

I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 2

DEFLEXIA ORIZONTALĂ CU TRANZISTOARE,
DEFLEXIA VERTICALĂ CU TRANZISTOARE,
OSCILATORUL DE CADRE AL TELEVIZORULUI
„SPORT”

PENTRU UZ INTERN



Autor: ing. EUGEN STATNIC
Tehnoredactor: Emil Ciobotă

Tiparul executat sub comanda 234 la Întreprinderea
poligrafică „Crișana”, Oradea, str. Moscovei nr. 5.

DEFLEXIA ORIZONTALĂ CU TRANZISTOARE

Schema bloc a deflexiei orizontale a televizorului portabil „Sport” este arătată în fig. 1 în care distingem următoarele etaje:

- 1) Comparator de fază și frecvență cu etaj de reactanță
- 2) Oscilator sinusoidal pe frecvența liniilor
- 3) Etaj preamplificator de impulsuri (etaj de atac)
- 4) Etaj final de linii cu transformatorul de linii avînd ca sarcină bobina de deflexie orizontală.

Comanda sincronă a întregului baleiaj orizontal este făcută de un comparator de fază și frecvență care pilotează oscilatorul de linii prin intermediul unui etaj de reactanță.

Oscilatorul de linii, care funcționează pe frecvența de 15 625 Hz, produce o tensiune sinusoidală de amplitudine mare care supracomandă circuitul de colector unde se obține o tensiune dreptunghiulară care comandă etajul de atac.

Etajul de atac este un amplificator obișnuit în schema cu emitorul la masă, care are ca sarcină un transformator coborîtor de tensiune în raportul 4 : 1, adaptor de impedanțe. Acest etaj furnizează puterea necesară pentru a comanda cu impulsuri viguroase etajul final de linii.

În etajul final de linii un tranzistor de putere, care are conectată în paralel o diodă rapidă de putere, constituie împreună un întreruptor bipolar care conduce pe durata cursei directe de 52 μ s și este blocat pe durata cursei inverse de 12 μ s. Prin bobina de deflexie, care este sarcina etajului final de baleiaj orizontal (B.O.), curge un curent liniar în dinte de ferăstrău cu amplitudinea de cîțiva A_{vv} (cca 5—6 A_{vv} la TV portabil), care crează cîmpul magnetic deflector al fascicolului.

Etajul final de linii mai cuprinde și transformatorul de linii, al cărui sarcină este de a produce tensiunea foarte înaltă de 11—12 KV (la televizorul portabil) pentru anodul tubului cinescop (TK), precum și o serie de tensiuni auxiliare care se folosesc fie ca impulsuri (poarta RAA, comparator, stingere, etc.) fie ca tensiuni continue obținute din redresarea impulsurilor (alimentarea anodică a etajului final video, tensiunea varicap de 33 V pentru selector, tensiunea de alimentare a etajului distribuitor de RAA, tensiunea de accelerare, de focalizare, etc.).

La TV Portabil, consumul general al baleiajului orizontal din sursa de $+10,8\text{ V}$ este de $1,3\text{--}1,4\text{ A}$, adică $75\text{--}80\%$ din întregul consum al televizorului. Trebuie menționat încă acum că baleiajului orizontal alimentează cu $+25\text{ V}$ (tensiune recuperată) baleiajul vertical, care nu poate funcționa dacă baleia-

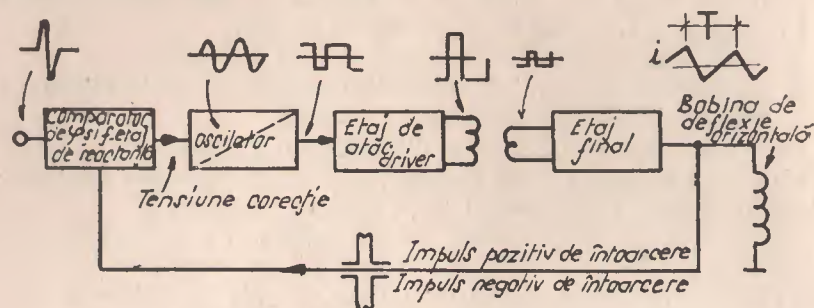


Fig. 1

jul orizontal nu funcționează. Este evident că funcționarea baleiajului orizontal influențează mai mult decât la TV cu tuburi, funcționarea întregului televizor. Practic, dacă este defect etajul final de linii, televizorul nu poate funcționa: nu avem nici baleiaj vertical, nefuncționarea RAA-ului deranjează calea de FI-video sunet, iar lipsa tensiunii varicap face ca și sunetul să lipsească. De aceea la un TV portabil defect, după verificarea tensiunii corecte de alimentare, primul loc unde se îndreaptă depanatorul este baleiajul orizontal, cel mai important bloc al televizorului.

În cele ce urmează se va prezenta, în modul cel mai simplu, principiul de funcționare și în detaliu toate circuitele electrice care asigură deflexia pe orizontală începând cu etajul final de linii.

ETAJUL FINAL DE BALEIAJ ORIZONTAL

Principiul de funcționare al baleiajului orizontal cu tranzistoare este același ca și la baleiajul cu tuburi. Diferă doar ordinul de mărime al inductanțelor, tensiunilor și curenților ce intră în joc. Etajul final de B.O. are sarcina de a produce în bobina de deflexie un curent liniar crescător în dinte de ferăstrău cu frecvența de repetiție de $15\,625\text{ Hz}$. Curentul în dinte de ferăstrău, prin bobina de deflexie orizontală, produce un câmp magnetic proporțional cu curentul, câmp magnetic ce variază în timp ca și curentul, în cicluri de $64\text{ }\mu\text{s}$.

Cîmpul magnetic deviază fascicolul de electroni emis de cathoda tubului cinescop cu atât mai departe de centrul ecranului cu cât cîmpul este mai intens, adică cu cât curentul de deflexie I este mai mare.

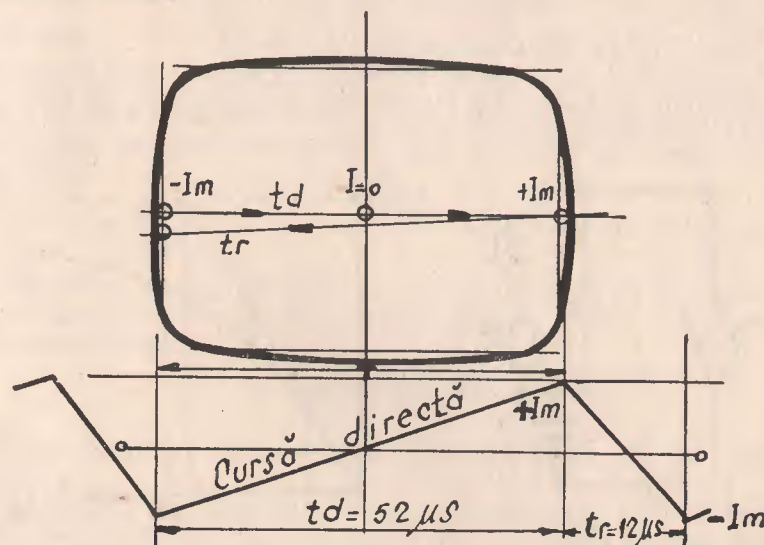


Fig. 2

La curent nul de deflexie, fascicolul cade pe centrul ecranului; pentru a devia fascicolul la limita stîngă a ecranului este necesar un curent negativ maxim $-I_m$, iar pentru a devia fascicolul la marginea din dreapta a ecranului este necesar un curent pozitiv maxim $+I_m$ (fig. 2).

Cu alte cuvinte, variind în mod liniar curentul de deflexie de la valoarea $-I_m$ spre zero apoi spre $+I_m$, fascicolul de electroni va parcurge o linie orizontală cu viteză constantă de la marginea din stînga la marginea din dreapta a ecranului. Aceasta este cursa directă a deflexiei orizontale, a cărei durată t_d (timp direct) este de cca 52 μs . Deci $t_d \approx 52 \mu s$.

De la marginea din dreapta a ecranului, fascicolul trebuie dus din nou la marginea din stînga ecranului. Aceasta este cursa inversă a cărei durată t_r (timpul de reîntoarcere sau de întoarcere) este de cca 12 μs . Deci $t_r \approx 12 \mu s$. Pentru a împinge fascicolul înapoi spre stînga, curentul trebuie să scadă liniar de la $+I_m$ spre zero și apoi să crească în sens negativ ajungînd la $-I_m$. Perioada T a unei linii este suma t_d și t_r :

$$T = t_d + t_r = 64 \mu s = \frac{1 \text{ sec}}{15\,625}$$

Fig. 2 arată acest proces destul de clar.

Cu ajutorul fig. 3 se va reaminti principiul de funcționare, adică modul de formare a curentului liniar în dinte de ferăstrău (d.d.f.) în bobina de deflexie.

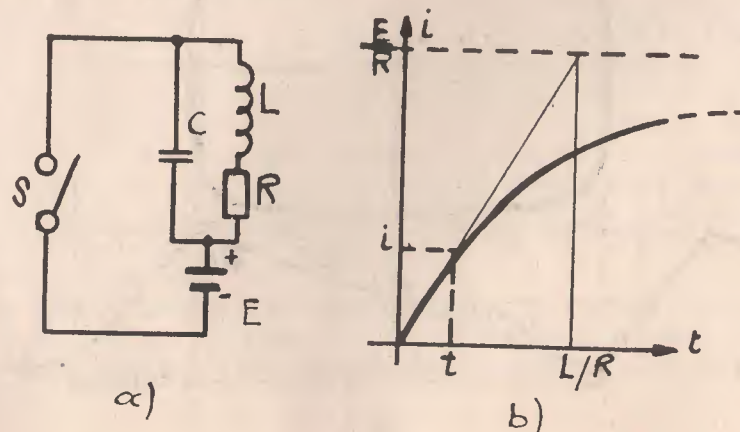


Fig. 3

Montajul cuprinde o bobină cu inductanța L a cărei rezistență ohmică este R ; bobina are în paralel o capacitate C , ambele conectate la o sursă de tensiune continuă E prin intermediul unui interruptor S .

La t_0 închidem întreruptorul S : curentul i (care era nul) începe a crește prin bobina L după o *lege liniară*:

$$i = \frac{E}{L} t$$

După un timp t , curentul a atins valoarea ce se poate calcula cu formula de mai sus. Dacă S rămîne în continuare închis, curentul i va crește după o *lege exponențială* (ca în fig. 3 b) abătîndu-se de la legea liniară. Constanta de timp a inductanței este L/R ; curentul va atinge valoarea maximă E/R după 4 constante de timp. Lucrul principal de reținut este că dacă timpul t este de 10—15 ori mai mic decît L/R creșterea curentului este liniară.

Exemplu: bobina de deflexie utilizată în TV cu tuburi are $L = 3 \text{ mH}$ și $R = 4 \Omega$, deci constanta de timp $L/R = 3 \cdot \frac{10^{-3}}{4} = 0,75 \text{ ms}$ sau 750 μs , adică de 15 ori mai mare decît durată cursa directă a baleiajului de linii (52 μs). Să determinăm la cît ajunge curentul prin bobină în timp de 26 μs , dacă sursa E are 127 V:

$$i = \frac{E}{L} t = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{123} 26 \cdot 10^{-6} = \frac{127 \cdot 26}{3} \cdot 10^{-3} \frac{3\,300}{3} \cdot 10^{-3} = 1,1 \text{ A}$$

Calculăm acelaș lucru în cazul unei bobine de deflexie cu inductanța $L = 250 \mu H$, la care se aplică $E = 25 \text{ V}$ timp de 26 microsecunde:

$$i = \frac{25 \cdot 26 \cdot 10^{-6}}{250 \cdot 10^{-6}} = 2,6 \text{ A.}$$

Deci după 26 microsecunde curentul crește de la zero la 2,6 A.

Să luăm cazul practic al bobinei de deflexie a TV Portabil, care are $L = 250 \mu H$, iar tensiunea care se aplică bobinei de deflexie este 25 V. Privim încă circuitul simplu din fig. 3.

* t_0 . La momentul t_0 se închide S și curentul i începe să crească rapid și *liniar* și atinge după 26 μs (jumătate din timpul cursa directă) valoarea $+I_m = 2,6 \text{ A}$, așa cum se vede în fig. 4.

* t_1 . Deoarece fascicolul s-a deplasat în acest timp de 26 μs pînă la marginea dreaptă a ecranului, deschidem brusc la timpul t_1 întreruptorul S (sursa de tensiune fiind deconectată, rămîne doar un simplu circuit oscilant LC). Din acest moment

începe în circuitul oscilant format de L și C o oscilație liberă cu perioada $T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$, în care bineînțeles L este inductanța L a bobinei de deflexie iar C este condensatorul conectat paralel (din fig. 3). Capacitatea C este un condensator de acord al unui circuit acordat. Amplitudinea de vîrf a primei semialternanțe a oscilației libere este în principiu dată de formula:

$$U_m = I \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Se vede în fig. 4 ce se întîmplă cu curentul în timpul acestei semialternanțe în care circuitul LC oscilează: I scade de la $+I_m$ la zero, iar apoi crește în sens negativ pînă la valoarea $-I_m$, adică procesul cunoscut de la orice circuit oscilant. Variația de curent de la $+I_m$ la $-I_m$ însumează în total 5,2 A (2,6 A + 2,6 A). Reținem aceasta!

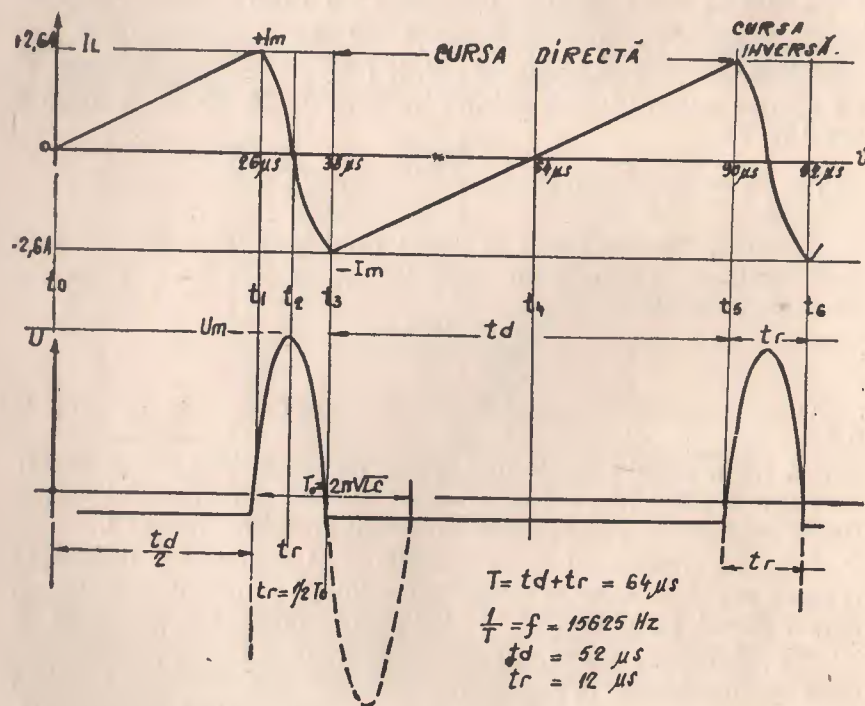


Fig. 4

* t_2 . Dar în timpul acestei prime semialternanțe, de la t_1 la t_3 , are loc un foarte important transfer de energie și anume: energia electro-magnetică înmagazinată la momentul t_1 în bobina L ,

$$W = \frac{1}{2} LI_m^2$$

se transformă în energie electrică (de aceeași mărime):

$$W = \frac{1}{2} CU_m^2, \text{ deci } LI_m^2 = CU_m^2$$

Prin trecerea energiei W din bobină în condensator, condensatorul C se încarcă la tensiunea U_m . În timpul acestei treceri, se vede clar în fig. 4 că în timp ce curentul I scade de la $+2,6\text{ A}$ spre zero, tensiunea crește de la zero spre valoarea sa maximă U_m . Tensiunea este maximă la bornele lui C (deci și a lui L) în momentul t_2 cînd curentul este nul.

* t_3 . La acest moment (vezi fig. 3) închidem brusc întrerupătorul S . Din condensatorul C energia se întoarce în sursa de alimentare E , prin intermediul curentului $-I_m$ care ajunge la zero după $26\text{ }\mu\text{s}$, adică la t_4 .

Procesul de restituire a energiei în sursa de alimentare este tocmai recuperarea energiei cunoscută și din baleiajul orizontal cu tuburi.

* t_4 . Sintem acum la mijlocul cursei directe care a început în momentul t_3 (la $-I_m$). În momentul t_4 , S se află închis, curentul I a atins zero și începe să crească liniar L , exact ca în momentul t_0 . Va ajunge după $26\text{ }\mu\text{s}$ (la momentul t_5), la valoarea $+I_m = 2,6\text{ A}$.

* t_5 . Este sfîrșitul cursei directe, deschidem pe S , începe oscilația liberă cu perioada T_0 care este dublul timpului de întoarcere (vezi fig. 4), căci cursa inversă durează doar atît cît ține prima semialternanță a oscilației libere:

$$\text{deci } t_r = \frac{T_0}{2} = \pi\sqrt{LC}$$

A doua parte a oscilației libere (cea punctată în fig. 4) nu mai poate avea loc deoarece în momentul t_3 am închis pe S pentru a da posibilitate curentului $-I_m$ să curgă înapoi în sursa de alimentare E .

* Mai reținem că prin întreruptorul S curentul curge întâi într-un sens ($+I$ de la E spre L în perioada t_0-t_1 respectiv t_4-t_5) și apoi în celălalt sens ($-I$ din C spre E în perioada t_3-t_4) vezi fig. 4. Ca urmare, știm că S este un întreruptor bipolar și acest lucru este foarte important. Recapitulând acum procesul descris prea disecat se poate reține că distingem trei faze succesive de funcționare a schemei din fig. 3:

* 1) Stabilirea unui curent crescător liniar prin bobina L (timpul t_0-t_1) când bateria E furnizează energie.

* 2) Semiperioada de oscilație liberă în circuitul LC (timpul t_1-t_3) când energia se transferă de pe bobina L pe condensatorul C .

* 3) Recuperarea energiei care se întoarce la sursa E , timp (t_3-t_4) în care curentul curge tot liniar, crescător de la valoarea $-I_m$ la zero.

Legind acum fazele 1 și 3 așa cum este în realitate, rezultă:

* — un timp t_d = cursă directă în care curentul variază liniar de la $-I_m$ la $+I_m$ iar câmpul magnetic rezultat în gâtul tubului cinescop deviază punctul luminos de la stînga la dreapta pe ecran,

* un timp t_r = cursă inversă în care curentul variază cosinoidal (nu liniar) de la $+I_m$ la $-I_m$, mai rapid, iar câmpul magnetic duce punctul luminos de la dreapta la stînga.

Cursa inversă este aceea care nu se vede; pentru aceasta în TV există un circuit care are rolul de a stinge fasciculul de electroni în timpul cursei inverse prin negativarea potrivită a grilei de comandă a cinescopului. Tensiunea care stinge fasciculul este tocmai tensiunea U_m care apare în timpul cursei inverse.

* Comutatorul bipolar real este un tranzistor și o diodă conectate în paralel și în antifază. În fig. 5 se arată grupul tranzistor-diodă care înlocuiește în realitate comutatorul bipolar S . Conectarea în antifază se vede ușor. La un tranzistor PNP la care pe colector avem tensiune negativă, iar curentul curge în sensul arătat de săgeată (fig. 5 a), dioda se leagă astfel încît curentul să fie de sens invers celui prin tranzistor. În cazul tranzistorului NPN dioda se conectează cu catodul spre colec-

tor (fig. 5 b). Pentru a face ca I_T să curgă prin tranzistor este necesară polarizarea acestuia, în sensul deschiderii adică:

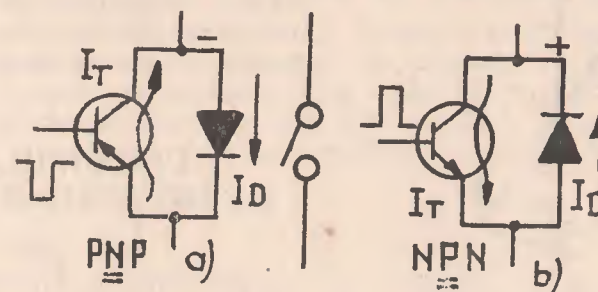


Fig. 5

tranzistorul PNP conduce când pe bază se aplică o tensiune negativă; tranzistorul NPN „cere” tensiune pozitivă pe bază pentru a conduce.

Acum se poate desena circuitul „școală” din fig. 3, cu grupul tranzistor-diodă în loc de întreruptorul S , așa cum arată fig. 6.

Dacă pe baza tranzistorului NPN din fig. 6 a se aplică în momentul t_4 un impuls pozitiv, tranzistorul va începe să conducă și anume curentul $I+$ de la polul pozitiv al bateriei E prin L și traseul CE la polul negativ al sursei, atît timp cît baza sa este pozitivă față de emitor, adică pînă în momentul t_5 , efectuîndu-se a doua jumătate a cursei directe.

Tensiunea de comandă pe bază este necesar să aibă și parte negativă pentru a bloca tranzistorul adică a desface întreruptorul S . Astfel (vezi fig. 6 b), în momentul t_5 pe bază se aplică un impuls negativ care face ca tranzistorul să nu mai conducă (S se desface), începe oscilația liberă și anume semialternanța pozitivă care polarizează invers dioda paralelă D . La sfîrșitul acestei semiperioade (t_6) începe semialternanța negativă care polarizează direct dioda. Dioda devine conductivă și prin L curge curentul $I-$ de la C spre bateria E .

Trebuie subliniat că intrarea în conducție a diodei are loc datorită oscilației libere, independent de starea de polarizare a tranzistorului. Totuși pentru a fi siguri că tranzistorul nu conduce, impulsul negativ de blocare pe bază, absolut indispensabil pe durata t_5-t_6 , adică pe timpul cursei inverse, se men-

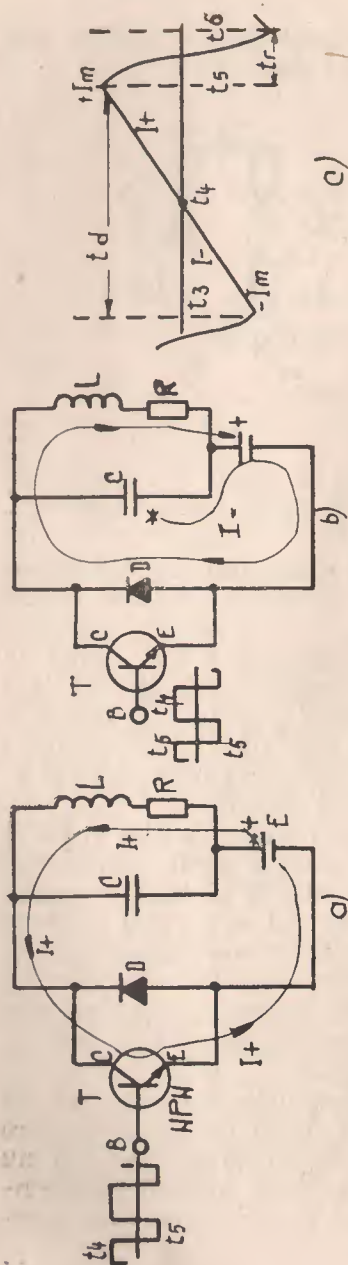


Fig. 6

ține în mod voit peste timpul t_6 de deschidere a diodei. Deci durata impulsului de blocare trebuie să fie mai mare decât durata cursei inverse.

CIRCUITUL DE DEFLEXIE REAL

Pînă acum am considerat un circuit fără pierderi în care curentul $+I_m$ furnizat de baterie E prin curentul $-I_m$ în cealaltă jumătate a cursei directe.

În realitate, în circuit avem pierderi de energie în: bobina de deflexie, în tranzistor, în diodă și chiar pe rezistența de pierderi a condensatorului. În afară de pierderile inerente din circuitul descris, știm că baleiajul orizontal mai are și sarcina de a alimenta cu energie alte circuite care consumă energie, cum ar fi sistemul FIT, tensiunea anodică pentru finalul video, etc., toate prin intermediul transformatorului de linii (pe care încă nu l-am menționat) care de asemenea are pierderi de energie în miezul de ferită și rezistența bobinajelor.

Aceste pierderi de energie trebuie să „acoperite” de sursa de alimentare, ceea ce determină un consum de curent continuu I_0 . Ca urmare curentul $+I_m$ livrat de baterie va fi mai

mare decât cel determinat (acel 2,6 A), mai mare cu un coeficient K_1 , $K_1 = 1,15 - 1,5$ (15—50% mai mare ca I_m):

$$I_{CM} = K_1 \cdot I_m$$

Am numit acest curent I_{CM} deoarece curentul $+I_m$ trece prin tranzistor, este deci curent de colector (I_C), iar I_m reprezintă „maxim”, în sensul că este curentul de colector de vîrf. Curentul de vîrf I_{CM} fiind mai mare decât I_m și legea fiind liniară, înseamnă că durata de conducție a tranzistorului va fi

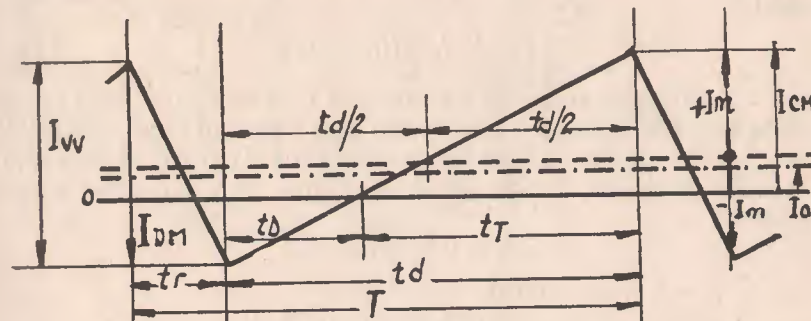


Fig. 7

mai mare cu K_1 , adică cu 15—50% mai mare, adică cu atît mai mare, cu cît pierderile proprii și puterea livrată de etajul final altor consumatori sînt mai mari, (fig. 7). Noua axă de zero se deplasează în jos, față de axa inițială simetrică.

Cu un exemplu practic vom înțelege mai bine efectul măririi curentului de vîrf, pozitiv, de la valoarea $+I_m$ la $+I_{CM}$.

— În circuitul ideal (fără pierderi): $+I_m = -I_m = 2,6$ A iar timpii de conducție ai tranzistorului și ai diodei egali ($52/2 = 26$ μ s).

— În circuitul real (cu pierderi): $I_{CM} = 3,5$ A (văzut pe osciloscop), deci $K_1 = \frac{I_{CM}}{I_m} = \frac{3,5}{2,6} = 1,35$.

Se determină: durata de conducție a tranzistorului:

$$t_r = 1,35 \cdot 26 = 35 \mu s.$$

$$\text{durata de conducție a diodei: } t_D = 52 - 35 = 17 \mu s.$$

$$\text{curentul maxim prin diodă: } I_{DM} = 2,6 - 0,9 = 1,7 \text{ A.}$$

* Curentul continuu de vîrf ce traversează tranzistorul este $I_{CM} = 3,5$ A; acest curent este cu 0,9 A, în cazul nostru, mai

mare decât I_M . Deci cu cât pierderile sînt mai mari în etajul final, curentul de vîrf prin tranzistor crește iar curentul prin diodă scade (în exemplul calculat de la 2,6 A la 1,7 A). Curentul de deflexie vîrf la vîrf nu se modifică, căci în bobina de deflexie nu s-a schimbat nimic.

* *Curentul continuu mediu* furnizat de baterie va fi ceva mai mic de 0,9 A, deoarece bateria este conectată la circuit numai pe durata cursei directe, căci pe durata cursei inverse știm că atât tranzistorul cît și dioda sînt neconductive (S este deschis).

$$\text{Deci } I_0 = (I_{CM} - I_m) \frac{td}{T}$$

Raportul td/T din formula de mai sus este de fapt durata cursei directe td , (exprimată procentual) din perioada de baleiaj T . Cum $T = 64 \mu s$ iar $t_d = 52 \mu s$, rezultă că t_d durează cca 0,81 (81%) din perioadă, iar cursa inversă cam 19%. Cu acest raport rezultă că

$$I_0 \approx 0,81 (I_{CM} - I_m)$$

în cazul practic considerat:

$$I_0 = 0,81(3,5 - 2,6) = 0,73 \text{ A.}$$

* Tensiunea de vîrf $+U_m$ în timpul cursei inverse, apare la bornele bobinei de deflexie dar și a tranzistorului, a diodei și a condensatorului C . Este important să cunoaștem valoarea acestei tensiuni, pentru a ști la ce tensiuni inverse trebuie să reziste tranzistorul, dioda și capacitatea C :

$$U_m \approx 8 E$$

adică de cca. 8 ori mai mare decât tensiunea de alimentare a etajului. Pentru tensiunea de alimentare de 25 V, rezultă o tensiune de vîrf de cca. 200 V la bornele deflexiei, deci și la tranzistor între C și E .

CIRCUITUL PRACTIC AL UNEI ETAJ FINAL DE LINII ALIMENTAT LA 11 V

În fig. 8 se arată schema electrică a unui etaj final de linii pentru un TV portabil cu ecran de 23 cm și deflexie de 90°.

Tranzistorul NPN are conectat în paralel dioda de recuperare AY103. Condensatorul de acord C_r este capacitatea C din

circuitul fig. 3, care împreună cu inductanța L_r a bobinei de deflexie determină durata cursei inverse (t_r). Bobina de deflexie BDO nu este conectată direct la colectorul tranzistorului de comutație ci — așa cum se vede — prin intermediul condensatorului de cuplaj C_s care face separarea bobinei de deflexie în

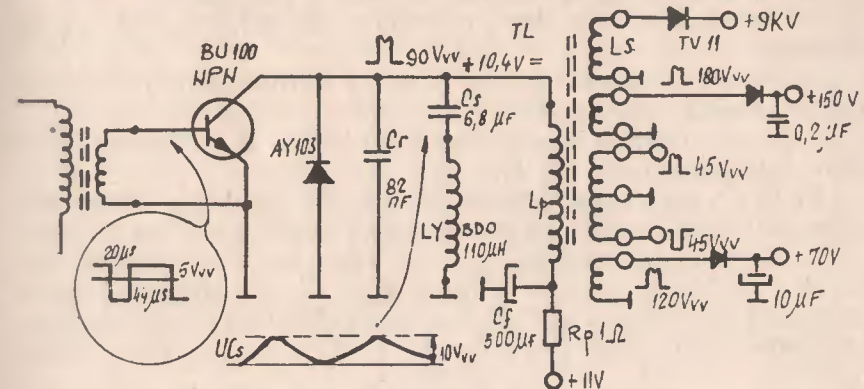


Fig. 8

curent continuu. Transformatorul de linii TL cu bobina sa primară L_p este conectat în paralel cu bobina de deflexie. Tensiunea de alimentare de +11 V este conectată printr-o rezistență de protecție R_p de 0,5 Ω, iar C_f este un electrolitic de filtraj obișnuit. Bobina secundară L_s are de 60 de ori mai multe spire decât L_p ; la bornele ei se va obține tensiunea înaltă care redresată cu TV11, asigură tensiunea înaltă de 8—9 KV necesară pentru anodul tubului cinescop.

Transformatorul de linii mai are câteva înfășurări la bornele cărora se obțin impulsuri ale tensiunii de întoarcere U_m , proporționale ca amplitudine cu raportul numerelor de spire dintre înfășurarea respectivă și L_p . Aceste tensiuni de impuls redresate servesc fie pentru alimentarea etajului final (video (+70 V), fie pentru tensiunile de focalizare și accelerare (+150 V).

Următoarele lucruri esențiale apar ca noi în acest circuit practic:

1. Alimentarea în c.c. se face prin primarul L_p al trafo linii. Pentru ca L_p să nu șunteze inductanța de 110 μH a bobinei de deflexie, inductanța primarului transformatorului trebuie să fie de cel puțin 10 ori mai mare, adică $L_p \geq 1 \text{ mH}$. Este necesar

acest mod de alimentare pentru ca prin BDO să nu treacă curentul continuu de alimentare I_0 care, ar efectua o deplasare permanentă spre stînga a fascicolului tubului cinescop la cîtiva cm de centrul ecranului, ceea ce nu este admisibil.

2. Separarea bobinei de deflexie în c.c. se face cu capacitatea C_s . Această capacitate mai are alte 2 funcții:

— corecția în S a dintelului de ferăstrău a curentului de deflexie,

— rezervor de energie, ca și sursa de alimentare E în circuitul „școală” din fig. 3.

* Se reamintește necesitatea corecției în S a curentului liniar, folosindu-ne de fig. 9.

Pentru a nu avea deformări ale imaginii, datorită planeității ecranului, este necesar ca segmentele AB , BC și CD să fie parcurse de punctul luminos în timpi egali, cu alte cuvinte este necesar ca viteza punctului luminos să fie constantă. Aceasta înseamnă că viteza unghiulară a fascicolului electronic trebuie să scadă atunci cînd fascicolul se apropie de marginile ecranului.

Reducerea vitezei unghiulare se poate obține prin variația mai lentă a curentului de deflexie atunci cînd fascicolul este în zonele de margini, adică la începutul și la sfîrșitul cursei directe. În fig. 9, b este arătată variația necesară a curentului de deflexie, variație ce se abate de la legea pur liniară și care sugerează un S aplatizat.

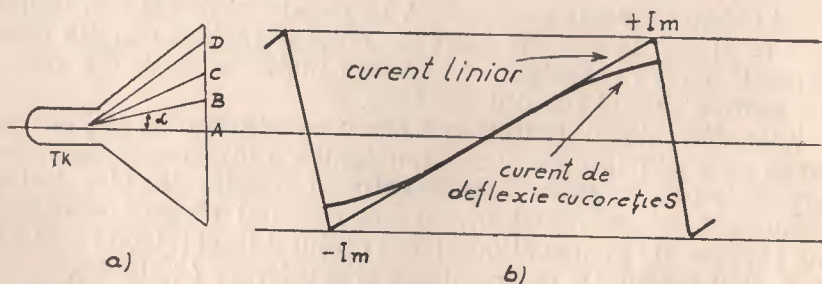


Fig. 9

Pentru a obține corecția în S , peste curentul liniar, trebuie suprapus un curent oarecum sinusoidal. Această deformare sinusoidală este provocată de condensatorul C_s conectat în serie cu bobina de deflexie. Valoarea C_s se stabilește în mare prin

calcul și se definitivează prin încercări practice cu o mîră avînd bare verticale.

* Funcția de rezervor de energie a condensatorului C_s se explică astfel:

Am admis că în faza de începere a cursei directe, energia acumulată în circuitul oscilant LC este restituită sursei de alimentare. Curentul $-I_m$ curgînd prin dioda paralelă tranzistorului (vezi fig. 3) spre E , procesul este cunoscut ca *recuperare paralelă de energie*. Acest proces poate avea loc ușor în circuitul simplificat din fig. 6. În circuitul real de B.O. din fig. 8, între BDO și condensatorul rezervor C_f este interpusă inducțanța L_p a primarului trafo linii care reprezintă „o cale dificilă” pentru curentul recuperat. Ori C_s este conectat în imediată apropiere a BDO și are o valoare destul de mare (în cazul nostru $C_s = 6,8 \mu F$). Paralel cu grupul $C_s L_y$ este legat condensatorul de acord pentru cursa inversă (fostul condensator C din fig. 3). Știm că C_r se încarcă în timpul primei jumătăți a cursei inverse la o tensiune U_m de 8 ori mai mare decît tensiunea sursei de alimentare, preluînd în el toată energia de baleiaj:

$$W_0 = \frac{1}{2} C_r U_m^2$$

În exemplul nostru, $C_r = 82 \text{ nF}$, $U_m = 90 \text{ V}$ astfel că energia de deflexie rezultă:

$$W_0 = \frac{1}{2} \cdot 82 \cdot 10^{-9} \cdot 90^2 \approx 0,34 \cdot 10^{-3} \text{ J} = 0,34 \text{ mJ (milijouli)}$$

În a doua jumătate a cursei inverse curentul curge din C_r spre C_s , care primește cea mai mare parte din energia W_0 și se încarcă la tensiunea sursei de alimentare; sfîrșitul cursei inverse găsește pe C_r complet descărcat și pe C_s complet încărcat. Dacă C_s neavînd întotdeauna o capacitate suficientă preia de ex. doar 80% din energia lui C_r , atunci restul de 20% se întoarce la sursa de alimentare trecînd prin bobina primară L_p a trafo linii. În cazul nostru C_s are $6,8 \mu F$ și se încarcă la 10 V , preluînd energia:

$$W_0 = \frac{1}{2} \cdot 6,8 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 = 0,34 \text{ mJ}$$

adică exact atît cît posedă condensatorul de acord C_r . La începutul cursei directe, condensatorul C_r cedează energie în bobina de deflexie forțînd curentul — I_m sau I_D prin dioda paralelă de recuperare. Stocarea energiei în C_r în loc de reîntoarcerea ei în „baterie” este avantajoasă deoarece la parcurgerea primarului L_p care are rezistență ohmică, o parte destul de mare se pierde prin efect joule și prin magnetizarea miezului de ferită din trafo de linii.

Datorită încărcării și descărcării lui C_r la bornele sale apare o tensiune în formă de arc de parabolă (vezi fig. 8) care corectează evoluția liniară a curentului de deflexie.

* 3. Comanda tranzistorului BU 100 pe bază se face cu o tensiune de cca 5 Vvv obținută în secundarul unui transformator coboritor de tensiune cu raportul 3 : 1. Impulsul negativ de blocare are durată de 20 μ s, iar partea pozitivă de conducție durează 44 μ s. Factorul de umplere este de:

$$\frac{20}{64} = 0,31$$

Blocarea tranzistorului final durează deci 20 μ s: blocarea începe cca 1 μ s de la terminarea cursei directe și se termină cam cu 2 μ s înainte de ciclul de conducție următor. Tranzistorul este conductiv timp de 37—38 μ s. Se arată în fig. 10 A tensiunea pe baza tranzistorului final. Tensiune ce devine negativă cu 1 μ s înainte ca curentul bazei de cca 0,3 A (fig. 10 B) să înceapă a scădea brusc la zero și să treacă în domeniul negativ atingînd pe timp scurt valoarea de —1 A. Acest impuls negativ de curent blochează tranzistorul, al cărui curent de colector începe să scadă cam la 1 μ s după ce tensiunea U_B a devenit negativă. Scăderea lui I_C de la valoarea $+I_{CM}$ de 3,4 A la zero, durează cam 1,5 μ s. În acest timp de 1,5 μ s așa cum arată fig. 10 F, tensiunea la bornele condensatorului C_r de întoarcere crește la valoarea de cca 90 V, în timp ce curentul prin C_r scade aproape la zero. Întoarcerea sau cursa inversă durează cca 12 μ s și este determinată în principal de valoarea C_r și inductanța L_y a bobinei de deflexie, dar nu numai de aceste două elemente ci și de celelalte capacități și inductanțe din schema electrică, deoarece:

— în paralel cu L_y se află primarul L_p , care are și el o capacitate parazită ce apare în paralel cu C_r .

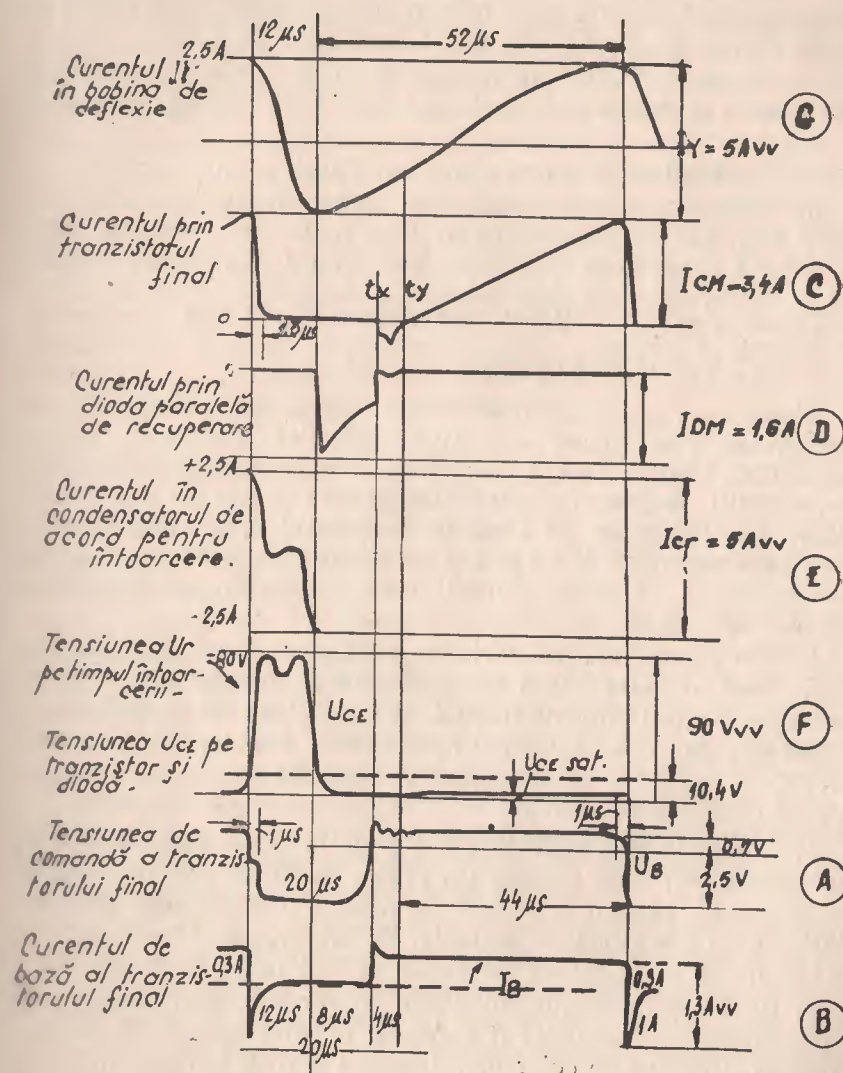


Fig. 10

— bobina de FIT are o capacitate parazită de cca 10 pF care raportată la circuitul primar (cu pătratul numărului de spire), înseamnă cca 35 nF care se adună la C_r .

— condensatorul C_s influențează și el capacitatea totală influențind și valoarea inductanței totale (C_s se află înseriat cu L_p și L_y),

— capacitatea de ieșire a tranzistorului, etc.,

În ansamblu, capacitatea reală de acord este cca 50% mai mare decât C_r , iar inductanța cu 10% mai mică decât L_y , astfel că rezultă o oscilație liberă pe frecvența f_r care are perioada:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{LC} = 6,28 \sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 125 \cdot 10^{-9}} = 23,6 \mu s$$

$$t_r = 1/2 T_0 = 11,8 \mu s \approx 12 \mu s$$

Dioda de recuperare conduce la începutul cursei directe, dar numai cca 10 μs , curentul de vîrf atîngînd $-1,6$ A (fig. 10 D). Conducția tranzistorului este precedată de pregătirea, absolut necesară, a acestuia pentru a prelua conducția, adică prin aplicarea pe bază în momentul t_x a unei tensiuni pozitive de cca 2,5 V cu cca 4 μs înainte de momentul t_y din care curentul va curge normal prin tranzistor, adică dinspre colector spre bază.

Dar în momentul aplicării pe bază a tensiunii pozitive (t_x), dioda bază colector intră în conducție și tranzistorul conduce *invers* pe timpul cuprins între t_x și t_y , șuntînd de fapt dioda de recuperare. În acest fel, în timpul cursei directe, dioda D conduce doar vreo 10 μs , tranzistorul conduce în invers cca 4 μs și apoi în direct cca 38 μs .

Tranzistorul lucrează deci cca 4 μs în conducție inversă pe joncțiunea BC, ceea ce este un regim anormal, dar necesar, în unele cazuri, pentru a reduce la minim distorsiunile de nelinearitate a curentului de deflexie. Se urmărește chiar ca timpul de conducție a diodei să fie redus și mai mult, la 8 sau chiar 6 μs ; dioda va fi puțin solicitată, în schimb tranzistorul este mai „chinuit”. Tranzistorul conduce normal apoi timp de cca 38 μs și curentul de colector atinge 3,4 A (fig. 10 C) în momentul cînd impulsul pozitiv (de conducție) se termină și trece în negativ, tranzistorul se va bloca din nou după cca 1,5—2 μs pentru cca 20 μs , timp în care o nouă cursă inversă va avea loc.

* 4. Acordul pe armonica a 3^a.

În cursul analizei circuitelor și a principiului de funcționare (fig. 4) arătăm că pulsul de tensiune în timpul cursei inverse are forma unei semialternanțe sinusoidale. În realitate, pulsul are o formă diferită, ca în fig. 10 F. din cauză că transformatorul de linii este acordat pe armonica 3^a.

Știm că în etajul final de linii există oscilația liberă din timpul cursei inverse, oscilație care are frecvența de 41—42 kHz (perioada T_0 a acestei oscilații fiind de cca 24 μs , iar timpul de întoarcere care este $1/2 T_0$, fiind de 12 μs). Elementele care hotărăsc în *principal* frecvența oscilației „de întoarcere”, sînt condensatorul de acord C_r și inductanța L_y a bobinei de deflexie. Din aceste două elemente, L_y este o mărime fixă dar C_r poate fi ales astfel încît durata cursei inverse să fie cea dorită, adică în jur de 12 μs .

În etajul final de linii mai are loc încă o oscilație, determinată în *principal* de inductanța de scăpări dintre primarul L_p și bobina de înaltă tensiune (FIT) ca element L și capacitatea parazită a bobinei FIT, ca element C . Această oscilație este „alimentată” de energia electromagnetică înmagazinată în inductanța de scăpări.

În funcție de construcția transformatorului, de cuplajul dintre primar și secundar și de mărimea bobinei de FIT, oscilația în circuitul oscilant format de L_s și C_p are o frecvență mai mare de cca 3 ori decât oscilația liberă din timpul cursei inverse și anume 110—120 kHz. Departe de a fi un dezavantaj, „oscilația de armonica 3^a” aduce o importantă ameliorare a funcționării transformatorului de linii și a etajului final de linii, ce are ca rezultat obținerea unei tensiuni înalte (FIT) cu 30—50% mai mare decât ne-ar da dreptul raportul de transformare dintre secundarul FIT și primar.

În fig. 11 pot fi examinate „unde” oscilației fundamentale de întoarcere (A 1) precum și oscilația de armonica a 3^a (A 3).

Atunci cînd oscilația superioară are frecvența de 3 ori mai mare decât oscilația liberă de întoarcere, avem situația din fig. 11, a, în care A 1 este semialternanța fundamentală de întoarcere iar A 3 (se vede) are în timpul celor 12 μs ale cursei de întoarcere 3 semialternanțe. Însumarea algebrică a acestor 2 unde face ca pulsul de întoarcere U_r să nu mai aibă formă sinusoidală: apare o șea simetrică cauzată de A 3, lărgirea pul-

sului în partea lui superioară dar și reducerea amplitudinii maxime a pulsului cu 10—15%. Aceasta înseamnă că la un transformator de linii acordat pe A3, amplitudinea pulsului tensiunii de întoarcere care solicită tranzistorul și la care se

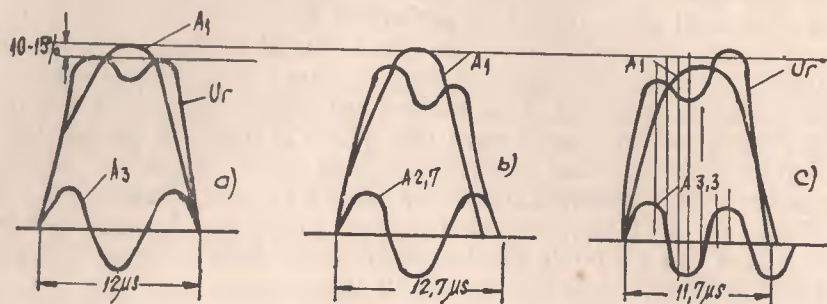


Fig. 11

încarcă C_r , este mai mică, deci avantajoasă pentru circuit și în special pentru tranzistor.

Dacă însă frecvența oscilației superioare este de numai 2.7 ori mai mare decât oscilația fundamentală (vezi fig. 11 b), apare, datorită însumării celor două unde, un puls de întoarcere cu șea asimetrică, tot cu amplitudinea micșorată față de A1. Lățimea pulsului de întoarcere este ceva mai mare, deci durata cursei inverse este ceva mai lungă de 12 μs. Situația

când avem A 3,3 (adică $f_s=3,3f_0$) este arătată în fig. 11 c, unde pulsul U_r este ceva mai îngust dar tensiunea de vîrf depășește pe A1.

Aceasta a fost situația în primarul transformatorului de linii. În secundar, tensiunea oscilației superioare este defazată cu 180° față de pulsul de tensiune FIT, astfel că însumarea se face ca în fig. 12:

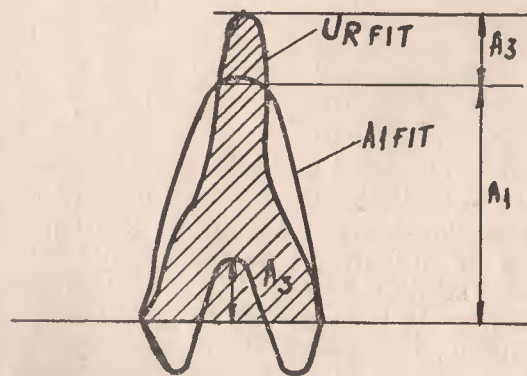


Fig. 12

Rezultatul este mărirea pulsului U_{rFIT} cu cel puțin atît cît este amplitudinea oscilației de A 3. Mărirea tensiunii FIT este maximă atunci cînd oscilația superioară are frecvența de 2,85 ori mai mare decât oscilația f_0 :

$$f_{s\ opt} \simeq 2,85 f_0$$

Mărirea ce se obține în practică este de 30—50% și chiar 60%!!!

Astfel de exemplu la TV portabil Sport, pulsul primar U_r este de cca 180 V; raportul de transformare între secundar și primar este egal cu 43 ($w_1\ sec=2\ 060$ spire; $w_2\ prim=48$ sp; $n=2\ 060/48=43$).

Tensiunea FIT care s-ar obține fără acord pe A 3:

$$U_{FIT}=U_{r,n}=180 \cdot 43=7\ 750\ V$$

Tensiunea FIT ce se obține practic datorită acordului este de 11 kV. Ca urmare coeficientul cîștigului de tensiune este:

$$K = \frac{11\ 000}{7\ 750} = 1,42$$

adică 42% peste tensiunea normală. În concluzie, mărirea tensiunii FIT este avantajul esențial al acordului pe A 3. Un alt avantaj al acordului pe A3 este îmbunătățirea regimului energetic al transformatorului de linii lucru care are ca efect reducerea consumului general al etajului final de linii.

* În mod experimental „dozarea” acordului pe A 3 se face fie din construcția trafo fie prin influențarea inductanței de scăpări cu ajutorul unei bobine de cuplaj așezată foarte aproape de bobina FIT și conectată electric la bobina primară. Modificarea numărului de spire al bobinei de cuplaj modifică frecvența A3 și ca urmare tensiunea primară de impuls, tensiunea FIT și consumul general. Cînd consumul este minim, acordul trafo linii este optimal. Acordul pe A3 se folosește la toate televizoarele tranzistorizate, ca și la toate TV cu tuburi.

* În ultima vreme, în scopul de a reduce rezistența internă a sistemului de FIT se practică acordul pe armonica a 5^a.

Formele de undă în primar și secundar se deosebesc de cele prezentate la A3. Se arată în fig. 13 acordul pe A5, la care pulsul U_r este ceva mai mare decât A1 (cu 5—10%) deci solicită mai mult tranzistorul. Cîștigul de tensiune în secundarul de FIT este mai mic decât în cazul acordului pe A 3, în schimb

pulsul de FIT este „consistent”, în sensul că aria lui este mai mare decât la acordul pe A3. Aria mai mare înseamnă mai multă energie disponibilă în secundar și ca urmare o rezistență internă mai mică (2 MΩ față de 4 MΩ) a sursei de înaltă tensiune.

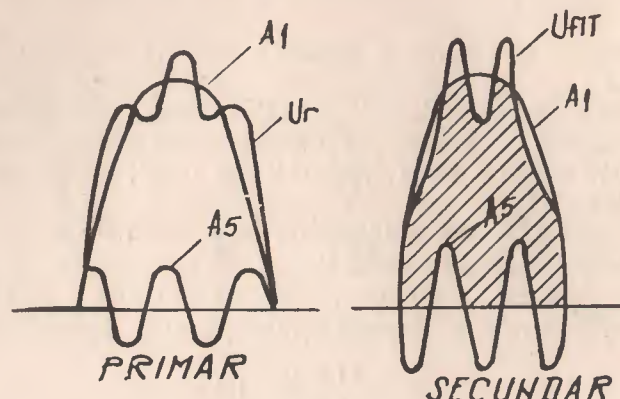


Fig. 13

BALEIAJUL ORIZONTAL CU RECUPERARE SERIE-PARALEL

Am văzut pînă acum o schemă de deflexie orizontală alimentată la tensiunea de 11 V, tensiunea uzuală pentru televizoarele portabile în scopul ca aceste TV să poată fi alimentate și la acumulator de 12 V dar și de la rețea prin intermediul unui redresor stabilizat.

* În baleiajul orizontal cu recuperare paralelă (vezi fig. 8), tensiunea de alimentare fiind de 11 V, impulsul de întoarcere are 85—90 Vv, ceea ce impune folosirea unui tranzistor final cu tensiunea $U_{CE_{max}}$ de cel puțin 120 V, pentru a asigura o „marjă” de securitate. Existența unor tranzistoare finale de BO cu $U_{CE_{max}}$ de 250—350 V permite folosirea unor tensiuni mai mari de alimentare, în principiu de 8 ori mai mici decât tensiunea $U_{CE_{max}}$ admisă. De exemplu:

— AU 113 care are $U_{CE_{max}} = 250$ V, admite folosirea unei tensiuni de alimentare de cca 25 V

- AU 106 care admite $U_{CE_{max}} = 350$ V, dă posibilitatea alimentării cu 32 V
- BU 205 care admite $U_{CE_{max}} = 1\,500$ V, face posibilă alimentarea la tensiune de 125—130 V, iar
- BUY 71 cu $U_{CE_{max}} = 2\,200$ V, se poate alimenta la 200—220 V.

* Energia de deflexie necesară este cu atît mai mare cu cît unghiul de deflexie este mai mare și cu cît TK are diagonală, respectiv tensiunea FIT mai mare. Ca urmare, pentru TV cu cinescoape mari sînt necesare și dispozitive mai puternice respectiv tensiuni de alimentare mai mari, respectiv un consum mai mare din sursă. Dăm mai jos energia necesară pentru deflexia orizontală pentru cîteva tuburi cinescoape uzuale:

23 cm	90°	9 kV	0,35 mj
31 cm	90°	10 kV	0,42 mj
31 cm	110°	11 kV	0,84 mj
47/50 cm	110°	16 kV	1,7 mj
59/61 cm	110°	18 kV	1,9 mj
65 cm	110°	20 kV	2.1 mj

* Să luăm exemplul cinescopului de 31 cm: cel cu deflexie de 90° necesită o energie de deflexie de 0,42 mj; cel cu deflexie de 110° necesită 0,84 mj adică dublu. Energie mai mare de deflexie poate fi realizată fie cu un curent mai mare de deflexie fie păstrînd curentul la cca 5—6 Avv dar mărînd tensiunea de impuls. În cazul celor 2 cinescoape comparate, dublarea tensiunii de impuls de la 90 Vv la 180 Vv și menținerea curentului de deflexie la 5—6 Avv asigură baleiajul orizontal și tensiunea FIT de 11—12 kV. Pentru dublarea tensiunii de impuls este necesară dublarea tensiunii de alimentare, de la 11 la 22—25 V.

* Atunci cînd sursa de alimentare are totuși numai 11 V, ca în cazul tuturor televizoarelor portabile, se utilizează schema de alimentare cu recuperare serie-paralel. Tensiunea de alimentare de 11 V se aplică pe o priză a trafo de linii, așa cum se arată în fig. 14 prin intermediul unei diode serie D_1 .

Aplicând tensiunea $E_0 = 11 \text{ V}$ la priza B, în timpul cursei inverse pe porțiunea BC a transformatorului, va lua naștere o tensiune de impuls de 8 ori mai mare decât tensiunea de alimentare efectivă pe punctul B, de 10 V. După legea transformatorului, la bornele AC vom avea o tensiune de impuls proporțională cu numărul de spire, respectiv cu raportul de trans-

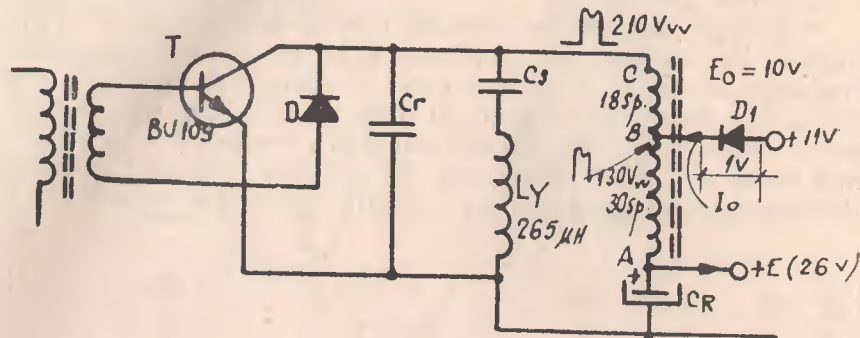


Fig. 14

formare între w_{AC} și w_{BC} . În cazul practic din fig. 10: $w_{AB} = 30$ spire; $w_{BC} = 18$ spire rezultând $w_{AC} = 48$ spire.

La bornele acestor înfășurări vom avea:

$$U_{BC} = 80 \text{ Vv}$$

$$U_{AB} = \frac{30}{18} \cdot 80 = 130 \text{ Vv}$$

$$U_{AC} = 80 + 130 = 210 \text{ Vv}$$

Dioda D_1 conduce în tot timpul cursei directe, la bornele ei apare o cădere de tensiune de cca 1 V, deoarece curentul I_0 este de 1,2—1,4 A. Pe timpul cursei inverse pe catodul diodei D_1 apare pulsul pozitiv de tensiune de cca 130 Vv, care o blochează. Energia din C_r nu mai poate curge înspre sursa de alimentare E_0 ci încarcă condensatorul C_r la o tensiune continuă recuperată E de cca 26 V, care este proporțională cu raportul de transformare n dintre w_{AC} și w_{BC} :

$$E = nE_0 = \frac{w_{AC}}{w_{BC}} E_0 = \frac{48}{18} \cdot 10 \approx 26 \text{ V}$$

Prin schema de recuperare serie (destul de impropriu denumită) se obține situația ca și cum am avea o tensiune de ali-

mentare a baleiajului orizontal de 26 V, folosind totuși o sursă de 11 V.

* Se dau în fig. 15 două scheme simplificate de etaj final de baleiaj cu recuperare serie-paralel, cu tensiune recuperată de 27 V și alimentate din baterie de 11 V. Ambele sînt destinate unui TV portabil cu TK 31 cm 110°, 11 kV.

În fig. 15. a, avem un tranzistor NPN cu siliciu, BU 312. (Siemens) la care pulsul pozitiv de întoarcere de 180 Vv atacă colectorul, deoarece orice tranzistor NPN „cere” pe colector tensiune pozitivă iar pe emitor tensiune negativă.

Comanda pe bază: tensiune în impuls cu amplitudinea de 3,8 Vv (în sarcină); în gol tensiunea secundară a trafo de atac

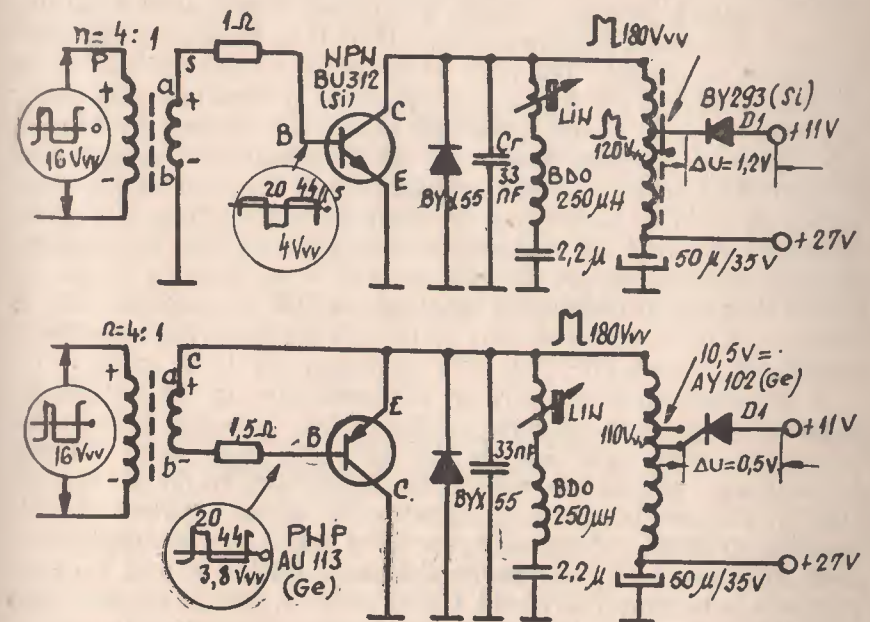


Fig. 15

este de 16 Vv : 4 = 4 Vv (vezi în fig. 15. a., tensiunea de 16 Vv în primar și $n = 4 : 1$). În fig. 15. b, același etaj, cu aceleași elemente, utilizează un tranzistor PNP cu germaniu AU 113 (SGS-ATES). Tranzistorul PNP „cere” tensiune negativă pe

colector și tensiune pozitivă pe emitor. Pentru a nu folosi alimentarea cu plusul la masă și minus cald, tranzistorul PNP se conectează astfel încât tensiunea pozitivă să se aplice pe emitor, iar colectorul să fie la masă (la negativ). În acest fel în același montaj, pe aceeași placă de circuit imprimat fără inversarea nici uneia din bobine se poate folosi tranzistorul NPN sau PNP. Reamintim că:

Tensiunea de comandă pe baza tranzistorului PNP trebuie să fie:

- negativă pentru a asigura conducția: durată cca 44 μ s,
 - pozitivă pentru a bloca timp de cca 20 μ s tranzistorul.
- Pe baza tranzistorului NPN tensiunea de comandă va fi:
- pozitivă pentru a asigura conducția: durată 44 μ s.
 - negativă pentru a asigura blocarea timp de cca 20 μ s.

Pentru aceasta, la schema cu AU 113, la bază se leagă terminalul b iar la BU 312 baza se leagă la a. Mai trebuie spus că tranzistorul AU 113 necesită pe bază o tensiune mai mică de comandă și de aceea rezistența serie cu baza este mai mare (1,5 Ω), și ca urmare tensiunea de comandă în sarcină de 3,8 V_{cc}. Mai trebuie atrasă atenția asupra faptului că din tensiunea de +11 V la schema cu diodă serie cu siliciu (BY 293), tensiunea efectivă de alimentare este doar de 9,8 V deoarece căderea de tensiune pe D_1 este de 1,2 V în timp ce dioda cu ge AY 102 are o cădere de tensiune de 0,5 V doar astfel că schema 15. b, primește efectiv +10,5 V. De aceea este necesară conectarea diodei BY 293 ceva mai sus, cu 1—2 spire.

* Un element nou apare în schemele din fig. 15 bobina de liniaritate conectată în serie cu bobina de deflexie. Inductanța bobinei de liniaritate este de cca 10% din inductanța bobinei de deflexie; alături de miezul de ferită al acestei bobine se află un magnet permanent, cilindric, cu orificiu pătrat pentru reglarea poziției. Modificarea poziției axei NS a magnetului permanent, influențează permeabilitatea feritei și deci face ca valoarea inductanței să poată fi *voit variată*, cam în raportul 1/5. În afară de aceasta, bobina de liniaritate este astfel dimensionată încât miezul se saturează atunci când bobina este parcursă de curentul pozitiv mai mare (+ I_m) spre sfârșitul cursei directe. La orice inductanță cu miez magnetic, saturarea miezului are ca efect reducerea inductanței. *Variația inductanței bobinei de liniaritate în cursul ciclului de baleiaj, compensează distorsiunile nesimetrice de liniaritate orizontală.* Distorsiunile ne-

simetrice de liniaritate ale imaginii se datoresc diverselor rezistențe din etajul final și anume:

- a) rezistența de saturație a colectorului (de conducție la curenți mari) tranzistorului final
- b) rezistența ohmică a bobinei de deflexie
- c) diverse rezistențe fizice (de exemplu rezistența internă a sursei de alimentare) precum și rezistențele echivalente de pierderi (ex. C_r , C_s , L_{LIN}).

Suma tuturor acestor rezistențe stau în calea curentului de deflexie, dându-i un caracter exponențial care se traduce printr-o „tasare” sau „compresare” a părții din dreapta a imaginii și numai a părții din dreapta. De aceea distorsiunea imaginii este nesimetrică, spre deosebire de distorsiunea simetrică datorată planeității ecranului și care necesită corecția în „S” pe care o realizăm cu condensatorul de cuplaj C_s .

Pentru a compensa tendința de limitare a curentului de deflexie, din cauza căderii de tensiune pe care însăși curentul o provoacă, bobina de liniaritate este bine venită: *cînd +I crește tot mai mult spre sfârșitul cursei directe, iar imaginea începe să se comprime, bobina de liniaritate se saturează, inductanța ei scade aproape la zero și face ca inductanța totală ($L_y + L_{LIN}$) să se reducă, dînd posibilitate curentului de deflexie să mai crească, iar imaginii să se liniarizeze întinzîndu-se în partea dreaptă a ecranului.*

ETAJUL FINAL DE BALEIAJ ORIZONTAL AL TV PORTABIL „SPORT”

Tranzistorul AU 113, (PNP, cu germaniu), constituie piesa esențială a etajului final de linii al cărui schemă electrică este dată în fig. 16.

De la tensiunea stabilizată de 10,8 V, prin bobina de șoc (filtraj) L 305 și dioda D 307-BYX-71 energia intră în transformatorul final linii la punctul 3. Dioda 307 servește ca diodă de recuperare serie, la bornele căreia avem o cădere de tensiune de cca 1 V, astfel că la punctul 3 avem o tensiune continuă de cca 9,8 V. Primarul transformatorului de linii are 50 spire între punctele 1 și 4; între 1—3 avem 18 spire iar între 3—4 sînt

* Tensiunea de alimentare fiind de 26 V, tensiunea de impuls pe timpul cursei de întoarcere ar trebui să fie de cca 8 ori mai mare: $8 \times 26 = 208$ V. Datorită acordului pe armonica a treia se obține însă o reducere de cca 15% a tensiunii de impuls la vîrf, astfel că tensiunea la bornele 1—4 ale trafo linii va fi de cca 180 V, tensiune care de altfel solicită și tranzistorul AU 113 între emitor și colector.

a) în primar avem 180 Vvv pe cele 50 de spire, deci cca 3,6 volți pe spirală.

30

* Durata cursei inverse este de cca 12 μ s și este determinată așa cum se știe de frecvența oscilației libere a etajului final, frecvență hotărâtă în principal de inductanța bobinei de deflexie și de capacitatea C 321+C 347 care este condensatorul de întoarcere. Acest condensator trebuie să fie deasemenea de foarte bună calitate și cu o izolație sigură la 250—300 V. Valoarea de 27 nF asigură timpul de întoarcere de cca 12 μ s și strict legat de acest timp, tensiunea de întoarcerere 180 Vvv care solicită tranzistorul AU 113 și hotărăște tensiunea FIT.

Valoarea de 22 nF, reduce timpul t_r la 11,5 μ s ceea ce crește tensiunea de întoarcere la cca 200 Vv, iar U_{FIT} la 12 kV. Dacă C321 are 33 nF, timpul t_r crește la 13 μ s și reduce impulsurile de întoarcere la cca 160 Vv, respectiv tensiunea FIT scade la 9—10 kV, luminozitatea maximă scade, iar dimensiunea imaginii crește din cauza scăderii FIT.

**** Lipsa sau întreruperea condensatorului C 321, are urmări catastrofale:**

— timpul de întoarcere scade la 4—5 μ s ceea ce provoacă mărirea tensiunii de întoarcere la 300—400 Vv și ca urmare distrugerea tranzistorului AU 113, a diodei de recuperare paralelă D 306.

— pînă la distrugerea tranzistorului AU 113, tensiunea recuperată la bornele C345 crește la 35—40 V și pune în pericol baleiajul vertical (care este alimentat din tensiunea recuperată).

— creșterea consumului general al baleiajului, deci al TV la cca 3—4 A, și dacă stabilizatorul de tensiune nu se blochează întrerupînd alimentarea baleiajului, iar siguranța anodică de 2—3 A nu reacționează, se poate distruge și tranzistorul serie din stabilizator.

* Să analizăm acum funcțional etajul final de baleiaj orizontal din fig. 16.

De la oscilatorul de linii, tranzistorul de atac T 305 primește pe bază impulsuri de comandă astfel încît tranzistorul de atac și tranzistorul final de linii să conducă în contratimp, altfel spus: T 306 conduce atunci cînd T 305 este blocat și invers, T 306 este blocat cînd T 305 conduce. Știm că tranzistorul final trebuie să fie blocat timp de cca 20 μ s, pentru ca în acest interval să aibă loc cursa inversă (timp de cca 11—12 μ s) și conducția diodei de recuperare paralelă timp de 7—8 μ s. Tranzistorul final de linii fiind PNP necesită, pentru blocare, un impuls pozitiv cu durata de 20 μ s (fig. 17. d). Conducția se va asigura cu o tensiune negativă pe bază timp de 43—44 μ s. Această tensiune de comandă a etajului final (U_{B306}) se obține în secundarul transformatorului de atac Tr303 și are o amplitudine de 3,5—4 Vv. În primarul transformatorului de atac, tensiunea are exact aceeași formă dar amplitudinea este de 15—16 Vv așa cum arată fig. 17. c. Raportul de transformare al transformatorului este 100/26 spire adică 4 și ca urmare și raportul tensiunilor este cam 4(16/4 volți). În serie cu scundarul trafo de atac spre bază este conectată o rezistență de 0,47 Ω

care limitează curentul maxim al bazei tranzistorului final și reduce influența dispersiei rezistenței de intrare a diferitelor tranzistoare.

* La bornele R326 de 0,47 Ω se poate măsura în c.c. o tensiune de cca 0,3 V, punînd plusul voltmetrului pe bază iar minusul la punctul 4 al trafo de atac; acesta este un indiciu de corectă funcționare a etajului final. Cu osciloscopul se poate vizualiza forma acestei tensiuni care de fapt este, forma curentului care străbate R 326.

* Să repetăm acum privind fig. 16 și 17 în paralel, pentru a înțelege mai bine funcționarea în contratimp a etajului de atac și a etajului final.

Fig. 17. a. Pe baza tranzistorului de atac AC180 KV (BD 136), care este de tip PNP, se aplică de la oscilatorul de linii, un impuls negativ cu durata de 20 μ s care aduce în stare de conducție pe T305. De la +10,8 V curge un curent de cca 150 mA prin emitor-colector și prin primarul trafo de (fig. 17. b.).

Fig. 17. c. La punctul cald al primarului, deci pe

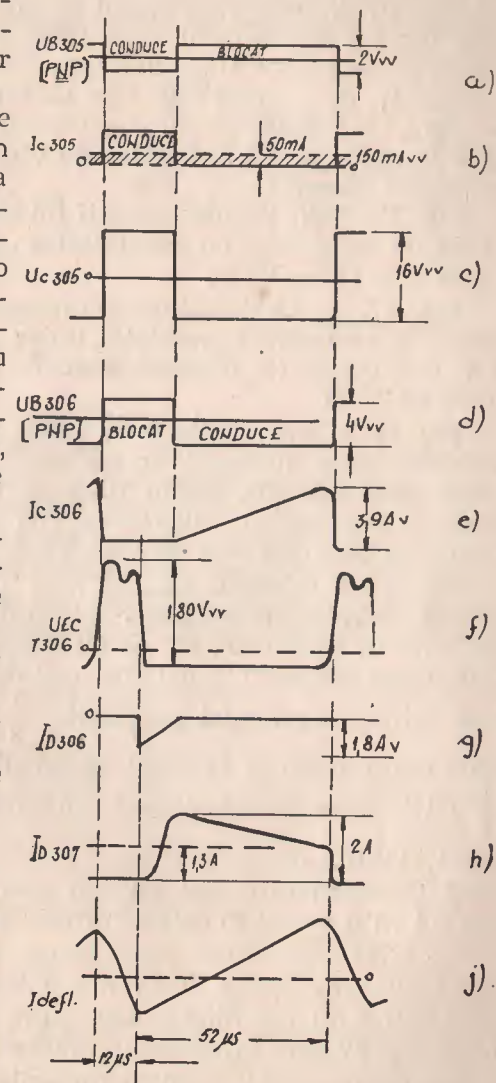


Fig. 17

T305, se obține o tensiune mare, de cca 15—16 V (U_{C305}) atît timp cît tranzistorul conduce, adică timp de 20 μ s.

Fig. 17. d. Deci tranzistorul de atac conduce timp de 20 μ s, timp în care tranzistorul final T306 este blocat, foarte puternic blocat de tensiunea U_{B306} din secundarul trafo de atac.

Fig. 17. d, e. Cînd T306 este blocat, curentul I_{C306} este nul, iar apoi cînd T306 conduce, curentul de colector crește liniar pînă la aproape 4 A (curentul de vîrf prin tranzistor la sfîrșitul cursei directe).

Fig. 17. f. În timpul blocării lui T306, apare pulsul de tensiune de întoarcere cu amplitudinea de 180 Vvv, puls ce durează cam 11,5—12 μ s.

Fig. 17. g. La terminarea întoarcerii, intră în conducție dioda de recuperare paralelă, brusc la un curent de aproape 2 A, dar conducția durează doar 7—8 μ s, după care curentul trece pe T306.

Fig. 17. h. Prin dioda serie D307, curentul din sursa de alimentare curge numai timp de 40—42 μ s, pentru a compensa toate pierderile din etajul final și transformatorul de linii. Acest curent are o valoare de vîrf de cca 2 A, iar valoarea medie pe perioadă este de 1,3—1,4 A.

Fig. 17. j. Curenții I_{D306} și I_{C306} din cele 2 diagrame formează curentul de deflexie, curentul ce curge prin bobina de deflexie în timpul de 52 μ s cît durează cursa directă. În timpul cursei inverse (12 μ s) curentul de deflexie este asigurat de transformarea energiei magnetice $\frac{1}{2} LI^2$ înmagazinată în bobina de deflexie la sfîrșitul cursei directe, în energie electrică $\frac{1}{2} CU^2$ ce se înmagazinează în condensatorul de întoarcere C321 + C347.

* În schema din fig. 16 mai apar unele componente al căror rol va fi arătat în cele ce urmează:

— L305 inductanță, care opune o mare rezistență tuturor tensiunilor de înaltă frecvență datorate comutației rapide, și care astfel nu pot ajunge sau ajung atenuate mult la celelalte etaje ale TV prin intermediul alimentării comune.

— C320 constituie filtru (în ambele sensuri) și rezervor de energie.

— C348 conectat paralel cu D307, scurtcircuitează sau atenuează tensiunile tranzitorii de frecvență foarte mare care pot produce perturbații ale imaginii, dacă pătrund prin radiație în selector, sau calea de FI-VS.

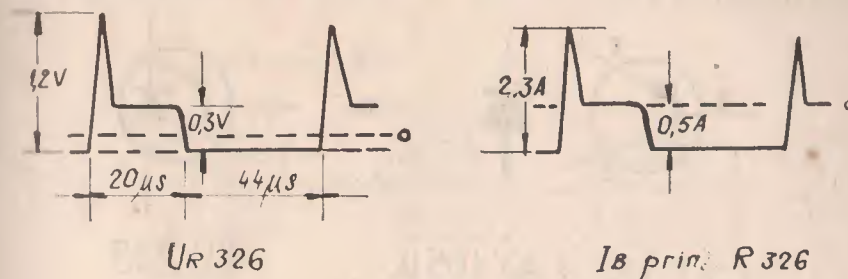


Fig. 18

— C319 și R329 paralel pe transformatorul de atac, taie un vîrf foarte periculos de tensiune care ar apare pe colectorul T305 la blocarea tranzistorului din cauza energiei magnetice înmagazinată în bobina primară. În fig. 19 este arătată tensiunea pe colectorul T305 dacă nu am avea grupul paralel C319-R329, în fig. 19. b. tensiunea respectivă fără supratensiunea de 10—15 V. Supratensiunea ar pune în pericol tranzistorul T305-AC 180K care nu suportă peste 16—20 V între colector și emitor. (U_{CE}).

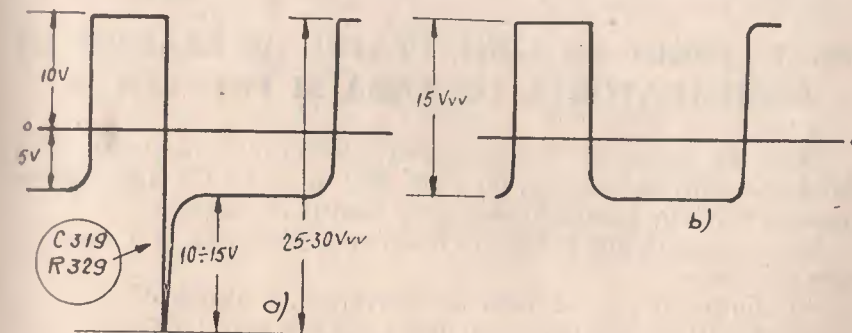


Fig. 19

— Bobina auxiliară 6—7, care avînd 12 spire oferă tensiune de impuls de 40—42 Vvv, pozitivă, care se aplică la etajul poartă de RAA prin C142.

* În ultima vreme se fabrică în aceeași capsulă T03 atât tranzistorul AU113 cât și dioda de recuperare paralelă corespunzătoare. Acest comutator bipolar TD (tranzistor-diodă) are denumirea AU 213.

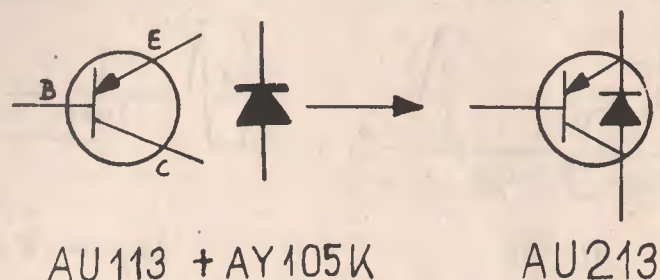


Fig. 20

Bineînțeles că dacă se utilizează în loc de AU113, dispozitivul AU213, nu mai este necesară dioda de recuperare paralelă AY105 K sau BYX55.

Este de asemenea posibil ca în viitor, dispozitivul AU113 (AU213) să fie înlocuit cu tranzistorul cu Siliciu BU407 sau un dispozitiv TD cu siliciu având diodă de recuperare paralelă-incorporată. Schema electrică nu va suferi modificări esențiale (în genul celor menționate în fig. 15).

OSCILATORUL DE LINII, ETAJUL DE REACTANȚĂ COMPARATORUL DE FAZĂ ȘI FRECVENȚĂ

Dacă se cunoaște funcționarea sistemului oscilator-reactanță-comparator de fază cu PCF 802 și V 40 C2, înțelegerea aceluiași sistem tranzistorizat este destul de ușoară.

În principiu este vorba de o schemă bloc (fig. 21) similară care cuprinde:

- comparatorul de fază și frecvență cu dioda V40C2
- etajul de reactanță cu dioda E20C4 sau DZ310-311-312 și tranzistorul BC108 (BC172).
- oscilatorul sinusoidal cu tranzistorul BC107 (BC171).

Vom reaminti de aceea pe scurt elementele esențiale ale celor 3 etaje.

Comparatorul de fază și frecvență și etajul de reactanță.

Din transformatorul final de linii se iau 2 tensiuni în impuls: una de pe piciorul 9, cu amplitudinea de 250—260 V_v, negativ, una de pe piciorul 11, cu aceeași amplitudine dar de polaritate pozitivă.

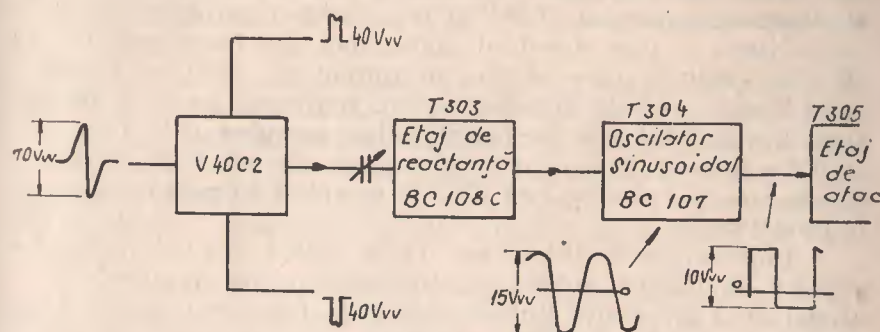
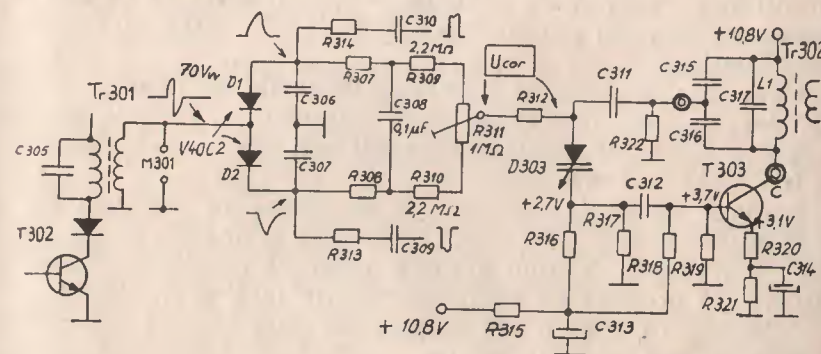


Fig. 21

Aceste tensiuni în impuls urmează a fi reduse ca amplitudine până la cca 40—45 V și aplicate comparatorului de fază și frecvență (CFE).



astfel că ambele diode sînt aduse în stare de conducție pe durata pulsului de întoarcere integrat.

* Pe punctul median M301 al celor două diode se aplică impulsul N cu amplitudinea de 75—80 V_{VV} și care are durata de cca 12 μs. Impulsul N se obține din cel de al doilea etaj al sincroseparatorului (T302) și reprezintă o perioadă completă de oscilație a unei tensiuni sinusoidale cu frecvența de cca 80 kHz, oscilație care are loc în timpul cît T302 nu conduce fiind blocat chiar de impulsul de sincronizare extras de sincroseparatorul T301 din semnalul video complex (SVC).

Prin urmare, impulsul în N este produs chiar de impulsul de sincronizare conținut în SVC și se aplică în punctul median al diodei duble.

* Impulsurile de întoarcere, ce se aplică la celelalte „două capete” ale diodei duble, nu sînt sincrone cu impulsul în N atunci cînd frecvența liniilor diferă de frecvența necesară de 15 625 Hz. Dacă însă frecvența liniilor corespunde celei necesare, pulsurile de întoarcere vor fi sincrone cu impulsul N. Este ușor de intuit că dacă impulsurile de întoarcere sînt sincrone cu impulsul N, acestea se aplică în același timp diodelor D_1 și D_2 , diodele primesc pe anod și catod tensiuni de amplitudine egală și de polaritate inversă astfel că practic nu conduc și deci nu produc pe R309—R310—R311 nici o tensiune continuă.

Cînd fosc diferă de f necesară, pulsurile de întoarcere vin mai devreme sau mai tîrziu decît impulsul N, diodele conduc și produc o tensiune continuă cu atît mai mare cu cît diferența de frecvență este mai mare.

Semnul tensiunii continue ce se obține pe cursorul R311 va fi pozitiv atunci cînd $f_{osc} > f$ necesară și negativ atunci cînd $f_{osc} < f$ necesară. Numim această tensiune continuă, tensiune de corecție produsă de comparatorul de fază și frecvență.

* Se știe că orice diodă semiconductoare blocată (polarizată în sens invers) se comportă ca o capacitate, capacitate ce este cu atît mai mică cu cît tensiunea inversă este mai mare. Deci nu numai diodele varicap elaborate special pentru înaltă frecvență pot face rolul de condensator variabil ci și o diodă cu seleniu sau chiar diodă zener, polarizată invers.

În cazul nostru, catodul D303 este conectat la o tensiune de cca +2,7 V, iar anodul D303 primește tensiunea de corecție de la CFF (comparatorul de fază și frecvență), tensiune de ordi-

nul a 0,1—0,8 V, cu atît mai mare cu cît desincronizarea este mai mare. Tensiunea pe catod este fixă și este asigurată de divizorul R316—R317 (+2,7 V) în timp ce tensiunea pe anodă variază; ca urmare capacitatea diodei D303 variază în funcție de frecvența oscilatorului de linii, bineînțeles dacă aceasta variază și obligă comparatorul să producă la ieșirea sa o tensiune de corecție (de alarmă!).

* Circuitul oscilant al oscilatorului de linii este format în principal de inductanța L_1 a lui Tr302, de condensatorul paralel C317 și de condensatoarele C315—C316. Frecvența de lucru a oscilatorului mai este influențată și de capacitatea etajului de reactanță (T303) etaj care multiplică de 8—10 ori capacitatea diodei D303. Procesul de variație a reactanței etajului T303 are loc astfel:

— Dintr-o cauză oarecare frecvența oscilatorului crește cu 200 Hz, de exemplu, de la 15 625 la 15 825 Hz și ca urmare comparatorul produce pe R311 o tensiune de +0,5 V, tensiune care se aplică pe anodul diodei D303.

— Tensiunea pe catodă fiind de +2,7 V, înseamnă că tensiunea la bornele diodei va scădea la +2,2 V ceea ce determină creșterea capacității diodei, de exemplu de la 35 la 60 pF, capacitate ce se află în baza lui T303.

— Tranzistorul T303 multiplică de circa zece ori variația de 25 pF a capacității pe baza sa, astfel că între colectorul tranzistorului (punctul C din fig. 22) și punctul median D din fig. 22 apare o capacitate de cca 250 pF, capacitate care este aplicată în paralel cu condensatorul C316 și deci în paralel cu circuitul oscilant L_1 C317.

Mărirea capacității de acord a oscilatorului, produce scăderea frecvenței de acord (de oscilație) a oscilatorului, frecvența sa de lucru revenind în mod automat la frecvența necesară de 15 625 Hz. Dacă frecvența oscilatorului ar fi scăzut, tensiunea de corecție produsă de CFF ar fi fost negativă, tensiunea la bornele diodei D303 ar fi crescut, capacitatea ar fi scăzut, deci și capacitatea etajului de reactanță și ca urmare fosc ar fi readusă la loc prin creștere.

* Tranzistorul T304 funcționează ca oscilator într-o simplă schemă cu reacție inductivă: circuitul acordat este cuplat electric prin C318 cu baza T304 iar reacția este asigurată prin bobina L_2 a transformatorului Tr302 din circuitul de emitor.

Raportul de transformare dintre bobina L_1 de acord și bobina L_2 de reacție este 20/1; avem un cuplaj destul de slab, suficient însă pentru menținerea oscilației și la tensiuni de alimentare de cca 6—7 V.

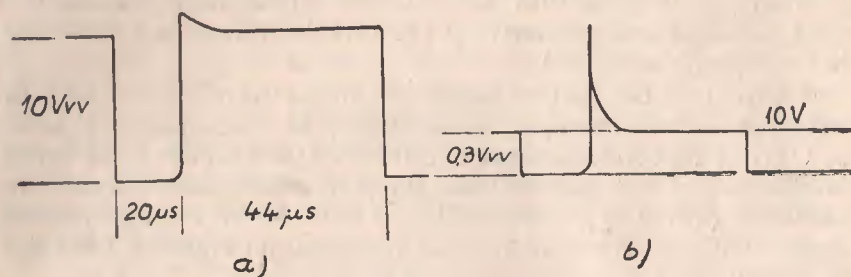


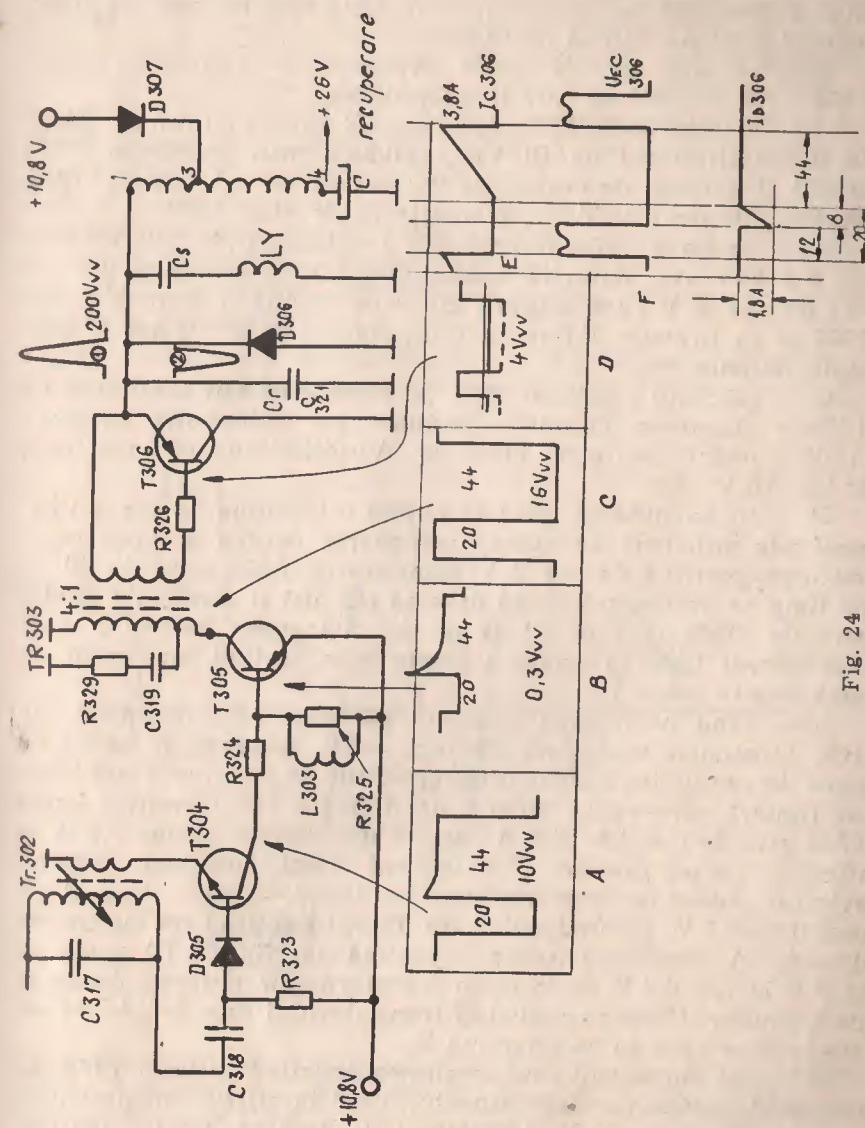
Fig. 23

La bornele circuitului oscilant L_1C317 se obține o tensiune aproape sinusoidală cu amplitudinea de 14—15 Vv. Această tensiune se poate oscilografia sau măsura cu un instrument de curent alternativ.

Dioda D305 lasă alternanța pozitivă a tensiunii oscilatorului să treacă spre baza T304 și blochează alternanța negativă (de cca 7—8 Vv) protejind astfel joncțiunea BE a T304, contra străpungerii. Joncțiunea BE a unui tranzistor BC suportă în regim invers doar 4—6 V.

Pe baza tranzistorului T304, polarizarea în c.c. depinde de valoarea rezistenței R323 și de valoarea C318. Pe colectorul T304 se obține o tensiune în impulsuri dreptunghiulare cu amplitudinea de cca 8—10 Vv, ca urmare a supracomandării pe bază a tranzistorului. (fig. 23. a) iar pe baza T305 aceeași tensiune redusă la amplitudinea de 0,3—0,4 V.

Tensiunea pe colectorul T305 are o repartiție nouă în ceea ce privește timpii de conducție și de pauză: durata pulsului negativ de tensiune este de cca 20 μs iar durata pauzei de 44 μs. Durata impulsului negativ depinde de valoarea rezistenței R323=27 kΩ: o valoare mai mare, de ex. 33 kΩ reduce curentul bazei și deci reduce timpul de conducție al tranzistorului T304, făcând ca impulsul negativ să dureze doar 18 μs. Tot așa, o valoare de 22 kΩ ar produce un impuls cu durata de cca 23 μs. Potrivită este tocmai o durată de 20 μs și aceasta



pentru motivele arătate atunci cînd am analizat etajul final de linii. Tocmai 20 μ s este timpul în care este necesar ca tranzistorul final de linii să fie blocat.

Schema din fig. 24 arată procesul de comandă dintre T304—T305—T306 pe care îl recapitulăm:

A — în colectorul T304, tensiune de impuls cu durata 20/44 μ s și amplitudinea de 10 V_v, produce prin rezistența R324 de 220 Ω , pulsuri de curent de maximum 40 mA, pulsuri care deschid, tot pentru 20 μ s, tranzistorul de atac T305.

B — pe baza T305, după R324, tensiunea în impuls este de cca 0,3 V_v, dar datorită inductanței L303, tensiunea are un vîrf de cca 1 V care asigură blocarea rapidă a tranzistorului T305 și ca urmare obținerea unui flanc foarte abrupt a tensiunii de colector.

C — cît timp conduce T305, pe colectorul său tensiunea va fi mare deoarece curentul produce pe inductanța primară Tr303 o cădere mare de tensiune. Amplitudinea vîrf-vîrf este de 15—16 V.

D — în secundarul trafo se obține o tensiune de cca 4 V_v care este suficient de mare, pedeoparte pentru a bloca cu o tensiune pozitivă de cca 2 V tranzistorul T306 timp de 20 μ s cît timp se desfășoară cursa inversă (12 μ s) și conducția diodei paralele D306 (cca 8 μ s) și pe de altă parte pentru a face tranzistorul T306 să conducă foarte bine, forțînd un curent de bază relativ mare.

E — cînd polaritatea tensiunii pe baza T306 devine negativă, tensiunea secundară de cca. -2V, forțează și aduce în stare de conducție tranzistorul; curentul de colector crește treptat (liniar) parcurgînd bobina de deflexie Ly. Curentul bazei T306 este de cca 0,4—0,6 A, iar cel de colector atinge 3,8 A la sfîrșitul cursei directe. Tranzistorul final lucrează saturat, avînd o cădere de tensiune între emitor și colector ($U_{CE\text{ sat}}$) de cca. 0,4—0,7 V. Secundarul trafo Tr 303 debitează un curent de 0,4—0,6 A, tensiunea (partea negativă din fig. 24-D) scade de la 2 V la cca 0,8 V ca la orice transformator puternic încărcat pe secundar. Durata conducției tranzistorului este de 43—44 μ s, așa cum se vede în oscilograma E.

F — în momentul cînd tensiunea negativă pe baza T306 „se termină”, conducția tranzistorului T306 ia sfîrșit. Imediat pulsul pozitiv de cca 2 V al tensiunii pe bază va bloca tranzistorul, iar curentul de colector va scade la zero în cca. 0,5 μ s,

timp în care tensiunea crește brusc la 175—180 V pe emitorul T306 datorită oscilației libere din timpul cursei inverse. Cursa inversă începe deci imediat ce pe baza T306 s-a aplicat tensiunea pozitivă de blocare. Durata cursei inverse va fi hotărîtă în principal de valoarea condensatorului C321=27 nF. La valoarea de 27 nF, circuitul oscilant al întregului etaj final de deflexie orizontală oscilează pe frecvența de 42 kHz, rezultînd o perioadă de 24 μ s. Dar oscilația liberă a sistemului nu va avea decît o singură semiperioadă 1 fig. 25, adică o semiundă cu amplitudinea de aproape 200 V și durata de 12 μ s. În timpul acestei semiperioade, tranzistorul final suportă tensiunea de cca. 200 V, cu + pe emitor, tensiune care solicită în sens de blocare și dioda D306.

G — următoarea semiperioadă 2 (fig. 25) face, chiar de la începutul ei, ca dioda de recuperare paralelă D306 să fie pola-

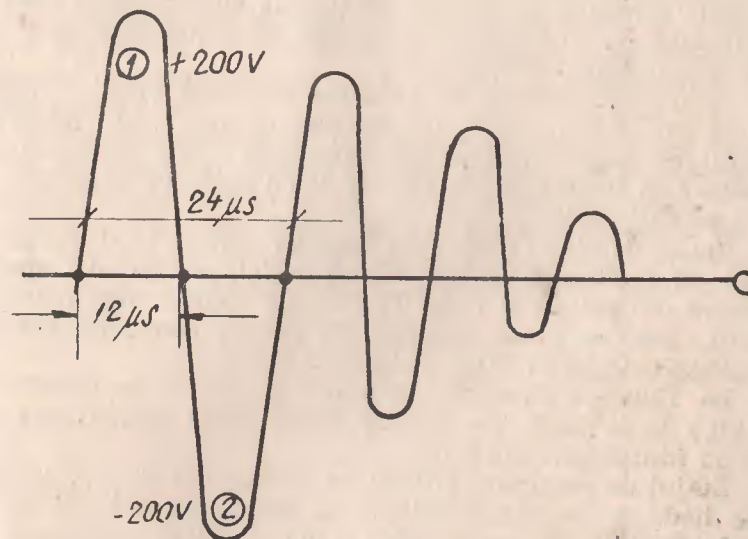


Fig. 25

rizată în sens de conducție astfel că oscilația este stinsă (amortizată), începîndu-se cursa directă. Energia semiperioadei 2 face însă ca prin dioda D 306 să curgă timp de cca. 8 μ s un curent care în primul moment are amplitudinea de aproape 2A,

iar apoi scade treptat spre zero. Impulsul negativ deschide iarăși pe T306 care va conduce pînă la sfîrșitul cursei directe.

* Se menționează în altă ordine de idei că pentru a se putea face un reglaj fin al dimensiunii pe orizontală fără a modifica tensiunea stabilizată de +10,8 V, în serie cu bobina de deflexie orizontală s-a introdus o bobină cu miez reglabil = bobina de reglare a amplitudinii, care permite reglarea dimensiunii cu cca. 10—15%.

MĂSURĂTORI CHEIE LA DEPANAREA BALEIAJULUI ORIZONTAL

1. Tensiunea de alimentare de +10,8 V în punctul 25, imediat după stabilizator și ajustarea cu R406 la *cel mult* 10,8 V.

2. Tensiunea recuperată de +25...26 V pe piciorul 4 al trafo linii, tensiune ce este proporțională cu tensiunea stabilizată de 10,8 V. Tensiunea recuperată se poate măsura și pe punctele 1 și 3 ale trafo linii.

3. Verificarea căderii de tensiune pe R363 (10Ω): valoare normală 0,6—0,9 V, adică un consum de 60...90 mA spre baleiajul vertical. Un consum mare al BV face ca tensiunea recuperată să fie scăzută la 18—22 V cu toate că tensiunea de 10,8 V este normală.

4. Etajul de atac (T305) funcționează normal cînd consumul este de 60...90 mA, măsurabil cu miliampermetrul conectat la puntea din primarul trafo Tr. 303. La consum mai mare de 100 mA, T305 se poate distruge. Se reduce consumul mărind pe R323 (27 kΩ) la 30 kΩ sau chiar 33 kΩ.

5. La T304, se măsoară tensiunea de +8 V pe colector și cca +0,5 V pe bază. Pe anodul diodei D305 se măsoară cca —4 V la funcționare normală.

6. Etajul de reactanță (T303): pe emitor cca +3...+3,2 V iar pe dioda de reactanță, obligatoriu pe catodă +2,7 V ±5%.

7. Integritatea tranzistoarelor T305 și T306: măsurarea cu ohmmetrul a porțiunii colector-emitor. Cînd tranzistorul este străpuns, colectorul este scurtcircuitat la emitor, ohmmetrul arată zero.

* Practic, la AU113, cu televizorul la rece se măsoară cu ohmmetrul rezistența dintre punctul 1 al trafo linii (care este

și emitorul AU113) și masă, rezistență ce trebuie să fie de 20...50 Ω (funcție de ohmmetru). La AU113 defect ohmmetrul arată scurtcircuit.

* Același mod de depistare a defectării T305 (AC 180 K): ohmmetrul pe porțiunea C—E trebuie să arate peste 50—100 Ω, altfel avem tranzistorul topit prin suprasarcină.

* Defectarea (foarte rară) a diodei D305, conduce aproape sigur la defectarea joncțiunii BE a lui T304. Verificarea cu ohmmetrul (în ambele sensuri) a diodei.

*** OSCIOLOGRAFIERE

Depistarea etajului defect cu osciloscopul este incomparabil mai rapidă decît cu avometrul.

Se verifică cu osciloscopul următoarele puncte cheie:

1. Pe colectorul T303 prezența tensiunii aproape sinusoidale a oscilatorului de linii, cu amplitudinea de 13...15 V_v.

2. Pe baza T304 o tensiune deformată triunghiulară în sens negativ cu amplitudinea de 5—6 V_v (oscilograma 11 din schema electrică).

3. Pe colectorul T304, o tensiune în impuls ca în fig. 24, a.

4. Pe colectorul T305, tensiunea de atac pentru etajul final, cu amplitudinea de 14...16 V_v și durata de conducție de cel mult 20...21 μsec. (optim 18 μs), durata depinzînd de R323.

5. Pe punctul 1 al trafo linii, tensiunea de întoarcere de 180 V_v cea mai elocventă și reprezentativă tensiune de impuls a B.O.

BALEIAJUL VERTICAL CU TRANZISTOARE

* Pentru deflexia pe verticală este necesar un câmp magnetic care să devieze fascicolul din poziția sa centrală (de repaos) până la marginea de sus și apoi treptat până la marginea de jos a cinescopului. Pentru aceasta, prin bobina de deflexie verticală trebuie să treacă un curent în primă analiză liniar descrescător, (în formă de dinte de ferăstrău) așa cum arată în fig. 26, curent care produce câmpul magnetic necesar. La curent mare, câmpul va fi mare și fascicolul va fi deviat mult de la axa centrală a tubului cinescop.

Frecvența de baleiaj vertical este 50 Hz la normele de televiziune europene și 60 Hz la norma americană și japoneză. Frecvenței de 50 Hz îi corespunde o perioadă de 1/50 secunde, adică 0,02 sec = 20 ms. Din perioada de lucru de 20 milisecunde, cursa directă are o durată de cca. 19 ms iar cursa inversă cca. 1 ms.

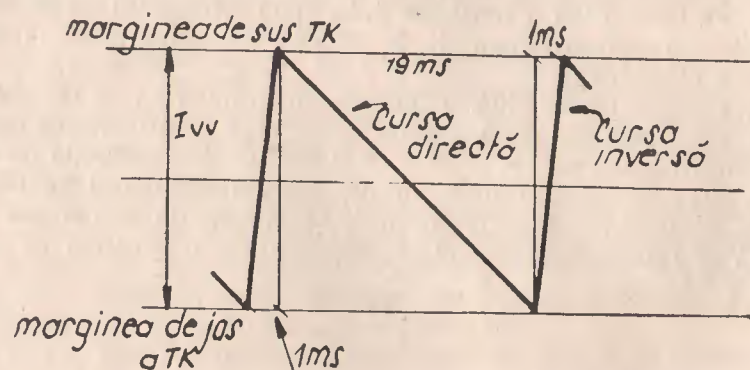


Fig. 26

* Puterea medie necesară pentru deflexia verticală depinde de:

- unghiul de deflexie (70, 90 sau 110°)
- mărimea cinescopului. (23 ... 31 ... 47 ... 50 ... 61 ... 65 cm)
- tensiunea înaltă. . . (9 ... 11 ... 16 ... 17 ... 18 ... 18,5 kV).

Cum tensiunea înaltă (FIT) este tipică pentru fiecare diagonală de cinescop (așa cum se arată mai sus de ex. la 31 cm diagonală, FIT este 11 kV), practic, unghiul de deflexie și diagonală cinescopului hotărăsc puterea necesară pentru deflexie. Se indică mai jos, puterea ce trebuie aplicată bobinei de deflexie pentru a se asigura deflexia verticală:

diagonala	unghiul deflexiei	puterea
23 cm	90°	0,17 W
28 cm	90°	0,21 W
31 cm	90°	0,23 W
31 cm	110°	0,43 W
47—61 cm	110°	0,86 W
65 cm	110°	0,88 W

Relația dintre puterea medie de deflexie P_{MD} și curentul I_{vv} (vîrf-vîrf) care străbate bobina de deflexie verticală este dată mai jos:

$$P_{MD} = \frac{1}{12} I_{vv}^2 R_v \text{ sau, } I_{vv} = \sqrt{\frac{12 \cdot P_{MD}}{R_v}}$$

în care R_v este rezistența în curent continuu a bobinei de deflexie verticală.

* Etajul final de BV este foarte asemănător ca funcționare și chiar ca schemă electrică cu un etaj final de audiofrecvență. Deosebirea esențială constă în aceea că etajul final de BV amplifică un semnal în formă de dinte de ferăstrău în timp ce etajul de sunet amplifică în general un semnal sinusoidal.

Precizînd cele de mai sus, putem acum asemăna etajul final de sunet cu un etaj final de BV și sub aspectul sarcinii pe care debitează etajul: difuzorul la finalul de sunet, exact ca și bobina de deflexie la etajul final de BV. Rezistența în c.c. a difuzorului este foarte apropiată ca valoarea ohmică de impedanța lui, aproape în toată gama de frecvențe audio; doar la frecvențe audio mari (5—10 KHz) impedanța unui difuzor de

4 ohmi devine 4,5÷5 ohmi din cauza inductanței bobinei mobile.

La bobina de deflexie verticală, deoarece frecvența de lucru este de 50 Hz, sarcina pentru etajul final de BV (cadre) este aproape pur rezistivă și egală cu rezistența în curent continuu a bobinei.

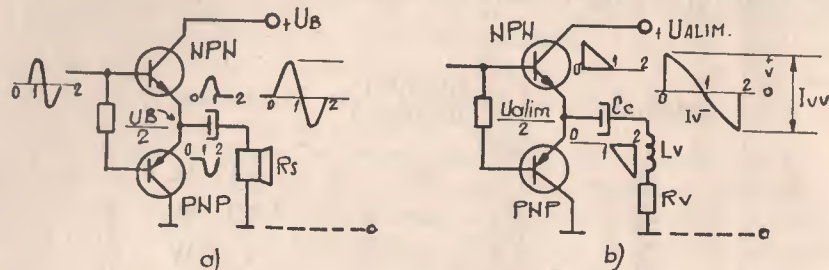


Fig. 27

* Importanța valorii R_v este mare: ca și rezistența R_s a difuzorului, R_v determină curentul de vîrf ce străbate tranzistoarele finale. O paralelă între un etaj de sunet și un etaj final de BV poate fi urmărită ușor în fig. 27.

Inductanța L_v a bobinei de deflexie este foarte importantă în timpul cursei inverse a BV, căci energia magnetică înmagazinată în timpul cursei directe a fascicolului va determina un „salt” de tensiune la bornele bobinei, salt cu atît mai mare cu cît inductanța L_v este mai mare și cu cît durată cursei inverse este mai mică. Mărimea tensiunii care apare la bornele unei inductanțe atunci cînd prin aceasta curentul variază brusc, este dată de relația elementară:

$$U = -L \frac{di}{dt}$$

În cazul BV, L este inductanța L_v , di este variația de curent egală cu I_{vv} , iar dt este timpul în care are loc variația (adică durată de cca. 1 msec a cursei inverse). Să calculăm tensiunea ce apare la bornele unei bobine de deflexie reale de 30 mH în care variația de curent este de 0,57 Avv iar durată variației (cursa inversă) este de 1 msec.

$$U_{LV} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{0,57}{1 \cdot 10^{-3}} = 17 \text{ V}$$

Dacă cursa inversă ar fi de numai 0,5 ms (de 2 ori mai scurtă decît în cazul anterior) tensiunea indusă ar fi de 2 ori mai mare adică de 34 V!! Deci inductanța bobinei de deflexie are o importanță mare deoarece de inductanță depinde tensiunea la bornele ei în timpul cursei inverse. Cum bobina de deflexie este conectată la tranzistoarele finale, „saltul” de tensiune de la bornele bobinei, devine tensiune inversă pentru tranzistoarele finale.

* Condensatorul C_c are rolul de a izola în c.c. bobina de deflexie de punctul median al etajului final, punct ce se află la un potențial egal cu jumătatea tensiunii de alimentare. Energia necesară deflexiei trece prin condensator încărcîndu-l în mod alternativ pozitiv și negativ; la bornele condensatorului vom avea o tensiune parabolică tipică, așa cum se vede în fig. 28, a. cu o amplitudine mică (0,5—1 V). Tensiunea U_{RV} după cum arată fig. 28, b. are aceeași formă ca și curentul de deflexie, iar mărimea ei depinde de valorile i și R_v . Componenta inductivă a tensiunii pe timpul cursei directe (td) este aproape constantă (fig. 28. c.) și de o valoare mică (0,5÷1 V). Adunarea celor trei tensiuni, ne duce la forma tensiunii de deflexie care este arătată în fig. 28. d. Această tensiune poate fi văzută la osciloscop, conectîndu-ne cu sonda pe borna negativă a condensatorului C_c (fig. 27. b.) Vom analiza acum pe rînd: etajul final, etajul defazor și oscilatorul unui bloc de baleiaj vertical complet tranzistorizat, așa cum avem în TV portabil „Sport” cu ecran de 110°/31 cm.

1. ETAJUL DEFAZOR ȘI ETAJUL FINAL DE BALEIAJ VERTICAL AL TV

În fig. 29 se arată schema electrică a celor două etaje de BV. Tranzistorul T 309-BC108 B de tip NPN lucrează ca defazor iar tranzistoarele T 310 și T 311 pereche complementară NPN-PNP formează împreună cu sarcina L_v (bobina de deflexie) etajul final. Energia de deflexie este furnizată de sursa de curent continuu $+U_B$ de 25 V. Perechea de tranzistoare finale transformă curentul continuu în curent de deflexie în formă de dinte de ferăstrău (d.d.f.) cu o amplitudine de 0,6 Avv, cît cere bobina de deflexie, atunci cînd dimensiunea pe verticală este maximă și de cca. 0,55 Avv, atunci cînd imaginea acoperă în mod corect ecranul.

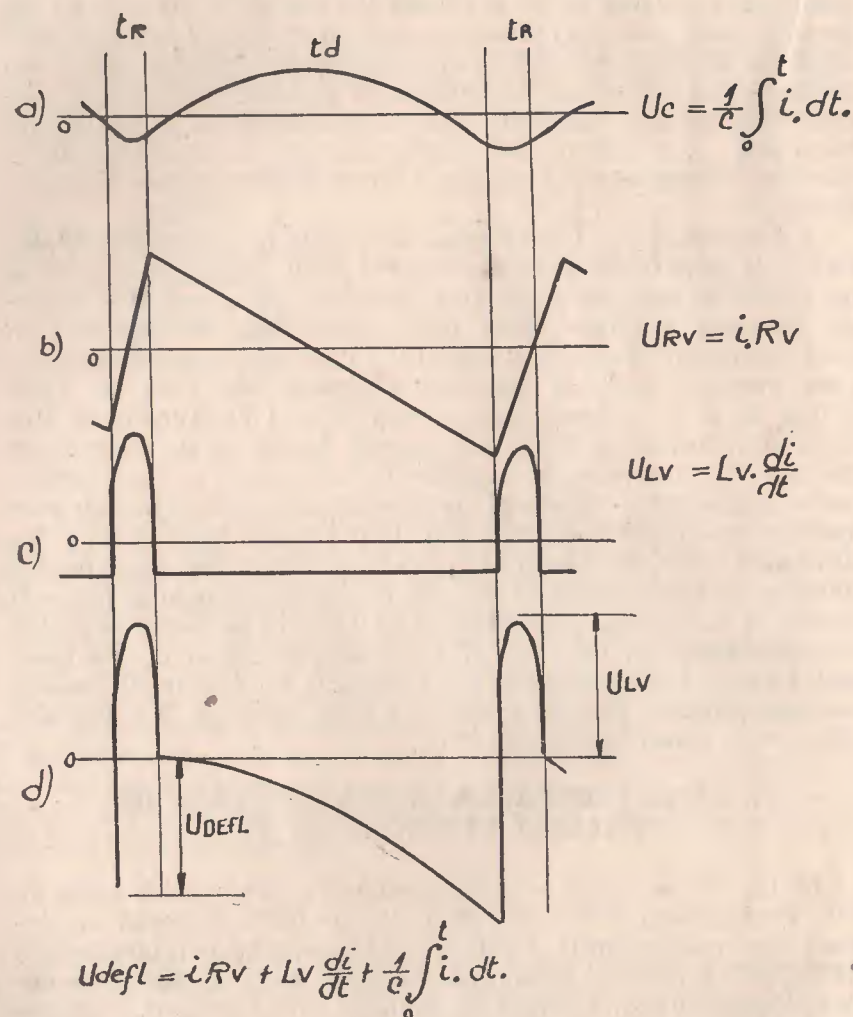
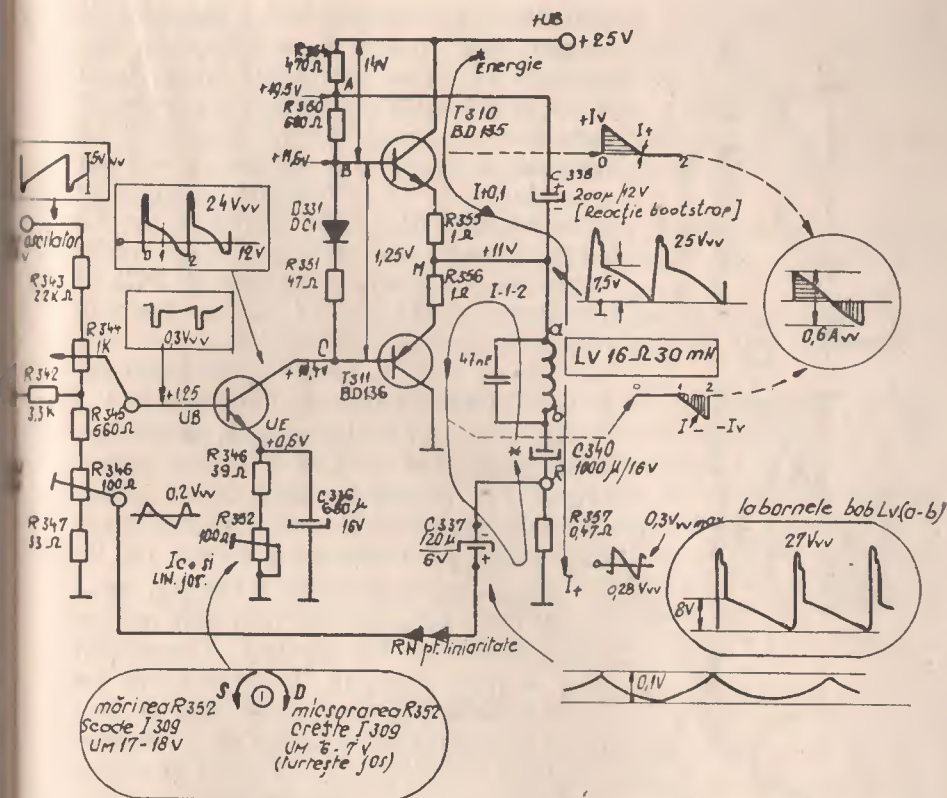


Fig. 28

* Etajul defazor este alimentat în c.c. astfel: T309 pe colector, de la tensiunea de +25 V prin R354, R350, dioda DC1 și R351 curge un curent mediu de cca 12 mA care asigură



punctul de funcționare în c.c. al etajului. Curentul $I_c = 12$ mA produce pe rezistența de emitor $R_{348} + R_{352}$ o cădere de tensiune de cca 0,60 V, deci tensiunea pe emitor este $U_E \approx 0,60$ V. Pe bază avem o tensiune cu cca 0,65 V mai mare decît pe emitor, deci:

$$U_B = 0,60 + U_{BE} = 0,60 + 0,65 = 1,25 \text{ V}$$

Curentul de colector al T309 produce pe R_{354} o cădere de tensiune de cca 5,5 V iar pe R_{350} o cădere de tensiune de cca 8 V, astfel că în punctul A avem cca +19,5 V, iar în punctul B (baza T310) o tensiune de cca +11,6 V față de masă. Știm că un

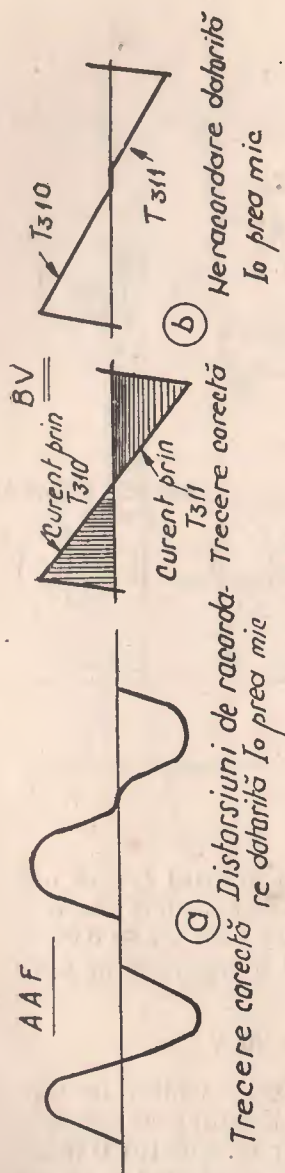


Fig. 30

tranzistor cu siliciu are $U_{BE} \approx 0,65$ V atunci când începe a se deschide; înseamnă că între cele două baze (baza T310 și baza T311) trebuie să avem o tensiune de cca 1,25—1,3 V, astfel că pe colectorul T309 tensiunea continuă este de cca +10,3 V (punctul C), care este și baza T311. Între punctele B și C, adică între bazele tranzistoarelor finale avem înseriate dioda cu siliciu DC1 și rezistența R351 de 47 Ω ; la bornele diodei avem cca 0,70 V iar la bornele R351 cca 0,57 V (căderea de tensiune pe R351 este $12 \text{ mA} \times 47 \Omega \approx 0,57 \text{ V}$).

Rolul diodei DC1 este de a termostabiliza tensiunea de 1,25 V dintre punctele B și C. Acelaș lucru se putea obține și cu un termistor de cca 130 Ω conectat în paralel pe o rezistență de cca 120 Ω .

Rezistența ajustabilă R352 din emitorul T309 permite mărirea sau micșorarea tensiunii U_E și deci a tensiunii U_{BE} a tranzistorului T309; mărind pe R352, crește U_E , scade ceva U_{BE} și deci scade curentul de colector al defazorului T309. Scăderea I_{C309} duce la reducerea căderii de tensiune dintre punctele B și C și deci reducerea tensiunilor de bază ale celor două tranzistoare finale. Urmarea mării lui R352 este deci reducerea curentului de polarizare, de repaos a tranzistoarelor finale T310—T311. Știm că la un etaj final în clasă B, un curent de repaos prea mic produce distorsiunile „de trecere” distorsiuni ce se aud ca o deformare a audiei la volm mic din cauza neracordării caracteristicilor celor două tranzistoare (fig. 30. a.). La un etaj final de baleiaj vertical, la un curent prea mic

de repaos, apare o trecere defectuoasă de pe tranzistorul NPN pe cel PNP efectul fiind o dungă mai luminoasă, orizontală, pe rastru, dungă lată de 1—2 mm. În fig. 30. b. se arată „trecerea” defectuoasă în etajele finale complementare de BV.

Iată deci că regimul de c.c. al tranzistorului T309 ajustabil cu R352 este foarte important, deoarece curentul I_{C309} al defazorului determină:

- Curentul de repaos al etajului final și trecerea curentului de pe tranzistorul NPN—T310 pe tranzistorul PNP—T311. (dunga orizontală).
- puterea disipată a tranzistorului defazor, care în regim corect este $P_d = U_{CE} \cdot I_C = 10 \text{ V} \times 12 \text{ mA} = 120 \text{ mW}$ (destul de mult)
- tensiunile din punctele B, C și M ale etajului final, astfel: de ex. un I_{C309} prea mare produce o cădere de tensiune mare pe R354+R350 și împinge punctul B în jos spre 6—8 V (și viceversa), ceea ce duce la coborîrea potențialului (tensiunii) din punctul M median al etajului final, punct la care este conectată bobina de deflexie. Coborîrea tensiunii M (normal +11 V), conduce pe deoparte la limitarea curentului de deflexie (imagine turtită, neliniară) dar și la desimetrizarea puterii disipate pe tranzistoarele finale.

Indicație de reglaj pentru R352: Voltmetrul de c.c. conectat pe punctul M:

- se rotește potențiometrul ajustabil R352 la dreapta pînă apare pe ecran o dungă luminoasă orizontală sau turtirea imaginii jos, semn că este prea mic curentul I_{C309} și prea mică tensiune U_{B-C} (între bazele tranzistoarelor finale),
- se rotește R352 încet înspre stînga pînă cînd dunga și turtirea dispăre și se stabilește în punctul M o tensiune de 11 V. (Admis între 10,5—11,5 V),
- se verifică tensiunile pe E-T309 (cca 0,6 V), pe C-T309 (+10...10,5 V) și pe baza T310 cca 11,2...11,8 V.

De la oscilatorul de cadre (BV) tranzistorul defazor T309 primește pe bază o tensiune în dinte de ferăstrău crescător de cca 0,3 V_v, așa cum se vede în fig. 31, a cărei mărime se „dozează” cu potențiometrul R344 care reglează chiar dimensiunea imaginii pe verticală. Pe colectorul T309 se obține o tensiune d.d.f. descrescătoare (fig. 31). Schimbarea sensului de va-

riație a tensiunii d.d.f. este ușor de înțeles urmărind fig. 31 unde sînt arătate tensiunile pe B și C în d.d.f. ale etajului:

Tranzistorul T309 este NPN; prin urmare pentru a se deschide are nevoie pe bază de o tensiune pozitivă față de emitor. Cu cît tensiunea pe bază este mai mare cu atît curentul de

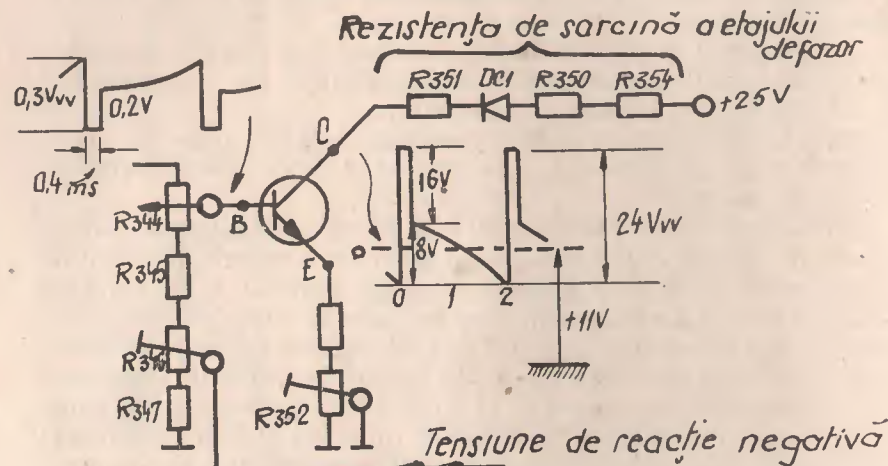


Fig. 31

colector va fi mai mare. Aplicînd o tensiune d.d.f. crescător înseamnă că la început, (momentul 0) curentul de colector este foarte mic, deci tensiunea de colector este mare (deoarece căderea de tensiune între borna de +25 V și colector (pe șirul R354—350—DC1—R351) este mică. Pe măsură ce tensiunea de comandă pe bază crește, (momentul 1) crește și I_{C309} și ca urmare crește ΔU pe șirul R354—350—DC1—R351, deci tensiunea pe colector scade. La tensiune maximă pe bază (momentul 2), I_C este maxim, iar U_C este minim.

Obținînd o tensiune în d.d.f. scăzătoare pe rezistența de sarcină a etajului ($R351 + R350 + R354$), avem semnalul necesar pentru comanda tranzistoarelor finale. Se reține că tensiunea în d.d.f., dată de oscilator este doar de 0,1 Vv pe baza lui T309, dar are un pedestal negativ de cca 0,2 V care blochează pe timp de 0,4 ms pe T309.

Etajul final. Am văzut cum în punctul C — colectorul T309 — avem o tensiune în d.d.f. de cca 8 Vv scăzătoare, cu

frecvența de 50 Hz și care va deschide pe rînd tranzistoarele complementare finale. Această tensiune are pedestalul acum pozitiv, și cu amplitudinea de cca 16 V și durată de 0,4 ms.

Tensiunea în d.d.f. de pe colectorul T309 este axată pe o linie situată la un potențial de 10—11 V (tensiunea continuă

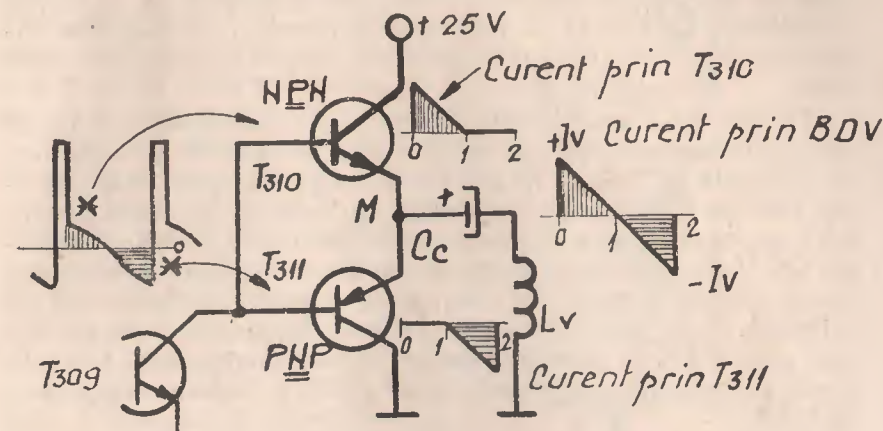


Fig. 32

pe colectorul T309), astfel că partea pozitivă a acestei tensiuni va deschide pe T310 pe timpul cuprins între 0 și 1 (vezi fig. 32) deoarece T310 este un tranzistor NPN și „cere” pozitiv pe bază. Pe durata 0—1 partea pozitivă a tensiunii de comandă nu numai că va deschide pe T310 dar va bloca puternic pe T311, deoarece dacă unui tranzistor PNP i se aplică pe bază o tensiune pozitivă, acesta va fi închis, joncțiunea BE fiind polarizată invers.

Timpul 0—1 reprezintă prima jumătate a cursei directe. În momentul „0” tranzistorul NPN primește pe bază o tensiune pozitivă mare care aduce tranzistorul T310 în stare de conducție pînă la saturație astfel că de la U_B , un curent mare egal cu $+I_V$ curge prin joncțiunea CE a lui T310, apoi prin R355, în bobina de deflexie L_V și apoi prin C340 și R357 la masă. Curentul pozitiv $I+$ curge pe acest traseu, deoarece T311 este blocat. Pe schema electrică din figura 29 se arată traseul curentului $I+$ și cu o steluță sursa de energie. Curentul $I+$

este la început maxim, avînd valoarea sa de vîrf de $+I_V$ iar pe măsura ce tensiunea d.d.f. pe baza T310 scade, scade și curentul I_+ ajungînd să fie nul în momentul 1 cînd și tensiunea de comandă trece prin zero. Trebuie menționat că pe durata 0—1, condensatorul de cuplaj (C_c în fig. 32 respectiv C340 în fig. 29) se încarcă cu energie, tensiunea sa ajungînd la valoarea de cca 11 V (tensiunea punctului median M); încărcarea se face cu plusul spre punctul M și minusul spre masă.

Timpul 1—2 este a doua jumătate a cursei directe, timp în care T311 se deschide fiindcă este tranzistor PNP și tensiunea de comandă pe bazele finalilor este negativă acum. Tranzistorul PNP se deschide tot mai tare (pe măsură ce tensiunea în d.d.f. pe bază crește). Condensatorul C340 care „conține” energia $C\dot{U}^2/2$ devine sursă de tensiune pentru a doua jumătate a cursei directe: Curentul I_- (partea negativă a curentului de deflexie) curge din C340 (asterisc) prin bobina de deflexie L_V , apoi prin R356 și prin joncțiunea EC a tranzistorului T311 la masă, închizîndu-se circuitul prin R357 la borna negativă a lui C340.

Curentul I_- — este mereu crescător, datorită comenzii pe baza lui T311 astfel că la sfîrșitul cursei directe (momentul 2) curentul atinge valoarea maximă negativă ($-I_V$).

În timpul cursei directe care durează 19 ms, bobina de deflexie a înmagazinat energie magnetică care la schimbarea bruscă de semn a curentului, imediat după momentul 2 va produce pulsul de tensiune caracteristic întoarcerii (vezi fig. 28 și fig. 29).

* Acum este momentul să lămurim puțin neliniaritatea tensiunilor și curenților în etajul final și defazor și legat de aceasta circuitele de corectare a liniarității.

1) Știm că la cele mai multe tranzistoare, amplificarea B scade pe măsură ce curentul de colector crește. Mai este cunoscut și faptul că nu există o proporționalitate liniară între tensiunea de comandă U_{BE} și curentul de colector. Aceste două elemente, care schematic se arată în fig. 33 a, b, conduc la situația reală în care aplicînd pe baza unui tranzistor o tensiune perfect liniar crescătoare, vom obține în colector un curent neliniar, deformat ca în fig. 33. c.

În fig. 33. c, pe bază se aplică, de exemplu, o tensiune liniar crescătoare de 1 Vvv cu piedestalul avînd cca 0,33 V deci 33%; la ieșire obținem un curent maxim de 0,6 A (în loc de 1 A — dacă tranzistorul ar amplifica liniar —), iar piedestalul reprezintă doar 25% din amplitudinea maximă a curentului și nu 33% cu cît a fost comandat tranzistorul.

Pentru a obține un curent liniar de colector, este necesar ca la intrarea etajului, pe bază să se aplice o tensiune de intrare neliniară, în mod voit modificată ca formă cam în felul următor: știind că I_c real diferă de I_c liniar (vezi fig. 33 c dreapta) mai pronunțat la curenți mari (cînd scăderea B se face simțită), înseamnă că tensiunea de comandă trebuie să fie mărită pe porțiunea ultimă a dintelui de ferăstrău iar piedestalul tensiunii de comandă U_{BE} trebuie mărit mai accentuat. Ar fi necesară o tensiune de comandă cu o componentă „concavă” sau parabolică pentru a obține un I_c liniar, așa ca în fig. 34 unde s-au trasat cu linie plină tensiunea de comandă în mod voit corectată și mărită, la intrare și care asigură la ieșire un curent liniar cu amplitudinea dorită de 1 A.

2) Este cunoscut faptul că datorită lipsei de curbura a ecranului TK, este necesară o corecție în „S” a curentului de deflexie atît la deflexia orizontală cît și la deflexia verticală. Aceasta, deoarece drumul fascico-

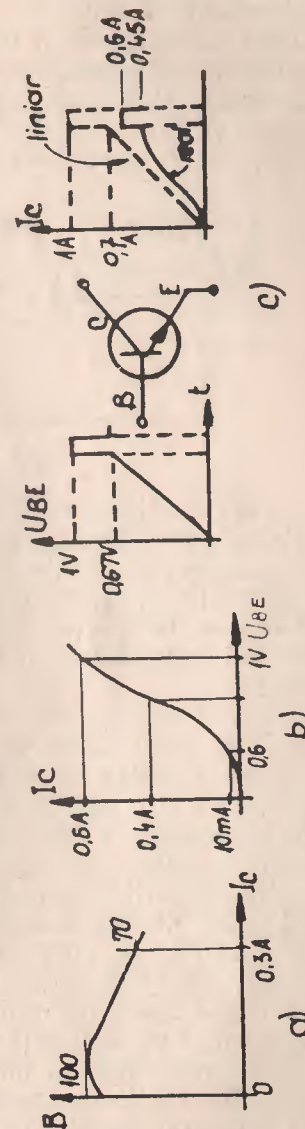


Fig. 33

lului de electroni nu este „egal” atunci cînd fascicolul baleiază (explorează) ecranul.

Dacă curentul ar fi liniar — ca cel punctat din fig. 35 — s-ar obține un baleiaj neliniar, imaginea fiind întinsă sus și jos (fig. 35. c.). Prin corecția în „S” curentul de deflexie se face neliniar și anume puțin aplatisat la valorile sale maxime ($+I_v$ și $-I_v$) astfel că baleiajul vertical rezultă liniar.

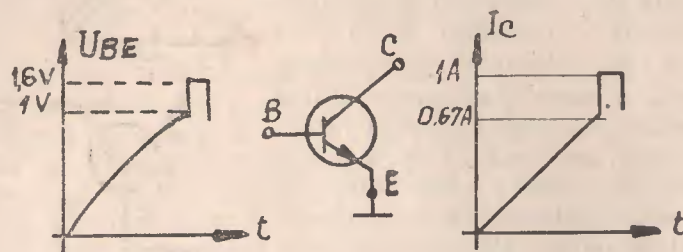


Fig. 34

La etajele finale cu simetrie complementară, corecția în „S” se obține aproape „de la sine” datorită scăderii amplificării B a tranzistoarelor finale la curenți mai mari, astfel că nu sînt necesare circuite speciale pentru corecția S.

Circuite de reacție care asigură liniaritatea baleiajului vertical deci liniaritatea imaginii în schema de BV a TV portabil „Sport”:

* Un circuit de reacție negativă corectoare este realizat prin C337, care aduce de la punctul R (fig. 29) o tensiune în dinte de ferăstrău-asemănătoare ca aspect cu curentul de deflexie — și o aplică la baza tranzistorului T309 prin R346 și R344; tensiunea corectoare are sensul celor descrise la pct. 1. Această tensiune are amplitudinea de cca 0,3 V_{VV} și apare datorită curgerii curentului de deflexie prin R357 ($0,6 \text{ A} \times 0,47 \text{ ohmi} \approx 0,3 \text{ V}$). Tensiunea din punctul R încarcă condensatorul C337 astfel că pe cursorul R346 se aplică o tensiune integrată de acest condensator, care ajunge pe baza T309 prin R346 (care o dozează ca amplitudine) și R345-344. Valoarea condensatorului va influența deci liniaritatea.

Adunarea tensiunii liniare în d.d.f. dată de oscilator cu tensiunea de reacție ce sosește de la ieșire, conduce la obținerea unui dinte de ferăstrău destul de concav, cu atît mai concav cu cît R346 are cursorul mai sus. Concavitățile tensiunii este

mai pronunțată jos, astfel tensiunea pe colectorul T309 va rezulta convexă sus; este tocmai partea din tensiunea de comandă a finalilor care deschide pe T310. T310 este tranzistorul care conduce în prima parte a cursei directe, deci în jumătatea de sus a ecranului. Tocmai de aceea poziția R346 determină liniaritatea verticală în ansamblu, cu influența mai mare în partea de sus a imaginii.

În fig. 36 se arată concavitățile tensiunii în d.d.f. pe baza T309 și convexitatea tensiunii de comandă (de atac) a etajului final. Se arată tot aici cum se formează tensiunea concavă U_{B309} : din adunarea tensiunii pur liniare de oscilator (pe R343) cu tensiunea de pe cursorul R346. Tensiunea R346 are un caracter parabolic din cauza adunării tensiunii la bornele condensatorului C337 cu tensiune a aproape liniară de pe R357.

* Un circuit de reacție pozitivă este folosit în etajul final de baleiaj vertical în scopul reducerii neliniarității curentului de deflexie neliniaritate produsă de scăderea amplificării B la curenți mari. Reacția pozitivă constă în aplicarea pe baza tranzistoarelor finale a unei tensiuni luată de la ieșire, de pe punctul median M. Pentru aceasta, cu condensatorul C338

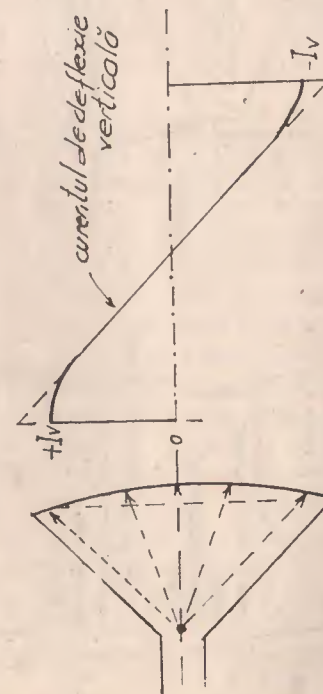
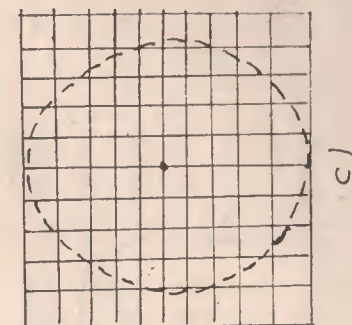


Fig. 35

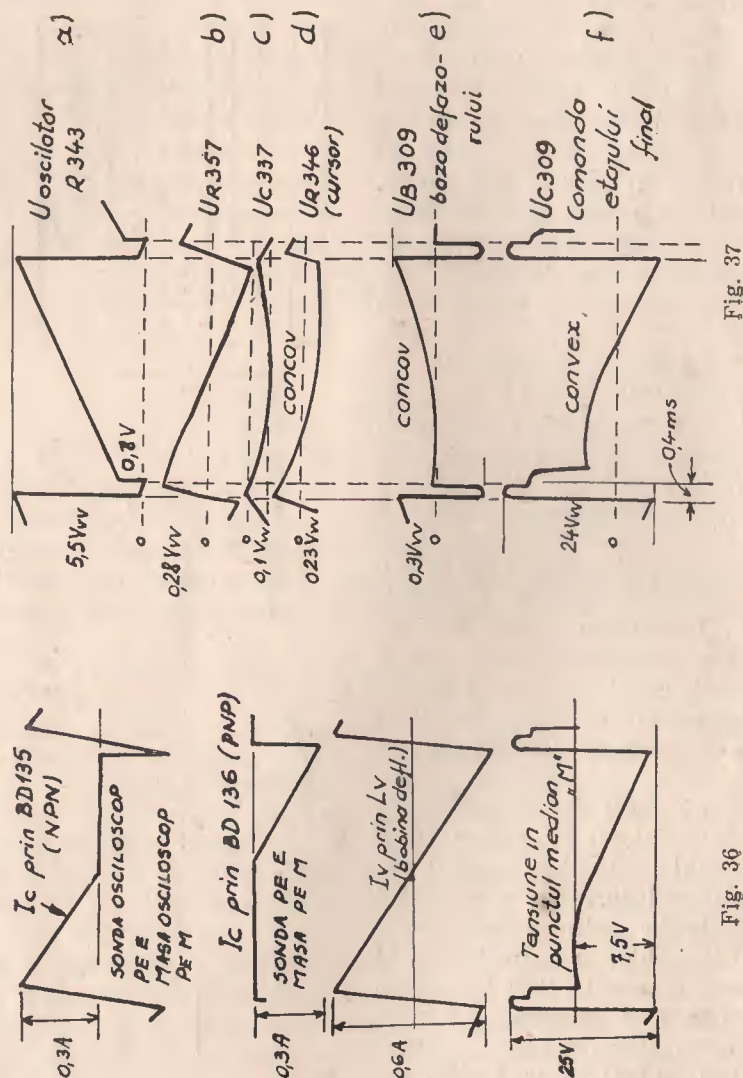


Fig. 36

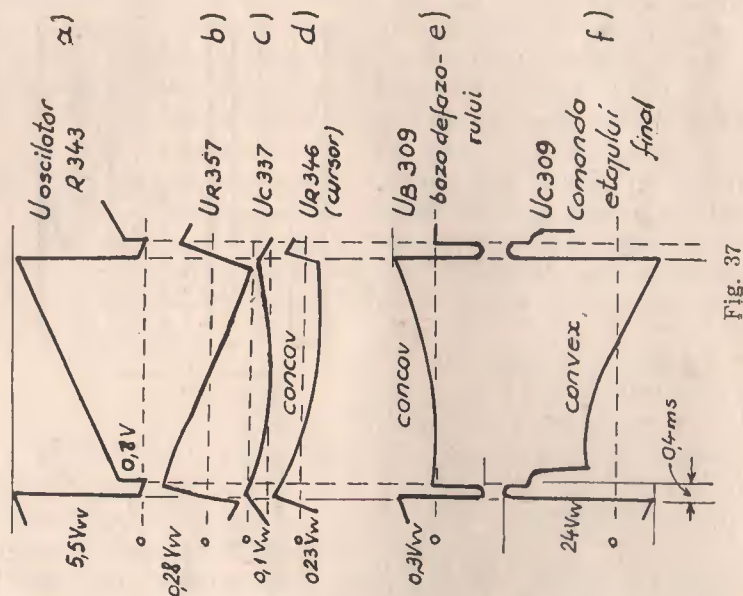


Fig. 37

se ia de pe „M” tensiunea de deflexie și se aplică prin rezistența R350 la baza finalilor. Reacția pozitivă *intensifică* procesele din etajul final spre deosebire de reacția negativă care *mode-rează* procesele. Astfel, atunci cînd tensiunea aplicată pe baza tranzistorului NPN-T310 este mare, la ieșire avem tot o tensiune mare dar *puțin atenuată* de rezistențele nedecuplate din emitor (R355 și R356) care sînt necesare pentru stabilizare termică, dar produc o reacție negativă în regim dinamic. Prin circuitul C338-R350, o parte din tensiunea de ieșire este aplicată la intrare adunîndu-se cu tensiunea de comandă, practic aducînd de la ieșire un plus de energie care să „susțină” amplificarea tranzistoarelor finale.

Înteruperea condensatorului C338, deci anularea reacției pozitive „BOOTSTRAP”, duce la „turtirea” imaginii datorită reducerii amplificării la curenți mari a celor două tranzistoare finale: la începutul cursei directe tranzistorul T310 (partea de sus) iar la sfîrșitul cursei directe tranzistorul T311 (partea de jos a imaginii).

* *Cursă inversă.* Chiar în fig. 36 e se vede că tensiunea dată de oscilator are un pedestal de cca 0,2 V înălțime cu o durată de 0,4 ms (milisecunde). Acest pedestal fiind negativ, va bloca brusc tranzistorul T309 pentru a pregăti cursa inversă. În colectorul T309 se obține pedestalul (impulsul) pozitiv, amplificat, dar tot cu durată de 0,4 ms. Impulsul pozitiv face ca tranzistorul T310 din etajul final să fie puternic deschis în momentul începerii cursei directe noi, deci pînă la sfîrșitul cursei directe vechi (terminate), iar tranzistorul PNP-T311 să fie bine blocat. Blocarea tranzistorului T311 care conducea curentul de deflexie $-I_V$ în acel moment și deschiderea bruscă a tranzistorului T310 care începe prin a conduce curentul pozitiv $+I_V$, face deci ca în bobina de deflexie curentul să varieze brusc de la $-0,3$ A la $+0,3$ A, variația totală fiind de cca 0,6 A. Variația are loc nu în 0,4 ms cît este durată „pedestalului de întoarcere” din tensiunea oscilatorului și cea de atac a finalilor ci de cca 1 ms, datorită prezenței inductanței bobinei de deflexie și datorită procesului de trecere în care tranzistorul T310 este saturat și nu răspunde comenzii pe bază de scădere a curentului.

Energia înmagazinată în inductanța L_V a bobinei de deflexie verticală produce pulsul de tensiune U_{LV} , arătat detaliat în figura 28. d. și care este de cca 17 V, puls care se adună la ten-

siunea de deflexie de cca 8 V. Pulsul de tensiune (tensiunea de întoarcere) care apare între punctul median M și sursa de alimentare $+U_B=25\text{ V}$, se aplică tranzistorului T 310 ca tensiune inversă U_{CE} și îl obligă pe acesta să conducă în sens invers un timp foarte scurt astfel că din L_V va curge un curent prin T310 spre sursa de alimentare. Acest lucru însă as-

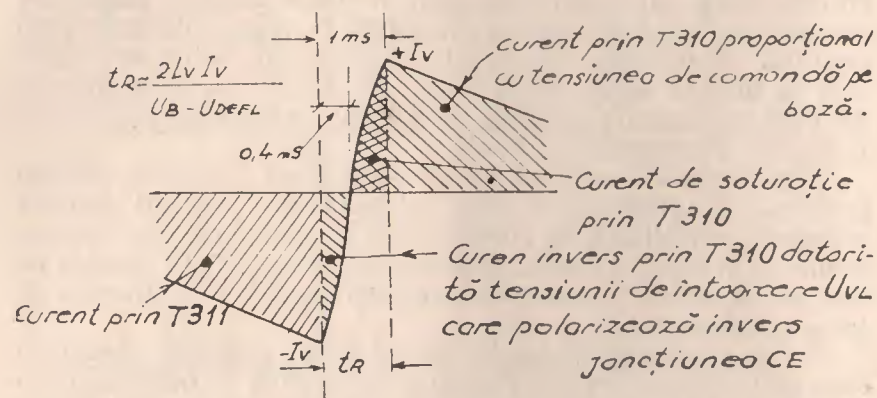


Fig. 38

gură racordarea curentului de deflexie de la $-I_V$ la $+I_V$ așa cum se vede în fig. 38.

* Timpul de întoarcere, $t_R=1\text{ ms}$, este un compromis între: necesitatea ca fascicolul să se întoarcă suficient de repede pentru a nu se vedea pe ecran (la $t_R=1,2-1,3\text{ ms}$ întoarcerea se vede) și precauția de a nu avea un puls prea mare de tensiune la întoarcere (care ar fi de $30-35\text{ V}$ la $t_R=0,4-0,5\text{ ms}$). În general la toate circuitele de BV tranzistorizate, timpul de întoarcere t_R va fi de $0,9-1\text{ ms}$, tocmai din cauza acestor considerente.

2. OSCILATORUL DE CADRE AL TV PORTABIL „SPORT“

Pentru comanda etajului final studiat, oscilatorul trebuie să asigure la ieșirea sa o tensiune liniar variabilă (dinte de ferăstrău) de amplitudine convenabilă (cca 5 V_{vv}) și crescătoare în timp (dinte de ferăstrău crescător).

Frecvența cu care se repetă dintele de ferăstrău trebuie să fie de 50 Hz atunci când oscilatorul este sincronizat de impulsurile de sincronizare cadre obținute de sincroseparator din semnalul video-complex. Atunci când nu este sincronizat (deci în lipsa semnalului TV) oscilatorul de cadre funcționează pe o „frecvență liberă“ care trebuie să fie cât mai apropiată de frecvența de 50 Hz , aceasta pentru ca sincronizarea de către impulsurile de cadre date de sincroseparator să se facă ușor chiar și atunci când sincroimpulsurile de cadre sînt deja mici (la semnal slab — în zone îndepărtate de recepție).

* Am văzut cum tranzistorul defazor T309 primește pe bază o tensiune în d.d.f. cu amplitudinea de cca $0,3\text{ V}_{vv}$; cu toate acestea, la eșirea oscilatorului este necesară o tensiune de cca 5 V_{vv} . De ce? Pentru că între oscilator și etajul defazor avem pe R343 de $22\text{ k}\Omega$, care are rolul de a separa cât mai bine oscilatorul de defazor, în scopul asigurării independenței funcționării oscilatorului de reglaje de amplitudine (R344) și de liniaritate (R346). Se vede din schema electrică (fig. 29) că suma rezistențelor R344, R345, R346 și R347 nu depășește $1,7\text{ k}\Omega$, ceea ce este de 13 ori mai puțin decît R343 cu care acestea sînt legate în serie. În acest fel, orice variație a poziției cursorilor R344 sau R346 și orice modificare a punctului de lucru a lui T309 (prin R352) nu va afecta practic regimul de c.c. și nici frecvența oscilatorului. Dealtfel, dintele de ferăstrău are $5,5\text{ V}$ amplitudine înaintea R343 și doar $0,3\text{ V}_{vv}$ după R343, adică în raportul real al rezistențelor din circuit. (vezi fig. 29 și fig. 39).

* Oscilatorul de cadre al TV Portabil „Sport“ conține 2 tranzistoare într-un montaj care asigură producerea unei tensiuni foarte liniare în dinte de ferăstrău, cu o componentă de impuls negativ. Circuitul de bază este arătat în fig. 40.

Pentru înțelegerea funcționării oscilatorului, trebuie spus de la bun început că tranzistorul T307 are un rol activ în formarea tensiunii în d.d.f., iar tranzistorul T308 are rolul secundar al unui întreruptor electronic rapid: jonctiunea BE este ca un întreruptor închis atunci când jonctiunea conduce și ca întreruptor deschis atunci când jonctiunea nu conduce (este blocată). Celălalt întreruptor este jonctiunea emitor-colector care conduce atunci când jonctiunea BE conduce, ceea ce înseamnă că întreruptorul este realmente dublu.

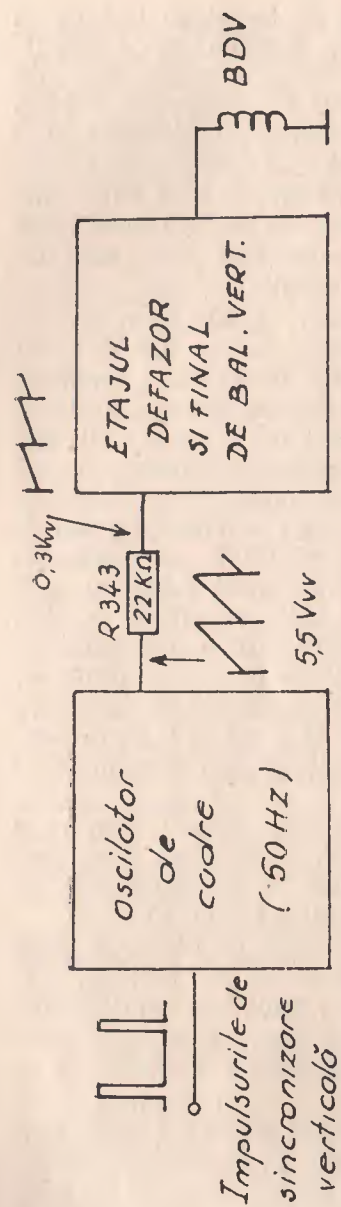


Fig. 39

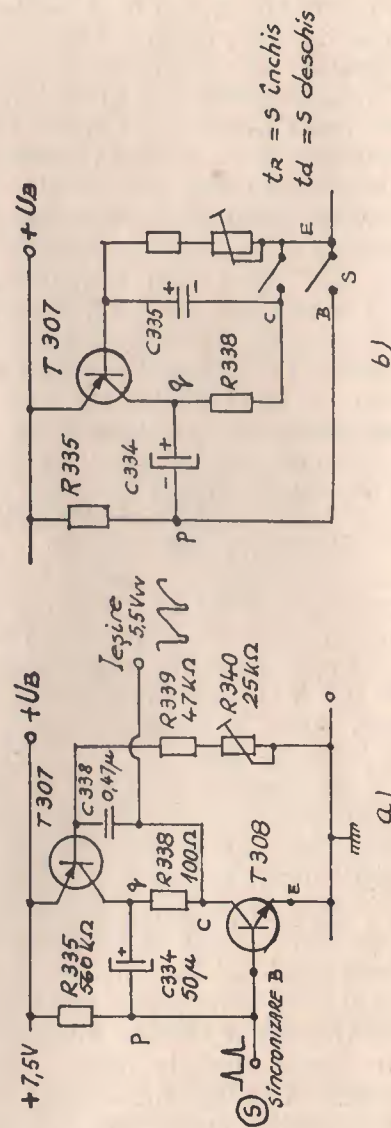


Fig. 40

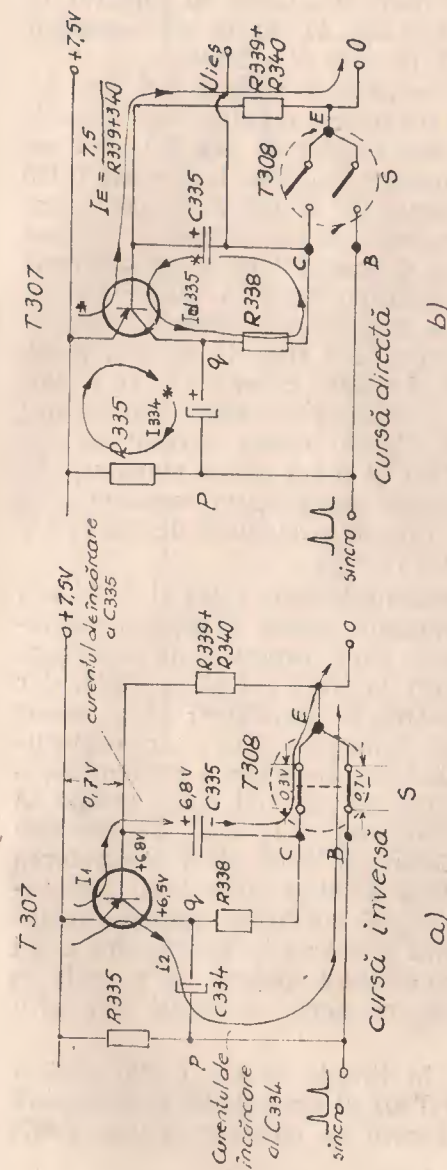


Fig. 41

* În timpul cursei inverse T308 conduce (întreruptorul S din fig. 40. b. este închis); în timpul cursei directe T308 este blocat (S este deschis). Funcționarea începe în momentul punerii sub tensiune a montajului: prin R335 (vezi fig. 40. a.), de la tensiunea de alimentare $+U_B$ de cca 7,5 V, baza T308 primește o tensiune pozitivă față de emitor și T308 începe să conducă brusc. În fig. 41 se vede că de la +7,5 V, prin joncțiunea EB a lui T307 care se deschide (deoarece emitorul este pozitiv față de bază) tranzistorul T307 fiind de tip PNP, curge un „șoc” de curent de bază ce încarcă foarte rapid pe C335 care este de mică valoare, C335 ajungând după scurt timp să se încarce la tensiunea de +6,8 V, cu + înspre baza T307 și — spre masă (vezi fig. 41. a.). Tensiunea de +6,8 V la care s-a încărcat C335 este doar cu 0,7 V mai mică decât tensiunea de alimentare, deoarece $U_{BE\ 307} = 0,7\text{ V}$. În timpul cît S este închis, se încarcă și C334 (50 μF) datorită curentului de colector al tranzistorului T307; tensiunea pe colectorul

T307 (punctul q este mai mare decât tensiunea în punctul p, deoarece p este deocamdată (vezi fig. 41, a) la un potențial apropiat de zero (de fapt $+0,7$ V cât este U_{BE} T308).

Sîntem ca timp în clipa premergătoare timpului t_1 din fig. 42. După conectare, procesul de încărcare al celor două capacități durează numai $50-60 \mu s$, din timpul de cca $0,4-0,5$ ms ale procesului de comutare, deoarece în calea încărcării C335 se opune doar rezistența joncțiunii BE a lui T307 prin care trece curentul de bază foarte mare în primul moment. Tot așa C334 este legat direct la colector și curentul mare de saturație al colectorului T307 îl încarcă rapid, cu toate că valoarea C334 este de $50 \mu F$. Se înțelege că la începutul încărcării, curenții I_1 și I_2 care curg prin S deci prin T308 (fig. 41. a) sînt mari, dar pe măsura încărcării C335 și C334, curenții I_1 și I_2 vor scădea, în timp ce tensiunea la bornele lor crește neîntreșit; la sfîrșitul încărcării tensiunea U_{C307} atinge nivelul de cca $+6,5$ V, deci între colectorul T307 și masă avem tensiunea de $+6,5$ V. Între baza T308 și masă avem acum tensiunea de $0,7$ V, iar între colectorul T308 și masă o tensiune de cca $+1$ V deoarece U_{CE308} este de cca $+0,3$ V.

Deci în momentul t_1 cînd condensatoarele C335 și C334 sau încărcat aproape de valoarea maximă, avem situația potențialelor ca în fig. 42. După această clipă procesul de încărcare mai durează cca $300-350 \mu s$ atît la C335 cît și la C334, dar încărcarea este foarte lentă, astfel că tensiunea U_{C307} scade puțin deoarece începe să crească tensiunea U_{CE} a tranzistorului T307 prin eșirea lui din saturație. Încărcarea condensatoarelor C335 și C334 ia sfîrșit în momentul cînd U_{C307} începe să scadă. Nemai curgînd prin T308 curenții I_1 și I_2 , se produce în momentul t_2 blocarea tranzistorului T308, deci deschiderea întreruptorului S din fig. 41. Baza T308 ia potențialul punctului p din cauza prezenței C334 și devine brusc puternic negativă (fig. 42. b) ceea ce asigură blocarea în continuare a lui T308. Tot în acest moment potențialul punctului q cade la nivelul de cca $0,3$ V din cauza creșterii tensiunii U_{CE} prin eșirea din conducție.

Începe acum cursa directă în timpul căreia C335 se descarcă prin joncțiunea BC a lui T307 și prin R338. Curentul I_d de descărcare al C335 devine curent de colector pentru T307:

$$I_d = I_{C307}$$

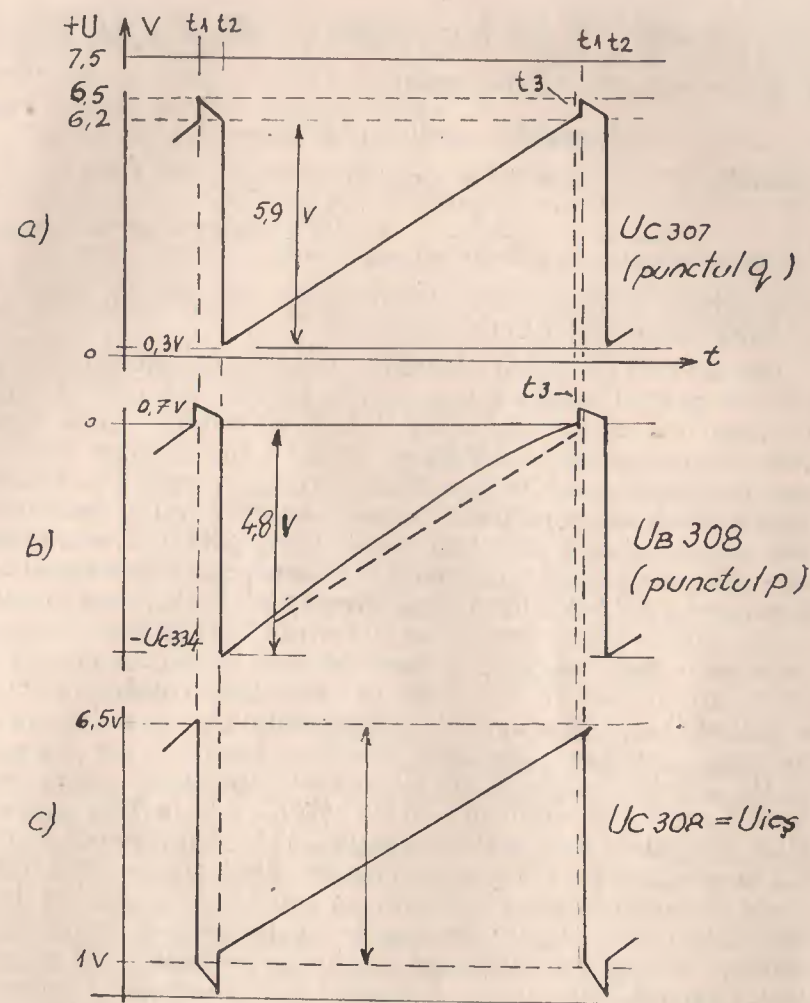


Fig. 42.

Dar I_{C308} este practic egal cu curentul de emitor I_{E307} deoarece

$$I_C = \alpha \cdot I_E$$

Știm că α este $\frac{1}{\beta}$ și cum β sau B este de ordinul a 200, rezultă că α este egal cu 0,995 și deci:

$$I_C = 0,995 I_E \text{ adică practic } I_C = I_E$$

Curentul I_E este ușor de determinat cu legea lui Ohm:

$$I_E = \frac{U_B}{R_{339} + R_{340}} = \frac{7,5 \text{ V}}{47 \text{ K}\Omega + 10 \text{ K}\Omega} = \frac{7,5}{57 \cdot 10^3} \simeq 0,13 \cdot 10^{-3} = 130 \text{ }\mu\text{A}$$

Acest curent de descărcare este constant nedepinzînd decît de valoarea rezistenței $R_{339} + R_{340}$.

Descărcarea cu curent constant a unui condensator înseamnă scăderea perfect liniară a tensiunii la bornele acestuia în timp. Ori dacă tensiunea U_{C335} scade liniar este evident că și tensiunea U_{CB} pe tranzistorul T307 va scade liniar în timp. Aceasta înseamnă că potențialul punctului q (U_{C307}) crește liniar ca în fig. 42. deoarece potențialul la care este armătura pozitivă a C335 este tocmai potențialul bazei T307, potențial ce rămîne mereu la cca +6,8 V (doar cu 0,7 V sub potențialul sursei de alimentare de 7,5 V). Cînd U_{C307} crește liniar, C334 care are armătura pozitivă la potențialul colectorului T307 (și avînd o capacitate mare deci păstrînd la bornele sale tensiunea la care a fost încărcat), face ca baza T308 să urce și ea în timp, ca nivel de potențial, aproape paralel cu potențialul U_{C307} (vezi fig. 42 b). Am spus „aproape paralel“ deoarece tensiunea la bornele lui U_{C334} scade un pic în timpul cursei directe din cauza descărcării condensatorului prin R335 (560K) și prin T307 (curentul de descădere I_{334} arătat pe figura 42 b). Din această cauză, cînd descărcarea lui C335 se apropie de sfîrșit, tranzistorul T308 începe să conducă ceva mai devreme (la t_3), cu alte cuvinte întreruptorul S este închis înainte de terminarea descărcării complete a lui C335, deoarece tensiunea pe baza T308 atinge nivelul zero și T308 începe să conducă din nou, ceea ce înseamnă sfîrșitul cursei directe și începerea cursei inverse. La momentul t_1 tranzistorul T308 devine din nou puternic conductiv și începe încărcarea lui C335, pe timpul cursei inverse (de la t_1 la t_2). Comutatorul S este închis, C335 se încarcă brusc, după care curentul de încărcare I_1 se reduce într-atît încît tranzistorul T308 nu mai poate rămîne conductiv. Prin salt foarte rapid, baza lui T308 devine negativă și tranzistorul se blochează, ceea

ce este echivalent cu redeschiderea lui S și începerea unui nou ciclu de descărcare a lui C335, deci o nouă cursă directă în cursul căreia cresc liniar U_{C307} , U_{B308} și U_{C308} care este tocmai tensiunea de ieșire a oscilatorului.

Timpul de descărcare liniară a condensatorului C335 corespunde exact duratei cursei directe a tensiunii de oscilație U_{CE} , care este aproape de 20 msec, 20 msec fiind perioada T corespunzătoare frecvenței de 50 Hz.

Constanta de timp T este determinată de valoarea rezistenței $R_{339} + R_{340}$ care determină mărimea curentului de descărcare, deci timpul descărcării și în consecință perioada T respectiv frecvența de funcționare a oscilatorului.

Se poate considera că:

$$T = R \cdot C = (R_{339} + R_{340}) \cdot C_{335} \simeq 20 \text{ ms}$$

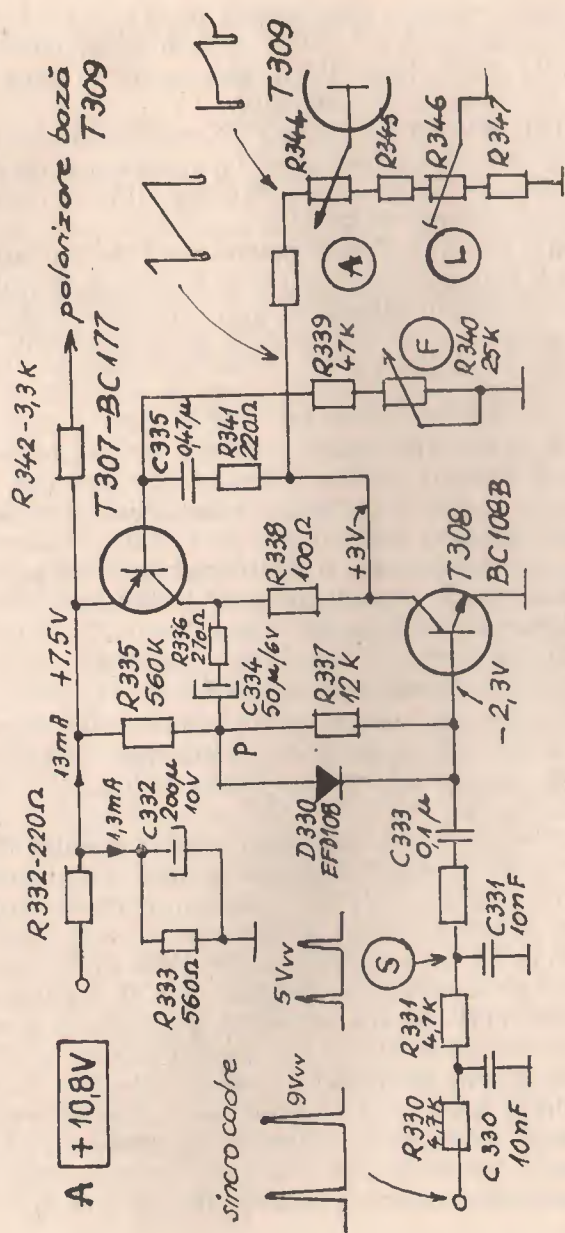
Varierea rezistenței R_{340} permite deci reglarea frecvenței oscilatorului. Timpul de întoarcere al oscilatorului, și care am spus că este de ordinul a 0,4 ms, este definit de mărimea condensatoarelor $C_{335} = 0,47 \text{ }\mu\text{F}$ și $C_{334} = 50 \text{ }\mu\text{F}$ care se încarcă într-un anumit timp, cum și de timpul necesar procesului cumulativ cînd la sfîrșitul încărcării, T307 iese din saturație, crescîndu-i tensiunea U_{CE} , iar tranzistorul T308 începe să se blocheze din lipsă de curent și apoi este blocat de tensiunea negativă pe baza sa aplicată de C334.

Schema electrică completă a oscilatorului fantastron cu integrator Miller (denumirea de „fantastron“ vine probabil de la modul de funcționare și înțelegere-fantastic de complicat), este dată în fig. 43.

Față de schema de principiu a oscilatorului din fig. 40, avem unele piese în plus, introduse pentru următoarele motive:

— $R_{341}/220 \text{ }\Omega$ în serie cu C335 limitează curentul maxim de încărcare al C335, curent ce trece prin baza T307 în primul moment al cursei inverse. Tranzistorul BC 177 admite un curent maxim $I_B = 50 \text{ mA}$, care pentru a nu fi depășit este necesară valoarea R_{341} de cca 150—200 Ω . Mărirea acestei rezistențe la o valoare de 1—2 K Ω ar reduce curentul I_1 de încărcare al C335 și prin aceasta durata cursei inverse.

— $R_{336}/270 \text{ }\Omega$ în serie cu C334 are de asemenea rolul de a limita curentul de încărcare a lui C334, pentru a nu se depăși curentul de colector $I_{CM} = 0,2 \text{ A}$ prin tranzistorul BC 177 și nici curentul maxim admis I_{BM} al T308 (BC 108 B).



— R 332/220 Ω este înseriată cu sursa de alimentare de +10,8 V în principal pentru a limita curentul consumat de oscilator, în special de principalul consumator din oscilator, capacitatea C 334.

— C 332—200 μF este condensator „rezervor“ după R 332; fără C 332, datorită consumului mare de curent în timpul cursei inverse (cînd T 308 conduce), ar apare după R 332 o tensiune variabilă în ritmul de 50 Hz. Rezervorul C 332 asigură deci tensiunea constantă de 7,5 V obținută după R 332.

R 333—560 Ω paralelă cu C 332 prin care trece un curent de cca 1,4 mA este un blider (consumator paralel constant), care are rolul de a egaliza consumul oscilatorului atunci cînd variază cu R 340 frecvența cadrelor. Lipsa R 333 ar face să se observe variații de amplitudine a imaginii la variația frecvenței.

* Tensiunea de 7,5 V care alimentează oscilatorul este aleasă astfel încît dintel de ferăstrău obținut la ieșire să aibe o amplitudine potrivită (5...5,5 Vv). Depășirea tensiunii de 7,5 V nu este admisă, deoarece pe deoparte ar crește amplitudinea tensiunii de comandă pe baza tranzistorului defazor, ceea ce nu este de dorit, dar mai ales pentru ca tensiunea negativă care blochează pe bază tranzistorul T 308 să nu depășească tensiunea inversă maximă admisă între bază și emitor (U_{BE} invers maxim) și care este de 5 V.

* La sincronizarea oscilatorului de cadre se folosesc impulsuri de sincronizare de cca 8 Vv obținute la ieșirea sincroseparatorului (T 302). După integrarea în grupul R 330—C 330—R 331—C 331, amplitudinea impulsurilor sincronizatoare este de cca 5 Vv. Cu aceste impulsuri pozitive sincronizarea se face pe baza T 308 care este un tranzistor NPN și necesită, pentru a conduce, o tensiune pozitivă pe bază. Impulsurile sincronizatoare sînt acelea care obligă tranzistorul T 308 să se deschidă la timpul potrivit mai ales atunci cînd frecvența liberă de lucru a oscilatorului diferă de 50 Hz; în acest fel frecvența oscilatorului *sincronizat* va fi de 50 Hz, iar frecvența succesiunii cadrelor identică cu cea de de la emisie. Baza T 307 nu este potrivită pentru sincronizare deoarece orice impulsuri parazite sosite pe calea de sincronizare ar perturba cursa directă a baleiajului vertical. Circuitul de integrare a impulsurilor sincronizatoare de cadre pe care le avem în punctul S între R 331 și R 334 nu reprezintă însă o sursă de energie mare

Chiar introducerea în serie cu C 334 a rezistenței R 336 de 270 Ω nu ridică prea mult impedanța pe care o „vede” punctul S la baza T 308.

Iată cum se comportă grupul D 330—R 337:

— În timpul cursei inverse cînd T 308 conduce, dioda D 330 este polarizată direct — şuntează pe R 337 — şi asigură o cale de mică rezistenţă pentru curentul bazei T 308, deci pentru asigurarea conducţiei. Pentru nederanjarea circuitului de integrare în timpul cursei inverse, cînd T 308 conduce şi impedanţa sa de intrare este foarte mică, s-a înseriat R 334 de 39 K Ω . Condensatorul C 333 de 0,1 μ F face cuplajul cu baza T 308 precum şi izolarea în curent continuu a colectorului T 302 din sincroseparator de baza T 308 din oscilator.

* * *

La TV portabil Sport, în punctul median M sau 23, a etajului final de cadre, avem tensiunea de deflexie arătată în fig. 29 precum și fig. 44 de mai jos. Se vede că impulsul de întoarcere (din timpul cursei inverse) este de cca 15—17 V înălțime și cca 1 msec lățime. Pentru a obține din această formă



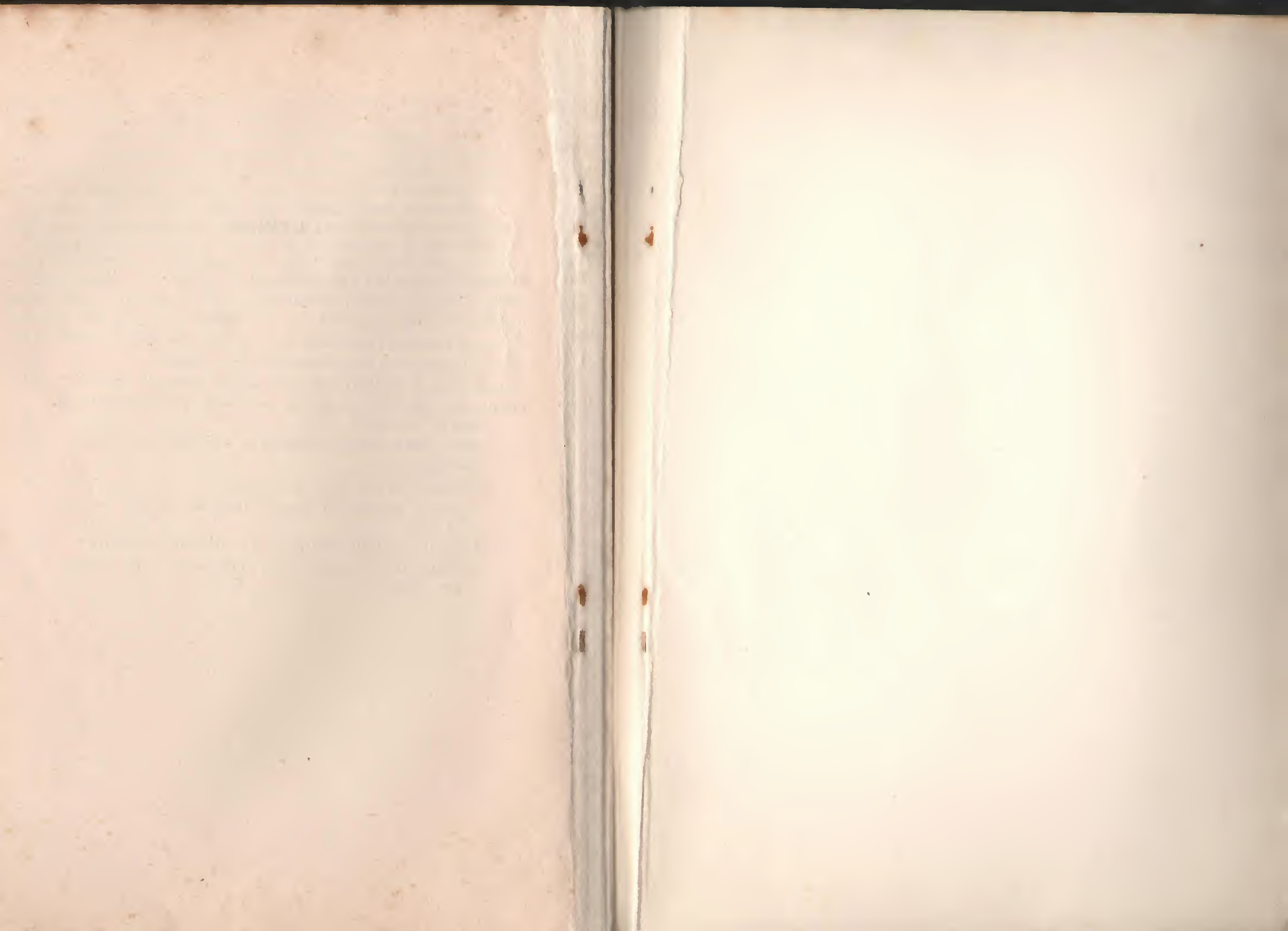
de undă doar partea de sus a tensiunii de întoarcere, se conectează la punctul M (23) dioda D 332, pe anodul căreia se aplică o tensiune de 15—16 V. Pe catod dioda are tensiunea continuă de 11 V a punctului median astfel că fiind polarizată direct, dioda conduce și pulsurile (partea foarte ascuțită) sînt retezate astfel de către dioda D332. În continuare, se face o diferențiere pe grupul C341—R358—359—360 eliminîndu-se și partea din tensiunea de deflexie a cursei directe. Baza tranzistorului T312 se află la un potențial de cca +2 V iar emitorul la potențialul de +3,5 V de pe R 131 care face parte din etajul final video.

Impulsurile de stingere ce ajung pe baza T 312 au amplitudinea de cca 4—5 Vv, iar la ieșirea etajului de cca 3,8—4,5 Vv. De aici impulsurile sînt aplicate direct pe emitorul T 107-BF 178.

* *
*

CUPRINS

Deflexia orizontală cu tranzistoare	3
Etajul final de baleiaj orizontal	5
Circuitul de deflexie real	12
Circuitul practic al unei etaj final de linii alimentat la 11 V	14
Baleiajul orizontal cu recuperare serie-paralel	24
Etajul final de baleiaj orizontal al TV portabil „SPORT”	29
Oscilatorul de linii, etajul de reactanță, comparatorul de fază și frecvență	36
Măsurători cheie la depanarea baleiajului orizontal	44
Oscilografieri	45
Baleiajul vertical cu tranzistoare	46
1. Etajul defazor și etajul final de baleiaj vertical al TV	49
2. Oscilatorul de cadre al TV portabil „SPORT”	62
3. Circuitul de preparare a impulsurilor de stingere pe cadre	73



I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr. 2

**DEFLEXIA ORIZONTALĂ CU TRANZISTOARE,
DEFLEXIA VERTICALĂ CU TRANZISTOARE,
OSCILATORUL DE CADRE AL TELEVIZORULUI
„SPORT”**

PENTRU UZ INTERN