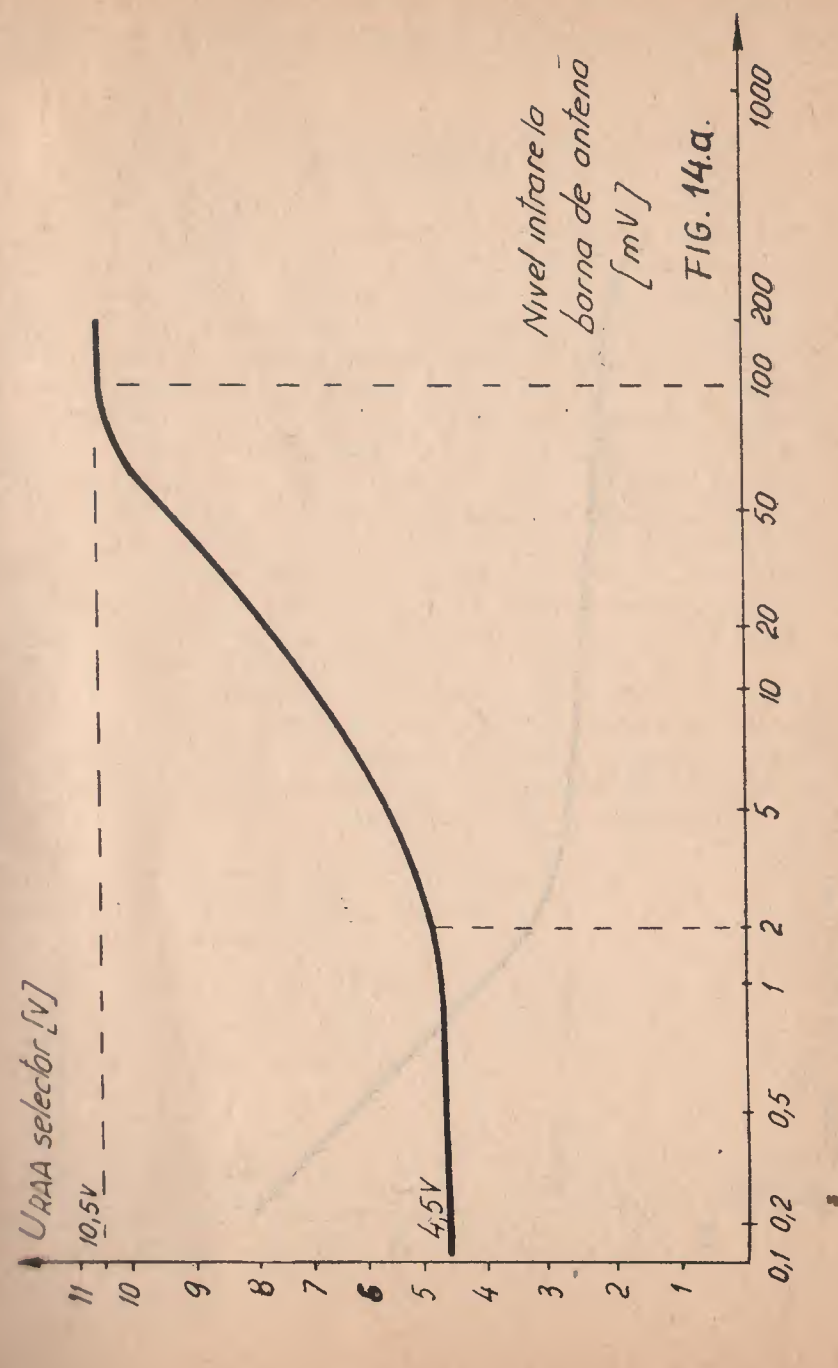


FIG. 14.a.

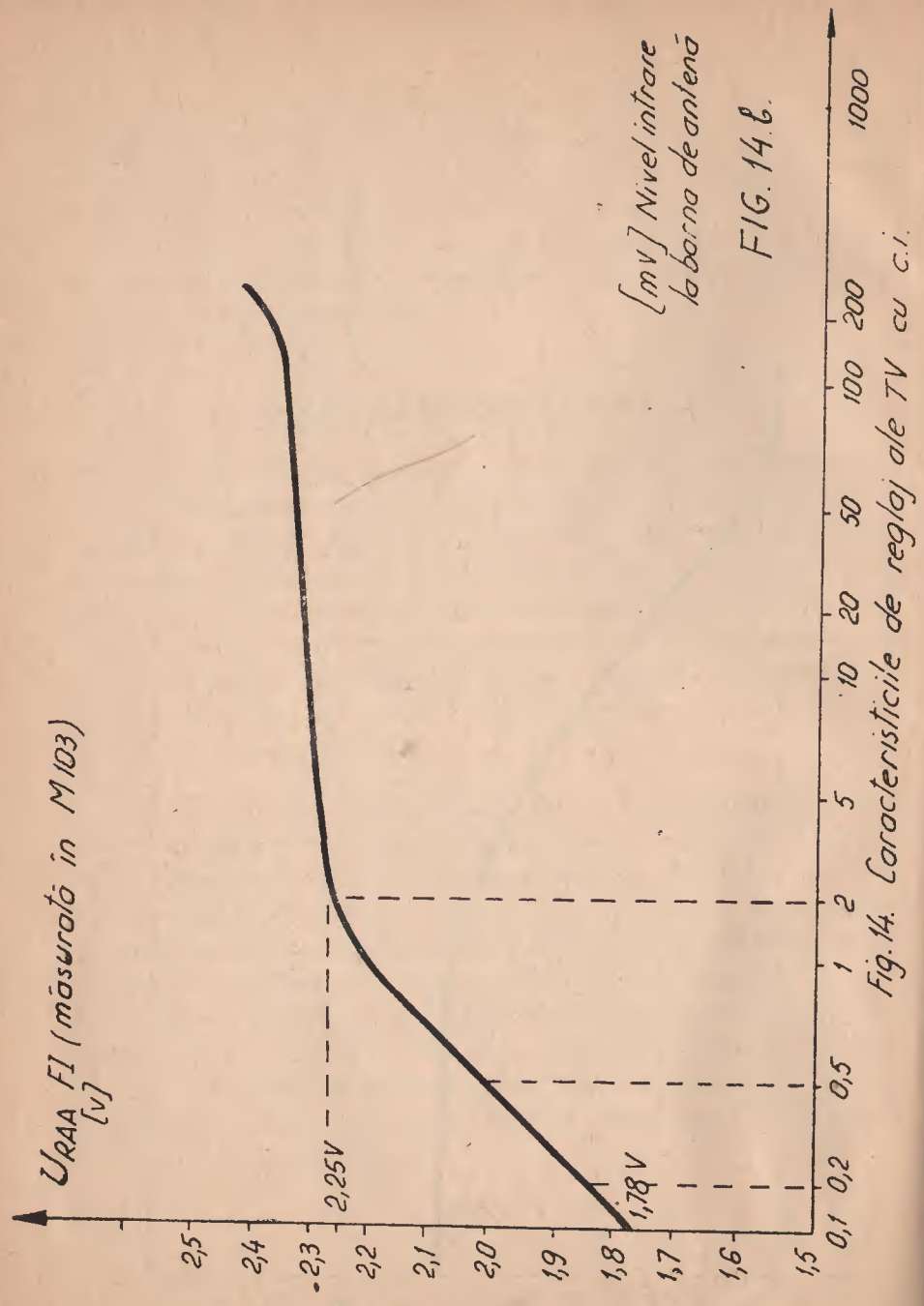


FIG. 14 ℓ.

Fig. 14. Caracteristicile de reglaj ale TV cu c.i.

5. REGLAJUL ȘI DEPANAREA MODULULUI FI CALE COMUNĂ

Indicații practice referitoare la utilizarea circuitului integrat.

5.1. REGLAREA MODULULUI F.I. CALE COMUNĂ (PE TELEVIZOR)

Aparatele necesare : vobuloscop, osciloscop, sursă de alimentare stabilizată pentru blocarea RAA, voltmetru cu Ri ⩾ 50 kohmi/V în situația în care nu se dispune de sursă de alimentare se poate utiliza un potențiometru de cel puțin 25 kohmi care se conectează pe placa de bază a TV între U_7 și masă, practic la pic. 10 al modulului de FI (unde se alimentează modulul cu + 12 V), iar cursorul se conectează în M103 adică pe contactul 4 al modulului, acolo unde se obține tensiunea $U_{RAA\ FI}$ de pe piciorușul 4 al CI TDA440. Se poate folosi și un voltmetru cu Ri = 20 kohmi/V pentru măsurarea tuturor tensiunilor, mai puțin tensiunea de pe piciorul 4 al CI TDA440 (aceasta deoarece rezistența internă a instrumentului șuntează rezistența R_{114} = 47 kohmi eronînd măsurătoarea). Cu DU10 sau DU20 măsurătoarea pe pic. 4 al modulului este corectă (scara de 6 V).

Tasterul de comandă al TV se apasă pe BIII la canale unde nu se face simțită prezența posturilor locale de TV. Potențiometrii de lumină și contrast se pun în poziția de minimum. Se conectează vobuloscopul prin intermediul sondei de injecție din fig. 15 între punctul PMH de pe selectorul de ca-

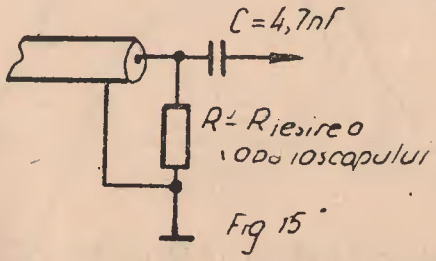


Fig 15

nale și masă. Osciloscopul se conectează între M105 și masă. Între M101, M102 (cele 2 cuie de pe modulul FI) se conectează

o rezistență de 100 ohmi fie prin folosirea unui conector, fie prin lipire directă. În ambele situații modulul va rămîne blindat cu cele două capace de aluminiu, pentru reglaj.

Se aplică în M103 o tensiune continuă de + 2 ÷ + 2,3 V fie de la o sursă de alimentare fie cu ajutorul potențiometrului așa cum s-a arătat mai sus.

Semnalul de injecție se reglează în așa fel încît amplitudinea curbei văzută pe osciloscop să fie de 2 V_{vv}.

A. REGLAREA FILTRULUI DE SELECTIVITATE CONCENTRATĂ

a) Se scot miezurile din bobinele L104, L106 pînă cînd curba „nu mai simte". Se introduc miezurile în bobinele L105, L107, L101, L103 de asemenea, pînă cînd curba „nu mai site".

Se reglează bobina L108/109 pînă cînd se obține curba din fig. 16.

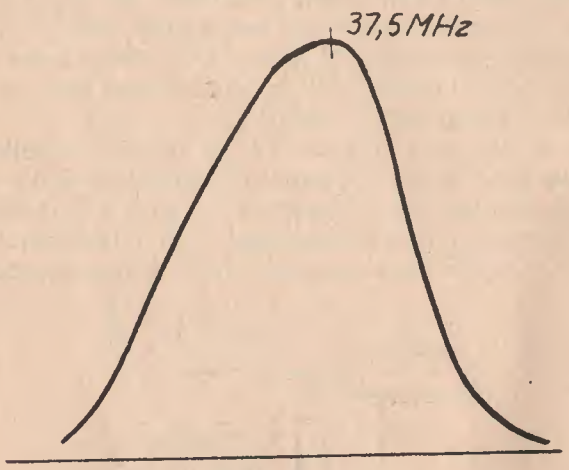


Fig 16

b) Se reglează bobina L103 pentru a obține curba din fig. 17.

c) Se reglează L101 pînă cînd se obține curba din fig. 18.

d) Se reglează rejecțiile în ordinea următoare (fig. 19) :

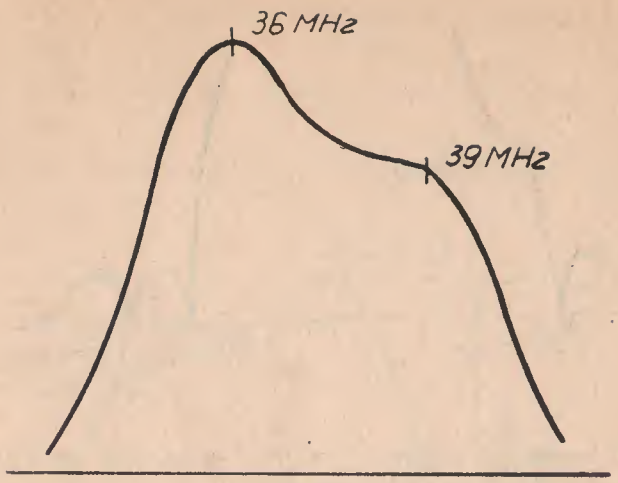


Fig. 17

— bobina L104 pe frecvența de 30 MHz ;
— bobina L106 pe frecvența de 31,5 MHz ;
— bobina L105 pe frecvența de 39,5 MHz ;
— bobina L107 pe frecvența de 40,5 MHz.

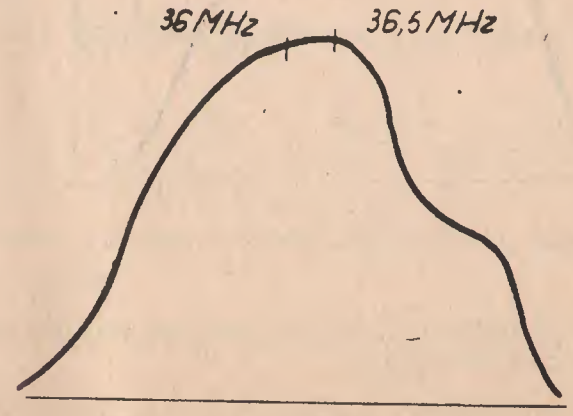


Fig 18

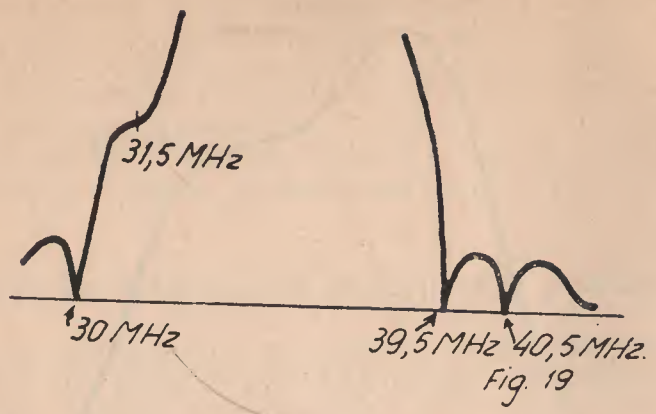


Fig. 19

e) Se reglează bobina L14 (din selectorul de canale) pînă cînd curba are alura din fig. 20.

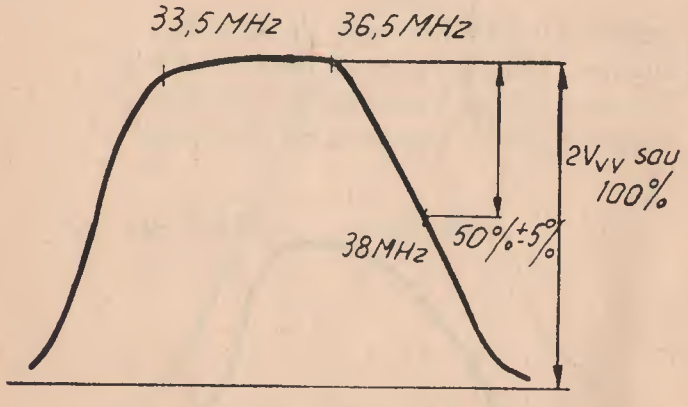


Fig 20

Se admit retușuri în limitele unei jumătați de tură a miezului după cum urmează :

1) din L101 pentru palierul curbei (porțiunea dintre 33,5 și 36,5 MHz) ;

2) din L103 pentru poziția purtătoarei pe flancul purtătoarei de imagine ;

3) din L108/109 pentru liniaritatea flancului purtătoarei de imagine ;

4) din L14 pentru egalizarea vîrfurilor curbei (bascularea curbei).

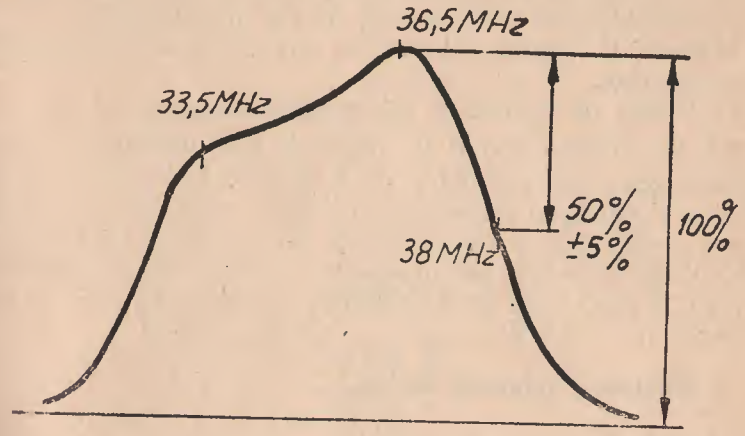


Fig 21

B. **Reglarea circuitului de refacere a purtătoarei de imagine.**

Aceleași condiții generale. Se deconectează rezistența de 100 ohmi din punctele M101 și M102. Se reglează L110 pînă cînd se obține curba din fig. 21.

C. **Reglarea întîrzierii tensiunii de comandă RAA pentru selectorul de canale.**

Metoda I (utilă în practică, nu necesită generator de semnal calibrat).

Televizorul fără semnal la intrare. Tasterul apăsat pe orice poziție.

Se conectează un voltmetru cu Ri ⩾ 20 kohmi/V în punctul M82 de pe modulul selector.

Se conectează o sursă de c.c. (sau se folsește potențiometrul menționat) de + 2,2 V în M103.

Tensiunea citită pe voltmetru este + 4,5 V (admis 4...4,6 V).

Se acționează R115 de pe modulul FI pînă cînd acul voltmetrului începe să înregistreze o creștere de la valoarea de 4,5 V (sau valoarea de 4...4,6 V) de pe punctul M82.

Metoda II (necesită generator de RF modulat cu semnal video complex).

La borna de antenă a TV se aplică un semnal de TV pe oricare din canale, avînd un nivel de tensiune de 2 mV_{ef}.

Se conectează un voltmetru cu R ⩾ 20 kohmi/V în punctul M82. Se acționează potențiometrul R115 rotindu-l la maximum în sens invers acelor de ceasornic și se citește tensiunea de + 4,5 V. Revenind în sensul acelor de ceasornic se acționează încet R115 pînă cînd acul indică o creștere a tensiunii de la valoarea de + 4,5 V.

D. **Reglarea nivelului de alb.**

Metoda I (fără generator).

Televizorul fără semnal la intrare. Tasterul neapăsat. Se conectează o sursă de c.c. de + 3 V în M103 (sau se folosește un potențiometru așa cum s-a menționat mai sus).

Se conectează un voltmetru cu Ri ⩾ 20 kohmi/V în M105. Se acționează R113 pînă cînd tensiunea citită pe voltmetru este de + 5,4 V.

Metoda II (cu generator).

La borna de antenă se aplică un semnal complet de TV de nivel cel puțin 2 mV_{ef}. TV este acordat pe canalul respectiv.

Se conectează un osciloscop în M105. Contrastul la maxim.

Se acționează R113 pînă cînd amplitudinea semnalului complex video văzut pe ecranul osciloscopului atinge 80—90 V_{vv}.

5.2. Verificarea și depanarea modulului FI cale comună.

5.2.1. La un modul F.I. în stare de funcționare normală **tensiunile continue** care se măsoară pe tranzistor respectiv pe pinurile (picioruşele) circuitului integrat (măsurătorile se pot face cu un voltmetru cu Ri ⩾ 20 kohmi/V cu excepția U_{RAAFi} care se măsoară pe piciorul 4 al circuitului integrat) sînt indicate în fig. 22 și 23, precum și în tabelele de la sfîrșitul capitolului.

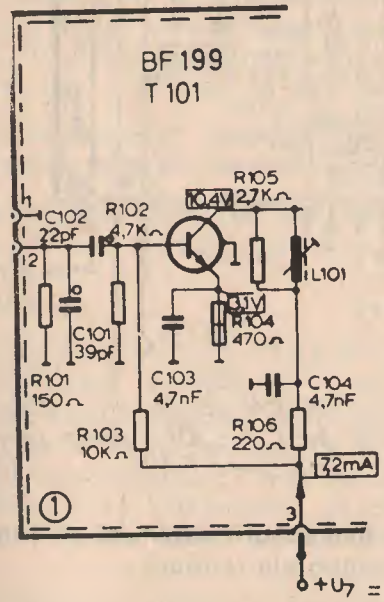


Fig 22 Tensiunile continue măsurate pe tranzistorul T101

Consumul total de curent al modulului este de cca. 63 mA din care 7 mA consumă tranzistorul și 56 mA consumă circuitul integrat. **Din cei 56 mA, 33 mA intră în pin 14 iar 23 mA intră în pin 13.**

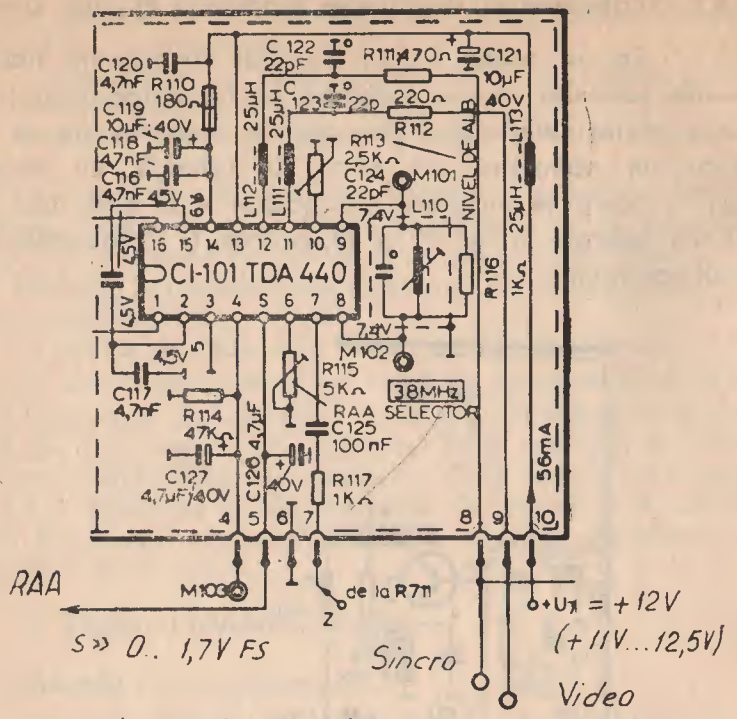


Fig. 23. Principalele tensiuni continue măsurate pe C.I - 101 (fără semnal la intrarea TV)

5.2.2. **Verificarea funcționării RAA-ului** se poate face măsurînd pe televizor următoarele tensiuni :

a) în punctul M82 de pe modulul selector de canale se măsoară cu un voltmetru cu Ri ⩾ 20 kohmi/V tensiunea de 4,5 V (admis între 4 și 5 V) cu televizorul fără semnal la borna de antenă). Dacă se constată că tensiunea este mult mai mică (2 — 3,5 V de exemplu) se vor verifica următoarele elemente : **tranzistorul T81 să fie de tipul BC172A** și nu BC172B sau C. Poate fi folosit de asemenea BC171A sau variantele cu capsulă metalică BC108A (echivalentul lui BC172A) sau BC107A. Se verifică de asemenea ca R81 să aibă valoarea de 1,8 kohmi.

Se verifică ca tranzistorul T81 să nu fie defect sau rezistențele de polarizare ale lui T81 modificate ca valoare sau defecte. Tensiunea măsurată pe contactul 5 al modulului de FI (sau în baza lui T81) corespunzătoare tensiunii de 4,5 V trebuie să fie de 1,7 V.

b) cu semnal aplicat la intrarea TV, de nivel care în mod normal asigură o imagine „fără pureci", în punctul M82 trebuie să se măsoare o tensiune de valoare cuprinsă între 4,5 V și 10,5 V, cu atît mai mare cu cît semnalul este mai mare.

Dacă cu semnal puternic aplicat la borna de antenă tensiunea în M82 rămîne tot 4,5 V înseamnă că trebuie verificată continuitatea circuitului dintre baza tranzistorului T81 și piciorușul 5 al CI101 TDA440. Se acționează potențiometrul R115 și se urmărește dacă tensiunea în M82 se modifică sau nu.

5.2.3. **Defecte specifice modulului căii comune care afectează performanțele globale ale televizorului.**

1. **Televizorul are rastru, nu are imagine și sunet** (eventual sunet „gîjîit" iar potentiometrul de contrast acționează invers*).

Cauze posibile :

a) lipsa tensiunii de alimentare pe pin 13 al CI101 TDA440. Aceasta se poate pune în evidentă cu un voltmetru cu Ri ⩾ 20 kohmi/V, măsurînd tensiunea dintre piciorușul 13 și masă. In situația în care această tensiune lipsește se vor verifica elementele C120 (scurtcircuitat), C121 (scurtcircuitat sau inversat ca polaritate), L113 (întreruptă) precum și continuitatea traseului dintre piciorușul 13 al CI101 si contactul 10 al modulului de FI ;

b) lipsa tensiunii de alimentare pe pin 14 al CI101 TDA440. Lipsa acestei tensiuni impune verificarea elementelor R110 (întreruptă), C118 (scurtcircuitat), C119 (scurtcircuitat sau inversat ca polaritate). Dacă aceste elemente sînt corecte înseamnă că este străpunsă dioda stabilizatoare Zener încorporată în CI101 la pin 14* și în acest caz CI101 trebuie înlocuit. Trebuie subliniat faptul că **dioda se străpunge numai în situația aplicării accidentale a tensiunii de pe pin 13 direct pe piciorul 14,** practic la scurtcircuitarea accidentală la măsurători, pin 13 la 14. Lipsa tensiunii în colectirul lui T101 : aceasta se dato-

reazâ scurtcircuitării la masă a traseului, a întreruperii lui L101 și R106, scurtcircuitării lui C104.

d) picioruşele (pin) 8 sau 9 ale CI101 scurtcircuitate la masă, fie prin lipire neglijentă, fie datorită unui scurtcircuit între bobina L110 și blindajul ei, fie prin scurtcircuitarea condensatorului C124.

e) Scurt intern la pin 16 și 15 : se măsoară Upin 16 = 0 ; Upin 15 ≃ 0 ; în loc de 4,5V, Upin 2 ≃ 3,5 V ; Upin 1 ≃ 3,5 V.

2. **Televizorul are (rastru) pe care poate fi vizibilă cursa inversă de cadre.**

Cauza posibilă : întreruperea căii de semnal de videofrecvență dintre pin 11 al CI101 și contactul 9 al conectorului modulului de FI. Se vor verifica elementele L111 (întreruptă), R112 (întreruptă), C123 (scurtcircuitat) precum și traseul aferent.

3. **Televizorul nu are rastru.**

Deși baleiajul de linii al TV funcționează corect, este posibil ca un asemenea defect să fie cauzat de calea comună sunet-imagine. Se măsoară tensiunea pe pin 11 al CI101 și dacă aceasta este aproximativ egală cu zero (deși traseul dintre pin 11 și contactul 9 al modulului nu prezintă scurtcircuit la masă) înseamnă că CI101 este defect și se va înlocui. De subliniat faptul că la funcționare normală tensiunea continuă pe pin 11 poate fi cuprinsă la limită între 2 si 8 V, uzual 3...4 V în situatia cu semnal.

4. **Televizorul are o imagine slabă, cu zgomot mare suprapus peste imagine.**

Acest defect se datorează evident scăderii apreciabile a amplificării și poate fi cauzat de un mare număr de elemente plasate în preamplificatorul de FI și filtrul de selectivitate concentrată. Pentru localizarea defectului se va proceda în felul următor : Se măsoară tensiunile de polarizare pe terminalele tranzistorului T101. Orice anomalii mari față de valorile ilustrate în fig. 22 impun verificarea tranzistorului precum și a elementelor de polarizare : R102, R103, R104, R106, L101. Dacă

tensiunile sînt corecte înseamnă că tranzistorul este alimentat normal și se verifică în ordine elementele : cablul coaxial de legătură cu selectorul (întrerupt la plecare de pe modulul selector sau scurtcircuitat), condensatorul C102 (întrerupt sau dezlipit), condensatorul C105, respectiv C106 (înrterupt sau dezlipit), rezistența R107 (întreruptă), bobina L109 (întreruptă).

Defectul poate fi cauzat și de potențiometrul R115 care este rotit la minimum, adică complet spre dreapta realizînd în acest mod o intrare în funcționare a RAA-ului pentru selectorul de canale prea devreme, în condițiile unui raport semnal/zgomot prost la intrarea TV

5. **Televizorul prezintă moar (moire) suprapus peste imagine,** în condițiile recepționării unui semnal normal sau mai slab decît cel normal (prin semnal normal înțelegînd un semnal de peste 1 — 2 mV care asigură recepția unei imagini fără „pureci"). Cauza posibilă : scurtcircuitarea cablului coaxial de legătură dintre selector și modulul de FI, datorită distrugerii prin încălzire excesivă a izolației conductorului central a cablului față de tresă, în punctul de lipire a cablului la plăcuța modulului selector de canale sau în punctul de lipire a cablului la conectorul de legătură cu șasiul televizorului. De menționat că acest defect este însoțit și de o scădere a sensibilității, în sensul că la semnale slabe de recepție nu mai reușim să recepționăm decît zgomot.

6. **Televizorul are imaginea desincronizată pe linii și pe cadre.** Defectul poate fi însoțit și de un sunet zgomotos :

Cauze posibile :

a) întreruperea căii de semnal de videofrecvență dintre pin 12 al CI101 și contactul 8 al conectorului modulului de FI. Se vor verifica elementeleL112 (întreruptă), R111 (întreruptă), C122 (scurtcircuitat) precum și traseul aferent ,

b) bobina L110 este dezacordată. Acționînd miezul bobinei trebuie să se obțină imaginea sincronizată. Dacă bobina nu acționează înseamnă că L110 este întreruptă sau C124 întrerupt sau dezlipit ;

c) circuitul integrat TDA440 defect la pin 12. Tensiunea continuă care se măsoară pe acest picior poate să fie la limită între 2 și 9 V (uzual cu semnal 7,5...8,5 V. În situația în

care să măsoare o tensiune foarte mică, practic egală cu zero, fără ca traseul dintre pin 12 și contactul 8 al modulului să prezinte scurtcircuit la masă, înseamnă că circuitul integrat trebuie înlocuit.

7. **Televizorul are imaginea aproape blocată,** reprezentată sub forma unei imagini puternice ruptă în fîșii dezordonate, cu contrastul scăzut sau dimpotrivă, accentuat, sau sub forma unei imagini zgomotoase și foarte întunecate. Tensiunea pe M103 = 0...1 V.

Cauze posibile :

a) nefuncționarea circuitului poartă RAA încorporat în CI101 TDA440. Acest defect poate fi cauzat de următoarele elemente : condensatorul C125 întrerupt sau dezlipit, rezistența R117 întreruptă, circuitul integrat defect. Pentru a stabili cu precizie dacă CI101 este defect se măsoară tensiunea continuă pe piciorușul 7 al CI. La un circuit în stare de funcționare această tensiune are valoarea 1 ÷ 1,15 V. **Dacă se măsoară orice valoare mai mare de 1,15 V (1,2...1,4 V sau 1,7...4 V înseamnă că circuitul integrat este defect.** De menționat că defectarea CI101 și pin 7 apare datorită descărcărilor care se pot ivi în timpul funcțiinării în tubul cinescop al TV. Amplitudinea impulsurilor de descărcare atinge valori de ordinul kilovolților și datorită energiei mari apar curenți de inducție prin traseele situate în imediata apropiere. Acești curenți pot depăși valorile limită ale curenților admiși pe anumite picioruțe ale CI101 și pot distruge joncțiunile semiconductoare alimentate prin picioruțele respective.

Modul în care se produce străpungerea CI101 pe piciorușul (pin) 7 este următorul : circuitul integrat TDA440 are realizată bara de alimentare a circuitului cu tensiunea de + 12 V sub forma unui substrat continuu semiconductor de tip n. Peste acest substrat este depusă constructiv printre alte piese și rezistența de limitare a curentului pe pin 7 care este de fapt un strat semiconductor de tip p. Prin urmare între acest strat și substratul de tip n va apare o diodă parazită așa cum se vede figurată punctat în fig. 24, diodă care la o funcționare normală a TV, cînd pe pin 7 se aplică impulsuri de întoarcere linii negative cu amplitudinea de — 2,5 V_{vv}, este blocată. La apariția descărcării puternice în tubul cinescop, impulsurile pozitive de valoare apreciabilă care pot apare la

pin 7 (figurate punctat pe fig. 24) deschid dioda parazită provocînd o străpungere parțială la substratul de tip n, ceea ce echivalează cu o întrerupere sau micșorare a rezistenței realizată sub formă de strat p și cu apariția unei tensiuni continue pozitive pe pin 7 care poate fi mai mare decît valoarea normală de 1 ÷ 1,15 V, dar mai mică decît tensiunea de alimentare a întregratului. Rezistența R117 (1...2,2 k) care se montează în exterior are tocmai rolul de a proteja circuitul de descărcare. În cazul defectării CI la pin 7 : **Remediu : se întrerupe R117 sau C125 și se pune la masă pin 7. În acest fel CI va funcționa corect cu poartă de RAA comandată de impulsurile de stingere din SVC negativ ; dacă TV nu revine la normal se va înlocui CI TDA440.**

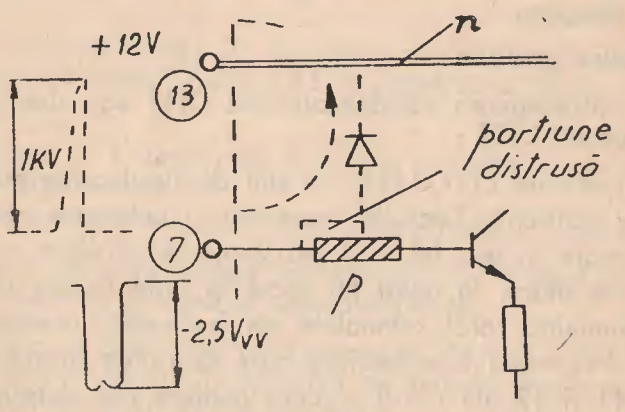


fig. 24.

b) întreruperea bobinei L110 sau a condensatorului C124;

c) întreruperea condensatorului C116 ;

d) scurtcircuitarea condensatorului C127 ;

e) scurtcircuitarea condensatorului C126.

8. **Televizorul are o imagine în care albul pătrunde în gri (supracomandă).** Defectul este însoțit și de un brum puternic pe sunet.

Cauza posibilă : potențiometrul R113 este rotit la maximum (stînga), astfel încît cursorul a ajuns pe capătul argintat al rezistenței. Se acționează R113 pînă cînd defectul dispare (cam la 3...4 V cu S pe M105).

9. **Televizorul prezintă o imagine cu tendință de ondulare a liniilor verticale.**

Cauza posibilă : întreruperea traseului de masă pentru piesele din partea superioară a jumătății modulului FI în care se află circuitul integrat TDA440, în zona blindajului de pe bobina L110, datorită exfolierii cablajului la introducerea blindajului.

10. **Televizorul oscilează sau manifestă tendințe de oscilație pe imagine.**

Cauze posibile :

a) întreruperea condensatorului C117 sau dezlipirea condensatorului C127 ;

b) șocurile L111, L112, nu sînt de tipul celor marcate cu culoare galbenă. Șocurile marcate cu culoarea galbenă sînt selecționate în așa fel încît rezistența de pierderi a feritei să fie foarte mare. În acest fel șocul își îndeplinește rolul de filtraj, eliminînd total semnalele de frecvență intermediară sau dublul frecvenței intermediare care ar putea apare pe ieșirile video 11 și 12 ale CI101 și care radiate pot determina închiderea unor bucle de reacție între borna de antenă și detecția TV determinînd intrarea în oscilație a TV.

11. **Pe rastru se văd bare verticale mai dese spre stînga imaginii și mai rare, întunecate în partea dreaptă (văzut din fața TV), zimțări.**

Cauza : întrerupere la C127.

12. **Imaginea dispare după 5—10 minute.**

Cauza : Scurtcircuit intern la pin 14 — TDA440 (dioda Zener), defect ce se manifestă după încălzirea CI—TDA440.

Măsurători pe modulul de FI—VS

A. **Tensiuni pe picioarele modulului, TV în funcțiune :**

piciorul	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
U	0	0	12	f_S 0...2,2V	f_S 1,7 . . . 0 V	0	0	f_S	f_S	12	V

f_s = funcție de semnal (tensiuni ce depind de nivelul semnalului.

- Pe picioarele 3 și 10 se măsoară tensiunea U_7 care poate fi cuprinsă între 11,2 și 12,5 V, depinzînd de U_1, D805 și R813.

- Pe piciorul 4, tensiunea depinde de semnal, astfel :
  — fără semnal 0 V
  — cu semnal, tensiune crescătoare pînă la 2,2...2,3 V.

- Pe piciorul 5, tensiunea este de cca. 1,7 V fără semnal și tinde spre zero pe măsură ce semnalul crește.

- Pe piciorul 8, (M104) tensiunea este de cca. 7,5—8,8 V la un reglaj corect al R113 depinzînd de semnal și de reglajul fundamental al nivelului de alb din R113.

- Pe piciorul 9 (M105), tensiunea este de cca. 3—4 V la un reglaj corect al R113, depinzînd de semnal și de reglajul fundamental al nivelului de alb.

- Suma tensiunilor de pe pic. 8 și 9 este egală aprox. cu tensiunea de alimentare U_7 :

$$U_{pic\ 8} + U_{pic\ 9} \simeq U_7$$

de ex. : 8,2 + 3,5 = 11,7 V cu semnal

7,2 + 4,5 = 11,7 V fără semnal.

B. **Măsurători ohmetrice, modulul implantat, TV nu este în funcțiune.**

piciorul	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Rezistența	0	0	1,5 K	30 K	32 K	0	2,5 K	3,5 K	1,5 K	1 K

Măsurătoarea se face cu instrumentul DU10 pe scara X100 sau DU20 pe scara K, ținînd seama să se aplice plusul ohmetrului pe piciorul modulului și minusul la masă.

Valorile rezistențelor spre masă pot diferi cu ± 20 % față de valorile medii indicate, aceasta depinzînd de starea bateriei..

C. **Măsurări ohmetrice, pe picioarele modulului, modulul scos din aparat.**

piciorul	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Rezistența	0	0	12-18 K	30-40 K	∞	0	∞	2,5—5,5 K	∞	6-8 K

Valoarea măsurată depinde de tipul instrumentului ca și de starea bateriei (rezistența internă globală a circuitului de măsură). Se va verifica care este plusul ohmetrului cu ajutarul unui alt instrument.

D. **Măsurări ohmetrice pe circuitul integrat TDA440, modulul scos din TV.**

pin.	1	2	3	4	5	6	7	8
Rez.	8 K	7 K	0	32 K	∞	cca. 0,7 K	19 K	10,5 K

pin	9	10	11	12	13	14	15	16
Rez.	10,5 K	cca. 0,4 K	∞	2,5 K	7 K	7 K	7 K	8,2 K

Valorile pot diferi cu ± 10 % față de cele indicate mai sus.

Rezistența pe pin 6 depinde de reglajul lui R115, pe pin 10 de reglajul R113. În tabel sînt indicate valorile pentru un reglaj mijlociu, corect.

E. **Tensiuni pe terminalele CI TDA440 la televizor în funcțiune, cu blindajul nr. 2 scos pentru a avea acces la C.I.**

pin	1	2	3	4	5	6
U	4,5 V	4,5 V	o	OV FS 2—2,2 V CS	1,65 V FS	0,8 V

pin	7	8	9	10	11
U	1,1 V	7,3—7,8 V	7,3—7,8 V	0,2—0,5 V	3—4 V

pin	12	13	14	15	16
U	7,5—8,5 V	11,2—12,5 V	5,7—6,3 V	4,5 V	4,5 V.

Notă : Tensiunea pe pin 6 depinde de reglajul lui R115. Tensiunea pe pin 10 depinde de reglajul lui R113.

- Tensiunea pe pin 4 (M103), este de 0 V fără semnal (cu tasterul desarmat) și crește spre 2,2 V — 2,3 V pe măsură ce semnalul crește.
- Tensiunea pe pin 5, este de cca. 1,6 — 1,7 V fără semnal (cu tasterul desarmat) și tinde spre zero la semnal foarte mare.
- Tensiunea pe pin 11 și 12 este identică cu tensiunea pe M105, respectiv M104, depinzînd de reglajul lui R115. Situația cu semnal (CS) sau fără semnal (FS) variază de exemplu la un televizor normal, astfel :
  - pin 11 (M105) : FS 4,5 V ; CS 4...3 V (scade cînd semnalul crește).
  - pin 12 (M104) : FS 7 V ; CS 7,5...9 V (crește cînd semnalul crește).
- Reglajul potențiometrelor R115 și R113 și efectul reglajului sînt arătate în fig. 25.

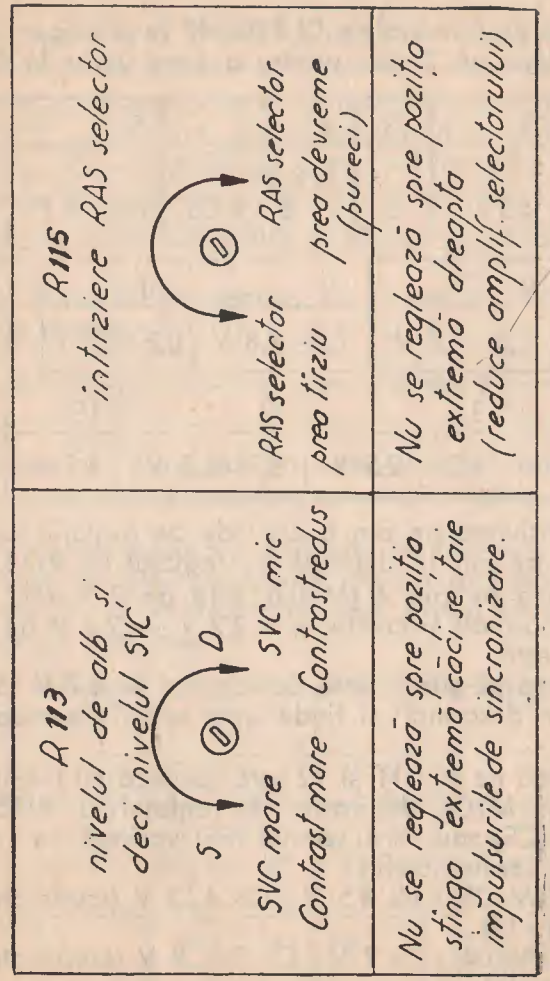


fig. 25

CAPITOLUL 2

MODULUL Nr. 2 CALE SUNET

Acest modul realizează următoarele funcțiuni din televizor :

a) Selectează semnalul pe a doua frecvență intermediară (F.I.) sunet de (6,5 MHz), modulat în frecvență (M.F.), din semnalul video complex.

b) Amplifică în regim de limitare semnalul de F.I. pe 6,5 MHz.

c) Demodulează semnalul de audio frecvență (A.F.), din semnalul de F.I. — M.F.

d) Amplifică semnalul de A.F., pînă la puterea de 2 W, cu max. 10 % distorsiuni pe o sarcină (difuzor) de 8 ohmi.

Modulul cale sunet are în total 34 componente, dintre care 31 pasive și trei elemente active, C.I.—201 tip TAA661B (sau MAA661B) ; CI—202 tip TBA790 KSB (sau MBA810AS) și T201 tip EFT307 (sau EFT301 ; EFT306 ; EFT308 ; EFT322 ; EFT323; BC250, A, B, C ; BC252, A, B, C, BC253, A, B, C).

Menționăm că C.I. — MAA661M și MBA810 AS sînt produse și importate din R.S. Cehoslovacă. Circuitul integrat MBA810AS este echivalent cu TBA810AS.

Circuitul integrat MAA661B **este interșanjabil** cu CI—TAA 661, însă C.I. — MBA810AS **este complet diferit** de CI—TBA790K. Din acest motiv au fost realizate două module de cale sunet separate, **dar perfect interșanjabile.** (Modulul P 35212 echipat cu C.I.—TBA790G și modulul P80402 echipat cu C.I.—MBA810AS).

Comparînd cu varianta cu circuite discrete, găsim următorul număr de componente :

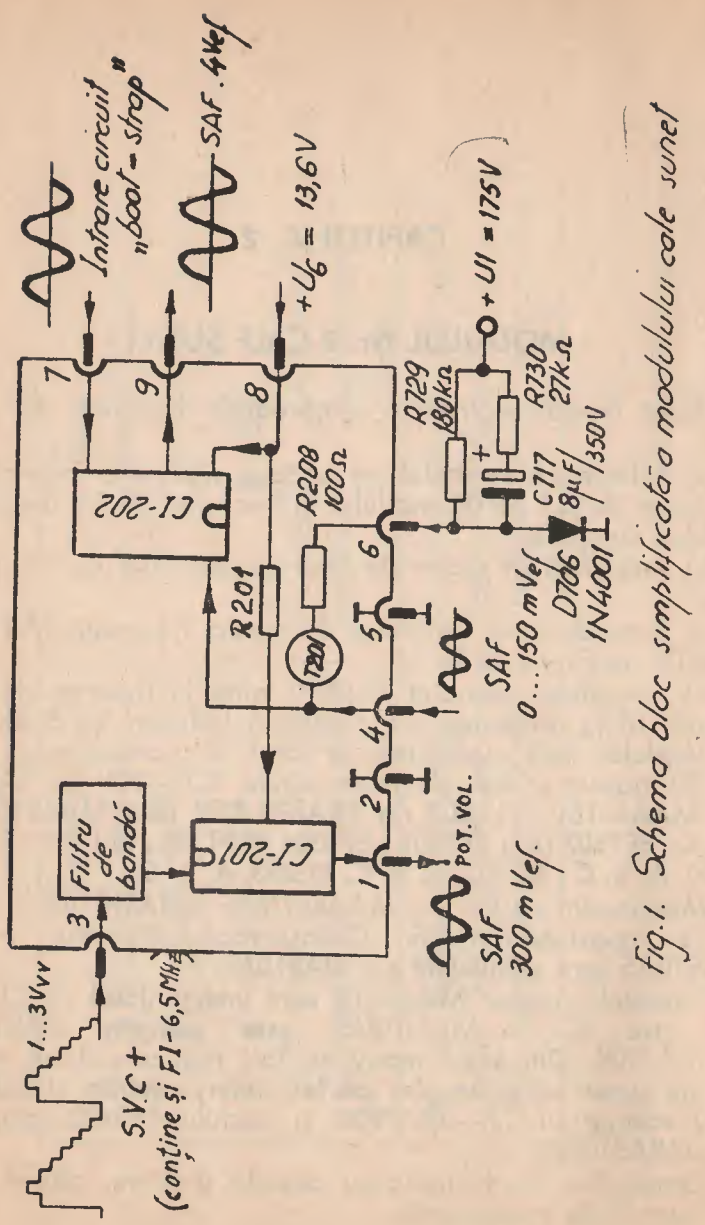


Fig. 1. Schema bloc simplificată a modulului cale sunet

Componente	Varianta integrată	Varianta discretă
— C.I.	2	—
— Tranzistoare	1	6—7
— Diode	—	3
— Rezistențe	7	27
— Potențiometri semireglabili	—	2
— Condensatoare fixe	19	20
— Cond. electrolitice	2	3
— Bobine	3	5

Schema bloc simplificată a modulului cale sunet este arătată în fig. 1 de unde se vede că **modulul primește :**

— la piciorul 3, semnal video complex pozitiv ce conține și FI—S.

— la pic. 4, semnal de AF (de la cursorul potențiometrului de volum sonor R725), reglabil manual între 1—5 mV și 80—100 mVef.

— la pic. 6, tensiune pozitivă cînd televizorul este în funcțiune și un impuls de tensiune negativă la întreruperea TV.

— la pic. 7, semnal de A.F. pentru circuitul de reacție pozitivă.

— la pic. 8, tensiunea de alimentare în c.c. de la + U6 (13...14,5 V).

Modulul cale sunet furnizează :

— la pic. 1 semnal de A.F. la nivel mic (200—300 mV ef).

— la pic. 9 semnal de A.F. la nivel mare pentru atacul difuzorului (4 Vef atunci cînd puterea este de 2 W).

— pic. 2 și 5, masă.

2. CIRCUITUL INTEGRAT TAA661B (MAA661B).

Este realizat pe o plăcuță din siliciu (numită „cip") de 1 mm x 1,4 mm, lipită pe o grilă din cupru, cu 14 picioruțe și cuprinde 30 tranzistoare, dintre care 7 cablate ca diode și 24 rezistențe. Capsula este de tipul TO116 cu o suprafață de 10 x 20 mm.

Schema bloc a C.I. 201—TAA661B este dată în fig. 2 unde sînt evidențiate următoarele etaje funcționale, realizate în tehnologie integrată :

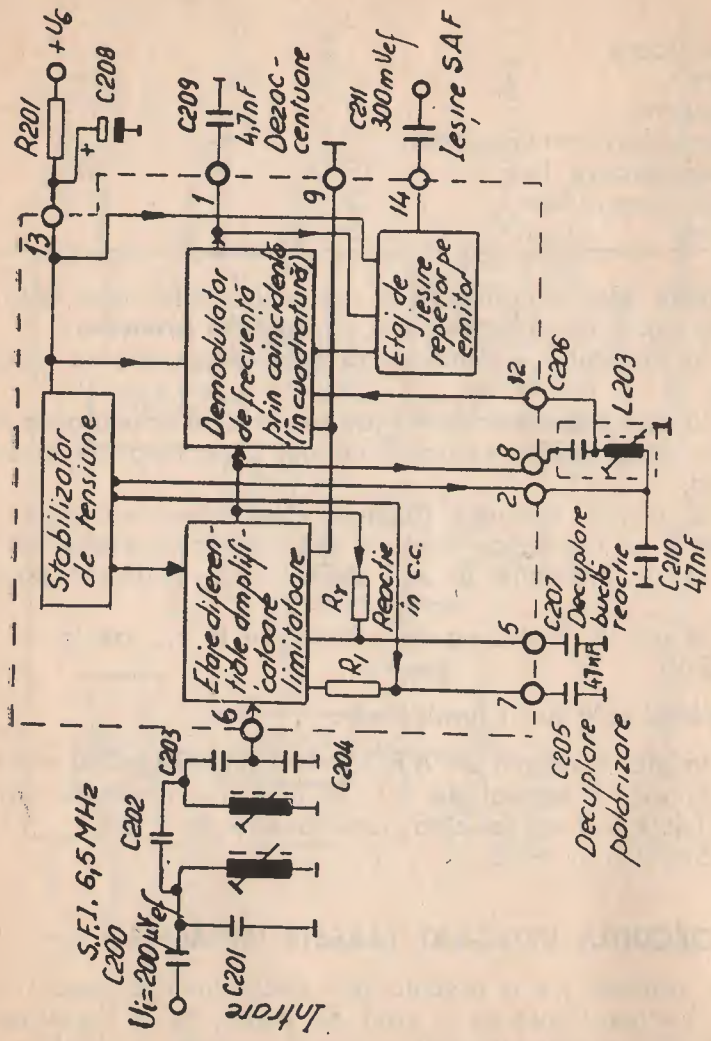


Fig. 2. Schema bloc internă a CI - 201 - TAA661B

a) Amplificator — limitator cu buclă de reacție totală în c.c., format din patru etaje diferențiale ;

b) Demodulator de frecvență în cuadratură (prin coincidență) cu dublă alternanță, cu intrare asimetrică ;

c) Etaj de ieșire pe impedanță joasă-repetor pe emitor ;

d) Stabilizator de tensiune ; care stabilizează numai alimentarea amplificatoarelor diferențiale.

Schema electrică internă a CI—201—TAA661B este dată în fig. 3.

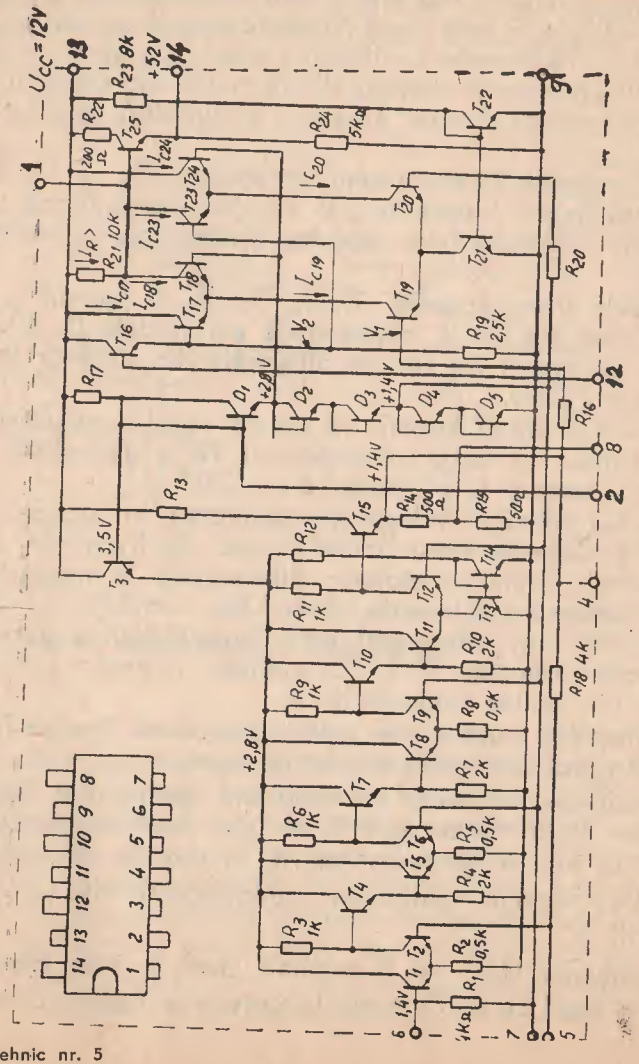


Fig. 3. Schema electrică internă a C.I. - TA661B.

Partea de amplificare și limitare este formată din patru etaje amplificatoare diferențiale T_1—T_2, T_5—T_6, T_8—T_9 și T_{11}—T_{12} cuplate între ele prin repetoarele pe emitor T_4—R_4, T_7—R_7, T_{10}—R_{10} și ieșirea T_{15}—R_{14} în serie cu R_{15}.

R_3, R_6, R_9 și R_{11} sînt rezistențele de sarcină ale celor patru amplificatoare diferențiale, iar R_2, R_5 și R_8 sînt rezistențele de emitor ale primelor trei etaje, prin care totdeauna suma celor doi curenți, de la cele două tranzistoare este constantă.

T13 și T14 (montat ca diodă), constituie o sursă (stabilizator) de curent constant în emitoarele ultimului etaj diferențial, în locul rezistenței de emitor, pentru a îmbunătăți caracteristica de limitare.

Tranzistorul T3, împreună cu diodele $D_1 \div D_5$ formează sursa stabilizată (serie) de 2,8 V, care alimentează toate colectoarele tranzistoarelor etajelor diferențiale și repetoare pe emitor.

Bazele tranzistoarelor T_1, T_6, T_9, T_{12} și T_{20} sînt polarizate la tensiunea de 1,4 V, obținută de pe diodele D_4 și D_5 și decuplate din punct de vedere alternativ din exterior la piciorul 7 al C.I. cu C205.

Prin R18 de 4 kohmi, se aplică reacția negativă de curent continuu în baza tranzistorului T2 și decuplată în alternativ, din exterior la piciorușul 5 cu C207.

Deriva termică redusă și stabilitatea la oscilații pe alte frecvențe nedorite într-o mare bandă de frecvențe, constituie argumentele utilizării etajelor diferențiale în majoritatea circuitelor integrate liniare de I.F. și J.F.

Fiecare etaj diferențial este format dintr-o pereche de tranzistoare identice T1 și T2, cuplate în emitor ; deci cu rezistența din emitor comună fig. 4.

În repaus, polarizările celor două baze, în așa fel sînt echilibrate încît curenții I_1 și I_2 să fie egali.

Tensiunile în curent continuu ale joncțiunilor bază-emitor ale celor două tranzistoare T_1 și T_2 se compensează în evoluția lor, în funcție de temperatură, în așa fel că tensiunea de ieșire U_{C2} rămîne totdeauna independentă de variația temperaturii.

Tensiunea U_{C2} va fi minimă cînd T_1 este blocat ; deci pentru I_2 egal cu I_3. Curentul I_3, care este funcție de tensiunea

de polarizare a bazei lui T_2 și de R_2, este definit la o valoare, pentru care T_2 să nu fie niciodată saturat.

Totuși tranzistorul T_2 intră în regiunea de saturație incipientă, însă întîrzierile provocate de evacuarea sarcinii stocate în bază sînt evitate și funcționarea în înaltă frecvență este optimă. Tot pentru o perfectă stabilitate în înaltă frecvență fiecare etaj diferențial este atacat de pe o impedanță joasă, obținută cu ajutorul unui tranzistor în montaj repetor pe emitor, ex. T_4R_4 în fig. 4.

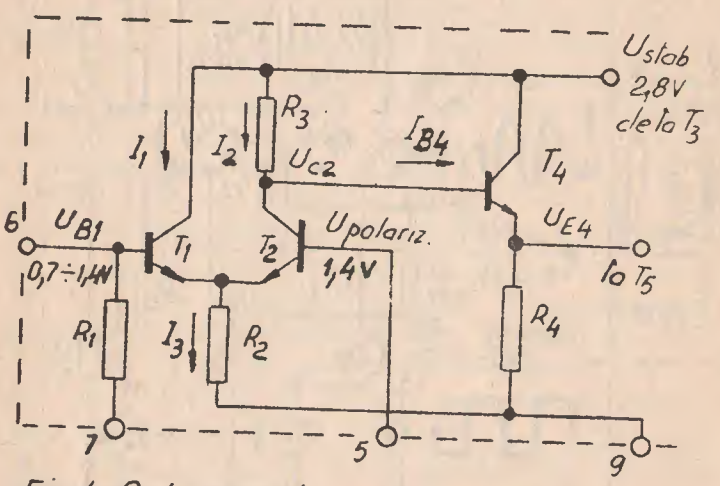


Fig. 4. Schema de principiu a unui amplificator diferențial limitator.

Amplificatorul limitator format din cele patru etaje diferențiale, are rolul de a furniza demodulatorului în cuadratură (coincidență) un semnal modulat în frecvență lipsit de orice modulație parazită de amplitudine. Aplicînd la intrarea CI—TAA661B (piciorușul 6) un semnal modulat în frecvență, se va obține la ieșirea amplificatorului (emitorul tranzistorului T_{15}) un semnal dreptunghiular modulat în frecvență cu o amplitudine de aproximativ 1,4 V. Acest semnal se aplică pe de o parte etajului diferențial T_{19} — T_{20}, prin R_{16}, din demodulatorul în cuadratură și pe de altă parte divizat de R_{14}, R_{15} prin pi-

ciorul 8 al C.I., la circuitul acordat defazor din exterior, C_{206}, C_{212} și L_{203} amortizat de R_{202}, din fig. 5. Pentru evitarea introducerii de distorsiuni în circuitul defazor și în demodulatorul în cuaratură, semnalul este divizat de grupul R_{14} — R_{15} în raportul 1 : 10.

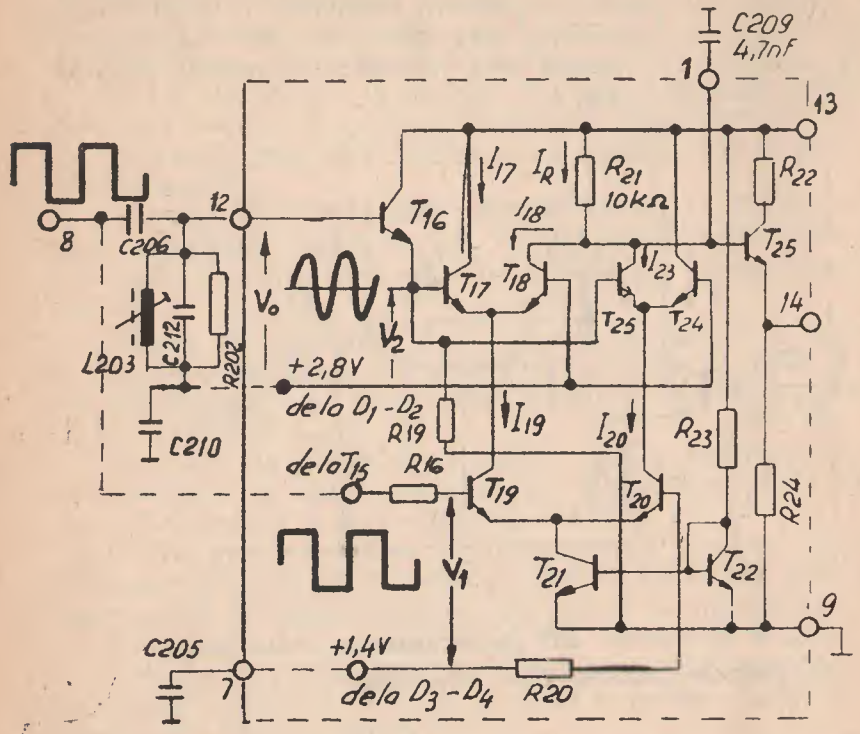


Fig 5. Schema de principiu a demodulatorului de frecvență prin coincidență, cu dublă alternanță, cu intrare asimetrică și a etajului de ieșire

Astfel, tranzistoarele T_{17}, T_{18}, T_{23}, T_{24} lucrează într-o zonă liniară în jurul punctului static de funcționare.

Semnalul sinusoidal la ieșirea circuitului defazor acordat (din exterior), se aplică prin piciorul 12, demodulatorului prin coincidență, (la bazele tranzistoarelor T_{17} și T_{23}) de pe o impedanță joasă realizată cu etajul repetor pe emitor T_{16}, R_{19}. Pentru a funcționa în regim de demodulator de de blocare-conducție (tot sau nimic) de tensiunile V_1 și V_2, vezi fig. 5 și fig. 6.

Se folosește schema cu dublă alternanță, la demodulatorul de frecvență prin coincidență, pentru ca tensiunea de A.F. la ieșire C.I. pic. 14, să nu depindă de factorul de formă al semnalului dreptunghiular V_1 (asimetrie), deci de imperfecțiunile amplificatorului limitator și de paraziți. Principiul său de funcționare este analog cu funcționarea unui sistem prin eșantionare. Analizînd combinațiile logice posibile dintre semnalele, care se aplică la intrarea demodulatorului (de exemplu partea formată din T19, T17 — T18) rezultă o coincidență pentru alternanța în cazul în care V_2 este negativ și V_1 pozitiv, și pentru a doua alternanță în care V_2 este pozitiv și V_1 negativ (ramura T20, T23 — T24), fig. 5 și fig. 6.

Semnalul demodulat de A.F. se obține pe rezistența de sarcină R_{21} și este datorat curentului I_{C18} în primul caz și respectiv I_{C23} în al doila caz. După dezaccentuarea cu o constantă de timp standardizată (50 S) dată de R21 = 10 kohmi și C209 = 4,7 nF conectat în exterior la pic. 1, (R21 x C209 = $10.10^3.4{,}7.10^{-9}$ = 47 μS), semnalul de AF se aplică unui etaj repetor pe emitor (T25, R24) care micșorează impedanța de ieșire a CI la pic. 14 la valoarea de 100—150 ohmi.

Realizarea și reglarea corectă a rețelei de defazare C206, L203, C212 și R202 joacă un rol deosebit pentru a asigura funcționarea normală a modulatorului de frecvență, vezi fig. 7 și 8.

Din fig. 8 se vede că regimul optim de lucru al demodulatorului de frecvență este cînd tensiunea V_0 de pe circuitul de defazare C206, L203, C212, (fig. 7) depășește 100 mV eficace și perechile de tranzistoare, T17 — T18 și T23 — T24 lucrează în regim de comutare (tot sau nimic) independent de forma sinusoidală a tensiunii V_0, respectiv a lui V_1.

Obs. : Tensiunea sinusoidală V_0 este considerată la bornele circuitului defazor L203, C212, iar tensiunea V_2, tot sinusoidală în emitorul lui T16 și tensiunea V_1 de formă dreptunghiulară, deci limitată, în baza lui T_{19}).

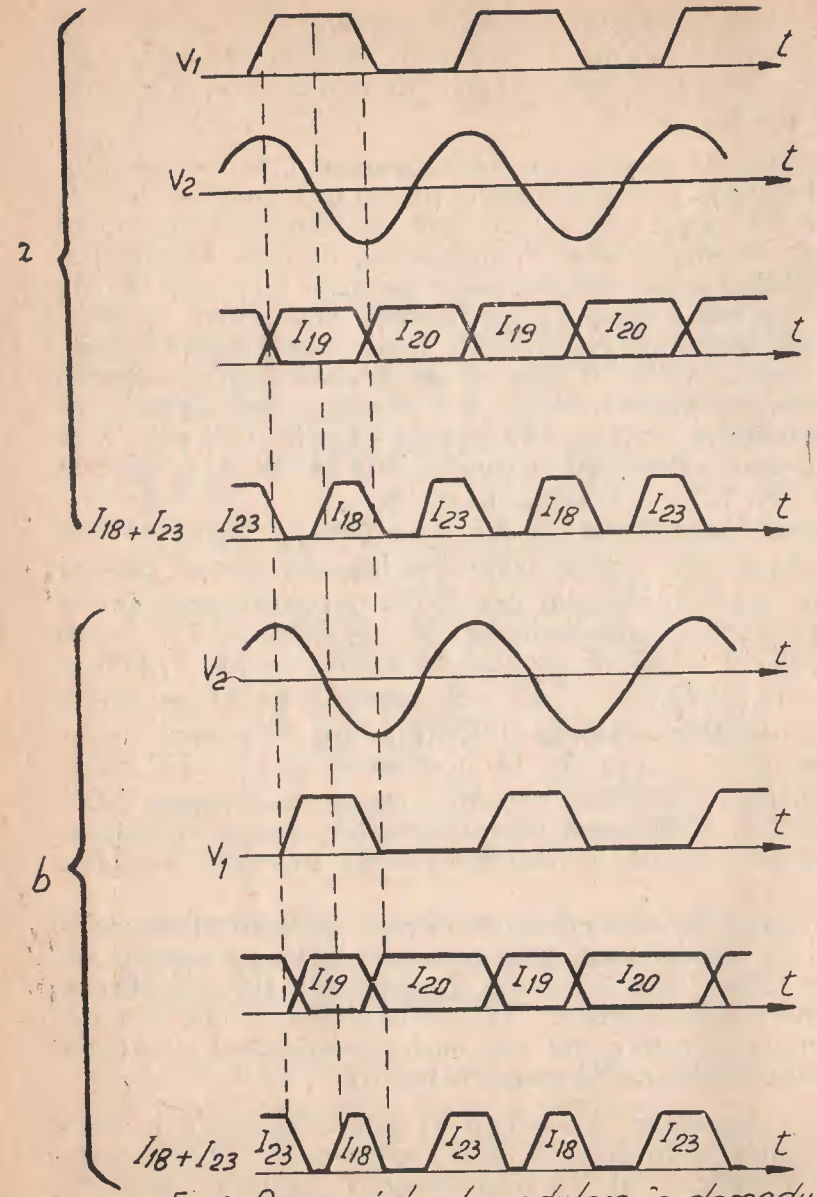


Fig. 6. Procesul de demodulare în demodulatorul prin coincidență: a) - cu tensiunea V_1 simetrică
b) - cu tensiunea V_1 asimetrică

În acest caz tensiunea de A.F. de la ieșirea C.I.—TAA661B (pic. 14) este independentă de tensiunea V_2 (respectiv V_0) de intrare în demodulator, dar este proporțională cu faza φ a lui V_0, în raport cu tensiunea V_1 dată de amplificatorul limitator.

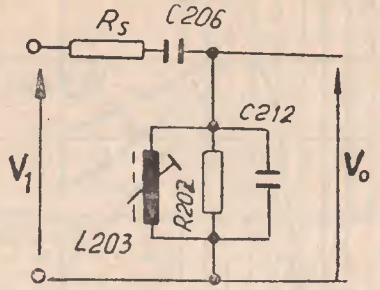


Fig. 7 Circuitul de defazare L.C

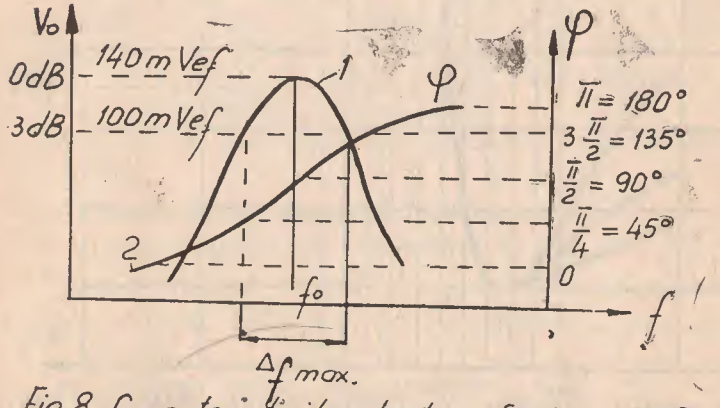


Fig. 8 Caracteristicile de transfer (1) și de fază (2) ale circuitului de defazare L C

Caracteristica de ieșire, tensiune-frecvență a C.I. — TAA661 (curba „S") este dată în fig. 9. De pe figură se vede că distanța minimă între vîrfurile curbei „S" este de 240 kHz.

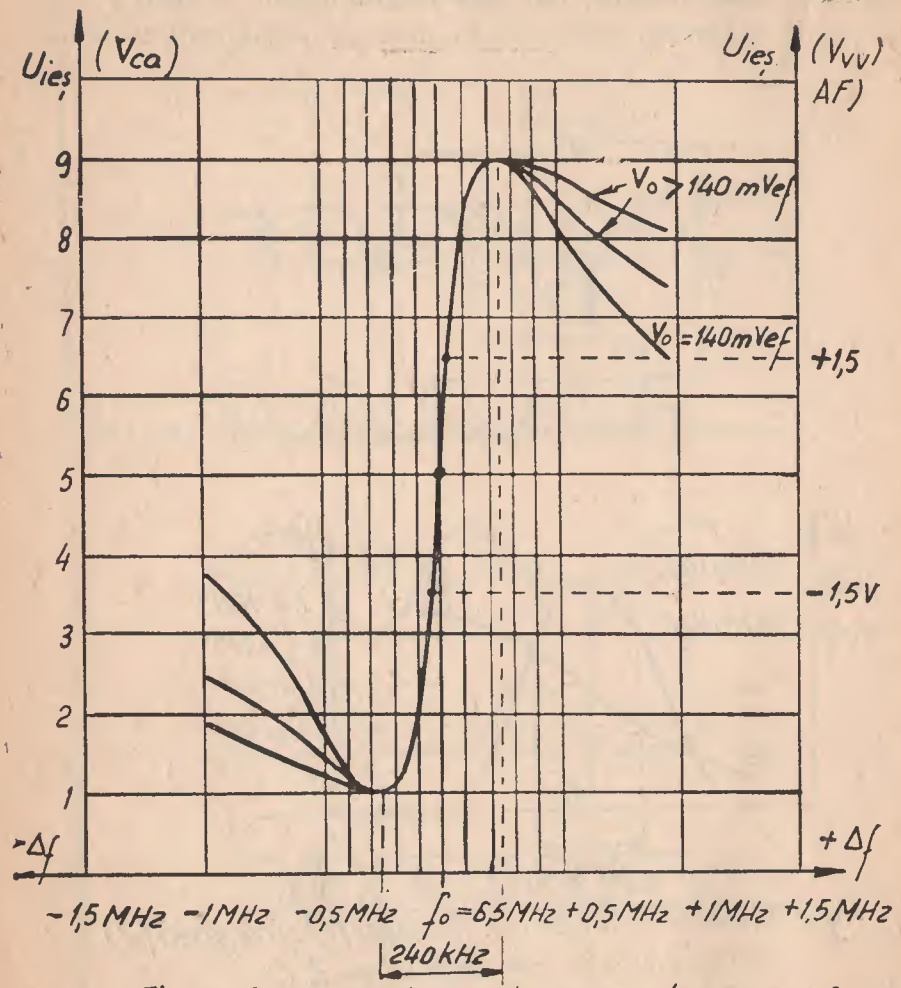


Fig. 9. Caracteristica de ieșire tensiune-frecvență a C.I. - TAA661 (curba „S")

Practic, panta caracteristicii este considerată liniară 80 % din distanța între vîrfuri ; deci cca. 200 kHz. Astfel la modulația (deviația) maximă de frecvență de ± 50 kHz (100 kHz), la o nesimetrie a curbei „S", provenită din imperfecțiunea de reglaj a bobinei L203 de 80 kHz și presupunînd o derivă termică a demodulatorului care nu poate depăși 15 kHz (în total 100 + 80 + 15 = 195 kHz), demodularea se va face numai în porțiunea liniară a pantei curbei „S", deci distorsiunile semnalului demodulat vor fi minime.

Atenuarea modulației parazite de amplitudine (MA) este determinată numai de amplificatorul — limitator. Demodulatorul prin coincidență nu introduce nici-o atenuare MA ; spre deosebire de detectorul de raport cu circuite discrete, care introduce, cînd este reglat corect, o atenuare MA de cca. 40 dB.

Banda de lucru a C.I. — TAA661 este între 50 Hz și 30 MHz, iar amplificarea celor patru etaje amplificatoare limitatoare diferențiale este de cca. 75 dB (cca. 6000 ori) la 6,5 MHz.

Diferența între TAA661 — IPRS și MAA661 fabricat de TESLA—RSC, constă în faptul că pic. 4 nu este liber ci conectat la ieșirea amplificatorului limitator, emitorul lui T15 (notat punctat în fig. 3), iar picioarele sînt ordonate pe două rînduri și nu pe patru.

Dăm mai jos caracteristicile electrice și performanțele C.I. — TAA661B.

a) **Valorile limită absolute de utilizare.**

Tensiunea maximă de alimentare în c.c. $U_a = 15$ V

Puterea maximă disipată : $P_d = 600$ mW

Temperatura ambiantă de funcționare : $t_{amb.\ max} = 0°$ C ÷ 70° C

Temperatura limită de stocare : $t_{stoc} = -20°$ C ÷ + 125° C

Rezistența termică joncțiune-ambiant $R_{th\ j\text{-}a} = 6{,}6$ mW/°C

b) **Caracteristici electrice la $t_{amb.} = +25°$ C ; $f_0 = 6{,}5$ MHz și $f_m = 1$ kHz.**

Curentul total consumat la $U_a = 10$ V $I_a = 13$ mA

Tensiunea de A.F. obținută la ieșire la

$U_a = 10$ V ; $U_i = 10$ mV ; $\Delta f = \pm 15$ kHz
$U_{ieș} = 200 \div 300$ $mV_{ef.}$

Tensiunea de intrare, la pragul de limitare de — 3 dB, $U_a = 10$ V $U_i < 200$ μV

Atenuarea modulației parazite de amplitudine (MA) la $U_a = 10$ V ; $U_i = 10$ mV, $\Delta f = \pm 50$ kHz m = 30 % > 40 dB

c) **Caracteristici statice la $t_{amb.} = +25$ °C ; $f_0 = 6{,}5$ MHz și $f_m = 1$ kHz.**

Distorsiuni armonice la $U_a = 10$ V ; $U_i = 10$ mV, $\Delta f = \pm 50$ kHz d < 1,5 %

Rezistența de intrare la 6,5 MHz : $R_{int} \simeq 2$ kohmi

Capacitatea de intrare la 6,5 MHz $C_{int.} \simeq 9{,}5$ pF

Rezistența la ieșire : $R_{ieș} \simeq 100$ ohmi ÷ 150 ohmi

Rezistența minimă de sarcină la $U_a = 10$ V ; $\Delta f = \pm 50$ kHz, d = 3 % $R_L \simeq 2{,}5$ kohmi

3. Descrierea funcționării schemei electrice a amplificatorului F.I. — sunet echipat cu C.I. — TAA661B și rolul componentelor pasive.

Semnalul pe a doua frecvență intermediară (F.I.) sunet, de 6.5 MHz este selectat din semnalul video pozitiv, obținut de la terminalul 8 al modulului nr. 1 de F.I. — Cale comună, respectiv de la piciorul 12 al circuitului integrat TDA440 (C.I.—100).

Modulul nr. 2 — Calea sunet primește semnalul video pozitiv, la terminalul 3 și pin C200, se aplică filtrului de bandă (F.B.) cuplat capacitiv în cap. prin C202, format din L201, C201 (primarul F.B.) și L202, C203 în serie cu C204 (secundarul F.B.). Deci semnalul de 6,5 MHz, se obține selectat din semnalul video pozitiv, la ieșirea F.B. pe divizorul capacitiv C203, C204, vezi fig. 10.

Pentru a obține în difuzor un sunet lipsit de brumul dat de bătăile dintre semnalele de frecvențe adiacente frecvenței centrale de 6.5 MHz, (provenite din semnalul video), se realizează o bună selectivitate a semnalului util de 6,5 MHz, la

intrarea C.I. — TAA661B, cu un F.B. construit din bobine cu miezul de ferită oală ± mosor, cu $Q_0 > 100$. Banda de răspuns a F.B. este ≤ 400 kHz la — 30 dB și în jurul lui 150 kHz la — 3 dB (aproximativ cu 50 % mai mare decît deviația maximă de frecvență de ± 50 kHz).

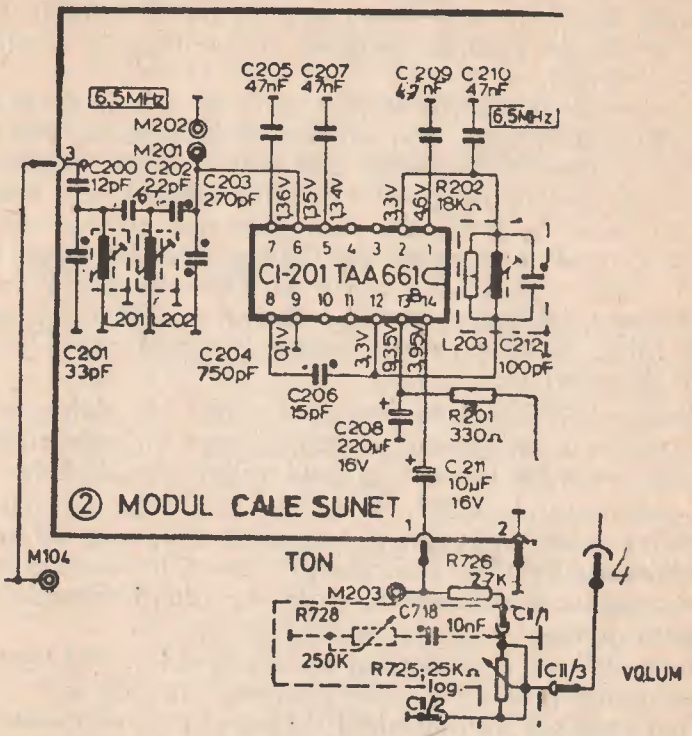


Fig. 10 Schema electrică a părții de F.I sunet din modulul cale sunet.

cu ajutorul căruia secundarul F.B. este adaptat la impedanța de intrare joasă de cca. 2 kohmi a C.I.

Deci după ce este selectat de componentele video, semnalul util de 6.5 MHz, se aplică la intrarea C.I. — TAA661B (pic. 6) prin divizorul capacitiv C203, C204 (în raportul 1/3,8),

Condensatorul C205, montat între pic. 7 și masă (fig. 10), filtrează tensiunea de polarizare de 1,4 V, a bazelor tranzistoarelor T_1, T_6, T_9, T_{12} și T_{20} din C.I. — 201 (fig. 3), de resturile de I.F. care ar pătrunde de la ieșire la intrare.

Condensatorul C207, montat între pic. 5 și masă filtrează tensiunea de c.c., din bucla de reacție în c.c. din C.I. de componentele de I.F. pentru a nu pătrunde de la ieșire la intrare, ca să amorseze eventual intrarea în oscilație a amplificatorului — limitator.

Condensatorul C210, montat între pic. 2 și masă, decuplează (filtrează) baza tranzistorului stabilizator T_3 din C.I. — 201 (fig. 3) care alimentează cele patru etaje amplificatoare limitatoare diferențiale, precum și polarizarea în c.c. a bazelor tranzistoarelor T_{18} și T_{24} din demodulatorul prin coincidență.

Cu ajutorul condensatorului C206 montat între pic. 8 și 12 ale C.I.—201, se extrage o parte din semnalul amplificat, care după ce este defazat cu circuitul derivație L203, C212, acordat pe 6,5 MHz, se aplică demodulatorului „prin coincidență" ca semnal de referință.

Rezistența R202 amortizează circuitul de defazare L203, C212, pentru a uniformiza „distanța" între vîrfurile curbei „S" de la un exemplar la altul, în jurul valorii de 240 kHz.

Condensatorul C209, de la pic. 1 al C.I. la masă, formează împreună cu rezistența de sarcină R21 de 10 kohmi a demodulatorului „prin coincidență" din C.I. — 201, circuitul de dezaccentuare al semnalului de A.F. după demodulare, cu constanta de timp standardizată de 50 μS.

Semnalul de A.F. rezultat la ieșirea C.I. — TAA661B (pic. 14), se aplică prin C211 (de separare în curent continuu R726 (cu care s-a statbilit plaja de lucru a potențiometrului de volum) și potențiometrul de volum R_{725} la pic. 7 al C.I. — 202 care este amplificatorul de audiofrecvență.

Sensibilitatea la intrare în limitare a amplificatorului de F.I. — sunet (în punctul M104), la o scădere a semnalului de ieșire cu — 3 dB, este mai bună de 100 μ Vef. Tensiunea de A.F. obținută la ieșire (în punctul M203), la o modulație de 30 %, deci o deviație de frecvență de $\pm$ 15 kHz, este mai mare de 200 mVef. Amplificarea și demodularea fiind liniare, la o deviație de frecvență de $\pm$ 50 kHz, deci modulație 100 % se obține la ieșire un semnal de A.F., mai mare de 650 mVef.

Atenuarea modulației parazite de MA, la o deviație de frecvență de 15 kHz și un semnal la intrare de 2 mVef, este mai bună de 40dB și este determinată numai de limitarea lanțului de amplificare ; demodulatorul prin coincidență" nu realizează o atenuare a MA, ca detectorul de raport.

Rezistența R201, împreună cu C208 de valoare mare, formează un filtru gama, care stabilizează, sau mai bine zis menține constantă tensiunea de alimentare în c.c. a C.I. 201—TAA661B în timpul consumului foarte variabil al C.I.—202 de A.F., care lucrează în clasa A.B. A.A.F. consumă în funcție de amplitudinea semnalului de A.F. aplicat la intrare și de poziția cursorului potențiometrului de volum sonor.

4. CIRCUITUL INTEGRAT TBA790 KSB.

Circuitul integrat TBA790KSB, (CLB790K denumire IPRS — Băneasa) este un amplificator de A.F. de putere. Elementele de circuit integrate, sînt realizate monolitic, pe o plăcuță din siliciu („cip") de cca. 4 mm², lipită (pe partea inferioară) pe o grilă din cupru cu 14 picioruțe de conectare (a se vedea fig. 11). Pe partea superioară a grilei suport, este lipit un radiator intermediar din cupru de cca. 5 x 14 x 1,5 mm.

După mulare (încapsulare) în masă plastică termodură, cu conductibilitate termică blnă, C.I. i se atașează prin lipire (pe radiatorul intermediar) un radiator din cupru de cca. 60 x 6,35 x 2 mm, îndoit în formă de U, cu urechi laterale având două găuri filetate M3, pe care se poate fixa un alt radiator suplimentar, în funcție de puterea disipată. Forma de prezentare exterioară a CI—TBA790K este o capsulă TO116, căreia i s-a atașat radiatorul suplimentar.

„Cipul" C.I.—TBA790 conține 23 tranzistoare, dintre care 6 cablate cu diode, 10 rezistențe și o capacitate de 5 pF.

Schema bloc a CI—TBA790 este dată în figura 12, unde sînt evidențiate următoarele etaje funcționale realizate în tehnologie integrată :

a) Un preamplificator, format dintr-un etaj diferențial, cu un tranzistor suplimentar de intrare, în montaj repetor pe emitor (cu colectorul legat la masă), pentru a mări impedanța de intrare.

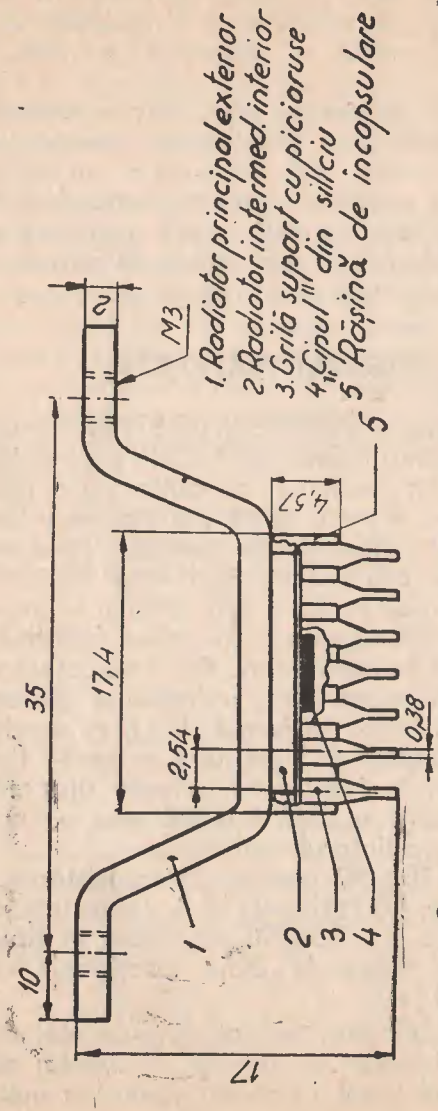


Fig 11. Secțiune prin capsula C.I. - TBA 790K

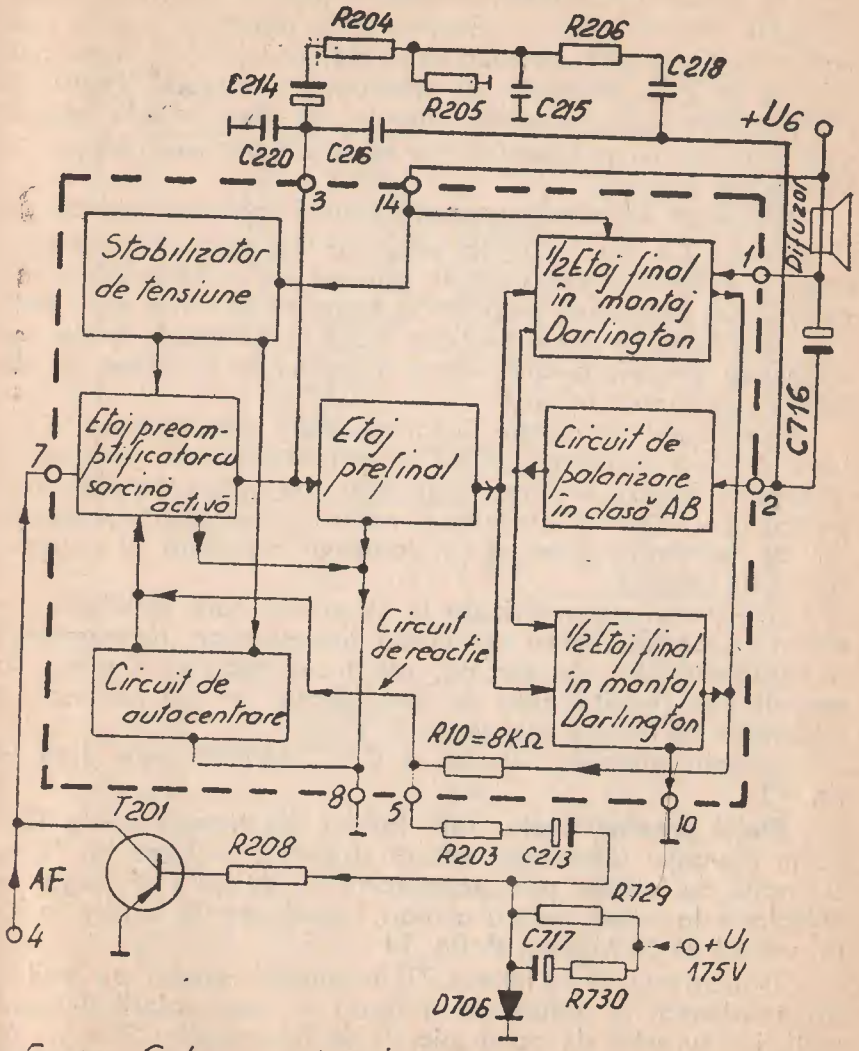


Fig. 12. Schema bloc internă a C.I. - TBA 790K

b) Etaj prefinal în clasa A, format din două tranzistoare, în montaj „Darlington".

c) Etaj final în contratimp, clasa A.B. alimentat serie în c.c., cu simetrie cuasicomplementară (format din tranzistoare compuse în configurație „Darlington"), pentru a obține un randament energetic mai bun ca la etajele finale din amplificatoarele de A.F., realizate cu componente discrete. (Pentru aceiași putere utilă la ieșire, curentul de comandă la intrare, este mai mic cu produsul β al celor două tranzistoare în montaj Darlington).

d) Circuit de autocentrare a tensiunii continue mediane de la ieșirea C.I. (pic. 12) la valoarea $U_{alimentare}/2$, pentru a asigura o limitare simetrică, la puterea de ieșire maximă, a celor două alternanțe pozitivă și negativă în cazul unui semnal sinusoidal. În acest fel, cele două tranzistoare finale se saturează simetric, reducîndu-se distorsiunile la ieșire (în difuzor) la valoarea minimă.

e) Circuitul de reacție negativă totală, (de la ieșire la intrare printr-o rezistență) în c.c. și determinată din exterior în alternativ, pentru mărirea stabilității întregului amplificator, pentru a nu intra în oscilație și pentru micșorarea distorsiunilor de neliniaritate, în întreg domeniul frecvență al caracteristicii de răspuns.

f) Circuitul de polarizare în clasa AB, care stabilește curentul de repaus, pentru eliminarea distorsiunilor **„neracordare"** a caracteristicilor de sarcină, ale tranzistoarelor finale, la semnal mic. (În literatura de specialitate, se mai numesc și ditsorsiuni de trecere sau de tip β).

Schema electrică internă a C.I.—TBA790K este dată în fig. 13.

Etajul preamplificator este format din tranzistoarele T2—T3 în montajul diferențial, atacat asimetric în baza lui T2 cu semnalul de intrare, prin tranzistorul T1 de tip PNP, legat cu colectorul la masă, pentru a mări impedanța de intrare în jurul valorii de 50 Mohmi, V. fig. 14.

Tranzistorul de la intrare T1, în montaj repetor pe emitor, are tensiunea de polarizare a bazei în jurul valorii de zero volți, iar curentul de bază (pic. 7) de aproximativ 25 nA. Aceste valori foarte mici ale tensiunii de polarizare, determină intrarea în saturație a tranzistorului T1, pentru un semnal a-

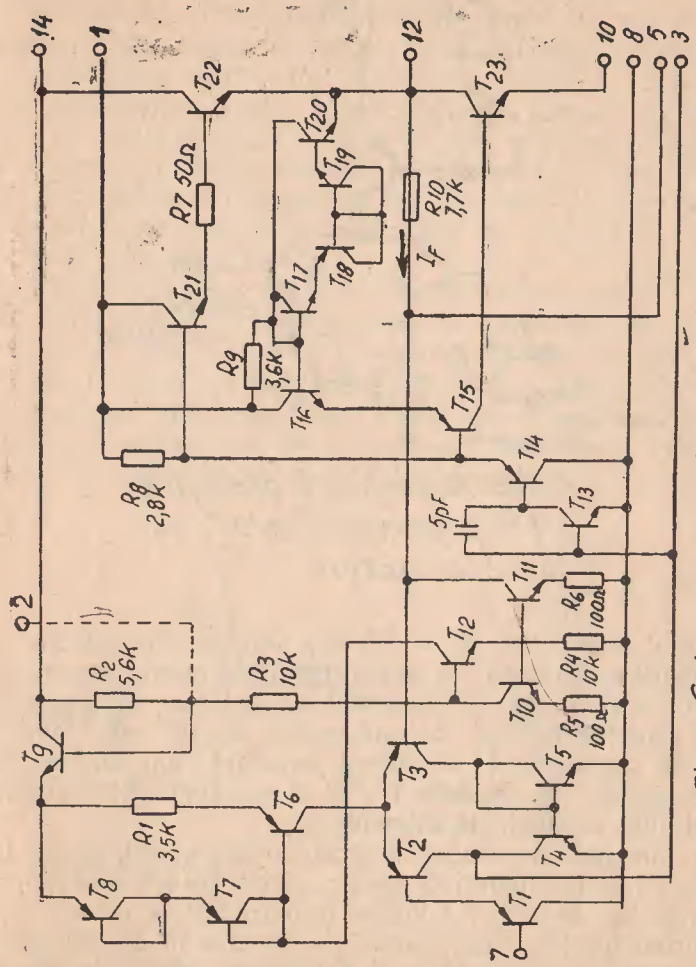
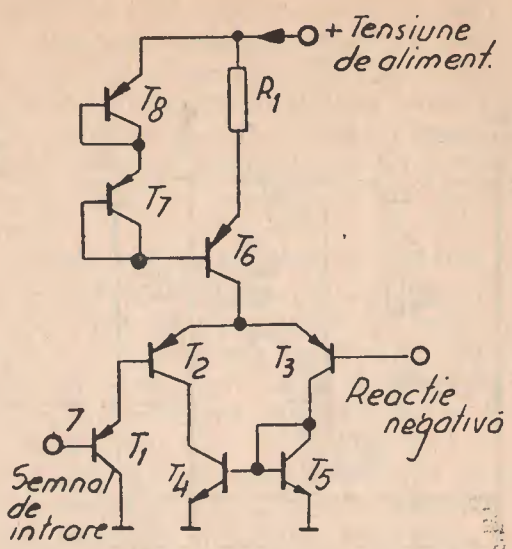


Fig.13. Schema electrică internă a C.I. - TBA790K

plicat la intrare mai mic de 400 mV, prin limitarea alternanței negative.



Schema electrică a etajului preamplificator cu sarcină activă
Fig. 14

Etajul diferențial T2 — T3, are sarcina din colector activă și asimetrică, formată de generatorul de curent constant tranzistorul T4 și dioda T5. Curentul de colector al etajului diferențial este foarte mic, în jurul valorii de 0,1 mA, fiind determinat de generatorul de curent constant, din emitor, format din tranzistorul T6, diodele T7, T8 și rezistența R1, nedepinzînd de variațiile tensiunii de alimentare.

Pe intrarea inversoare a etajului diferențial, (baza lui T3) se aplică reacția negativă de c.c. și de curent alternativ, prin rezistența R_{10} de cca. 7,7 kohmi (montată între ieșirea C.I. pic. 12 și baza lui T3). Coeficientul de reacție în curent alternativ este determinat din exteriorul C.I. la pic. 5, cu ajutorul lui R203 și C213; elemente cu care s-a stabilit ampliifcarea în tensiune, respectiv sensibilitatea la intrarea A.A.F. cît și caracteristica de răspuns în întreg domeniu de frecvențe audio.

Etajul prefinal (pilot sau driver) este compus din tranzistoarele T13 de tip NPN și T14 de tip PNP în montaj „Darlington", echivalente cu un singur tranzistor de tip NPN cu amplificare foarte mare B_T = BT13 x BT14, fig. 15. Cuplul de tranzistoare T13, T14 funcționează în clasă A, cu un curent de repaus I_{cc}, ceva mai mare decît curentul de vîrf necesar pentru comanda bazei lui T21. Deoarece tranzistoarele de putere din etajul final au amplificarea subunitară, semnalul maxim de ieșire, (vîrf la vîrf) al etajului prefinal trebuie să fie foarte apropiat de tensiunea de alimentare; deci ceva mai mare (funcție de randamentul etajului final cl. AB) decît tensiunea de AF măsurată pe rezistența de sarcină R_s (difuzor), la puterea maximă a A.A.F.

Pentru a menține constant curentul continuu prin rezistența de sarcină R8, a etajului prefinal, rezistența R8, legată la pic. 1 al C.I. (fig. 13), este conectată la tensiunea de alimentare (pic. 14) prin rezistența de sarcină R_S (difuzor) a etajului final în clasa AB. Acest mod curios de alimentare a etajului prefinal, se numește în limba engleză „boot-strap". Reamintim că tensiunea de alimentare în c.c. a modulului de sunet la pic.

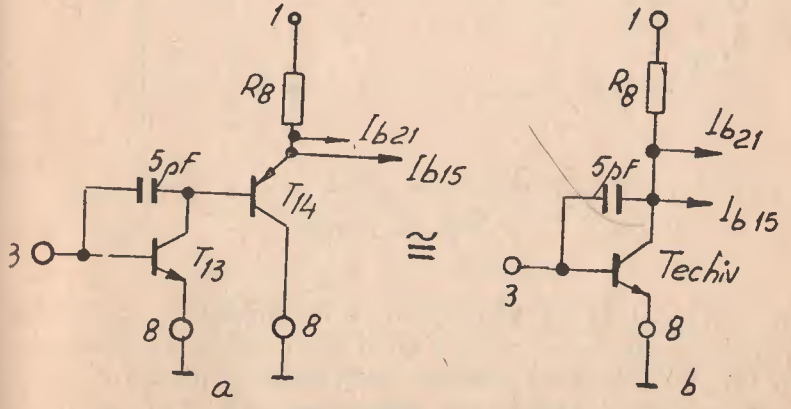


Fig. 15 Schema electrică a etajului prefinal (a) și cea echivalentă ca un singur tranzistor tip NPN, cu amplificare foarte mare (b)

14 al C.I. — TBA790K este oarecum variabilă (din cauza R814) în funcție de consumul etajului final în clasa AB ; (în special la putere maximă, cînd tensiunea vîrf la vîrf de ieșire pe difuzor este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare în c.c.) ; consum care la rîndul său este funcție de amplitudinea semnalului de A.F., aplicat la intrare și de poziția cursorului potențiometrului de volum sonor.

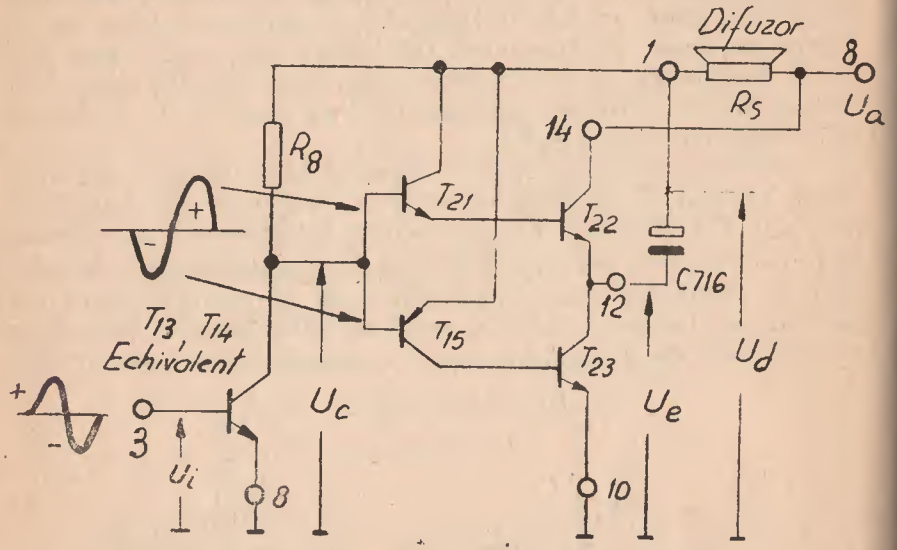


Fig. 16. Schema de principiu a circuitului „boot - strap"

În fig. 16 și 17 se explică clar funcționarea circuitului „boot-strap" care este similară cu a unui circuit cu reacție.

În fig. 16 este dată schema electrică simplificată a etajului prefinal (numai tranzistorul echivalent T13, T14), conectat direct cu cuplurile de tranzistoare T21—T22 și T15—T23 din etajul final în montaj cuasicomplementar clasa AB, care prin capacitatea C716 este legat la rezistența de sarcină R_S , difuzorul aparatului.

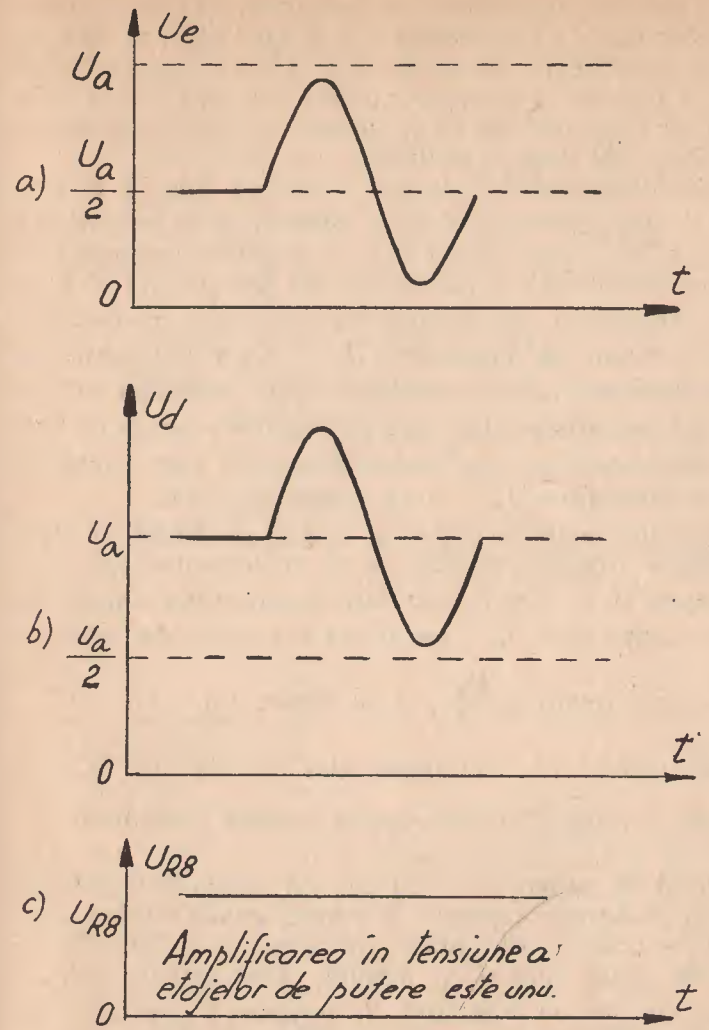


Fig. 17. Explicarea modului cum tensiunea U_{R8} de alimentare a etajului prefinal, rămîne constantă la variația maximă a tensiunilor la ieșire U_e și pe difuzor U_d, cu conexiunea „boot - strap"

Pentru aplicarea principiului de funcționare cu conexiunea (circuitul) „boot-strap", considerăm că etajul prefinal este atacat cu semnal mare la intrare (pic. 3 al C.I.), în așa fel ca etajul final să lucreze la puterea maximă pe care poate să o debiteze, cu un coeficient de 10 % distorsiuni ; deci tranzistoarele finale T22 și T23 intră în saturație.

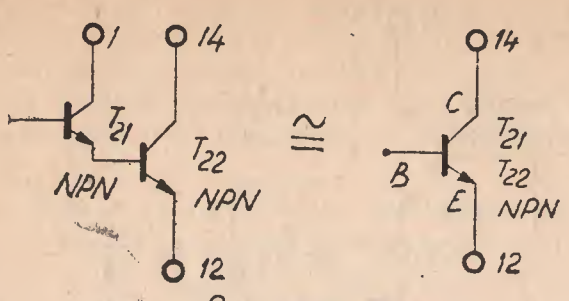
La alternanța pozitivă aplicată la intrare (pic. 3 al C.I.' tensiunea U_C din colectorul etajului prefinal este amplificată și inversată cu 180°. Tranzistorul T15 se deschide, introduce în saturație tranzistorul T23 și condensatorul de cuplaj C716 se încarcă prin rezistența de sarcină R_S (difuzor) aproximativ la valoarea tensiunii de alimentare U_a . (Se scade tensiunea U_{CE} care cade pe T23 în saturație). Deci valoarea vîrf la vîrf a tensiunii pe difuzor U_d este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare U_a iar valoarea medie este axată pe tensiunea de alimentare U_a ; a se vedea fig. 17.b.

La alternanța negativă care se aplică în baza lui T13, T14 se deschide tranzistorul T21, intră în saturație T22, tensiunea de ieșire U_e , vîrf la vîrf este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare U_a , (se scade tensiunea de saturație U_{CE} a lui T_{2^2} ; însă axată pe $\frac{U_a}{2}$, a se vedea fig. 17.a.

De unde rezultă că tensiunea $U_{R8} = U_d - U_e = \frac{U_a}{2}$ și se vede din fig. 17.c, că rămîne perfect constantă.

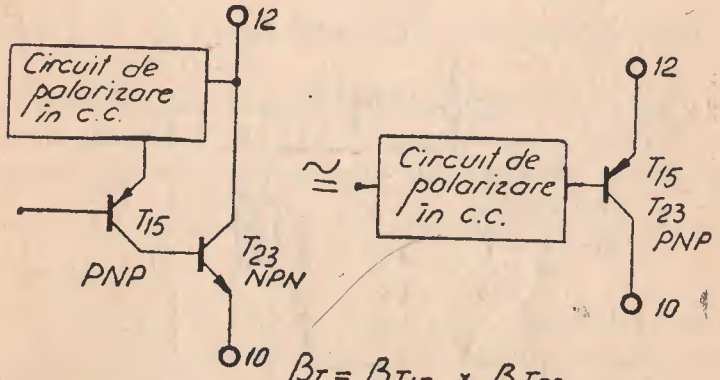
Etajul final de putere are teoretic un randament energetic de 78,5 %, deoarece lucrează în montaj cuasicomplementar clasa AB. Este compus din patru tranzistoare, T21—T22 și T15—T23, cîte două cupluri în montaj „Darlington", echivalente fiecare cu cîte un tranzistor în conexiune „repetor pe emitor", cu amplificarea în tensiune subunitară, dar cu amplificarea în curent egală cu produsul β a celor două tranzistoare, vezi fig. 18, 19 și 13.

Acest montaj cuasicomplementar este cel mai comod, deoarece permite ca cele două tranzistoare de putere mare T22, T23, să fie de același tip NPN, deci cu o dispersie a pa-



$\beta_T = \beta_{T21} \times \beta_{T22}$

Fig 18. Schema cuplului de tranzistoare T_{21}-T_{22} in montaj „Darlington" si tranzistorul echivalent tip NPN, T_{21} , T_{22}
Notatiile: 1;12 si 14 corespund cu picioruşele CI – TBA 790 K



$\beta_T = \beta_{T15} \times \beta_{T23}$

Fig. 19. Schema cuplului de tranzistoare T_{15} - T_{23} in montaj „ Darlington" si tranzistorul echivalent tip PNP. T_{15}, T_{23}

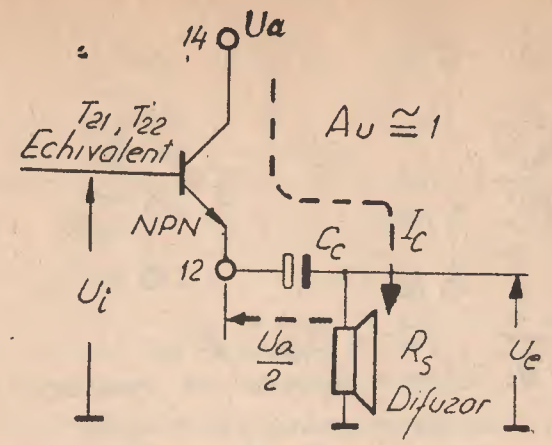


Fig. 20 Circuitul de ieșire pentru alternanța pozitivă.

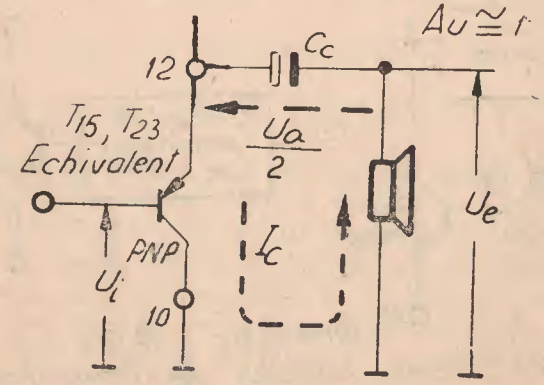


Fig. 21. Circuitul de ieșire pentru alternanța negativă

rametrilor foarte mică și datorită geometrei alese pe„ Cip", curentul de colector, poate atinge valoarea de vîrf de 1 A.

Cele două semietaje lucrează alternativ, unul pentru alternanța pozitivă (tranzistoarele T21—T22) și celălalt pentru alternanța negativă (tranzistoarele T15—T23), a se vedea fig. 20 și 21.

La alternanța pozitivă, a tensiunii de intrare U_i , care apare în bazele celor două tranzistoare T15 și T21, se va deschide și va conduce numai tranzistorul T21 de tip NPN, împreună cu T22 (T15 se blochează) și încarcă condensatorul de cuplaj C_C prin rezistența de sarcină R_S (difuzorul) la o tensiune egală cu jumătatea tensiunii de alimentare $\left(\frac{U_a}{2}\right)$ (a se vedea fig. 20). La alternanța negativă a tensiunii de intrare U_i , se deschide T15 de tip PNP care inversînd tensiunea cu 180°, deschide la rîndul său tranzistorul de putere T23 și este alimentat cu energia stocată în condensatorul de cuplaj C_c, încărcat la $\frac{U_a}{2}$, în timpul alternanței anterioare pozitive.

Constanta de timp a condensatorului de cuplaj cu rezistența de sarcină ($C_c R_S$), fiind foarte mare față de perioada semnalului de ieșire la frecvența audio cea mai joasă, timpul de încărcare și descărcare al condensatorului la tensiunea $\frac{U_a}{2}$ este neînsemnat.

Un alt avantaj al combinației cvasicomplementare cu 2 x 2 tranzistoare constă în curentul foarte mic necesar la intrare pentru comanda celor două baze, ale tranzistoarelor T15 și T21, livrat de etajul prefinal T13 — T14.

Arătăm în rezumat pe schema simplificată din fig. 22, modul de lucru al tranzistoarelor echivalente T21, T22 și T15 T23.

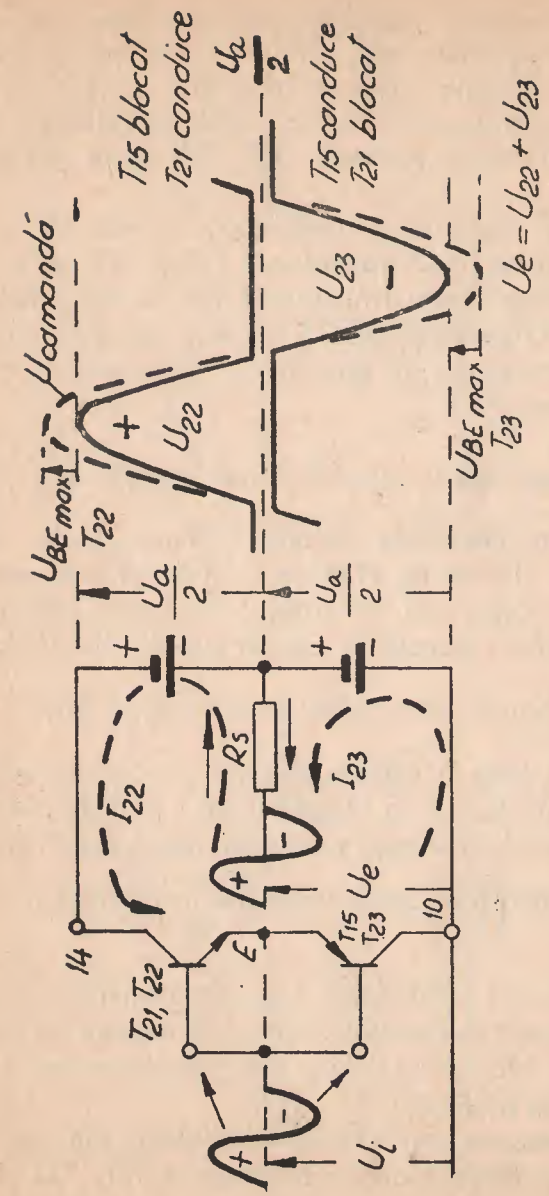


Fig. 22. Schema de circulație a curenților și sensurile tensiunilor la etajul final de putere cu simetrie cvasicomplementară, alimentat serie în c.c.

Tranzistoarele echivalente T21, T22 și T15, T23 au caracteristici identice, dar complementare. Polarizarea este realizată automat încît punctul median E se găsește față de masă (în absența semnalului) la o diferență de potențial egală cu $\frac{U_a}{2}$. În această situație rezistența de sarcină (difuzorul) nu este traversată de nici-un curent. Tranzistorul echivalent T21, T22, va conduce numai la excursiile pozitive ale tensiunii de intrare și de ieșire, lăsînd să treacă prin sarcină un curent determinat. Aceiași tensiune aplicată tranzistorului echivalent T15, T23 va conduce numai la excursiile negative ale tensiunii de intrare-ieșire, iar tranzistorul echivalent T21, T22 se va bloca. Pe sarcină, curenții celor două tranzistoare echivalente se adună în contratimp și se reface forma de undă originală.

Dacă admitem tensiuni de saturație nule pe tranzistoare, se vede că amplitudinea vîrf la vîrf a tensiunii de ieșire pe rezistența de sarcină (difuzor), va fi egală cu tensiunea de alimentare în c.c.

Amplitudinea vîrf la vîrf a tensiunii de comandă livrată de etajul prefinal, este mai mare decît amplitudinea maximă a tensiunii care cade pe rezistența joncțiunii bază-emitor a celor două tranzistoare finale. Fiecare tranzistor final funcționează ca repetor pe emitor avînd o amplificare ușor subunitară.

Energia este absorbită de la sursa de alimentare, în mod alternativ, în funcție de comanda pe care o primesc pe bază, cele două tranzistoare finale și o transferă sarcinii (difuzorului).

Cînd se aplică tensiunea de comandă, blocarea fiecărui tranzistor echivalent se face cu o tensiune inversă, egală cu tensiunea directă de deschidere a celuilalt.

Deoarece tensiunile de deschidere în repaus nu sînt nule din punct de vedere static, între cele două baze ale tranzistoarelor finale, va exista o diferență de potențial egală cu 2 U_{BE} deschidere.

Circuitul de polarizare automată (în c.c.) în clasa AB, are rolul de a menține active tranzistoarele finale, limitînd totuși curentul de repaus la o valoare mică, (de cca. 7 mA), polarizînd în permanență tranzistoarele T15, T23 în raport cu T21, T22.

Un excedent de polarizare duce la o disipație anormală a tranzistoarelor finale, respectiv a circuitului integrat. O polarizare (deschidere) insuficientă suprimă transmiterea unei mici părți din semnalul sinusoidal cum se arată în fig. 23.

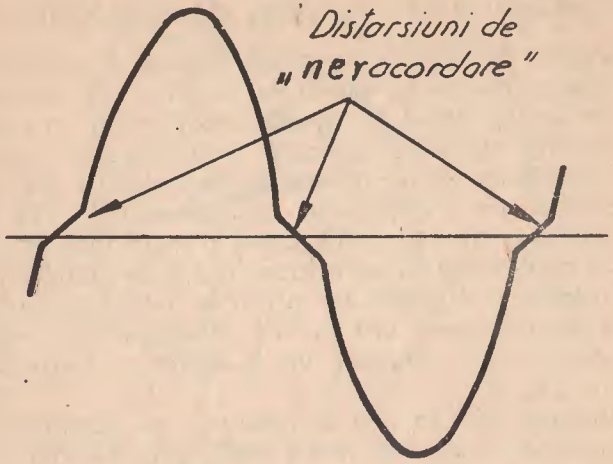


Fig. 23. Efectul unei insuficiente polarizări a tranzistoarelor din etajul final, la semnal mic de ieșire sinusoidal, văzut pe oscilascop.

Acest defect de polarizare provoacă distorsiuni de **„neracordare"** sau cum se mai numesc în literatură distorsiuni de **„trecere"**, sau de tip β , (în limba engleză „Cross-over"). Acest tip de distorsiuni, sînt foarte bine sesizate la ureche, numai la un semnal mic în difuzor și se manifestă, dînd impresia unui zgomot de hîrtie mototolită suprapusă pe muzică. Se mai poate de asemenea, compara efectul, cu zgomotul unei piese mecanice, prost fixată în caseta receptorului care vibrează în ritmul muzicii, antrenată de membrana difuzorului.

La etajele complementare de baleiaj vertical, deschiderea insuficientă, se manifestă printr-o dungă orizontală mai pronunțat luminată, pe mijlocul rastrului ecranului tubului cinescop.

Coeficientul de distorsiuni dat, în acest caz, de neracordarea (neîmbinare) a caracteristicilor complementare de sarcină ale tranzistoarelor finale la o insuficientă polarizare este foarte dificil de măsurat la semnal mic.

Arătăm în figura 24, principiul de polarizare în clasa AB folosit la amplificatoarele cu componente discrete ; iar în fig. 25 circuitul de polarizare realizat în C.I.—TBA790.

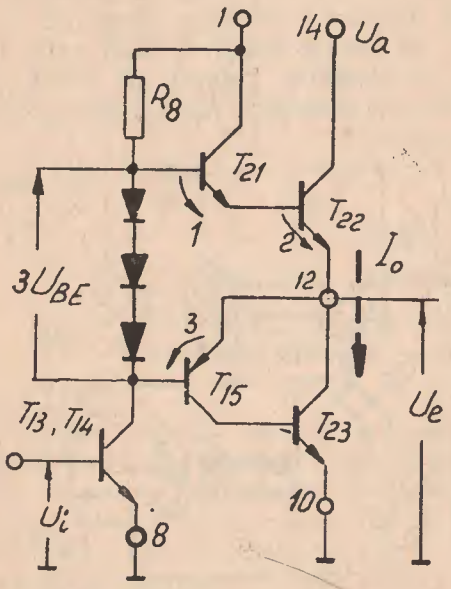


Fig. 24. Principiul de polarizare în clasă AB folosit la amplificatoarele cu componente discrete

Pentru polarizarea în clasa AB în schema din fig. 24, avem : $3U_{BE} = U_{BE21} + U_{BE22} + U_{BE15}$ iar pentru schema din CI—TBA790, fig. 25 avem :

$U_{BE17} + U_{BE18} + U_{BE19} + U_{BE20} = U_{BE15} + U_{BE16} + U_{BE21} + U_{BE22}$.

Curentul în repaus (fără semnal) este aproximativ independent de amplificarea în curent B, a tranzistoarelor. Singura variație care trebuie luată în considerație este a lui I_{R9}, care este proporțională cu a tensiunii de alimentare U_a și cu a lui R_9. Dispersia curentului I_{R9} și a curentului de repaos I_0 este de cca. $\pm$ 15 %.

Circuitul de autocentrare are rolul de a menține tensiunea mediană a etajului final întotdeauna la jumătate din U_a și prin aceasta de a asigura o limitare simetrică a ambelor alternanțe de ieșire, la putere maximă, cînd cele două tranzistoare finale intră în saturație. Puterea de ieșire, pentru 10 % distorsiuni va fi absolut maximă, numai atunci cînd tranzistorul final de putere T_{22} intră în saturație, pentru aceiași valoare absolută a semnalului la intrare, pentru care intră în saturație T_{23} la alternanța următoare. În acest caz tensiunea de ieșire vîrf la vîrf U_{evv}, este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare.

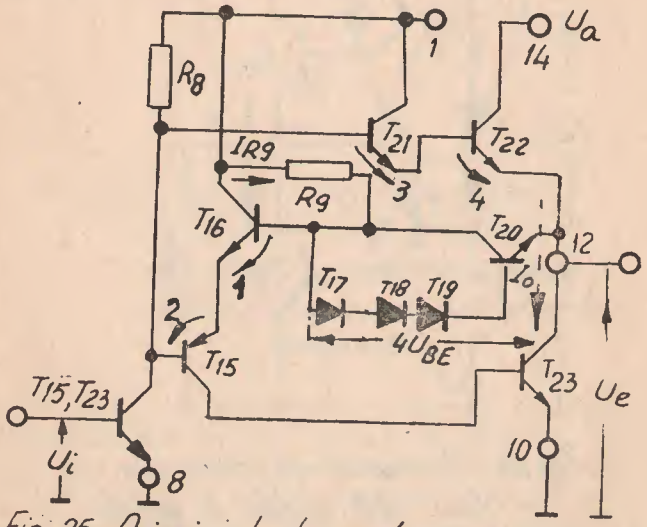


Fig. 25 Principiul de polarizare în clasă AB folosit în schema din C.I - TBA790

Schema circuitului de autocentrare din C.I.—TBA790 este arătată în fig. 26.

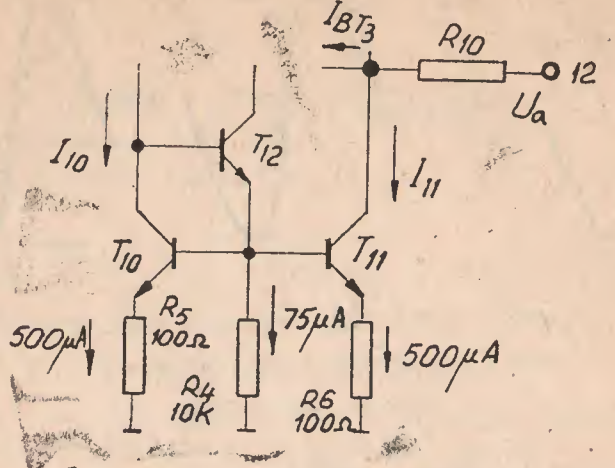


Fig. 26 Circuitul de autocentrare, care este un generator de curent aproape perfect constant.

Tranzistoarele T10, T11 și T12 formează un generator de curent aproape perfect constant, unde curentul de colector al tranzistorului T_{10}, este imaginea curentului de colector al tranzistorului T_{11}. Tranzistorul tampon T_{12}, compensează curenții de bază ai tranzistoarelor tampon T_{10} și T_{11}, iar rezistențele R_5 și R_6 împerechează montajul dacă este necesar.

★

În concluzie, circuitul de autocentrare este un generator de curent constant, care constituie referința față de care se realizează modificarea curentului de bază I_{BT3}, al tranzistorului T_3 din preamplificator, de către curentul de reacție în c.c., prin rezistența R_{10}, pentru menținerea simetrică a tensiunii de ieșire la putere maximă în sarcină (difuzor).

În figura 27 se arată efectul variației, tensiunii mediane $\frac{U_a}{2}$ asupra simetriei semnaluli de ieșire la puterea maximă a amplificatorului.

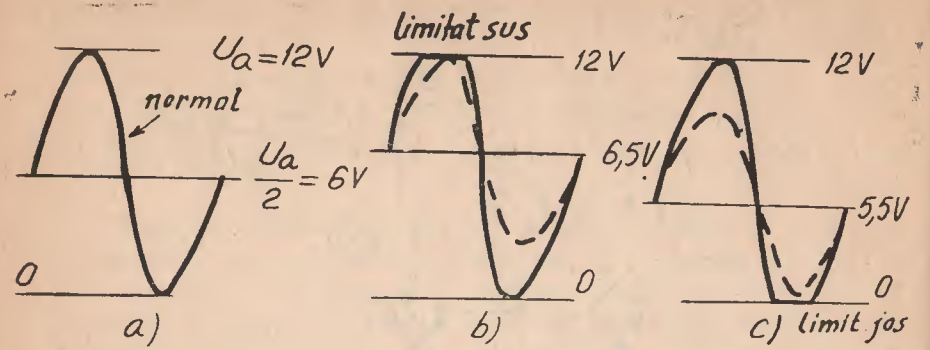


Fig. 27 Efectul variației tensiunii mediane $\frac{U_a}{2}$ asupra simetriei semnalului de ieșire, la putere maximă

Circuitul de reacție negativă.

Reacția negativă în c.c. este totală și am văzut de la explicația circuitului de autocentrare că servește la translatarea tensiunii mediane $\frac{U_a}{2}$ de c.c. de la ieșire, cu ajutorul generatorului de curent constant T11, (T10, T12) din fig 27, pentru simetrizarea tensiunii de ieșire de A.F.

Reacția negativă în curent alternativ este determinată de circuitul format din rezistența R_{10} integrată pe „Cip" de cca. 7,7 kohmi și din rezistența R_{203} (fig. 29) în serie cu condensatorul de separare a curentului continuu C213 de pe modul și rezistența directă (internă) a diodei D706 de cca. 50 ohmi polarizată în c.c. la 0,6 V prin rezistența R729 de la tensiunea + U_1 de 175 V.

Valoarea rezistenței R203 în serie cu rezistența directă r_d a diodei D_{706}, determină valoarea coeficientului de reacție negativă B (amplificare) în întreg domeniul benzii de răspuns a amplificatorului. Valoarea condensatorului C213 (reactanța capacitativă X_C) influențează banda de răspuns la frecvențe joase.

Știm că :

$$A_r = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} = \frac{1}{\frac{1}{A_0} + \beta} = \frac{U_e}{U_i}$$

unde : A_r = amplificare cu reacție negativă,

A_0 = amplificarea fără reacție,

β = coeficientul de reacție negativă care este egal în cazul nostru :

$$\beta = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{10}} = \frac{150}{150 + 7 \cdot 700} = 20 \cdot 10^{-3} = 0{,}02$$

unde :

$$R_{E1} = R_{203} + r_{d706} = 100 + 50 = 150\ \Omega$$

În figura 28, dăm schema bloc a circuitului intern (de pe „Cip") al amplificatorului, cu buclă de reacție.

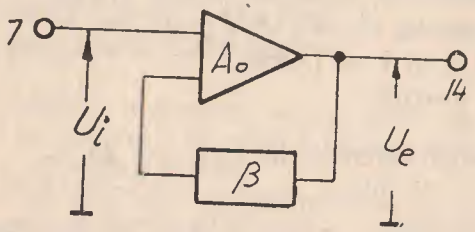


Fig. 28 Schema bloc a amplificatorului cu buclă de reacție

Dacă rezistența R_E = 0, deci pic. 5 al C.I. ar fi conectat la masă numai prin condensatorul electrolitic C_{213}, amplificarea C.I.—TBA790 (fără reacție negativă în curent alternativ) este maximă și are o valoare tipică de cca. 46 dB (200 ori). Cu $R_E > 0$, A_r va scădea.

Deci amplificarea cu reacție este :

$$A_r = \frac{1}{\frac{1}{A_0} + \beta} = \frac{\Delta 1}{\frac{1}{200} + 20.10^{-3}} = 32 \text{ dB (40 ori)}$$

Pentru ca amplificatorul să fie stabil, trebuie ca $A_0 \beta = 1$ și faza φ să fie mai mică de — 180°.

Această condiție de stabilitate, ca faza φ să fie mai mică de —180°, s-a obținut reducînd frecvența de tăiere a amplificării fără reacție, prin montarea unei capacități exterioare C_{216} (fig. 29) între pic. 3 și pic. 12 al CI.

Capacitatea exterioară C_{216} asigură o funcționare stabilă a amplificatorului, la semnal mic, însă micșorarea și banda de răspuns la frecvențe înalte.

Dăm mai jos caracteristicile electrice și performanțele CI—TBA790K SB.

a) **Valori limită absolute de utilizare :**

Tensiunea maximă de alimentare în c.c. pentru $R_s = 8$ ohmi . . . . . $U_{a\,max} = 15$ V c.c.

Curentul de vîrf la ieșire . . . . . $I_{e\,max} = 1$ A

Puterea maximă disipată la $U_a = 15$ V și la 1 kHz sinusoidal . . . . . $P_{d\,max.} = 1.6$ W

Puterea utilă maximă la $U_a = 15$ V cu $R_s =$ 8 ohmi ; d = 10 % și f = 1 kHz . . . $P_u = 3{,}45$ W

Temperatura de stocare $t_{stoc} = -25$ °C $+125$ °C

b) **Caracteristici electrice la $t_{amb.} = 25$ °C.**

— Curentul continuu de intrare	I_i	= 25 nA
— Curentul de alimentare —la $U_a = 12$ V	I_o	= 9 mA
fără semnal —la $U_a = 15$ V	I_o	= 14 mA
— Impedanța de intrare	R_i	= 50 Mohmi
— Puterea de ieșire —la $U_a = 12$ V	P_u	= 1,7 W
înainte de limitare pentru $R_s = 8$ ohmi la 1 kHz —la $U_a = 15$ V	P_u	= 2,75 W
— Puterea de ieșire maximă —la $U_a = 12$ V	$P_{u\,max}$	= 2,1 W
cu d = 10 % f = 1 kHz —la $U_a = 15$ V	P_{umax}	= 3,45 W
$R_s = 8$ ohmi		
— Puterea disipată maximă —la $U_a = 12$ V	P_{dmax}	= 1 W
pentru $R_s = 8$ ohmi —la $U_a = 15$ V	P_{dmax}	= 1,6 W
— Curentul mediu consumat —la $U_a = 12$ V	I_{cc}	= 210 mA
la $P_u = 1{,}7$ W		

Circuitul integrat TBA790K, nu este prevăzut cu un sistem electronic intern de limitare a curentului prin tranzistoarele finale, la limita puterii disipate maxime, în timpul ambalării termice sau în momentul scurtcircuitării sarcinii (difuzorului). **Din acest motiv dacă la semnal mare C.I.—TBA790 KSB este folosit fără radiator suplimentar, sau i se crește tensiunea de alimentare în c.c. la o valoare mai mare de 15 V, sau i se scurtcircuitează sarcina, deci difuzorul, el se distruge.**

Atenție : la CI—TBA790 KSB.

— a nu se folosi fără radiator suplimentar.

— a nu se aplica o tensiune de alimentare în c.c. mai mare decît cea admisă (15 V).

— a nu se scurtcircuita difuzorul în timpul funcționării.

5) DESCRIEREA FUNCȚIONĂRII SCHEMEI ELECTRICE A A.A.F. ECHIPAT CU C.I.—TBA790K de pe modulul P 35212 ȘI ROLUL COMPONENTELOR PASIVE.

De la potențiometrul de volum R725, semnalul de A.F. se aplică prin terminalul 3 al modulului de sunet, la pic. 7 a C.I.—TBA790K, a se vedea fig. 29.

Rezistența R729 reduce semnalul de A.F., stabilind plaja de reglaj a potențiometrului de volum sonor astfel, ca la volum maxim, la dispersia de serie ca performanțe a C.I.—TBA790, să nu se depășească cu mult puterea maximă, deci tranzistoarele finale să nu intre în saturație (limitare) mai mult de limita admisă, pentru distorsiuni de 10 %, ale semnalului de ieșire.

Cu rezistența R203, în serie cu condensatorul C213 și cu rezistența directă (internă) r_d a diodei D 706, montată cu catodul la masă, s-a stabilit valoarea coeficientului de reacție în c.a. ($\beta = 20.10^{-3}$) pentru o amplificare a C.I. de cca. 32 dB (40 ori). Condensatorul C213, separă tensiunea de reacție în c.c. pentru a nu fi pusă la masă prin R203 și r_d a diodei D706. Condensatorul C213 are o valoare mare și prezintă o reactanță X_c (rezistența în curent alternativ) mică la frecvențe joase, pentru ca reacția negativă de c.a. să se aplice uniform

în toată banda de răspuns a amplificatorului C.I. Prin micșorarea capacității C213, crește reacția negativă de c.a. la frecvențe joase cu atît mai mult, cu cît C213 va avea o valoare mai mică. În felul acesta banda de răspuns a amplificatorului C.I. se micșorează la frecvențe joase.

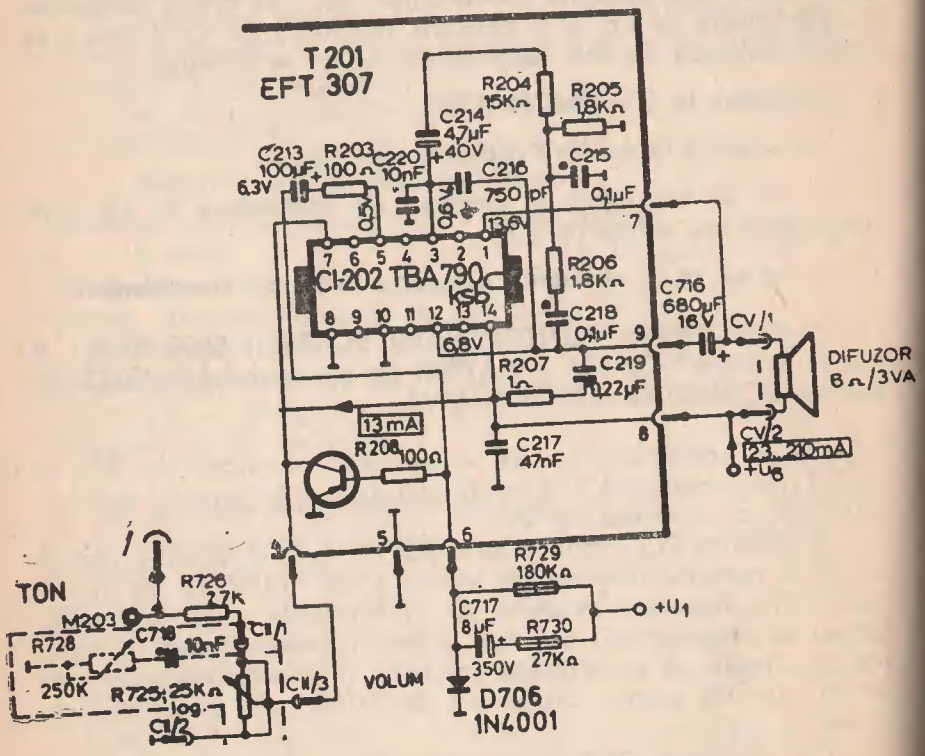


Fig. 29. Schema electrică a A.A.F de pe modulul cale sunet P 35212, echipat cu C.I-TBA790K

Condensatorul C219 în serie cu R207 și ambele în paralel pe difuzor, au rolul de a preîntîmpina intrarea în oscilație a întregului amplificator pe frecvențe superioare benzii de răspuns în A.F.

Grupul de condensatoare și rezistențe C218, R206, C215, R205, R204 și C214, toate în paralel cu C216, din figura 30, conectate între pic. 12 și pic 3 ale C.I., formează o buclă de reacție negativă selectivă, ca filtru în punte „dublu T", care modifică caracteristica de răspuns a întregului amplificator, în formă de „șea", pentru a compensa curba de răspuns a difuzorului la frecvențe înalte și joase.

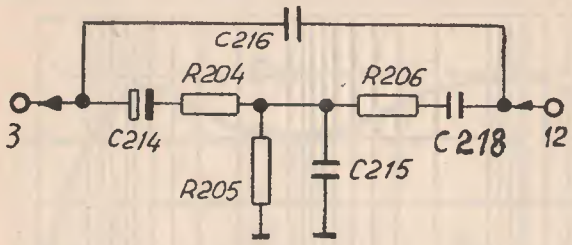


Fig 30 Bucla de reactie negativă selectivă, cu filtru în punte „dublu T" conectată între pic. 3 și pic. 12 ale C.I. - TBA 790 K

În figura 31 este dată, alura curbei de răspuns a amplificatorului echipat cu C.I. —TBA790K de pe modulul P 35212.

Elementele pasive din bucla de reacție negativă arătate în fig. 30, acționează în modul următor :

Condensatorul C214 are rolul de a separa în c.c., tensiunea de la pic. 3 al C.I., de a nu fi pusă la masă prin rezistențele R204, R205 și de cuplaj în curentul alternativ.

Condensatorul C218, prezintă o reactanță din ce în ce mai mare spre frecvențele audio joase, astfel că tensiunea de reacție negativă aplicată, este micșorată spre frecvențe joase (f_i), iar caracteristica de răspuns are un vîrf pe la 80 Hz, apoi cade aproape brusc pe la 40 Hz, deoarece ajungem sub limita de redare a amplificatorului și a difuzorului.

Condensatorul C215, prezintă o reactanță din ce în ce mai mică spre frecvențele audio înalte, astfel că tensiunea de reacție negativă aplicată, este micșorată (pusă la masă) spre frecvențele înalte (f_i), iar caracteristica de răspuns are un

vîrf pe la 8 kHz, apoi cade la —3 dB în jurul frecvențelor de 10 kHz ÷ 11 kHz și coboară brusc datorită condensatorului C216, care introduce o reacție negativă directă la frecvențe înalte, la peste 12 kHz, pentru a tăia semnalele de frecvență baleiaj linii din banda de răspuns a amplificatorului (supărătoare la ureche), care se manifestă printr-un sfîrîit permanent în difuzor.

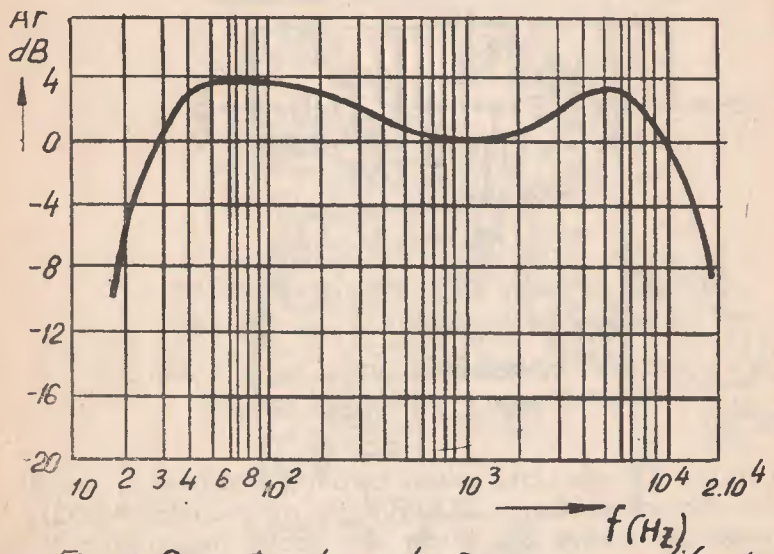


Fig. 31. Caracteristica de răspuns a amplificatorului obținută cu filtrul în „dublu T" din fig. 30.

Cu rezistențele R206 și R205 se divizează tensiunea de reacție, preluată de la ieșire, (pic. 12), în raportul $\frac{R205}{R205 + R206}$ iar prin R204 este aplicată în baza etajului prefinal (la pic. 3 al C.I.).

Condensatorul C220, conectat între pic. 3 al C.I. și masă preîntîmpină intrarea în oscilație, pe frecvențe înalte a A.A.F.

Condensatorul C217, filtrează tensiunea de alimentare în c.c., de ultimile resturi de înaltă frecvență, iar condensatorul electrolitic C716 de valoare mare, cuplează etajul final al amplificatorului, la rezistența de sarcină R_s , care este un difuzor de 8 ohmi și 3 VA.

Circuitul format din : tranzistorul T201 PNP — EFT307, dioda D706, rezistențele R208, R729, R730 și condensatorul electrolitic C717, au rolul de a elimina zgomotul considerat supărător, care apare în difuzor, la nivelul maxim al sunetului, în momentul deconectării de la rețea a televizorului, a se vedea fig. 32 și fig. 29. Acest circuit funcționează în două etape :

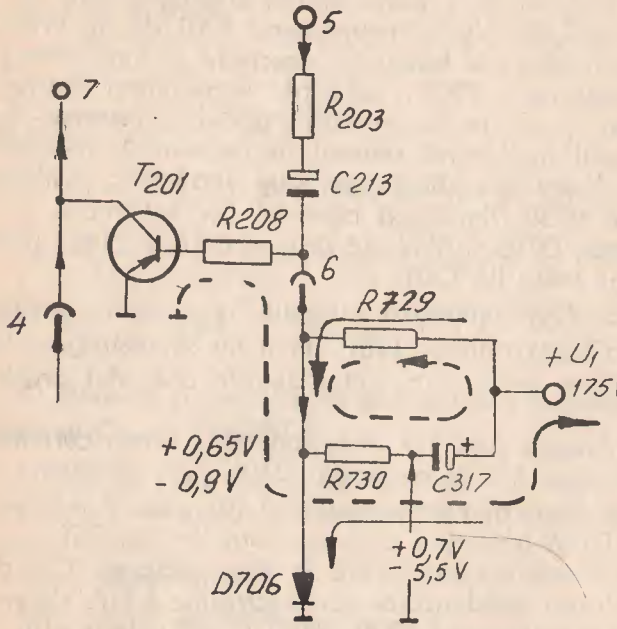


Fig. 32 Circuitul de blocare al semnalului de AF, pentru eliminarea zgomotului în difuzor în momentul deconectării TV dela rețea

Prima etapă este considerată în timpul funcționării T.V. cînd tensiunea de cca. 0,65 V care apare la anodul diodei D706 (în conducție directă) polarizată prin R729 de la + U_1,

blochează tranzistorul T201 de tip PNP. Tranzistorul T201 fiind blocat, prezintă o impedanță foarte mare, colector-emitor și nu afectează impedanța de intrare a A.A.F., cu care este conectat în paralel.

A doua etapă este considerată la deconectarea T.V. de la rețea, cînd tensiunea $+ U_1$ de 175 V scade imediat la zero, datorită consumului foarte mare pe această ramură. Tensiunea $+ U_1$ ajungînd la potențialul mesei (zero) și condensatorul electrolitic C717 (încărcat la cca. 175 V), ajunge cu plusul la masă, iar cu minusul la anodul diodei D706 pe care o blochează (cu cca. —0,9 V), iar tranzistorul T201 de tip PNP (primind tensiune minus pe bază) se deschide și intră brusc în saturație. La saturație T201 datorită impedanței foarte mici colector-emitor pune în scurtcircuit (la masă) intrarea A.A.F. și amplificatorul neprimind semnal în momentul deconectării T.V., nu mai apare amplificat zgomotul supărător în difuzor.

Rezistența R730, limitează curentul (de încărcare al lui C717) prin dioda D706 și filtrează brumul care ar putea proveni de la $+ U_1$, pe baza lui T201.

Rezistența R208 limitează curentul I_B, prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T201, de a nu se distruge.

Curenții care apar în circuitul de blocare, sînt arătați în fig. 32.

În prima etapă cînd T.V. funcționează, există curentul de polarizare (de cca. 1 mA) al diodei D706, prin rezistența R729 și curentul de fugă al condensatorului (de cca. $3 \div 30$ μ A) prin R730 și D706 (desenați cu linie plină în fig. 32).

În a doua etapă considerată la deconectarea T.V. de la rețea, descărcarea condensatorului electrolitic C717, determină un curent prin rezistențele R729, R730 și alt curent prin joncțiunea bază-emitor a lui T201, R208 și R730 (desenați cu linie întreruptă în fig. 32).

Condensatorul electrolitic C213, din circuitul de reacție negativă din C.I., este conectat la masă prin dioda D706, din următorul motiv : În timpul funcționării T.V., circuitul de reacție negativă este format de R10 (din C.I., fig. 13), R203 (pic. 5 al C.I.), C213 și r_d a diodei D706 (de cca. 50 ohmi, la 1 mA c.c.). În această situație A.A.F. lucrează normal, cu amplificarea $A_r = 32$ dB (40 ori), așa cum am arătat mai sus.

La deconectarea T.V. de la rețea, cînd curentul de descărcare al condensatorului electrolitic C717 blochează dioda D706, circuitul de reacție negativă este format de R10 (din C.I., fig. 13), R203 (pic. 5 al C.I.), C213, R208 și R_{BE} (de cca. 100 ohmi) a tranzistorului T201. În această situație amplificarea scade la $A_r = 27$ dB (24 ori), iar zgomotul în difuzor scade și pe această cale aproape la jumătate.

$$A_r = \frac{1}{1 + \beta \frac{1}{A_0}} = \frac{1}{\frac{1}{A_0} + \beta} = \frac{1}{\frac{1}{200} + 37.10^{-3}} =$$

$$\frac{1}{42.10^{-3}} = 24 \text{ ori (27 dB)}$$

Unde : $A_0 = 200$ ori, amplificarea fără reacție,

$$\beta = \frac{R_{E2}}{R_{B2} + R_{10}} = \frac{300}{300 + 7{,}7.10^3} = 0{,}0375 = 37.10^{-3}$$

unde : $R_{B2} = R_{203} + R_{208} + R_{BE} = 100 + 100 + 100 = 300$ ohmi.

6) **Defecte și avarii care pot apare pe modulul P 35212 echipat cu C.I. — TBA790 K.**

Defectele care apar pe modulul de sunet fiind de mai multe feluri, se vor manifesta și ca audiție în difuzor în mod diferit :

a) — lipsă sunet ;
b) — sunet puternic ;
c) — sunet slab ;
d) — sunet în soțit de brum („hîrîit") ;
e) — sunet distorsionat ;
f) — modulul oscilează.

a) **Lipsă sunet.**

Contacte conectori modul, sau difuzor imperfecte ; sau pot fi întrerupte una din piesele : C200, C202, C203, L201, L202, C206, L203, C212, R201, C211, R726, C716.

Se măsoară tensiunile la picioruşele CI201—TAA661B şi CI202—TBA790K dacă corespund cu cele de pe schemă.

— Scurtcirtuit una din piesele : C201, C204, C205, C207, C208, C209, C210, C212, T201 (joncţiunea colector-emitor), C220, C217.

— Se controlează circuitul de blocare (T201, R729, D706).

b) **Sunet puternic.**

Întrerupt : C214, R204, R206, C209, C218.

Scurtcircuit : C215.

c) **Sunet slab.**

— Scurtcirtuit : C200 (se strică şi sincronizarea TV), C202, C211, C213, C219.

Întrerupt : C201, C204, L201, L202, C210, C213.

d) **Sunet însoţit de brum (distorsionat).**

Dezacordat în special L203, sau şi L202, L201.

Lipsă filtrajul tensiunii de alimentare în c.c. Electroliticii C808, C806, C805 întrerupţi. Tensiunea + U_1 de 175 V (prost reglată) prea mare şi stabilizatorul iese din plaja de stabilizare, introducînd brum la filtraj.

Se poate întîmpla ca nivelul video, reglat din R113 (nivelul de alb) de pe modulul F.I.—cale comună, să fie prea mare (se reajustează uşor R113).

e) **Sunet distorsionat.**

— Bobina L203 dezacordată aproape complect.

— Circuitul integrat TBA790K defect (nu lucrează unul din tranzistoarele finale, limitează asimetric).

Obs. Înlocuirea la nevoie a C.I.—TBA709K se va face în felul următor :

— Se încălzeşte cu ciocanul de lipit, fiecare picioruş în parte al C.I. şi se scutură cositorul, pînă cînd terminalul rămîne liber în gaura cablajului imprimat. Nu se va ţine mult ciocanul de lipit, pe lipitura de cositor, pentru a nu se exfolia folia de cupru de pe pertinax. Se recomandă folosirea unui ciocan de lipit cu o putere electrică de cca. 40 W şi cu un vîrf (din cupru) conic, astfel ca temperatura să fie concentrată numai pe lipitură. Cel mai bine ar fi să se folosească o pompiţă aspiratoare, cu vîrf din TEFLON (Tetrafloretilenă), material plastic care nu se topeşte la temperatura de topire a aliajului de cositor.

— C.I.—TBA790K **cel nou îl** introducem cu picioruşele în găurile cablajului, **fără să le lipim.** Montăm radiatorul din aluminiu în găurile dreptunghiulare de pe cablaj şi **strîmbăm cele două terminale de fixare.** Introducem cele două şuruburi M3 în găurile de pe partea superioară şi le strîngem bine, ca radiatorul principal (din cupru) al C.I.—TBA790K să se lipească perfect de radiatorul de aluminiu. **Radiatorul de aluminiu, trebuie să fie prins foarte bine de cablaj prin răsucirea celor două terminale de fixare deoarece are şi rolul de scoabă de prindere a modulului de şasiu, după ce este introdus pe conector.** Dacă nu sînt răsucite cele două terminale de fixare, radiatorul din aluminiu se va ţine numai de radiatorul principal din cupru al C.I. şi riscăm ca la cel mai mic efort, acesta să se deslipească de circuitul integrat.

— Numai după ce am prins radiatorul din aluminiu de cablaj prin răsucirea terminalelor şi am strîns bine cele două şuruburi M3, putem lipi picioruşele circuitului integrat pe cablaj.

Dacă lipeam picioruşele C.I. de la început, riscam ca atunci cînd strîngem cele două şuruburi M3, să smulgem radiatorul principal (din cupru) de pe circuitul integrat.

● Dacă la volumul maxim sunetul în difuzor se aude „bîlbîit" distorsionat puternic, înseamnă că C208 (condensator electrolitic) nu este lipit (exfoliat traseul de cablaj) sau este uscat.

e) **Modulul oscilează pe frecvenţa înaltă.**

Întrerupt sau deslipit : C205, C207, C210.

Cu modulul de sunet montat, se văd pe imagine deoparte şi de alta a liniilor verticale nişte zimţări (ca şi cum ar fi nişte descărcări de înaltă tensiune). Înseamnă că amplificatorul audio oscilează pe o frecvenţă din banda video şi prin tensiunea de alimentare se induce şi se suprapune pe semnalul video. Unul din condensatorii C220 sau C216 ar putea fi nelipit sau întrerupt.

● Avarii pe modulul sunet se pot întîmpla numai în cazul cînd s-ar scurtcircuita C716 sau tensiunea U6 ar depăși 20 V.

În acest caz se poate distruge CI—TBA790K. Cînd C716 este în scurt, U_6 scade la 9—10 V iar la bornele difuzorului apare o cădere de tensiune de 3—4 V.

7. CIRCUITUL INTEGRAT MBA810 AS (TBA810 AS)

Circuitul integrat MBA810 AS este de proveniență TESLA—R.S.C., copie după tipul TBA810 AS realizat de firma S.G.S.—ATES din Italia și fabricat de mulți producători pe plan mondial.

TBA810S este un circuit integrat monolitic încapsulat în plastic cu 12 picioruțe dispuse pe două rînduri, cu două aripioare de răcire și este destinat ca amplificator de A.F. de putere în clasă A.B. De la acest C.I. se poate obține 7 W la ieșire la 16 V tensiune de alimentare, pe o sarcină de 4 ohmi cu 10 % distorsiuni, sau 6 W, la 14,4 V, pe 4 ohmi, sau 2,5 W la 9 V, pe 4 ohmi, sau 1 W la 6 V pe 4 ohmi. Tensiunea maximă accidentală care i se poate aplica este de 20 V. Randamentul este de 75 % la 6W. C.I.—TBA810S are prevăzută și o protecție electronică în cazul unei ambalări termice, la putere maximă în lipsa radiatorului suplimentar ; de unde și litera S la sfîrșit în notația de cod. Acest C.I. apare în două variante :

— TBA810S (fără A) cu aripioarele de răcire negăurite, care se lipesc împreună cu radiatorul suplimentar pe cablaj.

— TBA810AS, cu aripioarele de răcire găurite, iar radiatorul suplimentar se prinde cu două șuruburi. (Așa cum este realizat modulul P80402 echipat cu MBA810AS).

Elementele de circuit, la C.I.—MBA810 sînt realizate monolitic, pe o plăcuță („Cip") din siliciu de cca. 4,2 mm² lipită pe o grilă din cupru cu 12 picioruțe și cu două aripioare de răcire. După mularea în capsulă din masă plastică termodură suprafața pe care o ocupă CI—MBA8 10AS este de 20 x 25 mm.

Plăcuța de circuit („Cipul") a C.I.—MBA810 conține 16 tranzistoare, 7 diode și 15 rezistențe.

Schema bloc este dată în fig. 33 unde sînt evidențiate următoarele etaje funcționale realizate în tehnologie integrată:

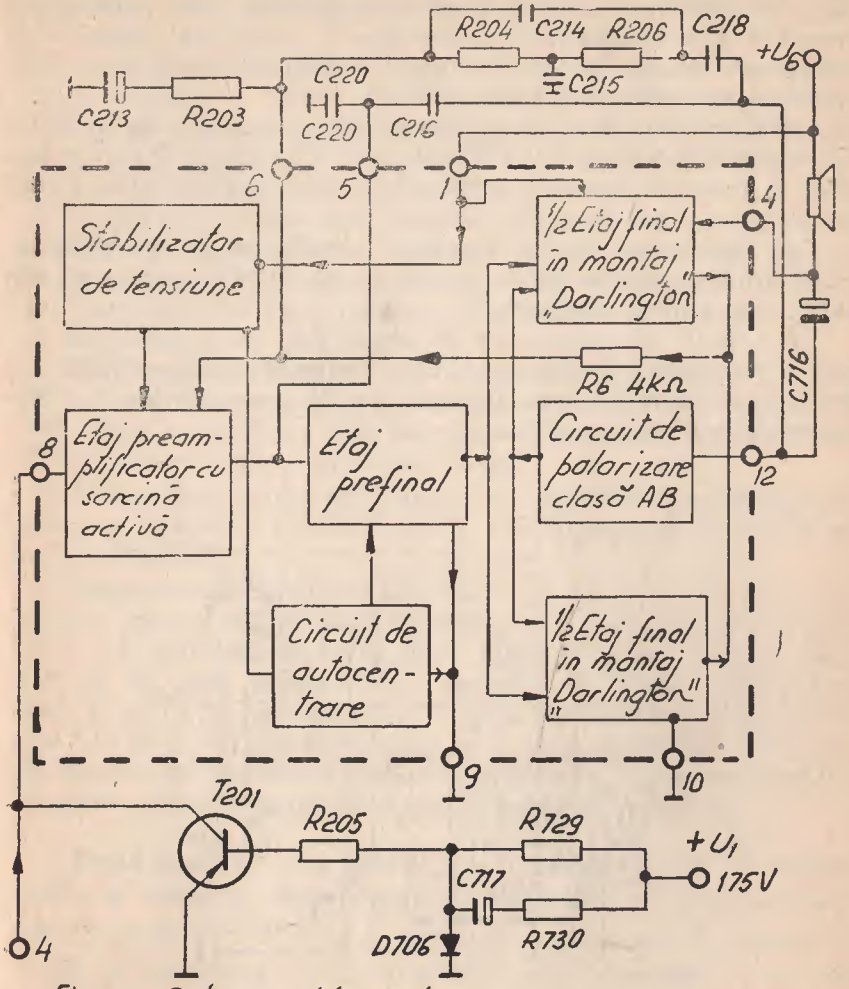


Fig. 33. Schemo bloc internă a C.I. - MBA 810S

a) Un etaj preamplificator cu sarcină activă, cu un tranzistor suplimentar la intrare în montaj repetor pe emitor (cu colectorul legat la masă), pentru a mări impedanța de intrare ;

b) Etaj prefinal în clasă A, cu sarcină activă ;

c) Etaj final în contratimp clasă AB, alimentat serie în c.c., cu simetrie cuasicomplementară (format din tranzistoare compuse în configurație „Darlington"), pentru a obține un randament energetic mai bun decît la etajele finale din A.A.F., realizate cu componente discrete ;

d) Circuit de autocentrare a tensiunii continue de la ieșire C.I.—MBA810 (pic. 12) la valoarea $U_{alimentare}/2$, care asigură o limitare simetrică a tensiunii de ieșire, la putere maximă ;

e) Circuit de reacție negativă totală (de la ieșire la intrare printr-o rezistență) în curent continuu și determinată din exterior în curent alternativ.

f) Circuit de polarizare în clasă AB, care stabilește curentul de repaus (cu intrarea în scurtcircuit) al tranzistoarelor finale, pentru a elimina distorsiunile de „neracordare" a caracteristicilor de sarcină, la semnal mic.

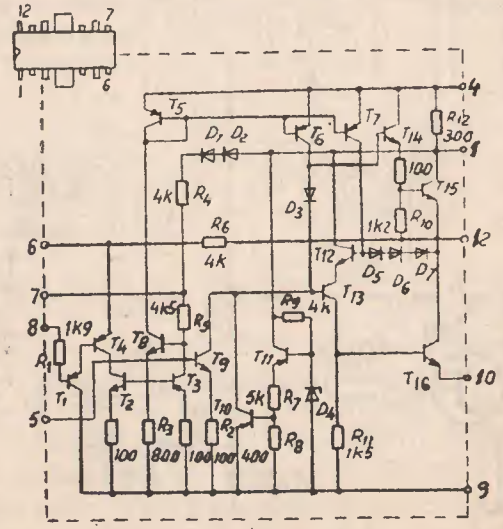


Fig. 34
Schema electrică internă a C.I. MBA 8106 S

Schema electrică internă a C.I.-MBA810S este dată în figura 34.

C.I.—MBA810 S făcînd parte din a doua generație de C.I., schema electrică internă este mai simplă ca la C.I.—TBA790 și lucrează cu impedanțe interne mai mici. De asemenea, procesul tehnologic (la C.I.—MBA810 S)de asamblare, al „cipului" pe grila suport este diferit și simplificat. Fluxul termic (de răcire) întîmpină numai rezistența termică (de lipire) dintre „cip" și grila suport, pînă la aripioarele de răcire. Din punct de vedere mecanic la C.I.—TBA790K, există posibilitatea deslipirii radiatorului principal de corpul C.I.

Deoarece etajele din schema electrică internă la C.I.—MBA810S sînt similare cu cele de la C.I.—TBA790K, nu vor mai fi explicate atît de amănunțit ; însă vom arăta numai diferențele, în ceea ce privește evoluția schemei în sine.

Etajul preamplificator este format din tranzistorul T4, care este atacat cu semnal la intrare, prin tranzistorul T_1 de tip PNP, legat cu colectorul la masă, pentru a mări impedanța de intrare în jurul valorii de cca. 5 Mohmi.

Tranzistorului preamplificator T4, i se aplică reacția negativă în c.c. și în c.a. în emitor, nu mai există un etaj diferențial ca la C.I.—TBA790.

Generatorul de curent constant T2, T3, T8 și T5 care formează sarcina activă din colectorul tranzistorului preamplificator T4, este perfecționat prin introducerea tranzistorului tampon T8, care compensează curenții de bază ai tranzistoarelor T2 și T3, iar cele două rezistențe de 100 ohmi din emitoarele lui T2 și T3 împerechează mai bine montajul, din punct de vedere al dispersiei parametrilor celor două tranzistoare, dispersie inerentă procesului tehnologic de fabricație.

Etajul prefinal este format din tranzistorul T9, cu sarcina activă în colector, determinată de rezistența colector-emitor a tranzistorului T6 stabilizat în bază de tranzistorul T_5 montat ca diodă. Alimentarea în c.c. a tranzistorului prefinal T9, se face tot „boot-strap" prin tranzistorul T6 (sarcina activă) de la pic. 4, al C.I.—MBA810S.

Etajul final de putere este compus tot din patru tranzistoare T14 — T15 și T13 — T16, cîte două cupluri în montaj

„Darlington", echivalente fiecare cu cîte un tranzistor în conexiune „repetor pe emitor" cu amplificarea în tensiune subunitară, iar cu amplificarea în curent egală cu produsul β a celor două tranzistoare.

Pentru uniformizarea și micșorarea dispersiei impedanței de intrare, în procesul de fabricație, de la un tranzistor la altul (T15 — T16) și de la un C.I. la altul, în bazele tranzistoarelor NPN de putere T15 și T16 sînt prevăzute două rezistențe la masă R10 de 1,2 kohmi și R11 de 1,5 kohmi.

Circuitul de polarizare automată (în c.c.) în clasă AB, este o combinație între sistemul clasic (dioda D3) de polarizare a semietajelor finale și sistemul puțin mai perfecționat ca la C.I.—TBA790K, cu tranzistoarele T13 tip NPN și T7 tip PNP, (ambele stabilizatoare) și diodele D5, D6 și D7 legate în serie la pic. 12, ieșirea C.I.

Circuitul de autocentrare și protecție ambalare termică este complet diferit ca la TBA790.

Este format din sursa stabilizatoare, tranzistorul T11 alimentat direct de la tensiunea de alimentare pic. 1 al C.I., stabilizată în bază cu dioda Zener D4 și care comandă în curent tranzistorul T_{10} montat direct între colector și masă la tranzistorul prefinal T_9.

Circuitul de reacție negativă.

Reacția negativă în c.c. și în c.a. este determinată cu rezistența R6 de 4 kohmi.

Deci reacția în c.a. este calculată funcție de rezistența R6 = 4 kohmi.

C.I.—MBA810S este prevăzut cu posibilitatea de a se aplica un filtraj suplimentar (la pic. 7 al C.I.) alimentării sarsicii active (divizorul rezistiv R4—R5) a preamplificatorului T4, în cazul montajului cu sarcina (difuzorul) la masă.

Dăm mai pos caracteristicile electrice și performanțele C.I.—MBA810S.

a) **Valori limită absolute de utilizare :**

— Tensiunea maximă pe care o poate suporta . . . . . $U_{a\ max}$ = 20 V
— Curentul la ieșire de vîrf (nerepetitiv) . . . . . I_{ev} = 3,5 A
— Curentul de ieșire (repetitiv) . . . . I_e = 2, 5 A
— Puterea disipată :
  — la $T_{arip.}$ = 70 °C . . . . . P_d 70°C = 1 W
  — la $T_{arip.}$ = 100 °C . . . . . P_d 100°C = 5 W
— Temperatura joncțiunii : T_j = +155 °C
— Temperatura de stocare : T_{stoc} = —40 ÷ +85°C

b) **Caracteristici electrice la T_{amb} = + 25 °C.**

— Tensiunea de alimentare în c.c. U_a = 4 ÷ 20 V
— Tensiunea la ieșire la :
  U_a = 9 V, d = 10%, R_s = 4 ohmi și f = 1 kHz $U_{e.ef}$ > 2,6 V
  U_a = 14,4V ; d = 10%, R_s = 4 ohmi și f = 1 kHz
— Curentul de repaus cu intrarea în scurt $U_{e.ef}$ > 4,2 V
  U_a = 14,4 V și U_i = 0 . . . . . I_e > 20 mA
  U_a = 20 V și U_i = 0 . . . . . I_e < 50 mA
— Tensiunea de intrare la :
  U_a = 14,4 V ; $U_{e.ef}$ = 4 V ; R_s = 4 ohmi și f = 1 kHz
  U_i = 40 ÷ 100 mV
— Distorsiuni armonice la :
  U_a = 14,4 V ; $U_{e.ef}$ = 3,1 V ; R_s = 4 ohmi și f = 1 kHz
  d > 2 %
— Rezistența de intrare la :
  U_a = 14,4 V ; $U_{e.ef}$ = 2 V ; R_s = 4 ohmi și f = 1 kHz
  R_i > 8 kohmi
— Curentul consumat la :
  U_a = 14,4 V ; $U_{e.ef}$ = 4 V ; R_s = 4 ohmi și f = 1 kHz
  I_a < 550 mA

— Banda de răspuns cu capacitatea dintre pic. 5 și pic. 12 de 1,5 nF și la U_a 14,4 V ; $U_{e.ef}$ = 2 V ; R_s = 4 ohmi și U_i = const — f = 50 Hz ÷ 15000 kHz

— Brumul la ieșire în condițiile : U_a = 14,4 V ; R_s = 4 ohmi și U_i = 0 — $U_{e.zg}$ = 4 mV

Circuitul integrat MBA810 AS, ca și TBA810 AS nu este prevăzut cu un sistem electronic intern de limitare a curentului prin tranzistoarele finale, la limita puterii disipate maxime, în momentul scurtcircuitării sarcinii (difuzorului).

ATENȚIE ! C.I.—MBA810 S se distruge dacă i se crește tensiunea de alimentare în c.c. peste 20 V (cea admisă) sau i se scurtcircuitează sarcina (difuzorul).

În cazul T.V. staționar cu circuite integrate, curentul de avarie, în cazul unui scurtcircuit acidental al difuzorului, este limitat de R812 și R814.

8) **Descrierca funcționării schemei electrice a modulului cale sunet P 80402 echipat cu C.I.—MBA810 AS și rolul componentelor pasive.**

Amplificatoarele de FI—sunet echipate cu C.I.—TAA661, de pe cele două module P 35212 și P 80402 sînt aceleași din punct de vedere al schemei electrice.

Schema electrică a A.A.F. echipat cu C.I.—MBA810 AS este dată în fig. 35.

Diferența de schemă electrică între cele două module P35212 și P 80402, din punct de vedere al AAF constă în modul de aplicare al buclei de reacție negativă suplimentară, din exterior, din fig. 36 între pic. 6 și pic. 12 ale C.I.—MBA810 AS. Piesele din bucla de reacție negativă din exterior au rolul următor :

— Tensiunea de reacție negativă este luată de la ieșirea C.I. (pic. 12) de condensatorul C218 și aplicată la intrare (pic. 6) prin divizorul rezistiv R206 + R204 și R203 cu coeficientul de reacție negativă :

$$\beta = \frac{R_{203}}{(R_{206} + R_{204}) + R_{203}} = \frac{47}{1330 + 47} = 0{,}034$$

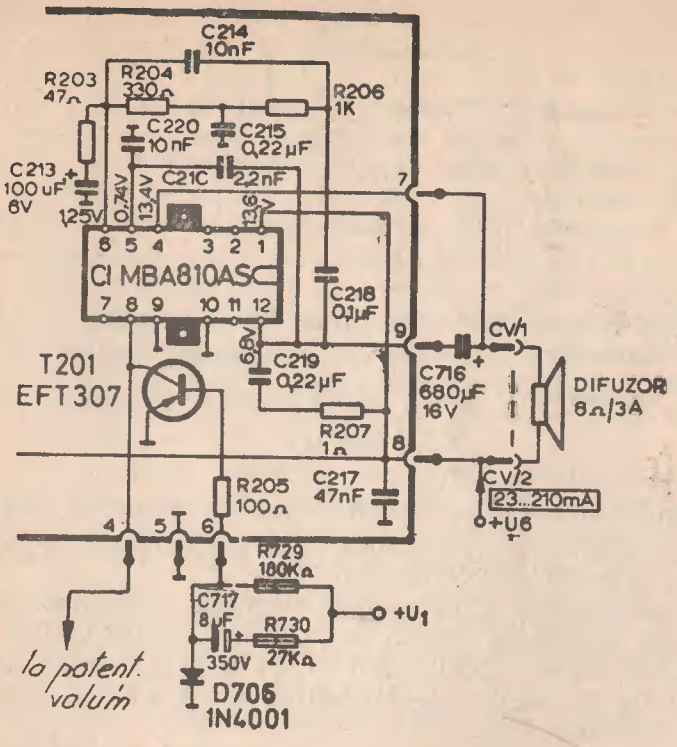


Fig. 35. Schema electrică a AAF de pe modulul cale sunet P36019 (P80402) echipat cu C.I - MBA 810 AS

Condensatorul C218 fiind de valoare mică prezintă o reactanță mare la frecvențe joase ; reacția negativă nu se aplică la f_j și caracteristica de răspuns prezintă un vîrf în jurul lui f = 60 ÷ 80 Hz, a se vedea fig. 31.

Condensatorul C215 avînd o reactanță mică pentru frecvențele audio înalte, reacția negativă este mică la f_i și caracteristica de răspuns va prezenta al doilea vîrf începînd de la 8 kHz.

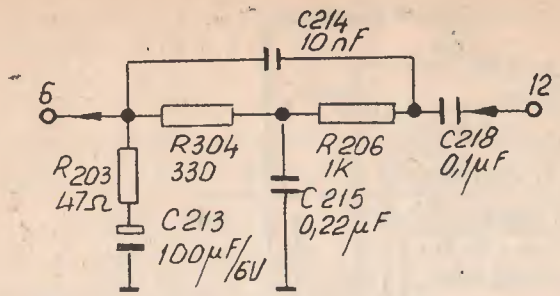


Fig. 36 Buclă de reacție negativă selectivă, cu filtru în punte „dublu T" conectată între pic. 6 și pic. 12 ale CI MBA 810 AS

Condensatorul C_{214} aplică o reacție negativă directă la f_i și caracteristica de răspuns coboară aproape brusc începînd de la f=10 kHz ÷ 12 kHz.

Condensatorul C213 separă de masă, tensiunea continuă din bucla de reacție internă în c.c. din C.i.—MBA810 S.

Condensatorii C220, C216 și C219 preîntîmpină intrarea în oscilație (cu unele CI—MBA810S) a A.A.F. pe frecvența înalte nedorite.

Rolul celorlalte piese componente a fost explicat mai sus la schema cu C.I.—TBA790K.

În concluzie AAF echipat cu CI—MBA810 AS, are în TV—CI aceleași performanțe electrice ca și AAF echipat cu CI—TBA790K, avînd aceeași sarcină și U alimentare.

9) **Defectele și avariile care pot apare pe modulul P 80402 echipat cu CI—MBA810, sînt aceleași ca la modulul echipat cu CI—TBA790K, care au fost explicate mai sus.**

10) **Măsurătorile cu ohmetrul pe terminalele fiecărui C.I.,** le va face fiecare depanator în parte, pe cîte un modul care funcționează, deoarece rezistența în ambele sensuri, depinde de tensiunea care se aplică pe fiecare scară a ohmetrului propriu.

11) **Posibilități de reglare ale bobinelor L201, L202 și L203, de pe modulele de sunet, fără aparate de măsură.**

Menționăm că reglajul bobinelor L201 și L202 se va putea face în condiții bune, numai cu șurubelniță specială, cu vîrful lat și gros cît crestătura din capul oalei de ferită, pentru ca forțele care dau momentul de rotație, să se repartizeze uniform dealungul pereților crestăturii. Reglarea bobinelor cu șurubelniță cu vîrful îngust și ascuțit, **este nepermisă,** deoarece cu siguranță se sparge oala din ferită, care este destul de casantă și cu tensiuni interne rămase după sinterizare.

De asemenea, vîrful șurubelniței de reglaj, trebuie să fie cît mai scurt (1 cm în afară și 1 cm încastrarea în mînerul din material plastic), pentru a nu influența permeabilitatea miezului de ferită. Recomandăm ca materialul pentru vîrful șurubelniței, în special alamă (care este material diamagnetic) sau dacă nu avem, vom folosi oțel de arc de ceas (vîrful va fi cît mai scurt posibil).

În cazul cînd în anumite împrejurări sîntem nevoiți să schimbăm una sau toate bobinele L201, L202 și L203 din modulul de sunet, se pune problema alinierii, deci a acordării lor pe frecvența de 6,5 MHz. Dacă nu dispunem de aparatura necesară, indicată în instrucțiunile de reglaj, putem regla cele trei bobine din amplificatorul de FI—sunet (pentru un acord optim) pe semnalul de A.F., auzit în difuzor, în timpul emisiunii T.V., după cum urmează :

(Considerăm cele trei bobine L201, L202 și L203 complet dezacordate).

I — **În prima etapă facem un reglaj brut, astfel :**

a) Din butonul acordului fin al imaginii, de pe panoul frontal reglăm televizorul pe imagine optimă ;

b) Stabilim butonul de volum control sunet, pentru amplificare maximă ;

c) Reglăm pentru sunet maxim în difuzor mai întîi bobina L203, apoi L202 și terminăm cu L201, care simte acordul cel mai puțin la început.

II — **În a doua etapă facem un reglaj mai fin al celor trei bobine și mai atent :**

a) Din butonul acord fin dezacordăm televizorul (spre frecvențe inferioare pentru o imagine cu trenă, cînd sunetul în difuzor slăbește ca intensitate, deoarece prima purtătoare de F.I.—sunet pe frecvența de 31,5 MHz ajunge în spre rejec-

ția de 30 MHz, pe curba de F.I.—imagine. (Totuși sunetul să fie perceptibil la ureche și fără mult zgomot).

b) Reglăm din nou L202, L203 și L201 (totdeauna terminăm cu L201) pentru sunet maxim în difuzor, clar și fără distorsiuni (cît mai inteligibil la ureche).

c) Din nou dezacordăm televizorul din acordul fin al imaginii, pînă cînd sunetul în difuzor scade iar ca intensitate.

d) Reglăm iar L202, L203 și L201 pe sunet maxim în difuzor și foarte clar la ureche, (sunetul auzit să fie plin și cristalin față de zgomot).

e) Tot micșorînd intensitatea sunetului în difuzor, din acordul fin și reacordînd cele trei bobine pe rînd, se ajunge la un moment dat cînd din L201 se simte foarte bine variația intensității sunetului în difuzor, la reglarea miezului de ferită. În această situație insistăm pentru un reglaj optim al bobinelor L201, L202 și retușăm foarte atent acordul lui L203 pentru sunet clar și fără brum în difuzor.

Tot reglajul trebuie făcut în liniște și cu mult răbdare.

f) Terminăm prin acordarea televizorului pentru o imagine normală.

Reglajul bobinelor amplificatorului de F.I.—sunet, se face la semnal de intrare foarte mic pentru a obține o curbă „S" cu pantă liniară și simetrică față de linia de nul, implicit față de frecvența centrală de 6,5 MHz. În felul acesta amplificatorul de F.I. sunet va funcționa foarte corect (fără zgomot și brum în difuzor) încă de la semnalele slabe la borna de antenă, deci pentru o imagine abea perceptibilă pe ecranul televizorului.

CAPITOLUL 3

MODULUL FINAL VIDEO

Modulul final video (MFV) are rolul de a alimenta tubul cinescop cu semnalul video și toate tensiunile necesare cum și de asigura protecția TK față de avariile din televizor și totodată protecția circuitelor TV față de descărcările de FIT din TK.

Funcțiile MFV sînt următoarele :

1. Amplificarea SVC de la cca. 3 V_{vv} la 80 — 90 V_{vv}.
2. Limitarea curentului de fascicol a TK la 300 μA.
3. Stingerea TK în timpul cursei inverse de linii și cadre.
4. Alimentarea electrozilor TK cu :
   — tensiunea de comandă a grilei Wehnelt (G_1) ;
   — tensiunea de accelerare pe primul anod (G_2) ;
   — tensiunea de focalizare (G_4) ;
   — tensiunea de încălzire a filamentului TK.
5. Eclatarea supratensiunilor datorate descărcărilor din TK și împiedicarea pătrunderii acestora spre tranzistorul final video, spre tranzistorul final de linii și spre sincroprocesor.

Înainte de a analiza succint funcțiile de mai sus, se va prezenta polarizarea pe bază și alimentarea tranzistorului final video.

1. Schema în curent continuu.

În fig. 1. Se arată schema galvanică a etajului final video.

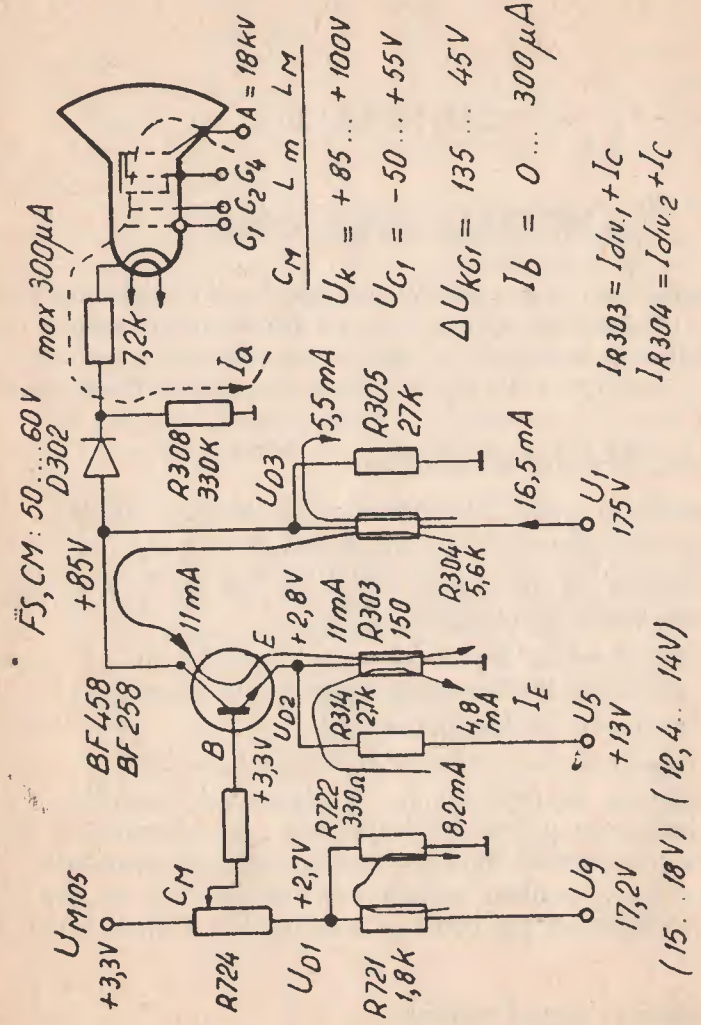


fig. 1.

a) Tranzistorul BF458 necesită o tensiune U_{BE} de cca. 0,5 V pentru a conduce un curent de colector-emitor de 9...12 mA care este curentul de lucru **normal** al T301. Tensiunea relativ mică de deschidere (0,5 V) se explică pe de o parte prin structura deosebită a joncțiunii BE, în care baza propriu zisă are o grosime de cîțiva microni realizată prin două difuzii succesive. Pe de altă parte nu trebuie uitat că în structura tranzistorului se dezvoltă o putere de cca. 1 W (tensiunea pe colector este 75...100 V iar curentul mediu prin tranzistor este de cca. 10—12 mA) și ca urmare temperatura internă este de ordinul a 80—90 °C. Știind că tensiunea U_{BE} are un coeficient termic de cca. —2,3 mV/°C, rezultă că la o supratemperatură de cca. 60 °C față de 25 °C, tensiunea de deschidere a j BE trebuie micșorată cu aproape 0,15 V față de valoarea clasică cunoscută (0,65 V — 0,7 V) pentru polarizarea joncțiunii BE. Cu alte cuvinte, la t_j = 80...90 °C o tensiune U_{BE} = 0,5 V este suficientă pentru a forța prin tranzistor un curent de 10 mA, în timp de la t_j = 25 °C ar fi trebuit 0,65 V.

● **Polarizarea jBE** se face prin diferența între U_B și U_E, unde U_B este determinată de divizorul R721 — R722 la „coada" potențiometrului de contrast R724, dar și de tensiunea punctului M105 (3,1...3,6 V în funcționare cu semnal și reglaj corect al FI—VS) aplicată la punctul cald al R724. Tensiunea U_{D1} pe divizor este de + 2,7 V cu o dispersie cuprinsă între 2,5 și 2,9 V datorită tensiunii U_9 = 17,2 V) (15...18,3 V). Tensiunea continuă de pe M105 este dată de modulul FI—VS, depinzînd de reglajul nivelului de alb din R113. Această tensiune este de cca. + 3,3 V în situația cu semnal normal și de cca. + 4 V fără semnal. Fără semnal, tensiunea pe M105 poate fi cuprinsă între 3,5 și 5.5 V, funcție de reglajul R133 (reglaj greșit dacă avem peste 4,3 — 4,5 V). Deci U_B T301 depinde de U_{M105}, U_{D1} dar și de poziția potențiometrului de contrast în situația cu semnal se poate varia tensiunea cu care U_B între nivelul U_{D1} = + 2,7 și nivelul M_{105} = + 3,3 V.

● **Tensiunea U_E** pe emitorul T_{301} este determinată de tensiunea U_{D2} de pe divizorul R_{303} —R_{314} (alimentat de la U_5) și de căderea de tensiune ce apare pe R_{303} datorită curentului de emitor I_E (practic egal cu I_C); astfel, cu semnal ·

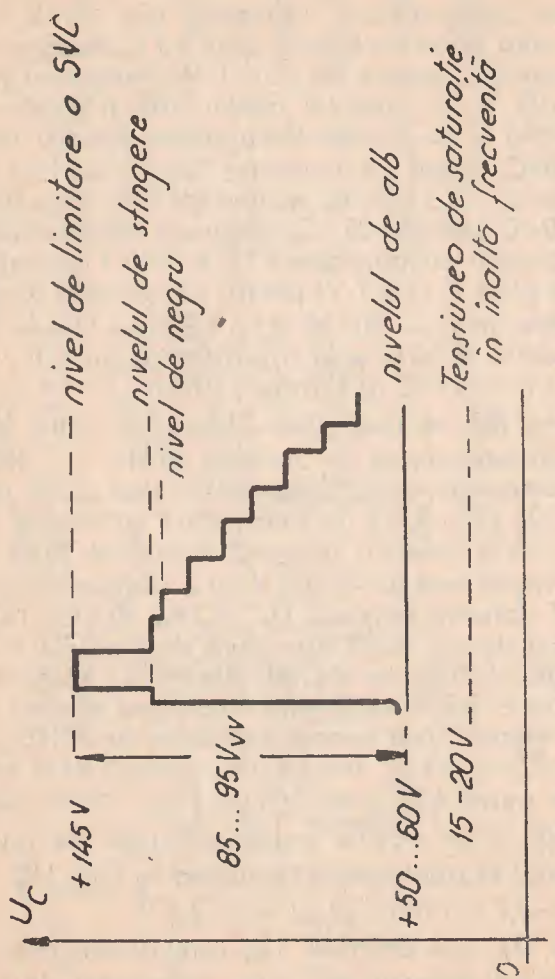


fig. 2

$U_E = (I_{div.\,2} + I_C)\ R_{303} = (14...19\ mA) \times 150\ ohmi = 2,1...2,9\ V.$

în care : $I_{div.\,2} = 13\ V/R_{303} + R_{314} = 4,8\ mA$

$I_C = 9...14\ mA$ (în condiții de reglaj corect din R113—FI—VS).

Curentul de colector și deci tensiunea pe emitorul T301 variază cu poziția potențiometrului de contrast : cam 9 mA la contrast minim (Cm) și cam 13 — 14 mA la contrast maxim (C_M), în situația cu semnal.

Fără semnal, cînd U_{M105} crește la 4,2 V de ex. iar potențiometrul de contrast este la maxim, tensiunea U_B la T301 va fi de aproape 4,2 V, $U_E = 3,7$ V iar $I_C = 18 — 19$ mA astfel că tensiunea pe colector va scădea spre 50 V.

● **Tensiunea pe colectorul T301** depinde de asemenea, de 2 factori și anume curentul constant prin divizorul R304—R305 de cca. 5,5 mA (divizor la mijlocul căruia este tensiunea $U_{D3} = + 145$ V cînd $I_C = 0$) și curentul variabil al colectorului. Suma celor doi curenți este în mod normal, de 14...19 mA (cu semnal) și determină căderea de tensiune pe rezistența de sarcină R304—5.6 kohmi :

$\Delta U_{R304} = (14...19\ mA).5,6\ kohmi = 75...105\ V$

rezultă : $U_C = U_1 — \Delta U_{R304} = 175\ V — (75...105\ V) = 70...100\ V.$

Cu semnal deci, tensiunea colectorului T301 variază între 70 V și 100 V, depinzînd de poziția potențiometrului de contrast (care determină punctul static de funcționare) și de compoziția imaginii, adică de semnalul video complex (punctul dinamic de funcționare).

● După cele expuse rezultă că în c.c. pe T301 avem următoarele tensiuni prezentate în mod sinoptic în diferite situații : contrast minim (C_m), contrast maxim (C_M) cu semnal (S) cu o anumită compoziție a imaginii, precum și în situația fără semnal la contrast maxim (F_S cu C_M). Situația fără semnal se asigură prin dezarmarea tasterului, fiind cel mai greu regim pentru tranzistorul final video dar puterea disipată nu depășește 1 W. În cursul recepției, tensiunea U_{CT301} variază

	C_m (s)	C_M (s)	FS cu C_M
U_E	2,1 V	2,9 V	3,6 - 3,7 V
U_B	2,6 V	3,4 V	4,1 - 4,2 V
U_C	100 V	70 V	50 - 60 V
I_C	9 mA	14 mA	18 - 16 mA

practic între 70 și 100—105 V în funcție de caracterul SVC deci al imaginii transmise care determină componenta continuă ; componenta continuă face ca la imagine cu mult alb potențialul bazei T_{301} să crească, I_C este mare și tensiunea pe colector mică iar la imagine cu mult negru U_{BE} scade, I_C se micșorează iar U_C crește.

În fig. 2 se arată nivelul de tensiune între care poate avea loc „excursia" semnalul video complex pe colectorul T_{301} în care s-au evidențiat :

a) U_C = 145 V—nivelul maxim al U_C cînd I_C = 0, care este totodată nivelul de limitare al SVC.

b) Nivelul de negru la U_C = 120 V.

c) Nivelul de alb la U_C = 50...55 V (situația FS și C_M).

d) Nivelul tensiunii de saturație la înaltă frecvență.

Semnalul video complex se poate desfășura între 145 V și cca. 50 V avînd la dispoziție un ecart de cca. 95 V. Dacă din reglajul R_{113} s-ar mări U_{M105}, concomitent ar crește și SVC la ieșirea demodulatorului din TDA440 iar punctul de funcționare static pentru U_C, (FS și C_M) s-ar plasa la cca. 30 V, permițînd o excursie a SVC de 145 V — 30 V = 115 V_{vv}, situație în care contrastul este inutil de mare, neutilizabil.

= **Curentul de fascicol** al cinescoplui, după cum este cunoscut depinde de negativarea cilindrului Wehnelt (grila de comandă), față de catod. Pentru a asigura o fiabilitate normală redresorului de FIT (TV18) cît și pentru cinescop, curentul anod-catod al TK nu trebuie să depășească 300 μ A. La

acest curent, și FIT de 16 — 17 kV se asigură o strălucire mare, la limita toleranței fiziologice a sistemului nervos și vizual al omului. Cinescoapele moderne au o transparență mare a stratului de aluminiu și un luminofor activ, asigurîndu-se o lumină normală a ecranului și la un curent de fascicol de 60...120 μ A.

Un curent de fascicol I_0 mai mare de 300 μ A, va obosi mai repede redresorul de FIT și stratul emisiv al catodului TK, solicitînd inutil și etajul final de linii care asigură puterea sursei de FIT. În plus, la $I_a > 150$ μA începe să se observe umflarea imaginii din cauza scăderii FIT. La 300 μ A, datorită rezistenței interne de 5 — 6 Mohmi a sursei de FIT, tensiunea scade cu cca. 1,5—1,8 KV la care umflarea imaginii poate atinge 20—25 mm la TK de 61 cm.

Limitarea curentului de fascicol este asigurată de grupul D302—C303—R308, așa cum se arată în fig. 1 : curentul de fascicol I_a străbate spațiul vid dintre anodul de 17 kV al TK și catod, fiind „dozat" de potențialul grilei G_1, prin R309 și apoi prin R308 la masă. Potențialul grilei de comandă U_{G1} poate fi variat din potențiometrul de lumină R716 între —50 V și...+55 V. Relația dintre I_a și U_{G1} este dat (aproximativ) în tabelul următor :

U_{G1}	—50	—40	—30	—20	—10	0
	0	10	25	40	110	150

+10	+20	+30	+40	+55	V =
180	210	235	280	300	μA

și este valabilă pentru tensiunea de accelerare (U_{G2}) de cca. 500 V. Tabelul reprezintă de fapt caracteristica de grilă (I_a = f (U_{G1}) la un tub cinescop mediu.

Creșterea luminei (creșterea curentului de fascicol) are loc prin reducerea diferenței de potențial dintre catod și grilă, datorită creșterii tensiunii G_1 de la —50 V spre + 55 V, cu ajutorul potențiometrului de lumină.

Pe R_{308}, curentul de fascicol produce o cădere de tensiune care atinge 100 V cînd $I_a = 300\ \mu A$; $\Delta UR_{308} = 330.10^3 . 0{,}3.10^{-3} \simeq 100$ V.

Tensiunea pe anodul diodei D_{302} este de fapt tensiunea colectorului $U_C = 75...100$ V iar tensiunea catodului este mai mică și depinde de I_a : $U_K = I_a . R_{308}$. De exemplu la $I_a = 100\ \mu A$, U_K ar trebui să fie 33 V, dar deoarece dioda D_{302} conduce, U_K va fi mereu cu ceva mai mică decît U_C de pe colector atît timp cît căderea de tensiune ΔUR_{308} nu atinge nivelul de + 100 V depășind nivelul U_C, moment în care dioda se va bloca. Cît timp dioda conduce, potențialul catodului TK „urmărește" tensiunea colectorului fiind practic cu 1V diferită din cauza căderii de tensiune directă pe dioda D302 și pe rezistența serie R309. În conducție dioda și condensatorul R303 sînt parcurse în mod selectiv de SVC iar după blocare, SVC va trece prin C303. Dacă însă U_K crește peste U_C din cauza căderii de tensiune pe R_{308}, D_{302} suportă ca tensiunea inversă diferența $U_K - U_C$.

Cînd curentul de fasciol depășește 300 μ A și tensiunea pe R308 atinge 100 V, creșterea în continuare a curentului nu mai poate avea loc, din cauză că diferența de potențial între K și G_1 nu mai poate scădea, menținîndu-se la cca. 45 — 50 V. Se instalează un proces de inhibiție pe caracteristica de grilă a TK, care împiedică creșterea I_a oricît ar crește potențialul grilei de comandă astfel : la o creștere a U_{G1} de ex. de la + 55 la + 65 V, curentul de fascicol tinde să crească cu cca. 30 μA, curent care produce pe R308 o cădere de tensiune suplimentară de 10 V, astfel că potențialul catodului TK creștem să zicem de la 100 la 110 V ; diferența de potențial dintre catodă și grilă rămîne constantă și ca urmare nici curentul prin TK nu crește.

Procesul de limitare a fost explicat pentru un punct considerat static, cu o imagine fixă (miră). În timpul recepției însă, conținutul variabil al imaginii determină variații importante ale curentului de fascicol, dar și variații de 5—25 V a tensiunii colectorului datorită variației componentei continue pe baza

T301. În această situație, oricare ar fi poziția potențiometrului de lumină (chiar pus la maxim), curentul de fascicol este limitat datorită evoluției paralele a tensiunilor U_K și U_{G1} atunci cînd I_a depășește valoarea prestabilită prin dimensionarea rezistenței de limitare R_{308}.

Este evident că valoarea R308 se dimensionează ținînd seama de „dinamica" tensiunii colectorului. Punînd de ex. 470 kohmi, tensiunea de 100—105 V pe catodul TK s-ar atinge la un curent de 220 μA, după care creșterea acestuia nu mai poate avea loc ; deci curentul de fascicol al TK poate atinge doar 220 μA. Deci R_8 mare, curent pe fascicol mic și invers. De ex. cu R308 = 270 K curentul maxim va fi 380 μA !!

Tensiunea pe colectorul T301 depinde însă de curentul de lucru al tranzistorului, de rezistența de sarcină R304 și de tensiunea de alimentare ($U_1 = 175$ V) și ca urmare R308 depinde de restul etajului.

● În scopul de a lucra cu un curent de colector nu prea mare (pentru a reduce puterea disipată pe T301) s-a ales soluția de a polariza emitorul din divizorul R303 — R714. Divizorul acesta prezintă și avantajul menținerii tensiunii U_E împotriva derivei termice inerente (R303 are primul rol în termostabilizarea punctului static de funcționare al T301).

● În scopul de a reduce tensiunea $U_{C\ T301}$ la cca. 75 — 100 V, lucrînd totuși cu un I_C mic, s-a introdus divizorul R304 — R305 care datorită „consumului" propriu de 5,5 mA, reduce tensiunea U_1 la cca. + 145 V (după R304), iar restul de cădere de tensiune pînă la $U_C = 80 — 100$ V se datorește curentului de colector.

În cazuri de avarii în TV, cînd U_1 poate crește la 250 V (sau chiar 280 V cînd $U_{rețea}$ este 240 — 245 V), divizorul R304—305 face ca pe colectorul T301 tensiunea să nu depășească nivelul de 3/5 din tensiunea U_1. Se asigură astfel fiabilitatea etajului final.

● **Conservarea nivelului de negru.**

Semnalul video complex de polaritate negativă (SVC—) accesibil la piciorul 9 al modulului de FI — Calea comună este aplicat potențiometrului de contrast R724. Acesta este conectat

de fapt „sus" la o punte formată din terminalul (pin 11) al TDA440 legat prin R112, și „jos" la divizorul R721—R722.

C.I. TDA440 furnizează un SVC — al cărui nivel de stingere (aprox. nivel negru) este constant, iar nivelul de alb variază cînd se operează la R113. Tensiunea continuă de pe mijlocul divizorului R_{721} — R_{722} este aleasă astfel încît să corespundă nivelului de stingere (negru) al SVC, asigurîndu-se astfel pe cursorul potențiometrului de contrast un SVC variabil (funcție de poziția R_{724}) dar cu un nivel de negru constant plasat pe tensiunea U_{d1}. În acest mod se evită variația strălucirii imaginii cînd se reglează contrastul.

2. **Amplificarea semnalului video complex.**

Semnalul complex video cu polaritate negativă la ieșirea 9 (M105) a modulului FI—VS este de cca. 3,1 — 3,2 V_{vv} (la reglaj corect al R113). La punctul cald al potențiometrului de contrast avem acest SVC — iar la punctul rece cca. 0,5 — 0,6 V_{vv}, acesta deoarece R721 și R722 fac în paralel cam 275 ohmi, rezistență care nefiind decuplată se înseriază cu R724, făcînd cca. 1,3 kohmi. Pe această rezistență de 1,3 kohmi se aplică SVC, astfel că la minimul R724 avem cam 1/5 din SVC respectiv cei 0,6 V_{vv} menționați. În regim dinamic cînd SVC variază sub aspectul conținutului imaginii, variază și componenta continuă, micșorînd în mod permanent tensiunea U_{BE} de polarizare statică și deci curentul de colector.

Amplificarea etajului este dată de raportul dintre rezistența de sarcină și rezistența de emitor :

$$A_u = \frac{R_S}{R_E} \quad \text{în care } R_S = R304 \,//\, R305 = \frac{R_{304} \cdot R_{305}}{R_{304} + R_{305}}$$

Cu valorile din schemă, rezultă R_S = 4,6 kohmi. Să nu se uite că rezistența de ieșire r_{22} a tranzistorului (de cca. 30 kohmi) șuntează pe R_E activ, rezultînd ca sarcina reală a etajului cca. 4 kohmi. Valoarea $R_E = R_{303}$ este de 150 ohmi astfel că :

$$A_U = 26 — 27 \text{ ori}$$

Înseamnă că aplicînd pe baza T301 din R724 un SVC — tipic

de 3,2 V_{vv} se obține pe colector un SVC + de 85 V_{vv}, ceea ce este absolut suficient pentru a asigura imaginii un contrast foarte bun.

La contrast minim, cei 0,6 V_{vv} pe bază vor produce 16 V_{vv} pe colector iar „dinamica" reglajului de contrast se asigură în raportul 5/1...5,5/1 adică 14—15 dB.

Este cunoscut faptul că dacă pe bază avem SVC , pe colector se va obține un SVC+ care se aplică pe catoda TK pentru modularea curentului de fascicol al cinescopului.

Amplificatorul video trebuie să fie un amplificator de bandă largă care să amplifice uniform toate frecvențele pînă la 5—6 MHz (caracteristică liniară de amplitudine) pentru a reda fidel semitonurile (gradațiile) de strălucire și detaliile fine ale imaginii (rezoluție-definiție). Amplificatorul video trebuie să asigure și o bună liniaritate a fazei pentru a asigura nedistorsionarea imaginii redate pe ecranul TK, prin apariția de contururi prea pronunțate sau chiar multiple.

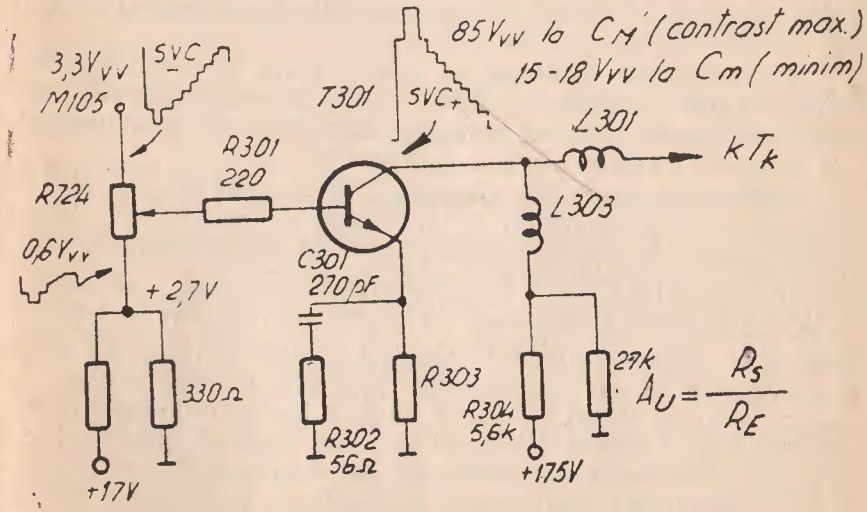


fig. 3.

Se știe că din cauza capacității de ieșire C_{22} = 4...5 pF a tranzistorului T_{301} a capacităților parazite și a capacității ca-

todei TK amplificarea la frecvențe de peste 1—2 MHz scade pronunțat. Ca antidot, pentru a se asigura o caracteristică bună în domeniul de videofrecvență cuprins între 1 MHz și 5 MHz, se utilizează trei corecții de frecvență: L_{303}, L_{301} și C_{301} din care preponderent este rolul inductanței L_{303} (cca. 70 μH) înseriată cu rezistența de sarcină și a capacității C_{301} — 270 pF înseriată cu R_{302} — 56 ohmi. Aceste corecții măresc amplificarea la frecvențe mari astfel:

a) C_{301} prezintă la f mari o reactanță capacitivă scăzătoare pe măsură ce crește frecvența: de ex. la f = 1 MHz X_C = 590 ohmi iar la 5 MHz X_{C301} =120 ohmi. Astfel la f = 5 MHz, avem în paralel pe R_{302} înseriat cu X_{C301}, adică cca. 175 ohmi în paralel cu R_{303} tot de 150 ohmi, rezultînd $R_E \simeq$ 80 ohmi. Rezistența R_E fiind la numitorul formulei amplificării, amplificarea crește de 2 ori față de f mici.

b) Inductanța L_{303} prezintă la f. video mari o reactanță inductivă crescătoare: $X_L = \omega L$ de ordinul a cîțiva (1,5...2,2) kohmi care se înseriază cu R_{304}, mărind de asemenea de cca. 1,5 ori amplificarea la frecvențe mari.

Ori prezența frecvențelor mari video în amplificatorul video asigură redarea detaliilor finale ale imaginii (scris, ceas, etc.), dînd acea plăcută separare netă între dungile verticale ale imaginii, redarea clară a contururilor.

Mărind de exemplu valoarea C301 la 470 pF sau 680 pF se obține o caracteristică de frecvență cu o ridicare foarte pronunțată a frecvențelor înalte care dă impresia de plastic.

Inductanța L301 (70 μ H) înseriată pe calea semnalului video spre catodă are rolul de a diviza mai ales la frecvențele mari video capacitățile C_{22} a tranzistorului și C_K a TK, și astfel efectul lor asupra caracteristicei de amplitudine se reduce cam de 10 ori. Corecția serie cu L_{301} se utilizează numai împreună cu corecția paralelă L_{308}, obținîndu-se astfel optimul în ceea ce privește caracteristica de amplitudine și fază. Rezistența R306 este doar suport iar R307 pe care este bobinată inductanța de corecție L301 șuntează această corecție amortizînd în oarecare măsură caracteristica sa de frecvență, ne mai făcînd-o critică ca efect și îmbunătățind și relațiile de fază în amplificatorul final de VF.

3. **Stingerea fascicolului TK în timpul cursei inverse (cadre și linii).**

Stingerea de cadre se obține prin aplicarea pe emitorul T301 a unui impuls pozitiv de cadre preluat din baleiajul vertical și prelucrat în grupul C_{714}—R_{723}—R_{720} de pe placa mare de c.i.

Impulsul ce sosește la cosa 304 a modulului are deja o amplitudine mult redusă, de cca. 4,5 V_{vv} și durata de 0,6 — 0,7 ms, așa cum arată oscilograma 12 de pe schema electrică.

Prin dioda rapidă D301 — 1N4148 sau 1N914 impulsul de stingere este aplicat pe emitorul tranzistorului final, practic la intrarea sa. Impulsul pozitiv crește pentru timpul de 0,6 ms tensiunea emitorului de la cca. + 2,5...3 V cu cca. 4,5 V deci pînă la 7—8 V, blocînd tranzistorul. Pe colector se obține un impuls de aceeași durată dar de cca. 140 V amplitudine care este aplicat pe catodul TK chiar în momentul cînd cursa inversă a baleiajului vertical trebuie stinsă. Apărînd pe KTK + 140 V, se depășește cu cel puțin 50 — 60 V nivelul de stingere din SVC_+ aplicat pe catod și astfel se asigură bine stingerea pe cadre.

Stingerea pe linii se asigură cu ajutorul unor impulsuri negative de întoarcere linii aplicate pe grila de accelerare G_2 (piciorușul 3) al TK.

Impulsurile negative de întoarcere se extrag de la piciorul 5 al trafo linii unde ele au amplitudinea de 225 — 240 V_{vv}. Prin R_{714} și C_{709} aceste impulsuri suferă o reducere a amplitudinii și o foarte ușoară deformare (nedorită), după care sînt conectate la linia de + 500 V pe care avem tensiunea de accelerare obținută din redresarea cu D701—R707—C708 a impulsurilor de întoarcere de pe colectorul T702—BU205. Impulsurile negative de cca. 180 V_{vv} ce ajung pe G_2 reduc pentru durata de 12 μ S a cursei de întoarcere linii tensiunea pe G_2 de la 480...500 V la cca. 300 V (prin însumare) asigurîndu-se o stingere destul de bună a cursei inverse a fascicolului TK.

4. **Alimentarea TK cu tensiunile necesare.**

Filamentul este încălzit cu o tensiune de impuls de cca.

22 V_{vv} care produce pulsuri pozitive de curent de cca. 1 A cu durata de 12 μS și negative de cca. 0,13 A pe durata cursei directe (52 μS) asigurînd un curent mediu de 0,3 A pe perioada de 64 μS. Puterea pe perioadă este de cca. 1,9 W, adică echivalentul a 6,3 V și 0,3 A.

Tensiunea de impuls se obține de pe piciorul 8 al trafo liniii unde impulsurile au 28—30 V_{vv}, dar se reduc la 22 V pe rezistența R709—6,8 ohmi, care are rolul de a proteja transformatorul de linii în cazul scurtcircuitării filamentului, cît și în primele 10 sec. la pornirea TV.

Focalizarea se asigură aplicînd o tensiune cuprinsă între + 20...30 V și + 450...460 V, dozată cu potențiometrul semireglabil R312 — 5 Mohmi, de la tensiunea de accelerare de + 480...500 V.

Înalta tensiune de 17...18 kV se obține de la TL cu redresoare de FIT, dioda D702, TV18/0,3 ; în viitor cu o cascadă de diode de siliciu (fiecare de 1000—1200 V).

5. **Stingerea (suprimarea) punctului luminos din centrul ecranului tubului cinescop (T.K.) la deconectarea televizorului de la rețea.**

Pentru preîntîmpinarea distrugerii stratului de aluminiu și a luminoforului în centrul ecranului tubului cinescop, la deconectarea T.V. de la rețea, la toate tipurile de televizoare este prevăzut în schemă un circuit special care are rolul de a înlătura posibilitatea concentrării fascicolului de electroni sub forma unui punct pe ecran, cînd etajele de deflexie ies din funcțiune.

În general, suprimarea punctului luminos din centrul ecranului, la deconectarea T.V. se face prin două metode :

a) prin accelerarea curentului de fascicol ;
b) prin blocarea curentului de fascicol.

Accelerarea curentului de fascicol se face prin pozitivarea rea grilei Nr. 1 de comandă (Wehnelt) și menținerea în continuare a tensiunii de peste + 500 V pe grila Nr. 2 (de accelerare) a T.K., după deconectarea T.V. de la rețea, pînă la răcirea filamentului la o anumită temperatură, la care electronii emiși de catod nu mai au viteza necesară pentru a intra în cîmpul electric de accelerație. Menținerea tensiunilor pozitive

pe cele două grile se face cu ajutorul unor condensatoare a căror valoare, împreună cu valoarea rezistențelor din circuit asigură o constanță de timp foarte mare la descărcare (a se vedea schema din fig. 4).

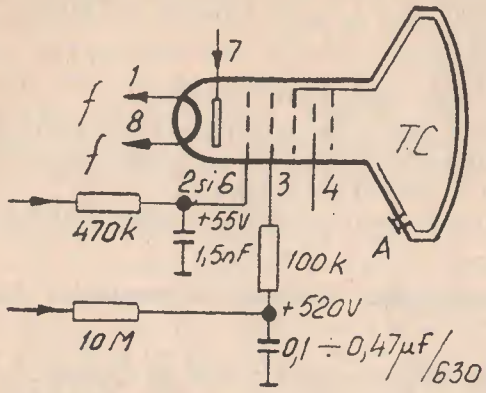


Fig.4. Schema pentru suprimarea punctului luminos din centrul ecranului, prin accelerarea curentului de fascicul, la deconectarea TV de la rețea.

Sistemul de stingere a punctului luminos, prin accelerarea curentului de fascicol, s-a aplicat la majoritatea schemelor echipate în circuitele de baleiaj, cu tuburi electronice, unde intervine și timpul de răcire al filamentelor. (T.V. „Dacia", Hibrid 1 și 2, etc.)

Sistemul de stingere al punctului luminos prin blocarea curentului de fascicol, se folosește mai mult la T.V. echipate în circuitele de baleiaj cu semiconductoare (tranzistoare și circuite integrate).

Blocarea curentului de fascicol se realizează prin mărirea diferenței de potențial la peste 180 V, între grila de comandă (Wehnelt) și catodul TK. Mărirea diferenței de potențial între grila Wehnelt și catodul TK, se face prin creierea, în momentul deconectării televizorului de la rețea, a unei ten-

siuni negative de peste — 50 V pe grilă cu ajutorul unui circuit special, numit „circuit de blocare al curentului de fascicol" și ridicarea tensiunii de catod la peste + 140 V, prin blocarea tranzistorului final video T301 — BF458 (BF258).

Circuitul de blocare al curentului de fascicol prin negativarea grilei Wehnelt, din T.V. cu circuite integrate este realizat în două moduri :

— cu diodă Zener ;
— cu condensator electrolitic „tampon".

Din motive economice, în schema de principiu este folosit, circuitul cu dioda Zener, iar cel cu condensator electrolitic „tampon" este dat în anexă la legendă.

În continuare vom explica cum lucrează fiecare circuit în parte.

a) **Negativareaa grilei Wehnelt în momentul deconectării T.V. de la rețea.**

Circuitul cu diodă Zener este arătat în figura 5 și este format din R715, R731, D705, R716, (toate) în paralel cu C719.

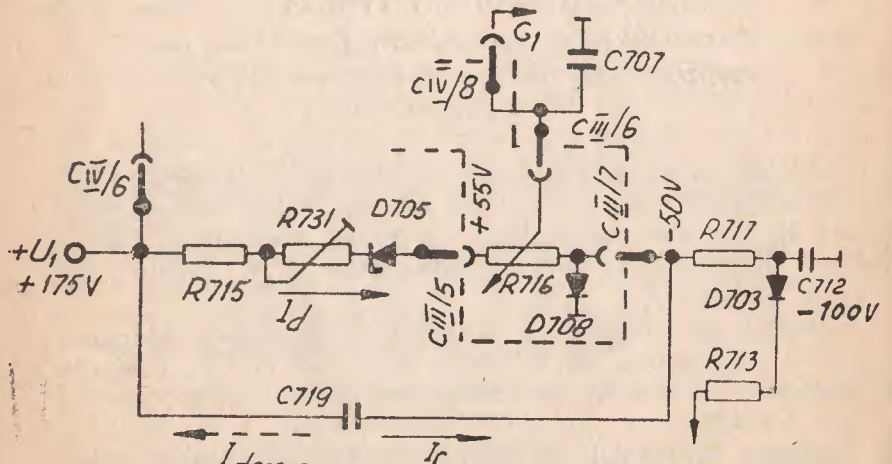


Fig. 5 Schema circuitului de „blocare" al curentului de fascicul prin negativarea grilei Wehnelt echipat cu dioda Zener D705

În momentul conectării T.V. la rețeaua de alimentare, condensatorul C719 se încarcă la tensiunea de cca. 225 V = + 175 V + (—50 V), iar prin lanțul format de R715, D705, R716, R717, D703, R713 și înfășurarea 5—6 a transformatorului de linii, se stabilește un curent de cca. 0,1 mA. La termnialul din spre plus, al potențiometrului de lumină R716 se găsește + 55 V, iar la terminalul din spre masă al potențiometrului — 50 V. Cu cursorul potențiometrului R716 în poziția de lumină maximă, pe grila Wehnelt se aplică + 55 V și prin tubul cinescop trece un curent de fascicol în jurul lui 300 μA. Cu cursorul potențiometrului în poziție de minim dispare lumina pe ecran, deoarece pe grila Wehnelt se aplică — 50 V, T.K. este „tăiat" și nu există curentul de fascicol.

În momentul deconectării T.V. de la rețea, tensiunea + U_1 de + 175 V scade imediat la zero, datorită consumului foarte mare pe această ramură. Tensiunea + U_1 ajungînd la potențialul masei (zero) și condensatorul C719 încărcat la 225 V ajunge cu plusul la masă, iar cu minusul la terminalul negativ al potențiometrului de lumină R716. În această situație condensatorul C719, încarcă pe C712, prin R717 la cca. — 200 V, iar prin potențiometrul R716 și cursorul lui (care este la capătul pentru lumină maximă), se aplică pe grila Wehnelt cca. — 100 V.

Condensatorul C719 se va descărca timp de cca. 15 — 20 secunde, prin rezistența grilă-catod a T.K., R309 și R308 (pînă se răcește catodul), apoi foarte încet prin rezistența de fugă proprie și a lui C712.

Constanta de timp de descărcare a lui C719 este enorm de mare, de cca. 2 ÷ 3 ore. Condensatorul C719 nu se poate descărca prin rezistențele R715, R731, R716, deoarece dioda Zener D705 este polarizată invers și blocată.

Timpul critic în care filamentul oricărui tub cinescop trebuie să se răcească pînă la temperatura la care, electronii emiși de catod nu mai au viteza necesară pentru a intra în cîmpul electric de accelerație, este de cca. 22 secunde.

Grila Wehnelt fiind negativată mult timp, după deconectarea T.V. de la rețeaua de alimentare, nu va mai putea apare punctul luminos în mijlocul ecranului.

Rolul diodei Zener D705 în serie cu potențiometrul de lumină R716 este și de a întrerupe brusc, datorită caracteristicii

ei frînte, circuitul electric în paralel cu C719. În felul acesta se obține o constantă de timp foarte lungă, de descărcare a condensatorului C719.

Știm că dioda Zener are caracteristica frîntă în conducție inversă, iar curentul invers în regiunea cotului este mai mic de 50 μA, a se vedea fig. 6. În momentul cînd tensiunea + U1 începe să scadă, curentul prin dioda Zener se întrerupe brusc,

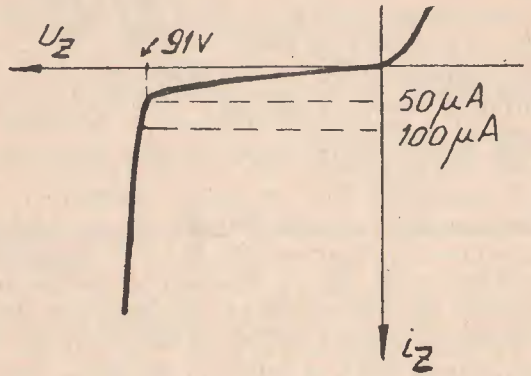


Fig. 6. Caracteristica $I = f(U)$ a unei diode Zener în zona cotului

deoarece punctul de funcționare iese din cotul caracteristicii. Astfel dioda Zener se comportă ca un întrerupător.

● Capacitatea de 2—3 nF dintre stratul conductiv (acvadagul) interior TK și stratul conductiv exterior, avînd ca dielectric sticla conului TK rămîne încărcată la tensiunea de 16 ÷ 17 KV, mult timp după deconectarea T.V. de la rețea din cauza blocării curentului de fascicol. Dacă în primele aproximativ 15—20 secunde (timp în care catodul T.C. nu s-a răcit încă) conectăm din nou T.V. la rețea, condensatorul C719 se va încărca, **dacă nu ar exista dioda D708** (conectată între terminalul din spre minus al potențiometrului R716 și masă), prin circuitul grilă-catod al TK, R309 și R308.

Grila Wehnelt devenind pozitivă, se va produce o accelerare a norului de electroni blocat, deci a curentului de fas-

cicul, înainte de intrarea în funcțiune a etajelor de deflexie și în mijlocul ecranului TK, ar apărea un punct foarte luminos care ar străpunge stratul de aluminiu și luminoforul ecranului TK. Dioda D708 este polarizată invers deci blocată, în tot timpul funcționării precum și la deconectarea T.V. de la rețea. Numai la conectarea din nou a T.V. la rețea (după cca. 15—20 secunde), se deschide și prin ea se încarcă C719, preîntîmpinînd străpungerea stratului de aluminiu și luminoforul TK.

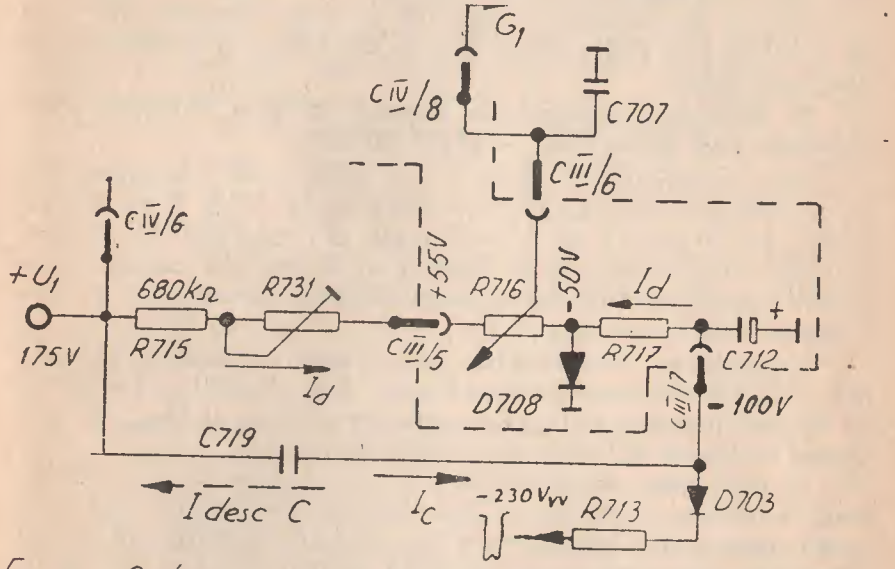


Fig. 7. Schema circuitului de „blocare" al curentului de fascicul prin negativarea grilei Wehnelt cu condensator electrolitic „tampon" C712

● Circuitul de blocare al curentului de fascicul, cu condensator electrolitic „tampon" este similar cu cel cu diodă, dar lipsește D705 (locul pe placa de cablaj se străpează), R715 este mărită la valoarea de cca. 680 kohmi, iar C712 devine de 8 μF, (condensatorul electrolitic „tampon"). A se vedea fig. 7.

Mai departe se va explica diferența dintre cele două scheme.

În momentul deconectării T.V. de la rețeaua de alimentare, condensatorul C719 se descarcă și prin rezistențele R715, R731, R716, R717 (conectate în paralel cu C719) cu un curent de cca. 0,1 mA. Constanta de timp de descărcare a lui C719 s-a micșorat la cca. 20 secunde, deci foarte la limită.

Condensatorul electrolitic „tampon", încărcat la — 100 V se va descărca și el prin rezistențele R715, R731, R716 și R717 cu un curent de cca. 0,038 mA, dar cu o constantă de timp mai mare, de aproximativ 60 secunde.

Timpul de polarizare negativă a grilei Wehnelt va fi cu 38 secunde mai mare decît durata de răcire a catodului TK, deci acoperitor.

● **Ridicarea tensiunii din catodul TK prin blocarea tranzistorului final video T301 — BF458 (BF258).**

Baza tranzistorului final video T301, este polarizată pe de o parte prin divizorul R721—R722 de la + U_9 și pe de altă parte, de la pic. 11 al C.I.—TDA440 din modulul Nr. 1, FI— cale comună, realizîndu-se puntea în diagonala căreia este plasat potențiometrul de contrast R724 (a se vedea fig. nr. 1 sau schema electrică a T.V.).

Alimentarea modulului de F.I. — cale comună se face de la + U_7, iar divizorul rezistiv R_{721} — R_{722}, de la U_9. Tensiunea + U_7 provine din + U_3 prin reducere cu R_{813} și D_{805}, iar tensiunea + U_9 tot de la U_3, prin dioda Zener D_{805}

În momentul deconectării T.V. de la rețeaua de alimentare, tensiunea + U_3 de + 26,3 V scade imediat la zero, (datorită consumului foarte mare pe această ramură), iar dioda Zener D_{805} întrerupe brusc (datorită caracteristicii ei frînte), alimentarea modulului F.I. — cale comună și a divizorului R721 — R722 de polarizare a bazei tranzistorului final video T301. Micșorîndu-se rapid polarizarea bazei, scade curentul prin T301, deoarece crește rezistența internă colector-emitor. Scăzînd curentul prin T301, tensiunea de colector se apropie brusc de tensiunea de alimentare (la cca. 140 V) apoi scade încet, funcție de mărimea constantelor de timp din circuit. Mărirea Uc provoacă mărirea tensiunii pe catod și deci a tensiunii dintre catod și grilă, care asigură blocarea TK.

Dacă se întîmplă ca dioda Zener D805, să se scurtcircuiteze, (ea disipează cca. 0,6 W) T.V. stinge cu dungă pe orizontală nepericulos pentru TK, doar circuitul integrat TDA440

se poate defecta fiind suprasolicitat în tensiune (U_7 devine 16—17 V) și curent (90—100 mA în loc de 55 mA).

6. Rolul componentelor de pe modulul video.

R301 — rezistența pentru preîntîmpinarea oscilației parazite a etajului final. Întreruperea R301 — lipsă imagine (nici rastru) deoarce baza neprimind polarizare, T301 nu funcționează ; T301 : U_E = 0,7 V ; U_B = 0V ; U_C = 140 V.

R302 — C301 grup pentru mărirea amplificării frecvențelor video înalte întreruperea R302 sau C301 are ca efect imagine cu definiție scăzută eventual mînjită, ștearsă. Scurtcircuitarea C301 face ca R302 să fie pus paralel pe R303 rezultînd cca. 35 ohmi în loc de 150 ohmi. Scade U_E , crește mult U_{BE} la T301, crește I_C , $U_{C\ T101}$ scade la 4—7 V, tranzistorul final intră în saturație ceea ce cauzează lipsă de imagine pe rastru.

R314 — R303 divizor de polarizare a emitorului T301. În caz de întreruperea divizorului nu avem rastru, U_E = 10—11 V, U_B = 3,5 V U_{BE} = — 6 — 7 V, U_C = 145 V, tranzistorul este blocat, nu este lumină nici rastru.

D301 — diodă prin care se aplică la emitorul T301 impulsuri pozitive de 4—5 V_{vv} pentru stingerea cursei inverse de cadre. Întreruperea diodei face ca la lumină mare pe imagine să se vadă liniile cursei inverse de cadre mai ales la contrast mic. Scurtcircuit la D301 provoacă pătrunderea tensiunii de baleiaj vertical la emitorul T301, ceea ce are ca efect imaginea întunecată în partea superioară a ecranului și luminoasă jos.

R304 — R305 divizor de tensiune pentru protecția T301 și reducerea I_C. Ambele în paralel formează rezistența de sarcină activă a etajului (cca. 4,6 kohmi).

Întreruperea R304 face ca tensiunea pe colectorul T301 să dispară : se măsoară U_E = 2 — 2,5 V ; U_B = 4 — 4,5 V U_C = 1,5 — 2 V. Avem rastru bine iluminat dar cu linii de întoarcere pe cadre. Întreruperea R305 nu se observă ușor pe imagine ; totuși lumina este mărită deoarece U_C scade deci U_K (pe catodul TK) scade iar diferența între K și G_1 scade, crescînd I fascicol.

R306 + L303, L301 + R307 corecții de înaltă frecvență (video).

Întreruperea L303, L301 = nu este imagine, rastrul are cursă inversă de cadre.

L302 — C302 — circuit rejector dop pe f = 6,5 MHz. Întreruperea lui L302 provoacă imagine mînjită cu prezența cursei inverse de cadre și contrast aparent anormal de mare. C302 în scurt, sunetul pătrunde peste imagine.

D302 — C303 — R308 grup pentru limitarea curentului de fascicol. Dacă D302 sau C303 sînt în scurt, curentul de fascicol crește la 500 — 600 μ A. Imaginea este umflată, lumina foarte mare. Întreruperea C303 care șuntează pe D302, are ca efect imagine cu contrast redus, iar dacă se dă lumina spre maxim contrastul scade foarte mult și dispare imaginea ; se vede cursa inversă de cadre. Întreruperea R308 provoacă reducerea luminei (imagine f. întunecată), deoarece tensiunea pe catodul TK crește la 140 V, crescînd diferența de potențial între K și G1—TK (negativarea G_1).

R309 — rezistență de protecție a tranzistorului final video la descărcările din TK. Întreruperea R309 face ca rastrul să nu se vadă, eventual abia se vede cu linii de întoarcere cadre ; tensiunea U_K = 25...125 V funcție de lumină.

R310, R311, R313 asigură protecția etajului final de B.O. la descărcări în TK. Întreruperea R310, care aduce tensiunea pe grila G_1 a TK, provoacă o imagine cu strălucire mare dar R716 nu reglează lumina. R311 întrerupt face ca grila de accelerare să nu primească tensiune și ca urmare nu se vede rastru. Întreruperea R313, produce defocalizare doar la unele televizoare.

R314 — divizor de prepolarizare a emitorului T301. Dacă R314 se întrerupe, va varia potențialul emitorului o dată cu potențialul bazei și ca urmare variind puternic consumul T301 va varia mult U_{C301} producînd ca efect variația luminei la reglajul contrastului.

Toate eclatoarele de pe placa de c.i. a modulului sînt legate la o masă comună care este conectată la masa cinescopului printr-un conductor cu agrafă care este prinsă bine pe tresa TK. Toți electrozii TK au eclatoare cu distanța exectă de 0,3 mm și care străpung (conduc) la tensiuni de ordinul a 1,3 — 1,5 kV.

Filamentul se alimentează de la conectorul CIV, firul cald (CIV/5) iar celălalt masa (CIV/3) care duce la agrafa de pe tresa TK.

Eclatoarele sînt astfel realizate încît la orice descărcare TK, supratensiunile ce pot apare pe electrozii TK să fie canalizate la masa TK, pe cel mai scurt drum (firul cu agrafă). **Nu este permisă mărirea distanței la eclatoare.** Firul cu agrafă spre masa TK trebuie să fie cît mai scurt, pentru a nu forma o conductanță mare, în calea curentului de descărcare.

●● Trebuie avut în vedere că la **descărcările din TK,** energia foarte mare a TK (echivalent cu un condensator de 2—3 nF încărcat la 17 — 18 kV) produce un curent de 400—700 Amperi între anoda 2 și grila de focalizare. Descărcarea durează doar 2—7 nanosecunde (10^{-9} sec.), dar variația rapidă de curent ΔI = 600 A într-un timp atît de scurt ($\Delta t = 5.10^{-9}$) induce tensiuni mari în toate conductoarele sau traseele de pe placa de c.i., tensiuni ce ating zeci sau chiar sute de volți ! Aceste tensiuni pun în pericol „viața" tranzistoarelor și mai ales a circuitelor integrate, (de ex. BF200 din selector, TDA1170 pe pin 8, TBA950 pe pin 5 sau pin 14, TBA790 pe pin 7, TAA661 pe pin 6, TDA440 pe pin 7).

Defecte și avarii la modulul video

1. TV nu are rastru, are sunet.

Cauze posibile :

— întrerupere la R309 (eventual imagine foarte întunecată, abia se vede) ;

— întrerupere la filament TK sau circuitul de alimentare al filamentului (inclusiv întrerupere la R709 din B.O.), sau conectorul IV nu face contact la piciorul 5 — control vizual a încălzirii) ;

— întrerupere la R301 ; U_{C301} = 140 V ; U_K = 140 V; $U_{BT\ 301}$ = 0 ;

— întrerupere la R_{303} ; pe T_{301} se măsoară U_C = 140 V, U_E = 5...14 V ;

— întrerupere la R311 (lipsă tensiune de accelerare 470... 500 V pe G_2) ;

— tranzistor T_{301} scurt BE, caz în care U_C = 140—145 V, în loc de 80—100 V.

2. **TV are rastru, nu are imagine, are sunet.**

Cauze posibile :
— R112 de pe modulul FI—VS întreruptă ;
— Modulul FI—VS nu face contact la piciorul 9 ;
—Conexiunile spre potențiometrul de contrast întrerupte;
— Scurtcircuit la C301 (produce saturația lui T301).

3. **TV are sunet, are rastru, nu are imagine, se vede cursa inversă de cadre pe ecran.**
— întreruptă legătura de masă a modulului video din care cauză T301 este blocat, U_C = 140 V ;
— scurtcircuit EC la T301 — BF458 (258) ;
— întrerupere la R304, din care cauză U_{CT301} = 1,5—2 V.
— întrerupere la grupul R307—L301.
— întrerupere la corecția L303 din care cauză arde R306 ;
— corecția L301 este întreruptă.

4. **Imagine cu strălucire foarte mare, luminozitatea nu se reglează.**

Cauza : întrerupere la R310 sau la cursorul R716.

5. **Imagine foarte întunecată.**

Cauze : — întrerupere la R308, din care cauză tensiunea pe catodul TK crește la cca. 140 V ;
— întrerupere R309, imaginea abia se vede U_K = 25... 125 V, variază funcție de lumină.

6. **Contrast redus ; la creșterea luminei, intră albul peste negru și apoi dispare imaginea.**

Cauză : întrerupere la C303.

7. **Imagine normală dar la lumină mare, dimensiunea crește f. tare (umflată). Căderea de U pe R309 este de 1—1,3 V.**
Cauze :
— Scurtcircuit la D302 sau C303. Curentul de fascicol crește la 500—700 μA cînd potențiometrul de lumină R716 este la

maxim. Dioda TV18 se distruge termic sau obosește rapid. Se va verifica și dioda TV18. Se va verifica căderea de tensiune pe R309 care la lumină maximă nu trebuie să depășească 0,65 V.

8. **Sunet pe imagine.**

Cauze : Scurt la L302 sau C302, eventual circuit dezacordat la o intervenție anterioară.

9. **Imagine fără definiție, eventual mînjită, contrast mare.**

Cauza : întrerupere la L302 sau C301—R302 :

10. **Imagine avînd cursă inversă pe cadre la contrast mic sau lumină mare.**

Cauza : Dioda D301 defectă (întreruptă).

11. **Imagine întunecată în partea superioară a ecranului.**

Cauza : dioda D301 este scurtcircuitată și tensiunea de baleiaj vertical (dinte de fierăstrău) se suprapune peste SVC.

12. **Imaginea are o pată mare neagră lată sus și mai îngustă jos, sau f. întunecată pe treimea superioară a ecranului.**

1. Bobină de deflecție avînd cuplaj nepermis între linii și cadre.

Cauze : 2. Scurt sau curenți de fugă la C714 de pe placa mare de c.i. Aceasta face ca o tensiune parazită de la ieșirea baleiajului vertical să pătrundă redresată pe D301 pe emitorul tranzistorului T301.

Remedii : a) Înlocuire C714 ; micșorare C714 la 4,7 μF sau 2,2 μF.

b) Conectarea paralel cu R720 (TV 6 CI) sau D707 (TV 5 CI) a unui C = 0,1...0,15 μF după necesitate.

c) mărirea valorilor R723 (la TC 6 CI), R723 la TV 5 CI, eventual înlocuirea diodei D707 la TV 5 CI printr-o rezistență de 1,5 KΩ .

13. **Imagine normală, dar strălucirea variază odată cu reglajul contrastului.**

Cauza : Întrerupere la R721 sau R722.

★

Măsurători ohmetrice pe modulul video.

a) Modulul este conectat la șasiu (TV la rece).
Tranzistor T301 : Colector masă : 8...10 kohmi
emitor-masă : 150 ohmi
bază-masă : 200—500 ohmi
KTK — masă : 300 — 350 kohmi
g_1 TK—masă : 400—500 kohmi
g_2 TK — masă : 2 — 3 Mohmi

b) **Modulul deconectat de șasiu (implantat pe TK).**

CT301 — masă : 25 — 30 kohmi.
ET 301 mosă : 150 ohmi
BT301 — masă : 400 ohmi
KTK — masă : 250—300 K ; g_1 TK — masă : ∞ ; g_2 TK — masă : 3—5 Mohmi.

CAPITOLUL 4

MODULUL NR. 4 SINCROPROCESOR

Acest modul încorporează următoarele funcțiuni din televizor :

1. Selector de amplitudine (sincroseparator).
2. Integraera și omplificarea impulsurilor de sincronizare pentru B.V.
3. Oscilator de linii.
4. Comparator de fază.
5. Etaj de ieșire pentru impulsuri de comandă pentru B.O.

Modulul sincroprocesor are în total 19 componente din care 18 pasive și un circuit integrat complex, TBA950.

Realizarea cu circuite discrete a funcțiilor de sincroprocesare necesită un număr de 55 componente, între care minim 4 tranzistoare și 4 diode. Comparativ, cele două soluții necesită următoarele feluri de componente :

Varianta integrată	**Varianta discretă**
1 CI	4 tranzistoare + diode
2 potențiometre semireglabile	1 potențiometru semireglabil
8 rezistențe	25 rezistențe
6 condensatoare fixe	16 condensatoare fixe
2 condensatoare electrolitice	3 condensatoare electrolitice
	2 bobine cu miez și 2 înfășurări.

Schema bloc simplificată a modulului sincroprocesor se arată în fig. 1, de unde se vede că **modulul primește :**

— semnal video complex pozitiv ;
— impulsuri pozitive de la trafo linii ;
— tensiune de alimentare.

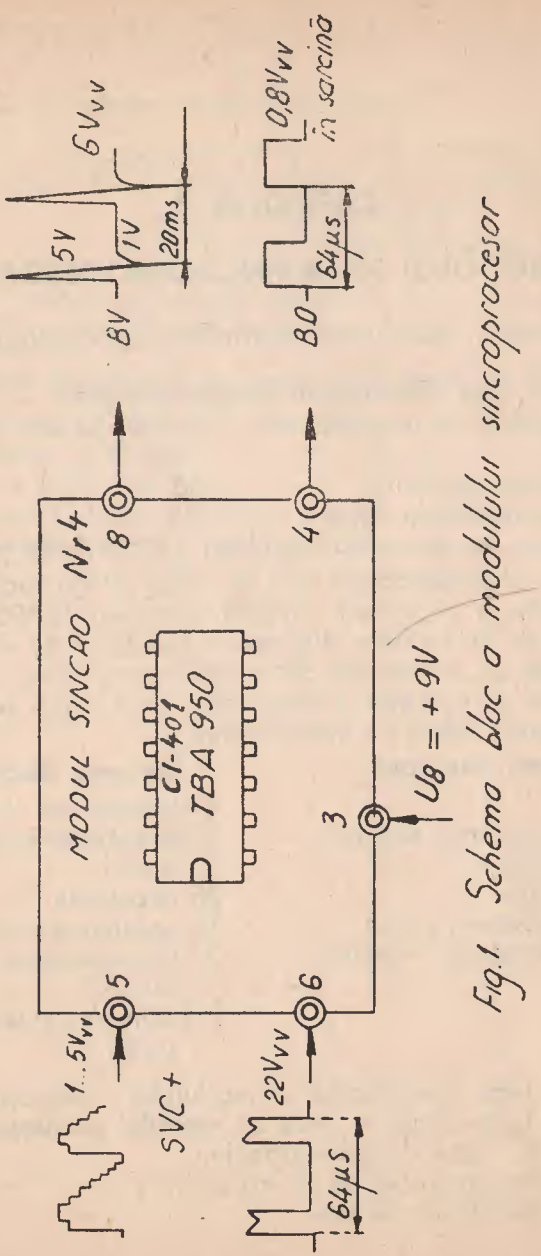


Fig. 1 Schema bloc a modulului sincroprocesor

Modulul sincroprocesor furnizează :

— impulsuri de comandă pentru baleiajul orizontal ;
— impulsuri integrate de cadre pentru sincronizarea baleiajului vertical.

Piesa centrală a modulului este CI—TBA950 care cuprinde cca. 210 componente (tranzistoare, diode, rezistențe și condensatoare) pe un „cip" de structură planar-epitaxială cu suprafața de cca. 2,5 mm². TBA950 este un circuit integrat monolitic liniar de tip analog.

Schema bloc a CI—TBA950 este arătată în fig. 2 unde s-au evidențiat etajele funcționale realizate în tehnologia integrată. Se arată și componentele externe conectate la cele 14 ieșiri (picioruțe) sau pin, schema electrică fiind o variantă de laborator.

Funcțiunile interne ale CI TBA950 sînt următoarele :

1 — Sincroseparator de amplitudine pentru impulsurile de sincronizare.

1 A — Supresor de perturbații cu inversor de zgomot.

2 — Etaj de amplificare a sincroimpulsurilor verticale și integrarea acestora.

3 — Stabilizator de tensiune (9 V), care alimentează celelalte etaje.

4 — Etaj de formare și amplificare a impulsurilor de linii.

5 — Etaj de comutare a plajei de sincronizare.

6 — Comparator de fază.

7 — Oscilator cu limitator de frecvență în ambele părți.

8 — Etaj de reglare a fazei.

Descrierea proceselor din etajele susmenționate se va explica sumar în cele ce urmează :

● **Semnalul video complex** cu impulsuri de sincronizare pozitive (SVC +) cu amplitudinea de 1...5 V_{vv} se aplică printr-o combinație RC la intrarea **selectorului de amplitudine** (1) pe pin 5. Selectorul de ampl. extrage din SVC numai impulsurile de sincronizare pentru linii și pentru cadre în modul binecunoscut anulînd semnalul video, mai sus de* nivelul de negru.

* Polarizarea în c.c. a pin 5, care este influențată esențial de rezistența serie (6,8 K), se stabilește astfel ca nivelul de „tăiere" să fie cel puțin la jumătatea amplitudinii pulsurilor de sincronizare ce depășesc nivelul de negru.

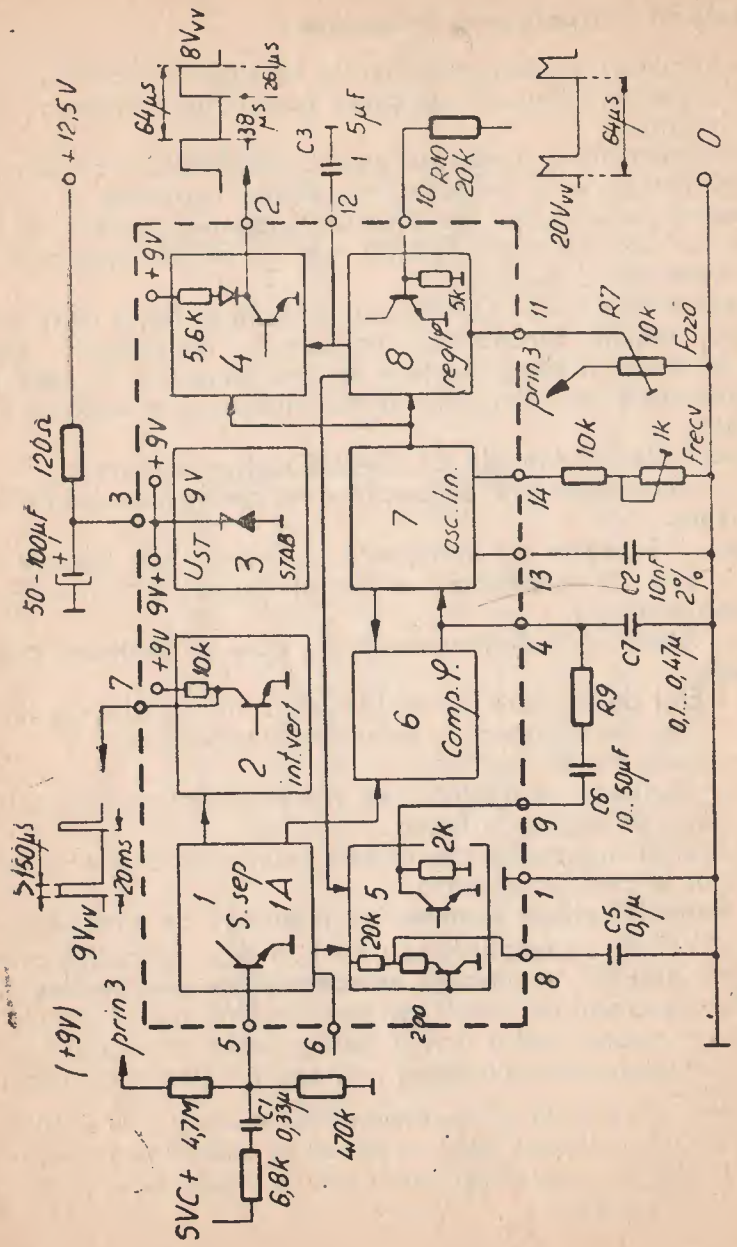


fig2. Funcțiunile interne ale CI TBA 950

Polarizarea în curent continuu a tranzistorului NPN din selectorul de amplitudine este importantă pentru funcționarea optimă a etajului. Spre deosebire de cele două grupuri RC uzuale la „tiltrele" de amplitudine cu tranzistoare și tuburi, aici se folosește un grup RC care cuprinde un divizor de tensiune ca 1/10 (4,7 M cu 470 K), și un condensator de cuplaj C_1 = 0,33 μ) înseriat cu o rezistență serie (6,8 K). Divizorul de tensiune este încărcat și de curentul bazei primului tranzistor din selectorul de amplitudine astfel nivelul de la care se face limitarea este de cca. + 0,6 V. Acest nivel asigură funcționarea corectă a selectorului și la semnal video complex mic, practic pînă la 0,8—1 V_{vv}. Semnalul maxim video-admis trebuie să nu depășească 5—6 V_{vv}.

Valoarea mare a rezistenței serie (6,8 kohmi) împiedică încărcarea prea puternică a capacitorului de cuplaj C_1 chiar la vîrfuri (impulsuri) perturbatoare, aceasta pentru a asigura neperturbarea „inerțială" a sincronizării în special pe cadre. Sincrosemnalul complex, adică impulsurile de sincronizare linii și cadre obținute la ieșirea selectorului de amplitudine au amplitudinea de cca. 8,5 V_{vv} și sînt scoase la pin 6 (unde pot fi vizualizate la osciloscop) și aplicate mai departe sincroseparatorului care va separa impulsurile de linii de impulsurile de cadre.

● **Sincroseparatorul** (1 A) lucrează împreună cu un etaj inversor care primește la intrare sincrosemnalul complex cu omniprezentele perturbații de impuls și zgomote suprapuse peste sincroimpulsurile de linii și cadre. Ieșirea etajului, unde sincrosemnalul complex se obține inversat ca semn este cuplată cu sincroseparatorul și un mixer aditiv, la ieșirea cărora un circuit poartă reteaza (limitează) toate impulsurile perturbatoare și zgomot, obținîndu-se impulsurile de linii și cadre „curate". La curățirea semnalelor de sincronizare contribuie și un circuit integrare-diferențiere de la ieșirea sincroseparatorului.

La ieșirea sincroseparatorului, sincroimpulsurile de linii obținute se vor aplica comparatorului de fază (6) iar impulsurile de cadre neintegrate unui etaj de amplificare și integrare (2) din care se vor obține impulsurile de sincronizare a oscilatorului din baleiajul vertical.

● **Impulsurile de cadre** se integrează intern în CI în 2 etaje (2) așa cum se vede în fig. 3 folosindu-se tot celule RC ca

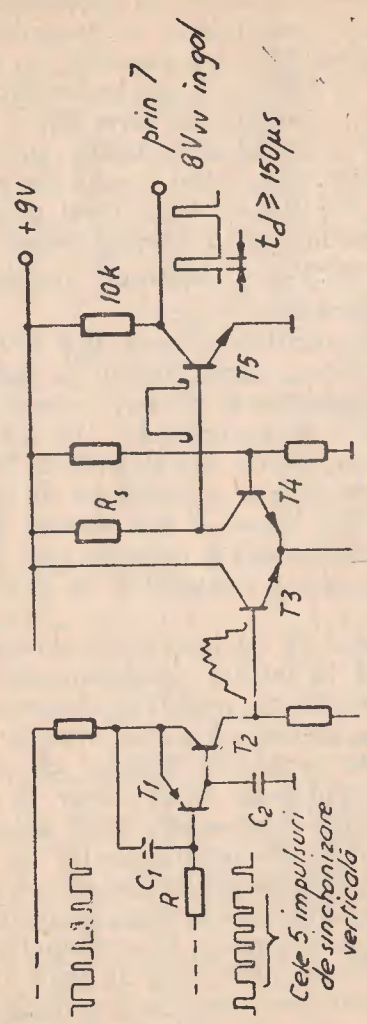


fig. 3 Principiul amplificării și integrării impulsurilor de cadre.

și în schemele discrete, cu deosebirea că aici (datorită dificultății de a realiza condensatoare prin tehnica integrării) capacitățile sînt foarte mici iar rezistențele mari.

Celula de integrare este formată din rezistența R cu C1 și rezistența colector-emitor a tranzistorului T1 cu capacitatea fizică integrată C2.

Impulsurile de cadre extrase din semnalul video complex se aplică în opoziție de fază pe emitorul și pe baza tranzistorului T1 — PNP. Integrarea frontului anterior al impulsului se face între baza și emitorul tranzistorului T1 iar integrarea frontului posterior pe baza tranzistorului NPN—T2.

Pe emitorul T2 se obține impulsul de cadre integrat brut (neprocesat) care se aplică la intrarea amplificatorului diferențial T_3T_4, obținîndu-se pe colectorul T4, pe R_s un impuls rectangular limitat cu durata de cca. 20 ms, care fiind pozitiv va bloca tranzistorul final T5. Pe colectorul T5, pe rezistența de sarcină de cca. 10 kohmi se obțin impulsurile de cadre cu durata de 160...300 μs și perioada de 20 ms, amplitudinea fiind de peste 8 V_{vv} în gol. După amplificatorul diferențial, impulsul de cadre integrat și limitat nu mai conține nici un fel de resturi de impulsuri de linii astfel că spre deosebire de circuitele de integrare discrete, clasice, aici nu mai pot apare probleme cu explorarea întreţesută pe verticală.

Pentru suprimarea unor perturbații a impulsurilor de sincronizare cadre, pe pin 7 se admite conectarea spre masă a unui C = 47 nF.

● **Tensiunea de alimentare** pentru toate etajele **sincroprocesorului** este **stabilizată** la cca. + 9 V în **etajul stabilizator** (3) care cuprinde un grup de tranzistoare și diode, care se comportă exact ca o diodă Zener de 9 V. Tensiunea stabilizată se măsoară pe pin 3 și ca la orice diodă Zener, tensiunea stabilizată are o dispersie oarecare, fiind practic cuprinsă între 8,5 V și 9,5 V. Valoarea tensiunii pe pin 3 depinde nu numai de dispersia componentelor interne integrate ci și de mărimea rezistenței serie care limitează (ca la orice diodă Zener) curentul de avalanșă. Practic cu cît curentul care intră în pin 3 este mai mare cu atît crește și tensiunea pe pin 3. Creșterea este de cca. 0,2 V pentru fiecare 10 mA de curent, ceea ce corespunde unei rezistențe dinamice Zener de cca. 20 ohmi.

Rezistența serie care alimentează intrarea pin 3 a CI—

TBA950 trebuie să fie astfel aleasă pentru ca niciodată curentul I_3 să nu depășească 45 mA, aceasta pentru ca puterea disipată de structura manolitică a CI să nu depășească 400 mW. Valoarea rezistenței serie se poate determina din graficul dat în fig. 4.

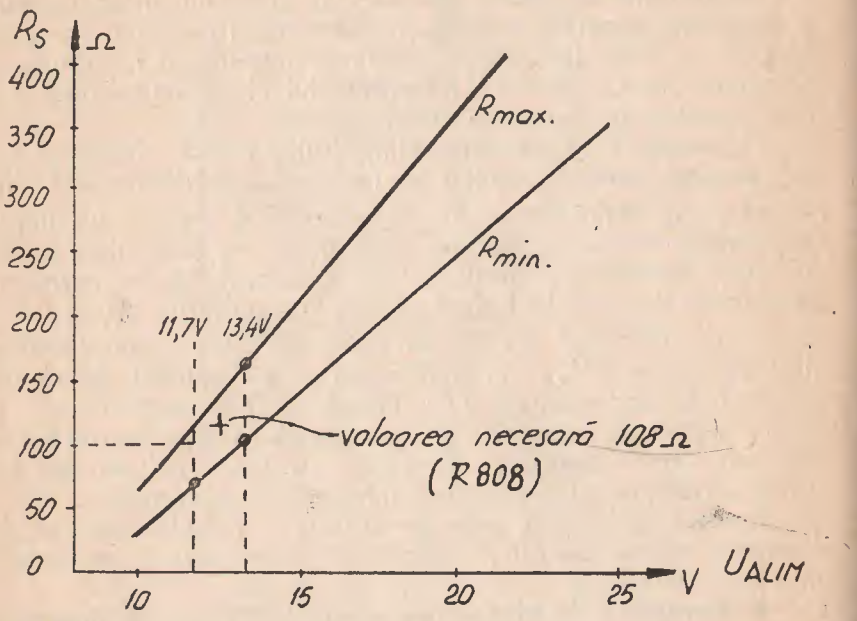


fig. 4. Determinarea rezistenței serie R808

Spre exemplu, dacă tensiunea de alimentare este de 12,5 V, cu dispersie între 11,7 și 13,4 V, rezistența serie poate fi între 85 și 145 ohmi, stabilindu-se acea valoare care atunci cînd tensiunea de alimentare este maximă (13,4 V), curentul I_3 să nu depășească 45 mA :

$$R_s = \frac{13{,}4 - 8{,}6}{0{,}045} = \frac{4{,}8\ V}{0{,}045\ A} = 108 \text{ ohmi (Se alege 100 sau 120 ohmi)}$$

Se alege valoarea de 120 ohmi, la care curentul nu va depăși 45 mA, ceea ce este mai bine decît valoarea de 100 ohmi. În calcul s-a luat în considerare valoarea minimă posibilă a tensiunii stabilizate de pe pin 3. La limită, cînd tensiunea de alimentare este minimă (11,7 V), curentul I_3 va fi minim atunci cînd dioda Zener de pe pin 3 are tensiune stabilizată spre limita superioară ($U_{pin\ 3}$ = 9,2...9,3 V) și la coincidență cînd R_s este la toleranță pozitivă maximă :

$$I_3 = \frac{11{,}7 - 9{,}3}{120 + 5\ \%} = \frac{2{,}4\ V}{126\ \text{ohmi}} = 21\ \text{mA}$$

La curentul de 21 mA, CI TBA950 funcționează încă normal și fiabil. În această situație aproape tat curentul spre TBA950 provine din R809, iar dioda D803 debitează doar 2—3 mA.

● **Oscilatorul de linii** (7) produce a tensiune liniar variabilă, în dinte de fierăstrău cu amplitudinea de cca. 2 — 2,2 V_{vv}. Dintele de fierăstrău este creat prin încărcarea și descărcarea periodică a unui condensator fix exterior de C_2 = 10 nF conectat la pin 13. Încărcarea care durează cca. 54 μs și descărcarea (10 μs) se face de la 2 generatoare interne de curent constant, ceea ce asigură o excelentă liniaritate a d.d.f. În cursul încărcării C_2, la atingerea unui anumit nivel de tensiune (2,1 — 2,2 V) are loc un proces de camutare care încheie încărcarea și inițiază descărcarea. Prin aceasta se stabilește și nivelul de la care va începe din nou încărcarea C_2. Rezistența exterioară conectată la pin 14 determină amplitudinea și deci frecvența d.d.f. Rezistența externă la pin 14 stabilește nivelul tensiunii de pe pin 14 și prin aceasta reglarea frecvenței.

Este necesară o variație de ± 5 % față de valoarea centrală de cca. 10,5 kohmi. Tensiunea pe pin 14 variază între 4,4 și 4,8 V. Frecvența oscilatorului de linii este dată de relația :

$$f\ (\text{kHz}) = \frac{1640}{R\ (\text{kahmi}) \cdot C\ (\text{nF})}$$

Ambele piese RC trebuie să fie de foarte bună calitate stabile cu temperatura și de toleranță mică (practic C este

stiroflex de ± 2 %, iar R este de tip cu peliculă metalică cu toleranță de 1 %).

Așa cum se va vedea mai tîrziu, frecvența oscilatorului mai este dependentă de o tensiune de reglare elaborată de comparatorul de fază.

Pentru protecția etajului final de linii care este suprasolicitat mai ales atunci cînd f. este inferioadă valorii nominale f_0 = 15625 Hz, oscilatorul de linii conține un circuit de limitare pentru deviația posibilă a frecvenței, la cel mult ± 4 % față de f_0, adică la cca. ± 5 — 600 Hz față de 15625 Hz. Acest circuit face ca domeniul de prindere să coincidă de fapt cu domneuil de menținere în timpul procesului de reglare automată a frecvenței.

În afară de limitarea „stînga-dreapta" a frecvenței oscilatorului sînt prevăzute două circuite complexe „de prag" care fac ca oscilatorul să aibă întotdeauna o frecvență definită cuprinsă între 14500 Hz și 16500 Hz, mai ales la pornirea și oprirea televizorului, în scopul de a nu pune etajul final în situația de a lucra de exemplu la f = 10—12 kHz în perioada tranzistorie de 2—3 secunde la pornirea TV și mai ales la oprirea (stingerea) televizorului. Un circuit de „inhibiție" face ca oscilatorul să pornească doar în momentul cînd tensiunea de alimentare internă (practic pe pin 3) ajunge la + 4,5 V și să-și mențină oscilația la oprirea TV pînă cînd tensiunea de alimentare scade la cca. + 4 V. Deci între + 4,5 V la pornire, 9 V în funcționare și + 4 V la oprirea TV, frecvența nu diferă cu mai mult de ± 1000 Hz.

● **În comparatorul de fază (6) are loc compararea tensiunii în d.d.f. a oscilatorului de linii (de pe pin 13) cu sincroimpulsurile de linii.** La ieșirea comparatorului rezultă o tensiune de eroare sub formă de impuls, din care se obține prin integrare o tensiune de CAF (control automat al frecvenței) în dinte de fierăstrău. Tensiunea de eroare este un impuls „simetric" atunci cînd sincroimpulsul de linii **„cade"** exact pe mijlocul perioadei de descărcare, deci pe porțiunea scăzătoare a d.d.f. al oscilatorului. Impulsul se desimetrizează la desincronizare și determină un curent de încărcare a condensatorului C_7 legat la pin 4 (0,1 — 0,5 μF), curent al cărui valoare medie este proporțională cu deviația (diferența) de fază

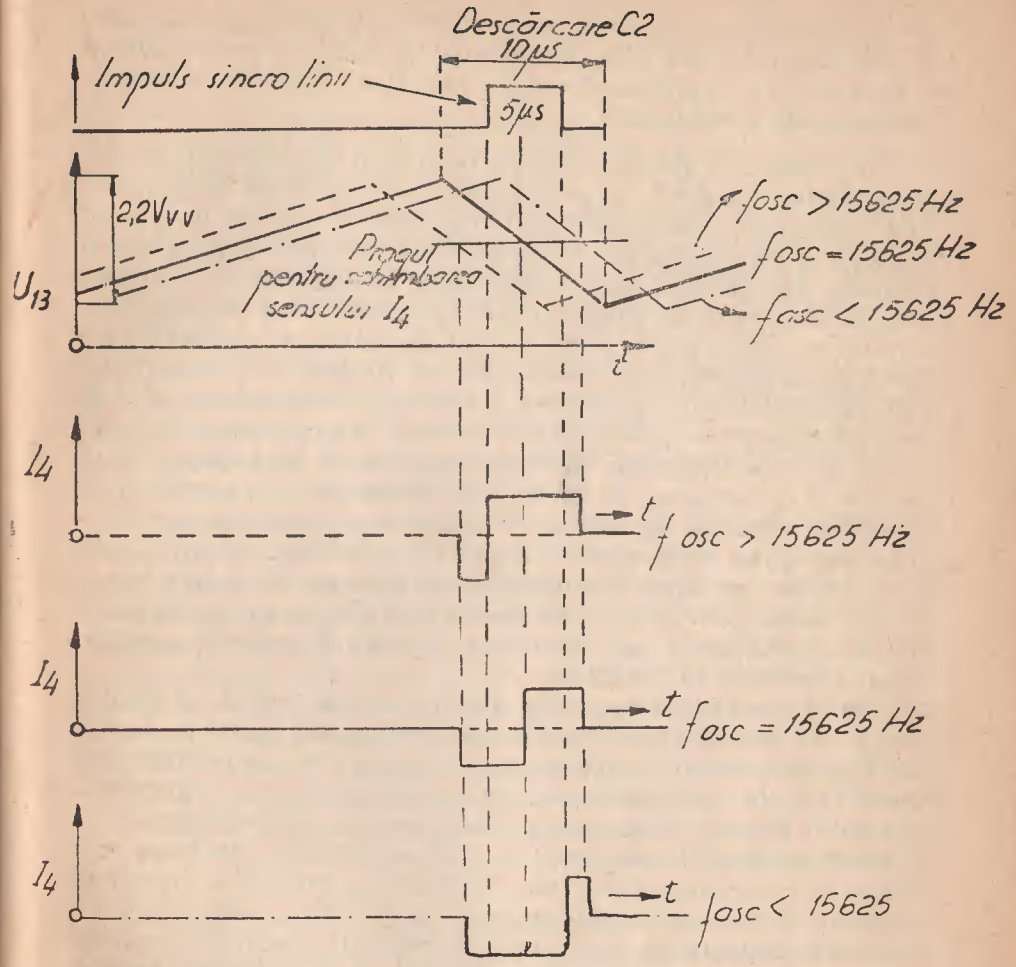


fig. 5. Principiul controlului frecvenței oscilatorului

între tensiunea în d.d.f. a oscilatorului și sincroimpulsul de linii extras din SVC.

Circuitul electric complicat realizat prin integrare este de fapt un detector de coincidență care pînă la urmă comandă frecvența oscilatorului.

Coincidența este ilustrată grafic în fig. 5 în care se arată sincroimpulsul de linii, tensiunea U_{13} a oscilatorului (d.d.f.), și curentul I_4 în condensatorul C_7 conectat la pin 4, în funcție de frecvența oscilatorului.

În detectorul de coincidență tensiunea sincroimpulsului ca și tensiunea în d.d.f. a oscilatorului sînt aplicate la intrarea unui tranzistor, astfel încît prin tranzistor va curge un curent dependent de relația de fază (poziția în timp) a celor două tensiuni incidente. Durata curentului I_4 depinde de nivelul prestabilit intern al pragului pentru schimbarea sensului curentului pe de o parte și de gradul de divizare (prestabilit intern) al sincroimpulsului. Începutul și sfîrșitul sincroimpulsului sînt definite de cîte o valoare a tensiunii, care determină mărimea I_4. Curentul I_4 încarcă pe C_7 care integrează parțial pulsurile de curent produse de comparatorul de fază obținîndu-se pe pin 4 o tensiune de dinte de fierăstrău cu amplitudine mică. Se vede din fig. 5 jos, că atunci cînd frecvența oscilatorului este prea mică, partea negativă a pulsului este mai lată decît partea pozitivă a pulsului și ca urmare un curent negativ va curge „din" pin 4, condensatorul C7 se va descărca, U pin 4 va scădea și va determina mărirea frecvenței oscilatorului, aducînd-o la 15625 Hz.

● În mod ideal comparatorul de fază ar trebui să aibă o bandă de frecvență cît mai largă, iar pe altă parte o bandă de frecvență cît mai mică pentru a asigura o „imunitate" maximă față de impulsurile străine perturbatoare sau zgomotele parazite. Aceste două cerințe întotdeauna contradictorii, se rezolvă printr-un compromis la comparatoarele de fază realizate cu componente discrete, limitîndu-se banda de frecvență respectiv domeniul de sincronizare la $\pm$ 300 — 400 Hz. Oscilatoarele discrete au însă deviații mari de frecvență cauzate de variația tensiunii de alimentare ca și de influența temperaturii asupra componentelor. O soluție excelentă (singura dealtfel) în schemele cu componente discrete a fost adoptarea comparatorului de fază și frecvență Gassmann, care asigură o plajă de sincronizare de cca. $\pm$ 800 — 1000 Hz cu o imunitate satisfăcătoare față de perturbații, dealtfel un lux inutil sub aspect practic.

În cazul TBA950, unde oscilatorul nu prezintă variații de frecvență mai mari de $\pm$ 20 — 30 Hz (tensiune stabilizată,

R402 metalică, C402 stiroflex), s-a adoptat o soluție aproape ideală în care plaja de sincronizare este cînd largă, cînd îngustă :

— în stare asincronă (desincronizată), plaja de sincronizare este largă, de cca. $\pm$ 5 — 600 Hz, limitată **voit** intern și prin nivelul tensiunii de pe pin 4 :

— în stare sincronă (sincronizată), plaja de sincronizare este comutată la „bandă îngustă" de cca. $\pm$ 50 Hz, la care se asigură o excepțională înmunitate la perturbații și zgomot. Comparatorul de fază al TBA950 lucrează deci în 2 stări după necesitate.

Un alt avantaj al acestui comparator de fază constă în aceea că acesta funcționează numai în timpul cursei inverse, fiind blocat în timpul cursei directe, astfel că eventualele impulsuri parazite perturbatoare sosite în timpul cursei directe nu afectează comparatorul.

Comutarea comparatorului se face cu ajutorul **etajului de comutare** (5), controlat de către detectorul de coincidență al comparatorului de fază (6). Etajul de comutare comută două circuite RC cu constante de timp foarte diefrite. Astfel, în stare asincronă adică în timpul „prinderii" lucrează numai condensatorul relativ mic C_7 conectat la pin 4, realizîndu-se o constantă de timp mică, care face să se ajungă repede la starea sincronă. Cînd starea sincronă s-a instalat, etajul de comutare conectează la pin 4, practic în paralel cu C_1 grupul R_9C_6 (C_6 are 10—50μ F), asigurîndu-se o constantă de timp mare (volantă) care reduce domeniul de prindere la cca. 50 Hz. (de 10 ori mai mic), astfel că imunitatea la perturbații se îmbunătățește foarte mult.

Condensatorul C_6 de valoare mare (10—50 μ F) este pus la masă prin intermediul pin 9, la care este conectat (în interior) colectorul unui tranzistor NPN aflat în stare de conducție la saturație. (Vezi fig. 2, blocul 5).

Comutarea se poate reprezenta simplificat ca în fig. 6.a., iar variația tensiunii de control (CAF) în fig. 6.b. Se vede că în stare sincronă tensiunea de CAF are o variație mică cu perioada de 64 μS, formînd un dinte de fierăstrău cu amplitudinea de cca. 0,2 V_{vv} , deoarece comutatorul K este închis iar constanta de timp este mare : $T = R.(C_6 + C_7)$. În stare a-

sincronă la pin 8 avem o tensiune în d.d.f. cu amplitudinea de cca. 6 — 7 V_{vv}, vîrfurile d.d.f. se apropie de nivelul tensiunii de alimentare de 9 V, iar perioada tensiunii în d.d.f. este de cîteva milisecunde în primul moment al stării asincrone și mergînd pînă la cîteva sute de μs, atunci cînd frecvența oscilatorului este departe de 15625 Hz. **Perioada tensiunii de CAF corespunde diferenței între 15625 Hz și frecvența de moment a oscilatorului.** De ex. 5 ms corespunde unei abateri de frecvență 200 Hz. **Cînd tensiunea pe pin 8** (pe C_5) scade sub 1,5 — 1,6 V, comparatorul de fază este comutat în „poziție" de bandă îngustă, iar cînd U pin 8 trece de 1,6 V, compactorul trece în poziția de bandă largă, în situația de prindere.

Modificarea tensiunii continue pe pin 8 depinde de semnal și de stare :

— în stare asincronă tensiunea continuă pe pin 8 este de + 6...7 V ;

— fără semnal, dar cu oscilatorul corect reglat, U pin 8 = + 5...6 V ;

— cu semnal f. mic (oscilatorul corect reglat), U pin 8 = 5...2 V ; U pin 8 scade pe măsură ce semnalul crește ;

— în stare sincronă U pin 8 este de 1,2...1,6 V (1,2 — 1,3 V la semnal foarte bun și 1,4 — 1,5 V la semnal ceva mai slab (sub 200 μ V).

În etajul de reglare a fazei (8), are loc compararea tensiunii în d.d.f. a oscilatorului cu impulsul de întoarcere adus la pin 10 prin R10 de la etajul final de linii. Din acest proces de comparare se obține o tensiune continuă de reglare automată care se poate măsura pe pin 12 la care este conectat condensatorul C3. C3 filtrează această tensiune și stabilește totodată constanta de timp care determină viteza de desfășurare a procesului de reglare, proces care menține în mod permanent defazarea dintre sincroimpulsul din SVC și impulsul de întoarcere din B.O., defazare stabilită manual cu ajutorul potențiometrului R7 (R407 în TV), pe pin 11.

● Știm că tensiunea oscilatorului este menținută permanent într-o relație precisă de fază de sincroimpulsul de linii din SVC, prin acțiunea de reglare automată a comparatorului de fază (6).

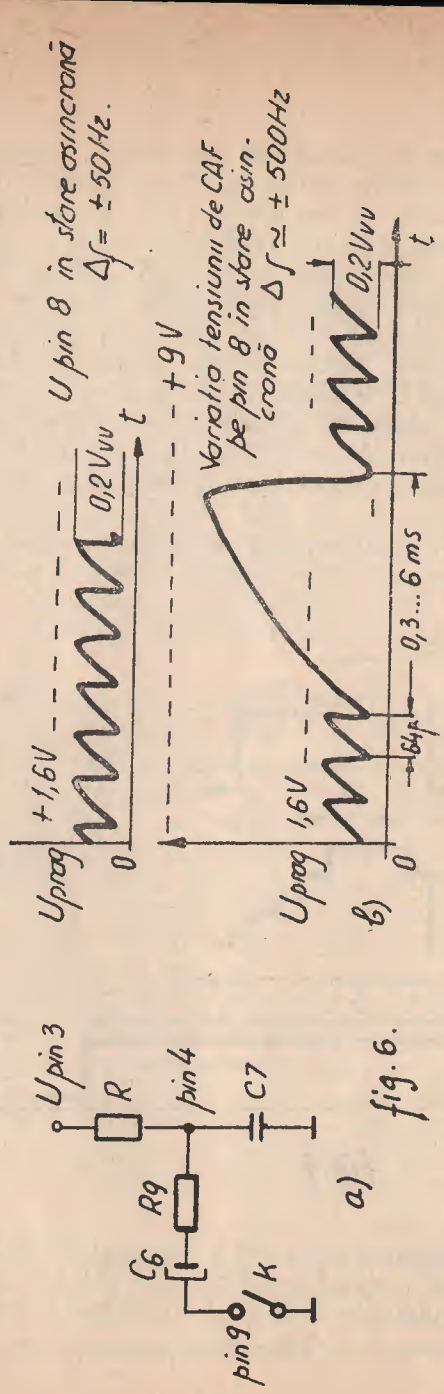


fig. 6.

Se cunoaște de asemenea că circuitul integrat TBA950 furnizează la ieșirea sa impulsuri de comandă pentru baleiajul orizontal, impulsuri ce ies din pin 2 și se aplică la baza tranzistorului prefinal de linii T701. Durata t_2 a impulsurilor de comandă de la ieșire este de cca. 26 μS. În afară de durată și amplitudine este foarte importantă „poziția" în timp a impulsurilor de comandă din pin 2 față de sincroimpulsul de linii din SVC și față de impulsurile de întoarcere din B.O.

Producătorul CI TBA950 prescrie o relație între cele 3 impulsuri cu care avem de a face în sincroprocesor și B.O. :

1. Sincroimpulsul din SVC (aplicat pe pin 5) ;
2. Impulsul de comandă a B.O. (livrat de TBA950 la pin 2) ;
3. Impulsul de întoarcere din B.O. (aplicat la pin 10).

Relația prescrisă este arătată în fig. 7 și anume :

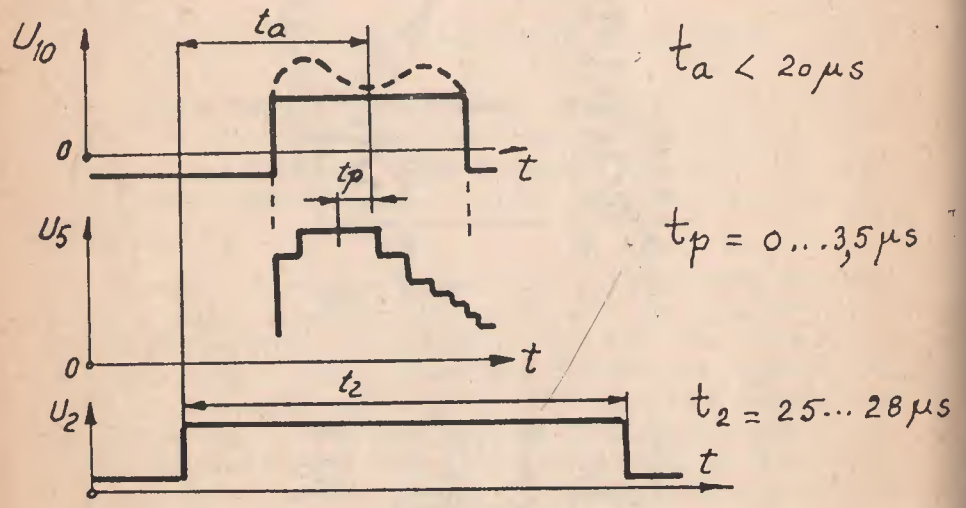


fig. 7.

a. Este obligatoriu ca între mijlocul în timp al impulsului de întoarcere din etajul final de linii (U_{10}) și mijlocul în timp al sincroimpulsului din SVC (U_5) să existe o întîrziere de fază t_p cuprinsă între 0 și 3,5 μS în scopul ca impulsul de întoarcere să „acopere" în timp pe ambele părți sincroimpulsul. Această defazare se stabilește manual cu ajutorul tensiunii aplicate din R7 (R407) pe pin 11.

b. Este necesar ca impulsul de comandă pentru B.O. (U_2) să fie „în avans" suficient față de impulsul de întoarcere linii (pentru a asigura timpul de stocare de 8 μS și timpii de comutare ton și tof ai tranzistorului BU205. Avansul t_a însă nu are voie să depășească 20 μs. Bineînțeles că tensiunea triunghiulară a oscilatorului determină poziționarea în timp a impulsurilor de comandă a B.O.

S-ar părea că nu mai este necesară nici o reglare manuală sau automată a fazei „imaginii" față de sincroimpulsul din SVC. Teoretic, așa este deoarece faza impulsurilor de linii de la ieșirea TBA950 depinde direct de tensiunea oscilatorului, iar aceasta este asemenea „poziționată" față de sincroimpulsul de linii extras din SVC prin acțiunea comparatorului de fază.

În realitate, așa cum am analizat în detaliu în Buletinul tehnic Tr. 4, în etajul prefinal cu T701 cît și în etajul final de linii cu BU205 apar timpii de stocare ale celor două tranzistoare. Timpul de stocare precum se știe depinde în principal de curentul bazei, și deci și de toleranțele elementelor pasive de la pin 2 — TBA950 și pînă la baza tranzistorului final de linii : R406, R408, R701, R702, C701, C702 trafo Tr. 701, R704, inductanța de dispersie a transformatorului driver Tr. 701 care se adună cu inducatnța de întîrziere L701, cum și dispersia timpului t_s și a timpilor ton și tof a tranzistoarelor T701—BF458 și T702—BU205. Nu numai dispersia acestor componente dar și variația sarcinei etajului final, variația parametrilor componentelor menționate **cu temperatura** produce variația timpului de stocare al tranzistorului final. Însăși variația temperaturii joncțiunii la tranzistorul BU205 provoacă o variație importantă (cu cea mai mare pondere) acesta poate fi în funcționare la diferite momente sau stări cuprins între 7 și 10 μs. Cum s-ar zice, Δt_s = 0...3 μs, adică f.f. mult. Ce înseamnă o întîrziere de 2—3 μs pentru poziția imaginii pe ecranul TK? Răspunsul este simplu : o deplasare aleatorie (întîmplătoare) cu 20—30 mm a imaginii față de poziția corectă centrală a centrului mirei față de centrul geometric a ecranului.

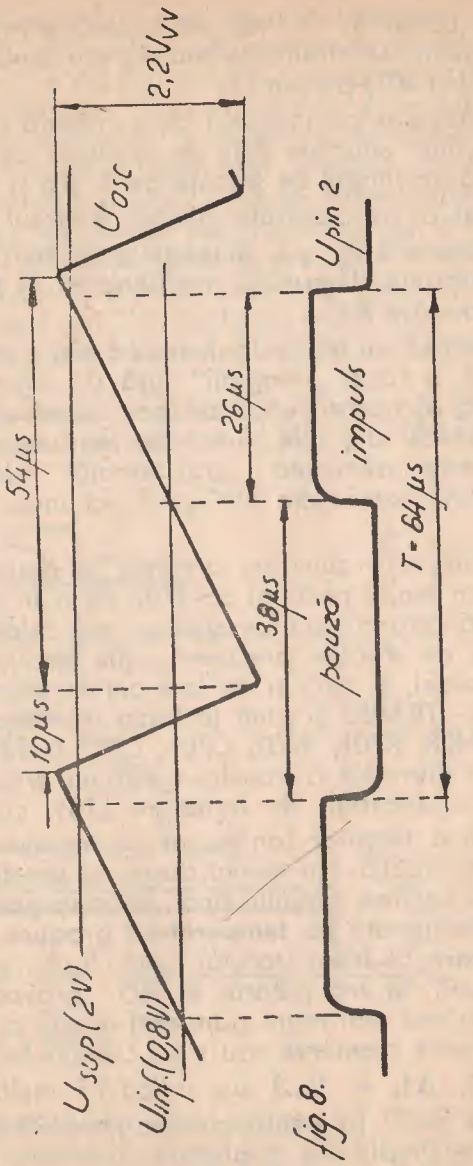


fig. 8.

Pentru a evita această „defazare" nedorită a imaginii, în TBA950 s-a prevăzut etajul de reglare automată a fazei, care funcționează ca și comparatorul de fază, dar care are o singură constantă de timp determinată de C3 de pe pin 12. Tensiunea de eroare (de reglare) produsă de acest al doilea comparator, va compensa orice abatere sau variație a timpilor de întîrziere ce are loc în mod inerent în baleiajul orizontal, reglînd faza impulsului de comandă pentru B.O., livrat de TBA950 la pin 2. Defazajul tp se stabilește la prima reglare a televizorului (sau la eventuale înlocuiri de BD, cinescop sau tranzistor BU205), cu ajutorul potențiometrului semireglabil de reglare a fazei (R407 pe modulul 4) conectat la pin 11.

Dacă la pin 11 nu se conectează nimic, se instalează în mod automat defazajul normat (practic deslipirea cursorului R407).

Cu ajutorul lui R7 (R407), se poate corecta defazajul normat în scopul de a compensa dispersia timpului de stocare al B.O. Nu este însă admisă folosirea abuzivă a acestui reglaj a fazei în cazul cînd de pildă tubul cinescop este asimetric sau inelele de centrare nereglate. Reglajul este admis numai în limitele în care se asigură „acoperirea" pe ambele părți a sincroimpulsului de linii din SVC de către pulsul tensiunii de întoarcere din B.O. ca în fig. 7. În practică aceasta se asigură cît timp tensiunea pe pin 11 (pe cursorul R407) este cuprinsă între 4 și 5 V (rar în zona 3,7...4 V)

Etajul de ieșire pentru impulsurile de comandă a B.O. (4) este comandat pe de o parte de la oscilatorul de linii (7) și de către etajul de reglare automată a fazei (8). Durata și faza impulsului de ieșire pe pin 2 (tensiunea de impuls la ieșirea TBA950) este determinată de două praguri de tensiune continuă U_{sup} și U_{inf} așa cu se arată în fig. 8. Poziția fazei U_2 este stabilită de un comutator de nivel care determină momentul începutului și sfîrșitului impulsului de ieșire (de comandă a B.O.), prin comparare cu dintele de fierăstrău al oscilatorului. Capacitatea de pe pin 12 — cum am mai amintit — filtrează tensiunea de reglaj care este aplicată comutatorului de nivel astfel că pragurile de comutare U_{sup} și U_{inf} se schimbă în concordanță cu defazajul nominal stabilit din R7 (R407). Rezultatul este că faza impulsului de întoarcere din

B.O. este independentă de timpii de întîrziere din etajul final de linii.

Etajul de ieșire din TBA950 constă dintr-un tranzistor T91 destul de „mare" capabil să livreze curentul necesar (pînă la 15—20 mA) pentru etajul prefinal de B.O. .T701), în condițiile unei tensiuni de saturație foarte mici (sub 0,5 V la 20 mA în pin 2).

Tranzistorul de la ieșirea TBA950 șuntează practic joncțiunea BE a tranzistorului prefinal de linii BF458, ceea ce conferă o impedanță mică de intrare la BF458, avantajoasă la protecția CI împotriva descărcărilor periculoase din TK (vezi fig. 9).

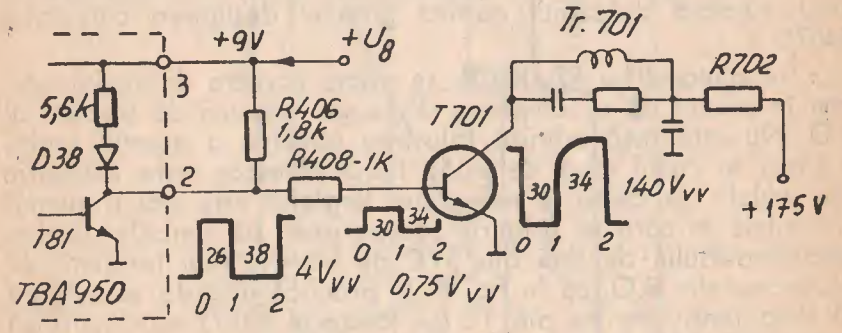


Fig 9

Etajul funcționează și fără rezistența R406 ; R406 (1,8 K) permite o comandă mai fermă pe baza T701 în scopul de a reduce timpii de comutație, aducînd însă dezavantajul că se mărește timpul de stocare al T701 de la cca. 1 μS la cca. 3,5 μS, ceea ce este echivalent cu mărirea duratei impulsului pe baza T701 de la 26 μS la 29 — 30 μS. Acest timp mărit modifică forma curentului bazei tranzistorului final de linii (vezi fig. nr. 30, din Buletinul tehnic nr. 4). Dar etajul final de B.O. admite o dispersie a duratei pulsului dat de TBA950 între 22 și 30 μS. Ca urmare, pe modulul sincro se pot utiliza și CI—TBA950 : 1.

Pe pin 2 amplitudinea impulsului de linii în gol este de 8,5 — 8,8 V_{vv} , în sarcină de 4 — 4,3 V_{vv} iar după R408 amplitudinea este de 0,75 — 0,8 V_{vv} deoarece însăși joncțiunea BE a T701 în conducție limitează impulsul.

Rolul componentelor pasive de pe modulul sincroprocesor.
(vezi schema electrică a televizorului)

La pin 1 : minusul tensiunii U_8 și masă generală a CI—TBA950.

La pin 2 : R408 — 1K limitează curentul maxim ce curge din pin 2 spre baza tranzistorului prefinal de B.O. T701. Întreruperea R408 provoacă NF—B.O., NFTV.

La pin 3 : plusul tensiunii de alimentare U8 ; la pin 3 în interiorul circuitului integrat se află stabilizatorul de tensiune, practic o diodă Zener cu tensiunea de 9 V, avînd o dispersie cuprinsă între 8,5 și 9,6 V. Curentul care intră în pin 3 poate fi cuprins între 22 și 40 mA, maxim admis 43 — 45 mA. Consumul CI—TBA950 depinde esențial de R808 ca și de tensiunea U_5 de pe dioda Zener D804 — PL13Z, care opate avea o dispersie cuprinsă între 12,4 și 14 V.

Tensiunea U_8 are ca rezevor condensatorul C802 de pe placa mare de c.i., care la oprirea TV menține tensiunea U8 la o valoare suficientă pentru ca oscilatorul de linii din TBA950 să se stingă după ce B.O. s-a „descărcat".

La pin. 4 : C407 — 0,1 μF este conectat la ieșirea comparatorului de fază. Pulsul de curent bidirecțional debitat de comparator este integrat de C407. Se încarcă la o tensiune continuă medie de cca. 4,6 V.

La pin 5 : Se aplică semnalul video complex pozitiv prin grupul : C401 — condensator de separare în c.c. și pentru constanta de timp de la intrarea selectorului de amplitudine.

R401 — polarizarea în c.c. a bazei tranzistorului selector de amplitudine astfel ca acesta să fie deschis doar de impulsurile de sincronizare situate peste nivelul de negru.

Împreună cu C401 stabilește constanta de timp pentru prepolarizarea bazei selectorului.

R403 și C408 grup RC de limitare și decuplare a perturbațiilor de impuls ca de ex. descărcări în TK.

La pin 6 : Se pot oscilografia sincroimpulsurile de linii și

de cadre obținute la ieșirea sincroseparatorului. Impulsurile de linii au durata de cca. 4 μs iar cele de cadre minimum 160 μs, ambele la amplitudinea de 8,5 — 9 V_{vv}.

La pin. 7 : C404 — 47 nF este condensator de cuplaj spre modulul de BV. Condensatorul C404 și rezistența R515 de la intrarea pin 8 de la TDA1170 formează un circuit de diferențiere inutil.

Impulsurile de cadre au înainte de C407 o amplitudine de cca. 6,6 V_{vv} (pozitive) iar după C407 cca. 3,5 V_{vv} din care cam 2,2 V pozitiv și 1,3 V negativ datorită diferențierii.

La pin. 8 : C405 — care stabilește constanta de timp a detectorului de coincidență a comparatorului de fază. Se încarcă la o tensiune continuă medie de cca. + 1,3 V la semnal normal și în stare sincronizată a oscilatorului de linii. Cînd pe acest pin tensiunea este sub 1,5 V avem stare sincronă cu plajă de sincronizare îngustă (± 50 Hz). La tensiuni peste + 1,5 V, de + 2...5 V, avem stare asincronă iar comparatorul lucrează cu bandă largă, plaja de sincronizare fiind de cca. ± 500 — 600 Hz.

Dacă nu avem SVC, tensiunea pe pin 8 crește la 6—8 V.

La pin. 9 : este punctul de comutare al celor două stări susmenționate ale comparatorului de fază. În timpul „prinderii" acest punct este de impedanță ridicată iar plaja comparatorului este largă. După prindere, punctul 9 este de impedantă joasă iar C406 este conectat practic paralel la pin 4, iar comparatorul lucrează cu plajă îngustă.

La pin 10 : prin R410 — 10...33 K se aduc impulsurile de întoarcere de B.O. de la transformatorul de linii la comparatorul de fază. Impulsurile fiind de cca. 22 V_{vv} forțează prin R410 în pin 10 pulsuri de curent de cca. 2,2 mA_{vv} . În caz de înlocuire a R410 se recomandă pentru R410 valori mai mari, adică 22—33 kohmi la care TBA950 lucrează „mai liniștit", mai bine protejat față de descărcări.

La pin 11 : R407 — potențiometrul care reglînd tensiunea de pe pin 11 reglează defazarea necesară între impulsul de întoarcere linii și sincroimpulsul de linii din SVC, preluînd efectul dispersiei componentelor. Deconectarea pin 11 face ca

în mod automat să se instaleze faza corectă, cînd Upin 11 = + 4,2...4,5 V (vezi fig. 7).

La pin. 12 : C403 stabilește constanta de timp dinamică a corecției fazei.

Tensiunea continuă la care se încarcă C403 : + 4,5...4,6 V.

Valoarea C403 poate fi de 1...5 μF (de exemplu 1 μ sau 2,2 μ).

Scurtcircuitarea C403 provoacă mărirea consumului TBA950 la 100—120 mA ceea ce poate provoca în timp distrugerea CI (scurtcircuit la pin 3) din cauza suprasarcinei.

La pin 13 : C402 — 10 nF ± 2 % **stiroflex în mod obligatoriu** stabilește frecvența oscilatorului de linii ; aceasta deoarece coeficientul de temperatură al foliei de stiroflex este foarte apropiată (dar de semn contrar) de coef. termic al structurii de siliciu a CI, realizîndu-se cea mai bună compensare a derivei frecvenței oscilatorului de linii la variațiile temperaturii ambiante. Întreruperea sau scurtcircuitarea C402 provoacă oprirea oscilatorului (NF TV).

La pin. 14 : grup R de reglare a frecvenței oscilatorului de linii, cu o rezistență în plus față de soluția obișnuită (arătată în fig. 2).

Soluția cu R402—R404 și R405 asigură însă o mare siguranță în funcționarea oscilatorului. Astfel cu acest montaj, dacă se întrerupe potențiometrul semireglabil R404 sau rezistența serie R405, funcționarea oscilatorului nu este întreruptă. De cele mai multe ori, dacă R402 și C402 sînt în toleranța de 1 % respectiv 2 %, sincronizarea se menține neafectată deoarece deviația frecvenței oscilatorului nu iese din plaja de sincronizare. R402 este rezistența metalică (volumică) din motive de precizie și mai ales de coeficient de temperatură pentru securitate maximă de funcționare a oscilatorului.

În caz limită se poate înlocui cu o rezistență peliculară sortată la valoarea de 10,5 kohmi. Întreruperea R402 provoacă oprirea oscilatorului (NFTV).

Avarii și defecte la sincroprocesor

Defectele sincroprocesorului sînt de 2 feluri :

A. Defecte la care sincroprocesorul nu furnizează la piciorul 4 al modulului impulsuri de linii cu frecvența de 15625

Hz și ca urmare baleiajul orizontal nu funcționează (BONF) și deci televizorul nu funcționează (TVNF). În această situație B.O. nelucrînd, nu consumă cei 200—230 mA din U_1, consumul TV este mic, stabilizatorul de tensiune nu stabilizează și tensiunea U1 crește la 240 — 260 V, fiind cu atît mai mare cu cît tensiunea de rețea este mai mare. Stabilizatorul TV nu stabilizează cînd consumul TV scade sub 100—120 mA.

Este o situație similară cu oprirea oscilatorului la televizoarele cu tuburi (PCF802 la seria TS, HS, H2). La TV cu CI nefuncționarea oscilatorului de linii (a sincroprocesorului) nu cauzează distrugerea tranzistorului final de linii BU205, deoarece acesta neprimind tensiune de comandă în impuls joncțiunea BE este practic blocată. În curent continuu B și E sînt aproape scurtcircuitate între ele (practic avem cca. 3 ohmi între B și E (R704—L701—sec. Tr. 701) ; pe colector este aplicată o tensiune de + 250 V, dar tranzistorul rezistă la cel puțin 750 V ($U_{CEo} > 700$ V).

B. Defecte la care sincroprocesorul lucrează necorespunzător ca frecvență sau ca durată a impulsurilor pe care le livrează la ieșire producînd desincronizare pe linii, funcționare incorectă a B.O. sau comparatorului de fază. Foarte rar sincroprocesorul provoacă nesincronizarea verticală : atunci cînd nu livrează impulsuri de sincronizare pentru BV la piciorul 8 al modulului.

Din păcate cam 40 % din defectele modulului sincroprocesor se datorează defectării interne a circuitului integrat TBA950. Cauzele avariei interne a CI sînt mai multe : descărcările din cinescop (care joacă primul rol), încălzirea structurii (cipului) și ambalarea termică a unor etaje interne sau defectarea datorată componentelor pasive de pe modul (de ex. C403).

Avarierea internă a lui TBA950 prezintă mai multe forme pe care le expunem în cele ce urmează, aproximativ în ordinea frecvenței apariției lor :

1. scurtcircuit intern la pin 14 (între pin 14 și masa TBA950 adică pin 1).

2. întrerupere internă la pin 14 (rezistență infinită între pin 14 și pin 1).

3. rezistență micșorată între pin 13 și masă (pin 1) sau pin 14 și masă.

4. rezistență nulă sau micșorată între pin 4 și masă.

Aceste avarii provoacă oprirea oscilatorului de linii, deci NFTV.

5. rezistență micșorată sau aproape nulă între pin 5 și masă. **Această avarie provoacă desincronizare generală** (pe linii și pe cadre). În unele cazuri, mărind „deschiderea" pe pin 5 prin micșorarea R401 de la 2,7 M la 1,2 ; 1 ; 0,56 sau chiar 0,39 M, se restabilește funcționarea normală a sincroprocesorului.

6. rezistență micșorată între pin 4 și masă.

7. rezistență micșorată între pin 4 și pin 9

8. rezistență mărită sau infinită între pin 8 și masă.

Aceste avarii interne provoacă nestabilitatea sincronizării orzontale, nestabilitate pe fază ; fuge lateral **sau desincronizare pe linii.**

9. rezistența micșorată pe pin 2.

10. rezistență f. mică sau nulă între pin 3 și masă **aceste avarii produc de regulă consum mare al CI—TBA950,** tensiunea U8 scade la 2—5 V, baleiajul orizontal și TV nu funcționează. În toate cazurile enumerate, circuitul integrat este nerecuperabil și ca urmare trebuie înlocuit.

Se vor enumera acum defectele mai frecvente ale modulului.

1. **TVNF, U_1 = 250 V și 701 bună.**

Se verifică tensiunea U8 pe pic. 3 a modulului pentru a vedea dacă avem nealimentare, scurtcircuit, sau alt defect.

a) Dacă U8 este zero, avem întrerupere la R808 de pe placa de c.i.

b) Dacă U8 = 11...13 V, modulul nu consumă. Cauza : TBA950 are scurt intern la pin 14 și este nerecuperabil.

c) Dacă U8 = 0...2 V posibil scurtcircuit după R808, la

C802 (pe placă) sau CI TBA950 defect avînd scurt la pic. 3.

d) Dacă U8 ≃ 9 V (normal), cauza nefuncționării TV este posibil una din următoarele :

— R408 sau R402 întrerupt.

— C402 scurt sau întrerupt (stiroflex 10 nF ± 2,5 %).

— TBA950 defect la pin 4 ; R pin 4 spre masă este 6—8 kohmi în loc de 16—24 kohmi.

— TBA950 întrerupt la pin 14 (cu ohmetrul foarte greu de depistat deoarece ohmetrul arată 10 Kohmi în loc de 9kohmi. Eliberînd pin 14 de R402 și R405 se constată că R pin 14 — masă este infinită.

d) Dacă U8 = 3...7,5 V iar R pin 14 spre masă = 0 în loc 9 kohmi, avem defect TBA950. Se constată și R redusă la pin 13 și pin 4.

Dacă U8 ≃ 4,5 V ; defect la TBA950 pe pin 2. Rezistența pin 2 spre masă este de 1—1,5 kohmi în loc de 3—4 kohmi. Este posibil și scurt parțial la pin 3 (intern), cînd U8 = 2—3 V.

2. **TV—NF, ars Si701 (siguranța 701)**

a) Se verifică U8 găsindu-se 3...3,5 V ; înseamnă că TBA950 consumă cca. 100 mA și pe R808 apare cădere mare tensiune.

defect : C403 în scurtcircuit. Si 701 arde deoarece IBO ≃ 0,4 A.

b) U8 = 8,5 — 9 V, dar IBO = 0,55—0,6 A. Cauza : TBA950 defect la pin 14 avînd R imcșorată: 4 kohmi în loc de 9 kohmi.

c) În BO se aude un sunet de cca. 1KHz cînd în locul Si 701 se pune un ampermetru pentru scurt timp. Cauza : TBA950 are R micș. la pin 4.

3. **TV are imagine strînsă pe orizontală (cu eventual brum de sunet și imagine).** Se verifică întîi continuitatea L701. Dacă este OK, se verifică consumul B.O. care va fi de 350—400 mA (35—40 V pe R705) sau de 180—200 mA (18—20 V pe R705).

Cauze : la IBO mare : C403 întrerupt (pe pin 12 a CI TBA950). Siguranța Si 701 nu a fost de 0,3 A ci mai mare, eventual același lucru Si802.

La consum mic spre B.O., cauza este TBA950 care are R

micșorat între pin 4 și pin 9 și livrează impulsuri scurte la ieșire 12—13 μ S în loc de 22—26 μ S.

4. **Desincronizare generală (pe linii și pe cadre).**

Cauze posibile : — C401, R403 întrerupte sau R401 întrerupt.

— C408 în scurt, **sau C200 scurt (pe modulul 2).**

— Circuit integrat TBA950 defect la pin 5 (etajul selector de amplitudine). Se verifică cu osciloscopul pe pin 6 (cosă) dacă există sincroimpulsuri de linii și cadre, ca pe oscilograma din fig 10.d. În cazul cînd lipsesc impulsurile de sincronizare, selectorul de amplitudine din sincroseparator este defectat de o descărcare în TK. Ohmetric se depistează prin măsurarea rezistenței pin 5 la masă, pe scara de K ; se va găsi 0,1—0,3 K pe scara de kohmi în loc de 30—40 kohmi. Măsurînd pe scara ohmi se citește o diferență mică față de un C.I. bun, de ex., 150 ohmi, la C.I. defect și 200 ohmi la C.I. bun. (valorile menționate s-au constatat cu DU10 sau DU20). Din cauză că la U > 1 V pin 5 conduce.

— C401 în scurt. În această situație tensiunea pe piciorul 5 al modulului este de 2—2,5 V în loc de 7—8,7 V, iar pe M104 se măsoară 6—6,5 V în loc de 7—8,7 V. În toate cazurile de mai sus, tensiunea continuă pe pin 8 este mai mare de 6 V mergînd pînă la 8,5 V cînd CI TBA950 este defect la pin 5. Pe pin 5 se măsoară OV cînd TBA950 este scurtcircuitat la intrare.

5. **Desincronizare pe linii.**

Se verifică dacă R404 acționează și se poate resincroniza. Dacă nu, cauza posibilă este o decalibrare a pieselor care determină frecvența oscilatorului : C402, R402, R404, R405 cu atenție la R402 (metalică, 10,5 kohmi ± 1 %) să nu fie crăpată ascuns. Desincronizarea se poate datora și comparatorului de fază din circuitul integrat (datorită unei avarii interne la pin 4 sau între pin 4 și pin 9) sau pieselor legate de comparator :

— C407 scurt (din R404 se poate resincroniza dar nu se poate asigura stabilitatea fazei).

— C406 scurt (din R404 se poate resincroniza dar faza este incorectă ; apare blancul de linii negru pe imagine).

6 Desincronizarea intermitentă sau nestabilitate pe linii.

Cauze : posibile :

— R401 este mărit ; dacă cu 2,2—2,7 Mohmi situația nu se ameliorează, se încearcă cu R401 = 1 Mohm 0,68 sau chiar 0,47 Mohm în loc de 2,7 Mohmi.

— R405 întrerupt (nestabil. liniilor de sus, îndoirea imaginii la primele 50—80 linii).

— R404 întrerupt : produce o eventuală defazare, aceasta depinzînd de valoarea rezistenței R402 (10400...10600 ohmi).

— R410 întrerupt : sincronizare nestabilă, cu 2 imagini.

— C407 întrerupt : defazare cu blanc de linii pe mijloc.

— C405 întrerupt : defazare ușoară și zimțare verticală.

— C403 — cu rezistență proastă de izolație (1 kohm...100 K).

— R407 — greșit reglat (îndoirea imaginii sus).

7. **Desincronizare pe cadre.**

Cauza : C404 întrerupt. Impulsurile de sincronizare verticală nu ajung la oscilatorul de cadre ; cu potențiometrul pentru frecvența cadrelor se poate asigura la limită sincronizarea verticală prin ajustarea la exact 50 Hz a frecvenței libere a oscilatorului de cadre. Dacă C404 este bun, defectul se află în BV (R515 întreruptă sau defect la pin 8 — TDA1170).

8. **Defecte de fază.**

a) **Faza nu se reglează** din R407 ; **cauza :** R410 întrerupt.

b) **Imagine sincronizată dar liniile verticale ale imaginii sînt zimțate în partea superioară a ecranului.**

Cauze : întrerupere la C406 sau R409

— întrerupere la C405

c) Imagine simțată pe tot ecranul ; **Cauza** R407 greșit reglat sau complect decalibrat ; sau întrerupere la C406.

● Pentru controlul acțiunii reglajului manual al fazei se măsaară tensiunea pe cursorul R407. Valoare normală corectă : 3,7 V...5 V. La valari sub 3...3,5 sau peste 5,2 V **poate**

apare o zimțare pronunțată sinusoidală a întregei imagini, cu eventuală desincronizare (desincronizare la peste 5,5 V).

Notă : Fazarea corectă se instalează automat dasă se întrerupe alimentarea pin 11 prin deslipirea contactului de cursor al R407. În această situație se măsoară pe pin 11 o tensiune de + 4...4,4 V (rar sub 4 V, atunci cînd U_8 este sub 8,9 V).

● Nu se admite corectarea din R407 a centrării greșite a rastrului datorită reglajului necorespunzător a inelelor de
rastrului datorită reglajului necorespunzător a inelelor de
centrare. În acest scop se va proceda întîi la centrarea corectă a rastrului de inele, folosindu-se fazarea automată (fără cursorul R407).

9. **Televizorul nu pornește (la anclanșare).**

Se măsoară tensiunea U_8 care va fi probabil de 2...3 V iar după R809 cca. 3—4 V. **Cauza :** D803 este scurtcircuitată iar tensiunea de start se „topește" prin R816 în „linia" de + 26 V.

10. **Televizorul stinge cu un „țiuit" violent audibil în zona baleiajului orizontal.**

Cauza : C802 — de pe placa mare de c.i. care este condensatorul rezervor pentru U_8 este deslipit sau întrerupt Din această cauză la deconectarea TV, tensiunea U_8 scade instantaneu la zero, deci și tensiunea oscilatorului din TBA950. Oprindu-se prea devreme oscilatorul, B.O. nu mai este comandat și întregul proces tranzistoriu de „descărcare" a tranzistorului final BU205 este mult prea rapid. Lipsa C802 pune în oarecare pericol etajul final de linii. Nu se recomandă înlocuirea C802 cu valoarea de 200 μF deoarece la pornirea TV, oscilatorul va demara ceva mai greu din cauza timpului necesar pentru încărcarea C802. Mai degrabă se poate folosi valoarea de 50 μF/16 V sau 50 μF/12 V.

11. **Televizorul pornește cu un țiuit violent (uneori)**

Cauza : Dioda D803 este întreruptă iar U8 provine numai din R809 și este de numai 5—6 V în funcționare.

Măsurători pe modulul sincroprocesor

A. **Modulul implantat pe placa mare, TV în funcțiune.**

Se măsoară pe terminalele CI TBA950 următoarele tensiuni : în funcționare normală, cu semnal bun la intrarea TV

pin	2	3	4	5	8
U	+1,7	+9	+4,5	+0,6...—1,5	+1,3

9	11	12	13	14	
0	+4...5	+4,5	+4,5	+4,5	V =

Pe celelalte terminale adică : 0, 6, 7 și 10 măsurarea în curent continuu nu este necesară, deoarece :

— pe pin 1 avem nimusul tensiunii de alimentare (masă) ;

— pe pin 6 avem sincrosemnalul complex separat din SVC, ian tensiunea continuă măsurabilă depinde mult de instrumentul cu care se măsoară ;

— pe pin 7 avem impulsuri de cadre practic fără componentă continu ;

— pe pin 10 se aplică impulsurile de întoarcere din trafo linii ; se poate face o măsurătoare în c.a. pentru a stabili prezența sau absența impulsurilor.

La celelalte terminale, tensiunile fixe indicate în tabel au o foarte mică dispersie ca de ex. cele de pe pin 2, 4, 12, 13 și 14.

● Tensiunea pe pin 3 poate fi cuprinsă între + 8,6 V și + 9,6 V, pentru motivele arătate anterior. De această tensiune depind proporțional tensiunile pe pin 4, 12, 13, 14, care sînt cam jumătate din tensiunea U8.

● Tensiunea pe pin 5, unde se aplică semnalul video complex este de cca. + 0,6 V în situația fără semnal (FS) și negativă (—0,3...—0,8 V) la semnal mic, mergînd la —1,5 V la semnal normal funcție de conținutul imaginii.

● Dacă pe pin 5 tensiunea continuă este zero indiferent de semnal, iar la proba cu osciloscopul SVC este foarte mic 0,3—0,5 V_{vv} , înseamnă că CI TBA950 este defect la pin 5 (defectat sincroseparatorul).

● Dacă pe pin 8, tensiunea este de 6,5—8 V, poate fi defect intermitent la C403 (rezistență de izolație slabă (1 K... 100 kohmi).

● Pe pin 8 tensiunea nominală de 1,3 V poate avea o dispersie între 1,1 și 1,4 V. cu semnal normal și pînă la 1,6 V cu semnal slab.

● Pe pin 8, în caz de desincronizare tensiunea crește și depășește 2 V (+ 2...6 V), iar în cazul cînd TBA950 este defect pe pin 5, U pin 8 crește la 8—9 V.

● Pe pin 11, tensiunea depinde de reglajul fazei din R407.

● Pe pin 14, tensiunea poate fi de + 4,2...4,8 V funcție de reglajul frecvenței din R404. Normal se citește cam + 4,5 V (jumătate din U8 = 8,5...9,6 V).

● **Recunoașterea unor piese defecte de pe modul în funcție de tensiunile continue măsurate pe terminalele TBA950.**

a) Upin 2 = + 0,6 V în loc de + 1,7 V ; cauza : R406 întrerupt ;

b) Upin 3 = 0...2 V în loc de cca. + 9 V ; cauza : TBA950 defect (scurt pin 3) ;

c) Upin 5 ≃ + 2,1 V în loc de —0,5...—0,8 V ; cauza : C401 scurt ;

d) Upin 8 = 0 V în loc de + 1,3...1,5 V ; cauza : C405 scurt ;

e) Upin 8 = + 7 V în loc de + 1,3...1,5 V ; cauza : C405 întrerupt :

f) Upin 8 = + 8,5 V în loc de + 1,3...1,5 V ; cauza : CI TBA950 defect la pin 5.

B. **Tensiuni pe contactele (picioarele) modulului sincroprocesor.**

TV este în funcțiune. Se măsoară următoarele tensiuni :

contact	1	2	3
U	+175	+175	+8,5 ..9,6

4	5	6	7	8	
+0,4	+6,5...8,7	0	0	0	V =

Tensiunea pe piciorul 5 depinde de reglajul R113 din FI—VS.

Anomalii :

a) Tensiune U8 pe piciorul (contactul) 3 al modulului :
U8 = 0 V : R808 de pe placa de c.i. întreruptă
U8 = 0 V : TBA950 defect (scurt la pin 3)
U8 = 3...3,5 V cauza : C403 scurtcircuitat.

C. **Măsurători ohmetrice pe contactele modulului sincroprocesor.**

1. **Modulul este implantat pe placa de c.i. (TV nu funcționează).**

Pe contactele (picioarele) modulului se măsoară față de masă :

Contact	1	2	3	4
Rez.	6—8 K	6—8 K	1—2 K	4...5 K

5	6	7	8	Obs.
5 K	0	0	30—35 K	DU20

Aceste rezistențe se obțin măsurînd cu plusul ohmetrului pe piciorul modulului și minusul la masă, instrumentul pe scara de kohmi (DU20) sau scara X100 la DU10.

2. **Modulul este scos din TV.**

Se măsoară între picioarele (contactele) modulului și masa

Contact	1	2	3	4	5	6	7	8	Obs.
Rez.	∞	∞	1,5...2 K	4...5 K	∞	15...25 K	0	∞	DU20

modulului, cu plusul la picior iar minusul instrumentului la masă, instrumentul fiind pus pe scara de kohmi (DU20) sau scara X100 la DU10.

3. **Ohmetric pe terminalele CI TBA950, modulul fiind scos de pe placă** (măsurat cu DU20).

pin	1	2	3	4	5
Rez.	0	3...3,5 K	1,2...1,8 K	20 K	20...40 K

pin.	6	7	8	9	10
Rez.	4...15 K	13 K	20...30 K	2,5 K	4—7 K

pin	11	12	13	14
Rez.	2...4 K	12...16 K	30...40 K	9 K

Se măsoară cu plusul ohmetrului la pin CI și minusul ohmetrului la masa (pin 2) pe scara kohmi la DU20 respectiv X100 la DU10.

Anomalii la măsurarea ohmetrică pe CI TBA950 față masă

Rpin2 : 1—1,5 k în loc de 2—3,5 K, restul normal între limitele date în tabel ; CI defect pe pin 2, produce consum mare, NFBO, NFTV, $U_1 = 250$ V.

Rpin3 : 0 sau f. mică ; scurt la pin 3, consum mare, U8 = 2—3 V.

Rpin4 : 1—8 kohmi în loc de 18—23 kohmi, asociat cu rezistență scăzută sau nulă pe pin 14 ; CI nu consumă, defect la pin 4.

Rpin5 : 0,1—0,2 K în loc de 20...40 K la DU20 pe scara K; CI este defect pe pin 5 defectul se manifestă prin desincronizare generală ;

Rpin8 : = ∞ sau f. mare, celelalte Rpin micșorate : întrerupere la pin 8, efectul se manifestă prin desincronizare orizontală, imaginea fuge lateral.

Rpin12 : = O K. Scurtcircuit la C403 = 4,7 µ/40 V;

Rpin12 : = 2—3 K în loc de 12...16 K, C403 are rezistență slabă de izolație ;

Rpin13 : = 7 kohmi în loc de 30—40 kohmi ; Rpin4 = 2 kohmi în loc de 20 kohmi, TVNF.

Rpin14 : = 0 în loc de 9 kohmi, TVNF ; U8 = 6,5—7,5 V în loc de 8,5—9,5 V ;

Rpin14 : este infinită în loc de zeci de kohmi (cu piciorușul 14 eliberat), TVNF, U8 = 8,5—9,5 V, consum normal TBA950 este întrerupt la pin 14.

Rpin9 — pin 4 este 35—40 kohmi în loc de 16—22 kohmi; CI este avariat și se manifestă prin desincronizare pe linii.

D. **Oscilograme pe sincroprocesor.**

În figura 10 sînt date oscilogramele principalelor tensiuni pe piciorușele circuitului integrat TBA950 în funcțiune. Se specifică starea de sincronizare a sincroprocesorului :

sincron = imaginea este stabil sincronizată.

asincron = imaginea este desincronizată pe orizontală.

Pe oscilograme s-au indicat timpii și nivelele.

● În locul CI—TBA950 este posibilă utilizarea CI de tip A250D fabricate în R.D.G. perfect interșanjabile cu TBA950.

● În producția curentă se vor utiliza module sincroprocesor realizate cu componente discrete (diode și tranzistoare) perfect interșanjabile cu sincroprocesorul realizat cu CI—TBA 950. Aceste module vor putea fi utilizate curent și în Service.

La utilizarea modulului sincroprocesor cu componente discrete este necesară scurtcircuitarea rezistenței R808 de pe placa mare de c.i. a TV. modulul sincroprocesor nu va fi descris în B.T. Nr. 6.

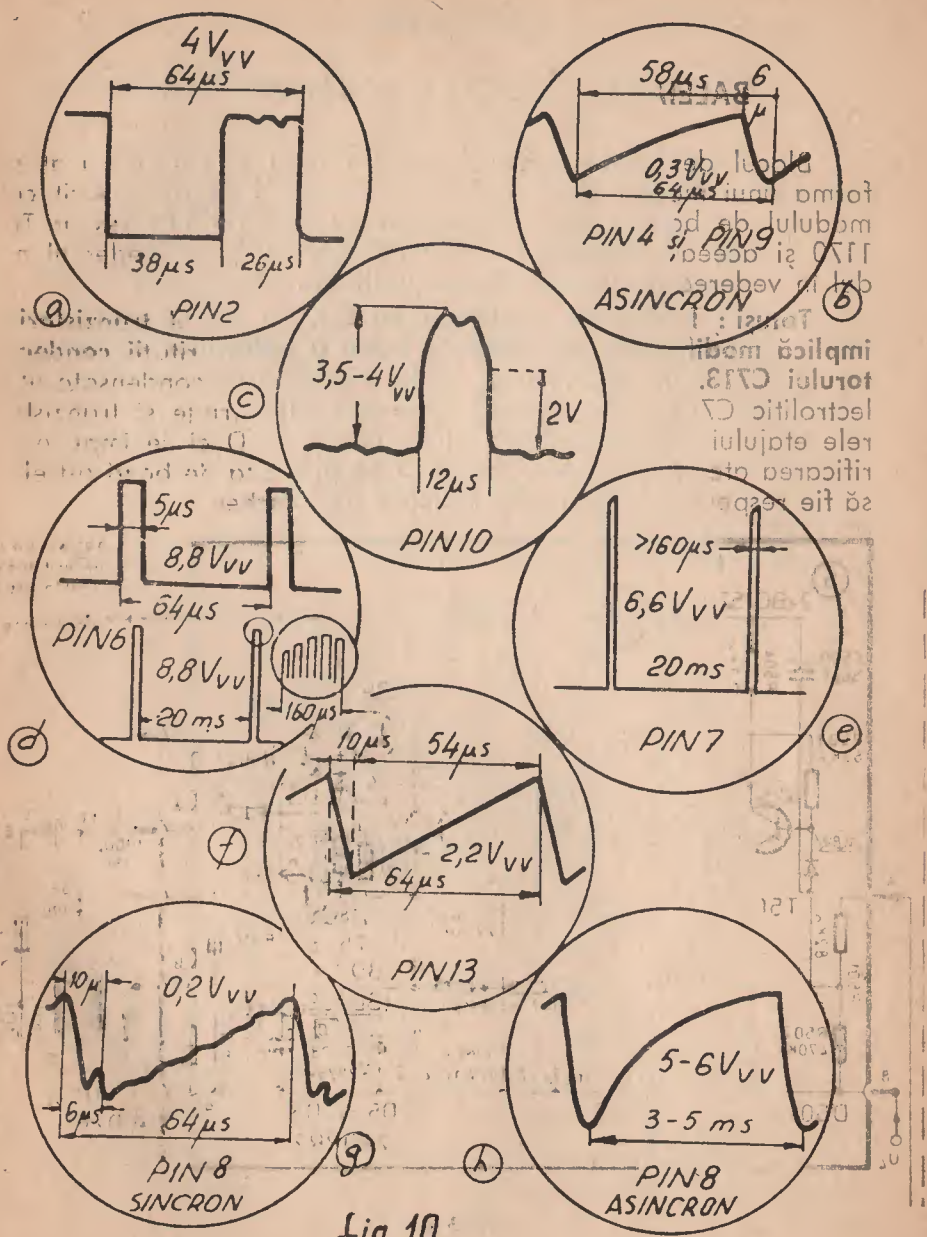


fig. 10.

CAPITOLUL 5

BALEIAJUL VERTICAL CU TRANZISTOARE

Blocul de baleiaj vertical tranzistorizat este realizat sub forma unui model, avînd aceleași dimensiuni de gabarit ca și modulul de baleiaj bertical realizat cu circuitul intevrat TDA 1170 și aceeași dispunere a terminalelor ca precedentul modul în vederea asigurării interșanjabilității.

Totuși : Înlocuirea modulului cu C.I. cu cel tranzistorizat implică modificarea pe placa de bază a polarității condensatorului C713. În caz contrar se deteriorează condensatorul electrolitic C713 și de asemenea se pot distruge și tranzistoarele etajului final al baleiajului de cadre. Deci se impune verificarea atentă a montării lui C713 pe placa de bază astfel ca să fie respectată polaritatea indicată de schemă.

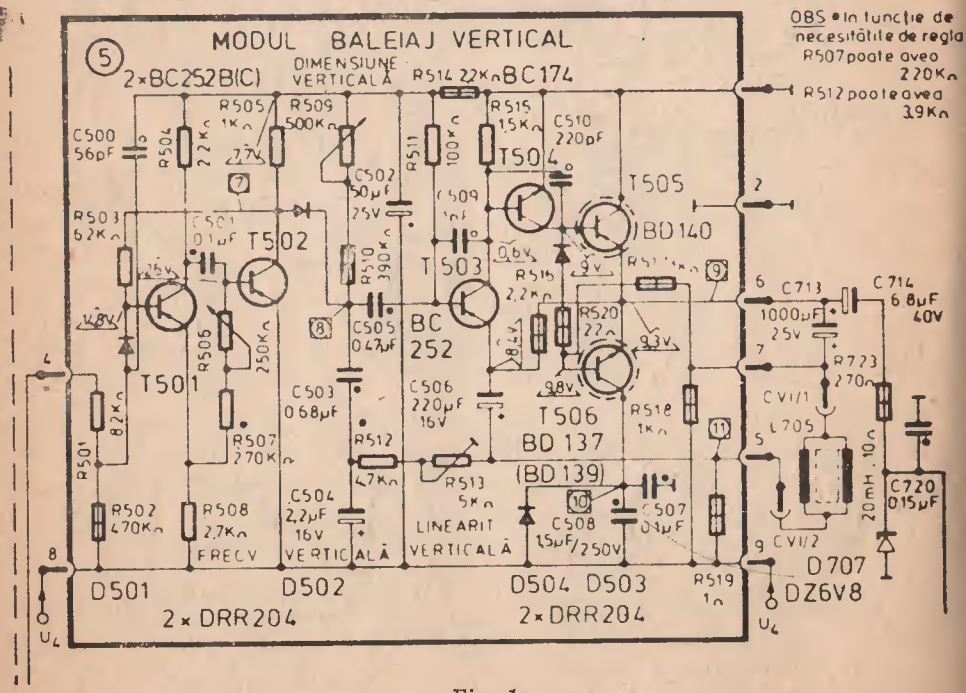


Fig. 1.

Schema electrică generală a baleiajului vertical este cea din fig. 1 și în compunerea ei putem pune în eivdență următoarele blocuri funcționale :

1. Un oscilator sincronizat din exterior.
2. Un formator de tensiune în dinte de fierăstrău.
3. Un amplificator a cărui sarcină o constituie bobinele de deflexie pe verticală.

În cele ce urmează se va face descrierea fiecărui bloc funcțional în parte.

Oscilatorul echipat cu tranzistoarele T501 și T502 generează impulsuri dreptunghiulare de scurtă durată care se pot vizualiza în colectorul tranzistorului T502 (oscilograma 7).

Să presupunem că în momentul punerii în funcțiune a teleivzorului tranzistorul T502 este blocat. Valorile rezistențelor R505 și R503 sînt astfel alese încît în acest moment tranzistorul T501 să fie foarte conductiv (în stare de saturație). În această stare schema oscilatorului este prezentată în fig. 2.

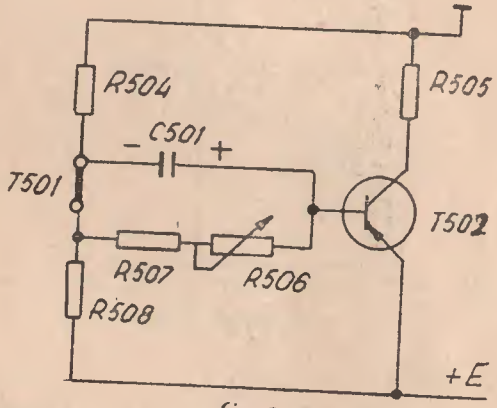


fig.2

Pe tranzistorul T501 în starea de saturație are loc căderea de tensiune $U_{CEsat} \simeq 0{,}2$ V astfel că T501 se prezintă practic ca un scurt circuit, așa cum a fost reprezentat în fig. 2.

Tensiunea U_{BE} a lui T502 este compusă din suma căderii de tensiune pe R508 (de valoare negativă) și tensiunea de pe

condensatorul C501 (de valoare pozitivă) care scade exponențial.

Rezultatul însumării va fi o tensiune pozitivă (la momentul inițial) care are o variație exponențială descrescătoare. Deoarece T502 este de tip PNP rezultă că atîta timp cît U_{BE} este pozitiv tranzistorul este blocat.

Scăzînd, la un moment dat U_{BE} a lui T502 atinge valoarea de +0,6 V, tranzistorul se deschide și tensiunea pe colectorul lui crește practic la valoarea tensiunii de alimentare + E.

Acest salt de tensiune este transmis prin R503 pe baza lui T501 antrenînd blocarea acestuia astfel că în această nouă situație circuitul arată ca în fig. 3.

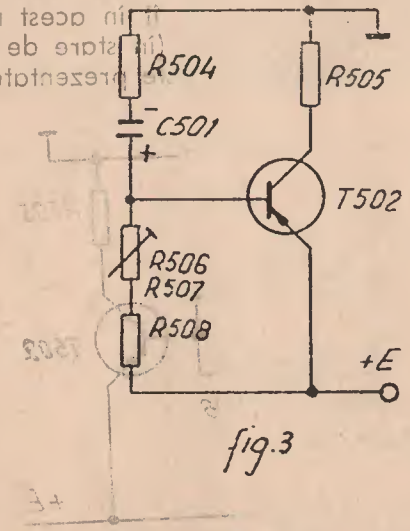


fig.3

Condensatorul C501 se va încărca prin R508, R507, R506 și R504 curentul scăzînd exponențial pe măsură ce C501 se încarcă. Rezultă corespunzător, o micșorare a tensiunii bază-emitor și în final blocarea lui T502.

Aceasta determină scăderea rapidă a tensiunii colectorului T502 scădere care prin R503 se transmite în baza T501 saturîndu-l.

Am regăsit astfel, după parcurgerea unui ciclu starea inițială în care am presupus că se găsea oscilatorul iar ciclul se repetă în continuare cu o frecvență „liberă" de cca. 50 Hz, determinată de C501 și rezistența circuitului de încărcare.

Rezultă deci că la ieșirea oscilatorului (colectorul tranzistorului T502) se obțin impulsuri dreptunghiulare de scurtă durată.

Se poate arăta că frecvența acestora depinde de valoarea produsului C_{501} (R_{507} + R_{506}) și de valoarea raportului $R_{504}/_{508}$.

În consecință, așa după cum se poate vedea și în schema electrică a modulului de B.V., frecvența de oscilație se poate regla acționînd asupra lui R506, pentru valorile din schema rezultînd un domeniu de variație cuprins între 60 Hz și 40 Hz.

Forma de undă care se poate vizualiza în colectorul lui T502 este cea din fig. 4 de mai jos (v. osc. 7 din schema electrică a TV.

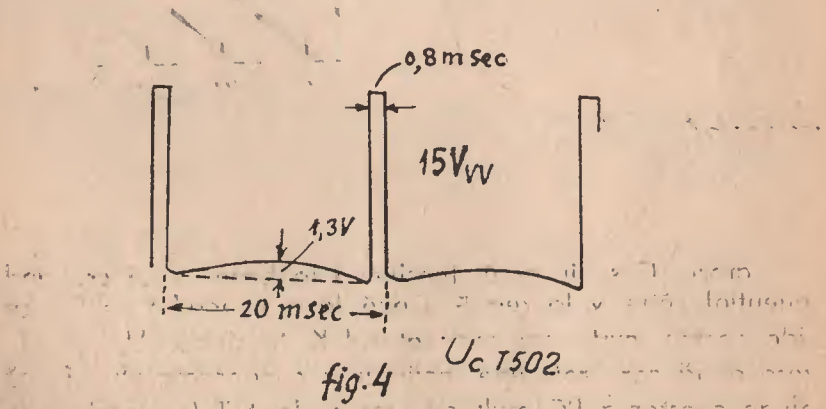


fig.4

Deoarece tensiunea de alimentare nu este riguros constantă iar R514 și C502 nu pot filtra complet neregularitățile între impulsuri, tensiunea în colectorul lui T502 are o formă ușor ondulată după cum se vede în figură).

● Oscilatorul este sincronizat din exterior de impulsurile pozitive cu amplitudinea de 8,5 V_{vv} (în gol) aplicate de la sincroprocesor pe piciorul 4 al modulului. Prin R501 și D501 în sarcină aceste impulsuri reduse, (V. oscilograma 5 din sch. TV.) se aplică la baza lui T501 determinînd saturarea acestuia și în consecință apariția impulsurilor pozitive în colectorul lui T502 la o frecvență egală cu a celor furnizate de sincroprocesor.

CIRCUITUL DE FORMARE a tensiunii în dinte de fierăstrău este alcătuit din R509, R510, C503, C504.

Acest circuit (ca de altfel și oscilatorul) este alimentat de la o tensiune constantă filtrată cu R514 și C502.

Pentru explicarea funcționării lui vom porni de la schema de principiu din fig. 5.

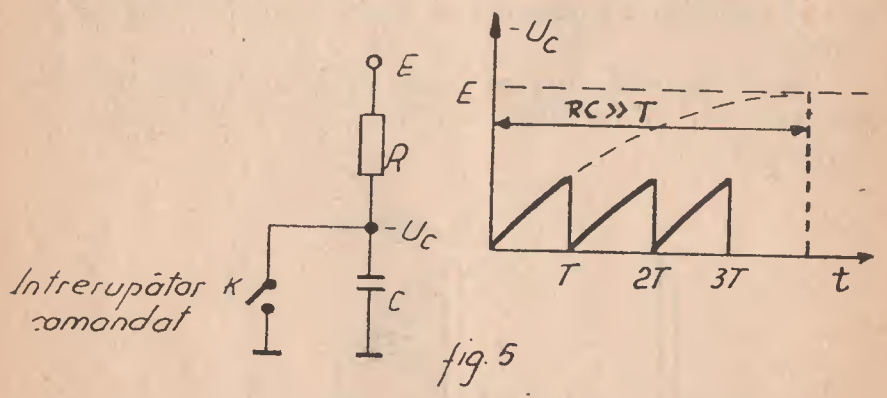


fig. 5

Atîta timp cît întrerupătorul comandat K este deschis condensatorul C se încarcă, tensiunea la bornele lui crescînd exponențial către valoarea E. Dacă la momentul t = T se închide pentru scurt timp comutatorul K, tensiunea U_C scade la zero după care reîncepe încărcarea condensatorului. Dacă se alege constanta RC mult mai mare decît T (perioada de oscilație) variația tensiunii U_C este aproximativ liniară obținîndu-se o tensiune în dinți de fierăstrău.

Revenind la schema modulului B.V. vom face următoarele identificări :

R509 și R510 corespund lui R.

C503 în serie cu C504 corespund lui C.

D502 (comandată de oscilator) corespunde comutatorului K.

Impulsurile pozitive care vin de la oscilator (corespund stării de saturație a lui T502) deschid dioda D502 și ca urmare tensiunea pe condensatoarele C503, C504 scade brusc la o valoare mică (tensiunea de saturație T502 plus tensiunea pe D502 în stare de conducție, deci aprox. 0,8 V). În pauza dintre impulsuri, D502 blocîndu-se permite formarea tensiunii în dinte de fierăstrău.

Amplitudinea acesteia este dată cu o bună aproximație de relația :

$$U = \frac{ET}{RC}$$

Pentru E = 15 V, T = 20 mS, C = 0,5 μF (capacitatea echivalentă a celor două condensatoare C503 și C504 înseriate) și considerînd pentru o dimensiune normală R509 + R510 = 500 kohmi rezultă amplitudinea U = 1,3 V_{vv} ceea ce corespunde cu oscilograma 8 din schema electrică a TV cu 5 C.I.

AMPLIFICATORUL format din T503, T504 și finalii de putere T505, T506, preia prin C505 tensiunea în dinte de fierăstrău amplificînd-o la nivelul necesar pentru atacul bobinei de deflexie pe verticală.

● **ETAJUL FINAL** echipat cu tranzistoarele complementare BD139 (BD137) și BD140 funcționează în clasa B. Prin dioda D503 și R520 se asigură polarizarea celor două tranzistoare în așa fel încît curentul de repaos (de deschidere) (în lipsa tensiunii de atac în dinte de fierăstrău pe colectorul lui T504) să fie de cca. 5 mA. Se asigură în acest fel o „înjugare" bună la trecerea prin zero a curentului de deflexie. Tensiunea de deschidere a celor 2 tranzistoare finale este de cca. 0,45 V ; măsurat între baza T506 și baza T505 se găsește 2 x U_{BE} adică 0,9 V.

În etajul final, prin T506 curge un curent pozitiv descrescător care are valoarea de + 0,45 A la începutul cursei directe

de cadre și descreste spre zero în timp de cca. 9,5 msec; apoi conduce timp de 9,5 msec. tranzistorul T505 un curent negativ crescător care atinge —0,45 A la sfîrșitul cursei directe. Astfel T506 (NPN) asigură desfășurarea pe partea superioară a ecranului iar T505 (PNP) pe partea inferioară. Solicitarea celor 2 tranzistoare este însă diferită.

La sfîrșitul cursei directe, începe întoarcerea timp în care tranzistorul NPN — T506 este parcurs de curent în sens invers ; o parte din energia înmagazinată în C713 și bobina de deflexie se întoarce în sursa de alimentare. Tensiunea U_{CE} T505 — BD140 în timpul întoarcerii atinge 50—55 V și solicită brusc pe T505. Puterea medie disipată de tranzistorul NPN este însă cam de 3 ori mai mare decît de tranzistorul PNP, dar tr. PNP este solicitat simultan în tensiune și curent (V. fig. 6).

Bilanțul puterilor în etajul final :

— puterea absorbită de etajul final : 23 V x 0,14 A = 3,2 W

— puterea cedată bobinei de deflexie : cca. 0,85 W

— puterea medie disipată de T506 (BD137,139) : 1,7 W (radiator mare)

— puterea medie disipată de T505 (BD140) : 0,6 W. (radiator mic).

Tranzistoarele BD139—BD140 sînt de structură planar-epitaxială, care, așa cum este cunoscut (vezi Buletinul tehnic nr. 1 pag. 115) sînt desavantajoase la solicitări în impuls, intrînd destul de repede în străpungere secundară dacă puterea instantanee este mare. Ori de ex. în BD140, în timpul întoarcerii are loc un impuls de putere la limită, de cca. 7 w, timp de cîteva zecimi de milisecundă, în timp ce în BD137 puterea de 2—4 W „durează" timp de 3—4 msec., dar este sub puterea maximă admisă în acest regim tranzitoriu ($P_{dT} \simeq 8$ w).

În viitor, pentru mărirea fiabilității etajului final (în special pentru T505 — BDT40), se vor utiliza tranzistoare mai robuste la suprasarcină tranzitorie și la străpungere secundară, tranzistoare de tehnologie epiabză (Bt. nr. 1, pag. 110). Diagrama puterilor disipate este arătată în fig. 6.a., din care se vede puterea medie disipată de tranzistoare ca și puterile de vîrf : 4,3 w la BD137 și 7 w la BD140.

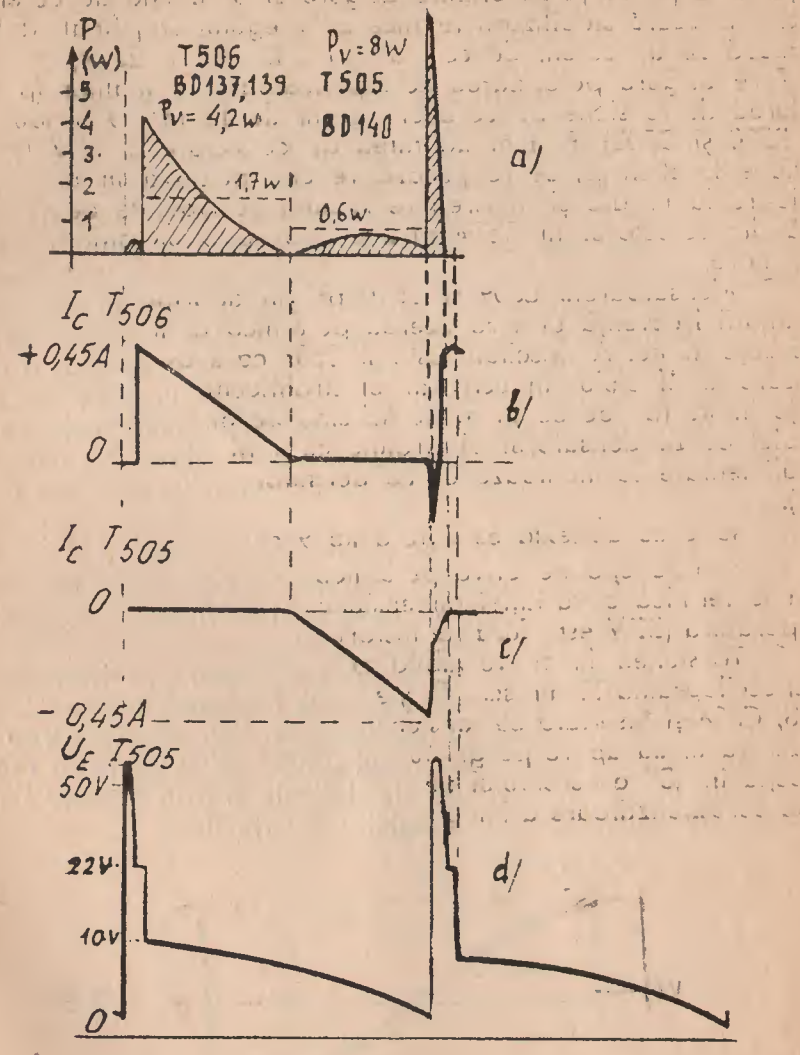


fig 6

● Tranzistorul amplificator T503 este polarizat în bază cu ajutorul R511 iar în emitor cu R516 decuplată de C506. Rezistența R516 pe lîngă polarizare asigură și o reacție de curent în c.c. necesară stabilizării termice a întregului etaj final. T503 lucrează cu un curent de cca. 0,4 mA. De la + 23 V, prin R517 se asigură polarizarea corespunzătoare a finalilor (prin căderea de tensiune pe care un curent de 13 mA o produce pe R520 și D503). Prin modalitatea de conectare a R517 (conexiune boot-strap) se realizează reacție pozitivă în c.a. de la ieșire la intrare și mărirea rezistenței echivalente de sarcină din colectorul lui T504 pentru a avea o amplificare cît mai mare.

Condensatoarele C509 și C510 previn apariția oscilațiilor de înaltă frecvență prin reducerea puternică a amplificării la frecvențe înalte. Antioscilant este și C507 care asigură o compensare a efectului inductiv al electroliticului C807 la frecvențe înalte (de aceea în multe scheme de amplificatoare în paralel cu condensatorul electrolitic care filtrează tensiunea de alimentare se montează un condensator ceramic sau poliester).

În serie cu deflexia este pusă R519 cu dublu rol :

1. Prin reacția negativă puternică asigură o compensare f. bună termică a variației dimensiunii verticale a imaginii cu temperatura (BDV este fără termistor).

2. Tensiunea liniar variabilă care apare la bornele ei (vezi oscilograma 11 din sch. TV.), este integrată de grupul R512, R513, C504 și înseriată cu tensiunea în dinte de fierăstrău (care am văzut că apare pe grupul C503, C504) pentru a realiza corecția în „S" a curentului de deflexie și prin aceasta liniaritatea corespunzătoare a imaginii pe verticală.

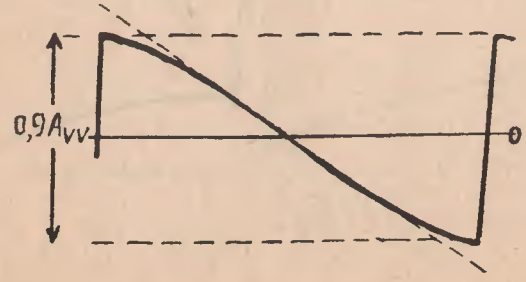


fig. 7

Este cunoscut că dacă avem o variație perfect liniară a curentului prin bobinele de deflexie verticală aceasta s-ar traduce printr-o imagine neliniară pe ecran : liniile apărînd mai dese în regiunea centrală și mai rare, în partea de sus și de jos a imaginii.

De aceea se introduce o tensiune de corecție (de formă parabolică care suprapunîndu-se celei liniar variabile dă naștere unei tensiuni de comandă de formă corespunzătoare astfel încît curentul prin bobinele de deflexie verticală are forma din fig. 7 (cu linie întreruptă a fost figurat curentul cu variație perfect liniară necorespunzător din punct de vedere al liniarității verticale a imaginii).

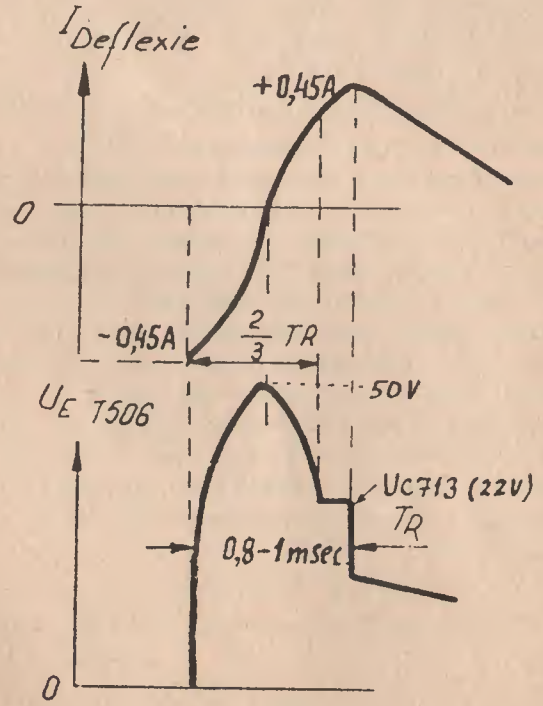


fig. 8

Modificînd R513 se modifică concavitatea tensiunii de corecție (corecția „S") putînd în acest fel ajusta corespunzător liniaritatea verticală a imaginii.

Circuitul de scurtare a întoarcerii

Pentru a obține un timp de întoarcere pe cadre sub 1 mS a fost introdus grupul D504 C506. Acest grup accelerează inversarea sensului curentului prin bobinele de deflexie urgentînd atingerea valorii de + 0,45 A corespunzătoare începutului cursei directe. Cînd apare impulsul de blocare din colectorul lui T504, prin fenomenul de autoinducție apare pe bobina de deflexie un vîrf de tensiune cu amplitudinea de cca. 50 V care determină intrarea în conducție inversă a lui T506. Deoarece dioda D504 se blochează, se formează un circuit rezonant format din inductanța L_Y = 20 mH, C = 1,5 μF, rezistența deflexiei plus cea a tranzistorului în conducție inversă, circuit ce oscilează cam pe frecvența de 800 Hz.

La naștere o oscilație care prin amplitudinea mare a tensiunii pe care o generează determină inversarea mai rapidă a sensului curentului prin inductanță. Deci curentul de la valoarea de —0,45 A crește, trece prin zero, tranzistorul T506 intră în conducție directă (starea de saturație) și în momentul cînd amplitudinea oscilației scade sub valoarea tensiunii pe condensatorul C713, D504 se deschide și oscilația este brusc amortizată. Din acest moment curentul crește pînă la valoarea de + 0,45 A sub o tensiune constantă (dată de C713). Rezistența R518 conectată practic în paralel cu BDV are rolul de a reduce vîrful de tensiune care apare pe inductanța deflexiei verticale și care pericliteză tranzistorul T505 (este o rezistență de amortizare).

Impulsul de întoarcere cadre este preluat prin C714, limitat de D707 la o amplitudine nepericuloasă pentru tranzistorul final video și aplicat prin D301 în emitorul T301. În acest fel pe timpul cursei inverse cadre se asigură blocarea cinescopului astfel ca „întoarcerea" pe cadre nu este vizibilă pe imagine (vezi impulsul pozitiv din oscilograma 12 din sch. TV.

DEFECTE ȘI AVARII ÎN B.V. TRANZISTORIZAT

1. **Dungă luminoasă orizontală** poate fi determinată de una din următoarele cauze :

a) — oscilator defect
b) — formotor defect
c) — amplificator defect
d) — condensatorul C713 întrerupt sau deflexia întreruptă.

Întreruperea sau deteriorarea oricărei componente din oscilator determină ieșirea acestuia din funcțiune și deci lipsa impulsurilor în colectorul lui T502.

O metodă rapidă de verificare a bunei funcționări o oscilatorului este următoarea : printr-un condensator de 10 nF se aplică impulsurile din colectorul lui T502 pe punctul cald al potențiometrului de volum (CII/1) ; în difuzor trebuie să se audă zgomotul specific frecvenței de 50 Hz (dacă se deconectează antena), la acționarea asupra lui R506 în difuzor se va auzi cum frecvența brumului se modifică corespunzător.

În lipsa manifestării fenomenului descris mai sus înseamnă că oscilatorul nu funcționează și deci nu avem curent de deflexie verticală.

Presupunînd că oscilatorul funcționează, lipsa tensiunii „dinte de fierăstrău" pe baza lui T503 poate fi cauzată de întreruperea uneia din componentele : R509, R510, C503, C504, D502, C505. Verificarea imediată constă în a pune o componentă bună, în paralel cu cea bănuită de a fi deteriorată.

Presupunînd că primele două etaje funcționează se trece la verificarea amplificatorului. Se verifică polarizările indicate în schemă și în cazul că se constată abateri se fac măsurătorile la rece a componentelor din acest etaj. Se măsoară rezistența C—E a tranzistoarelor (în primul rînd BD140 și BC 174) și în cazul că valoarea indicată de aparat este de ordinul ohmilor sau zecilor de ohmi rezultă necesitatea înlocuirii lor. Tranzistorul BC174 are $U_{CE_0} \geq 60$ V (superior lui BC171 sau BC107).

În cazul că tranzistoarele sînt bune, se măsoară valorile rezistențelor. O verificare imediată se poate face punînd în paralel peste componenta presupusă defectă una de valoare apropiată.

2. **Dimensiune mică a imaginii** se poate datora următoarelor cauze :

R519 de valoare mare.
C506 întrerupt sau valoare mică.
R510 valoare foarte mare.
C503 valoare mult mai mare ca 0,68 μF.

3. **Dimensiune mare a imaginii.**

C503 și C504 de valoare mult mai mică decît cea din schemă.
R510 valoare mai mică de 1 ohm.

4. **Lipsa sincronizării** sau plajă mică de sincronizare.

R501 de valoare mult mai mare sau chiar întreruptă.
D501 întreruptă.
C501 de valoare diferită de 0,1 μF (în care caz oscilatorul lucrează pe frecvențe mai mari de 50 Hz sau mai mici de 40 Hz în funcție de abaterea capacității de la valoarea nominală).

● **Înlocuiri de piese active :** Tranzistoarele BC252 se pot înlocui și cu BC253, BC251, BC250, BC177, BC178, BC179 toate de tip PNP ; T504—BC174 se poate înlocui cu BC107 în caz de nevoie cu oarecare risc. Tranzistorul BD138 poate fi utilizat cu risc în locul lui BD140 iar BD137 sau BD135 în locul lui BD139. Nu se pot pune în etajul final tranzistoare BD136 care au $U_{CEo} \geqslant 45$ V, în timp ce BD138 are 60 V iar BD140 80 V. Condensatorul C713 poate fi înlocuit în caz de nevoie cu 470 μF/16 V sau 680 μF/16 V. Diodele D501 și D502 pot fi de tipul 1N4148, 1N914, BA157 sau la nevoie și EFD108. În locul diodei D503 care asigură deschiderea corectă a tranzistoarelor finale se poate folosi orice diodă cu siliciu iar pentru probă o rezistență de 47Ω/0,5 W. La bornele D503 curentul de 13 mA care o străbate trebuie să producă o cădere de tensiune de cel mult 0,6 V, care se va verifica prin măsurare (DC4, DC3 sînt bune). Dioda D504 prin care curge curentul mediu de 0,15 A cu vîrfuri de 0,5—1A poate fi înlocuită cu o diodă din seria 1N 4000 : 1N 4001, 4002, 4003 etc. sau F 057, F 087, F 107, sau o diodă rapidă BA157.

Măsurători în c.c. pe modulul de BV tranzistorizat

1) Tensiunea de alimentare : 21,8...23 V (normal 22,4 V).
2) Tranzistorul T501 : E= 14,4 V ; B= 13,8 V ; C = 7,8 V față de masă.
3) Tranzistorul T502 : E = 22,4 V ; B = 25,5 V ; C = 8,5 V.
4) T503 : U_E = 8,6 V ; U_B = 7,6 V ; U_C = 0,6 V.
5) T504 : U_B = 0,6 V ; U_E = 0 ; U_C = 9 V.
6) T505 : U_E = 9,45 V ; U_B = 9 V ; U_C = 0 U_{BE} = 0,45 V (0,35...0,5 V).
7) T506 : U_E = 9,45 V ; U_B = 9,9 V ; U_C = 22,4 V ; U_{BE} = 0,45 V (0,35...0,5 V).
8) Căderea de tensiune pe R514 $\simeq$ 7,8 V.

Tensiunile indicate sînt valori medii care pot diferi cu $\pm$ 5 % de la aparat la aparat ; depinde de tensiunea U_4 deci de dimensiunea verticală.

9) Căderea de tensiune pe R815 = 2,6...2,8 V. Consumul 0,14...0,15 A.

Protecția etajului final se mărește, dacă se mărește la 2,2 μF valoarea C508. Cu aceasta scade tensiunea în timpul întoarcerii, se mărește durata întoarcerii la cca. 1,1 msec. (pot apare 2—3 linii de întoarcere cadre la limita superioară a imaginii) dar se poate folosi fără risc în locul lui T505 tranzistorul BD138 sau chiar BD136.

● **BV al TV cu 2 C.I.** are o schemă bloc asemănătoare cu a celui din TV cu 5 C.I. ; nu vom descrie decît oscilatorul (singurul cu structura diferită). El este realizat cu ajutorul tranzistoarelor complementare BC170 și BC250 așa cum se poate vedea în fig. 9. Regimul de funcționare alternează, cu o frecvență de 50 Hz, între stările : ambele tranzistoare blocate, ambele tranzistoare saturate.

Timpul în care ambele tranzistoare sînt saturate este foarte scurt (sub 1 mS) în rest tranzistoarele fiind blocate. Rezultă că este un montaj cu consum foarte redus, deci foarte economic.

Funcționarea este următoarea : Pe durata cursei directe T801 și T800 sînt blocate și C3 se încarcă exponențial prin

R804 + R805, R811, R809 făcînd să crească valoarea tensiunii în baza lui T800. În momentul cînd U_{BE} a lui T800 atinge 0,6 V acesta intră în conducție și curentul lui de colector determină pe R807 o cădere de tensiune care determină deschiderea lui T801. Avînd în vedere lanțul de reacție pozitivă (colector T800, R808, baza T801, colector T801, R820, C803, baza T800) se produce un fenomen de „avalanșă" în urma căruia tranzistoarele intră rapid în saturație. Circuitul nu poate rămîne în această stare deoarece cînd ambele tranzistoare sînt saturate crește curentul prin R809 (avem suma curenților de colector a celor două tranzistoare) și deci crește tensiunea în emitorul lui T800. Aceasta echivalează cu o scădere a tensiunii BE deci apare o tendință de blocare a lui T800. Prin lanțul de reacție pozitivă amintit mai sus efectul este amplificat astfel că cele două tranzistoare se blochează și ciclul se reia. Dioda D802 — Zener de 68 V, 62 V, 56 V sau 51 V are rolul de a

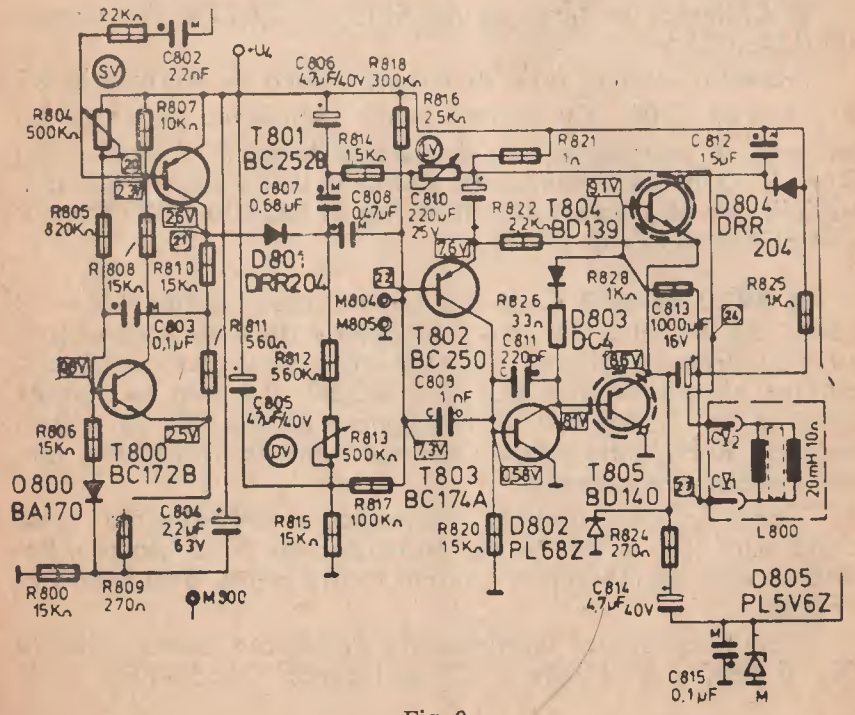


Fig. 9

reteza vîrfurile tensiunii de întoarcere și protejează tranzistorul BD140.

Ca urmare, în colectorul lui T801 apar impulsuri pozitive de tensiune (pe durata saturației) frecvența lor fiind determinată de constanta de încărcare a lui C_3. Acționînd asupra lui R804 putem modifica această constantă și deci putem regla frecvența oscilatorului. Sincronizarea se realizează **cu impulsuri negative** care aplicate pe baza lui T801 determină intrarea acestuia în saturație și deci apariția impulsurilor pozitive din colectorul lui în sincronism cu sincroimpulsurile de cadre separate de semnalul video-complex și integrate corespunzător.

Ceea ce recomandă în mod deosebit un astfel de oscilator este, pe lîngă consumul foarte scăzut, stabilitatea sa deosebită.

☆

● În ultimul timp tranzistoarele BD137, și BD138, 140 au fost treptat înlocuite cu baleiajul vertical de TV—5/6 CI și TV—2 CI cu tranzistoare mai robuste din seria BD237, 239 și BD238, 240 ale căror date se găsesc în Buletinul tehnic Nr. 3.