

Tos

# technické informácie

Č. 23

**POPIS OBVODOV TVP  
RADU OLYMPIA**

POPIS OBVODOV TVP RADU O L Y M P I A

Typový rad čiernobielych televízorov OLYMPIA - CAPELLA nadväzuje na rad Dukla, s ktorým má zhodnú modulovú mechanickú koncepciu.

Skladá sa z dvoch základných dosiek a to signálovej a rozkladovej.

Na signálovej doske sú moduly: ZMF, OMF, AVC, NF modul a predzosilňovač /emitorový sledovač/ video.

Na rozkladovej doske sú umiestnené napájacie zdroje, obvody pre synchronizáciu včítane budiaceho stupňa horizontálu, riešené s integrovaným obvodom IO 601 A 250 D, ďalej koncový stupeň horizontálu, budiaci modul vertikálu a koncový stupeň vertikálu.

Elektrická koncepcia je celotranzistorová.

Pre napájanie koncového stupňa horizontálu, osadeného tranzistorom BU 208 je použitý stabilizovaný tyristorový zdroj.

V tejto publikácii vysvetľujeme len funkciu nových obvodov. Pretože už v rade Dukla nastala zmena u NF modulu, zaradili sme sem aj vysvetlenie funkcie NF stupňa s I.O. MBA 810.

O B S A H

NAPÁJAČ	Str. 1 - 9
RIADKOVÉ VYCHÝĽOVANIE	Str. 10 - 19
BUDIČ RIADKOVÉHO KONCOVÉHO STUPŇA	Str. 20
NÍZKOFREKVENČNÝ ZOSILŇOVAČ	Str. 21 - 25

NAPÁJAČ

Zdroj nízkeho napätia pre vertikálne vychyľovacie obvody, tuner, OMIF, ZMF a niektoré ďalšie stupne je realizovaný rovnako ako u typového radu Dukla, až na to, že na dvojcestné usmerňovanie sú použité individuálne kremíkové diódy namiesto kompletých mostíkových usmerňovačov. Zabezpečenie potrebného vysokého množstva mostíkových usmerňovačov totiž narážalo na ťažkosti. Rovnaká zmena je v napájaní nf stupňa zvuku. V niektorých neskorších sériach bude využívaný i pôvodný spôsob s mostíkovými usmerňovačmi.

Dvojcestné usmernenie v nízkonapäťových zdrojoch prináša pri rovnakom náklade na filtračné kondenzátory asi trojnásobné zníženie zostatkového "brumového" napätia, čo je výhodné zvlášť po zavedení pevného základného kmitočtu pre rozklady, nesynchronizovaného sieťovým napätím.

Je treba však upozorniť, že s ohľadom na zdvojenie kmitočtu zostatkového brumu prejavujú sa zmeny v amplitúde a linearite vertikálu s dvojnásobnou rýchlosťou. Keďže tieto zmeny rovnako ako priebehy zvislých kontúr obrazu vnímame bežne nie ako rozdiely medzi maximom a minimom, ale ako výchylky od stredných hodnôt, treba tu upozorniť, že vzniká dojem dvojnásobného kmitočtu týchto zmien proti rozdielovému kmitočtu medzi napájacou sieťou a kmitočtom vertikálu. Ak pri dvojcestnom usmernení sa nám teda bude zdať, že ku zmene dochádza každú sekundu, pôjde o 1/4 Hz rozdielu medzi kmitočtom siete a kmitočtom vertikálu.

Na rozdiel od elektrónkových alebo hybridných televízorov, kde pre riadkový koncový stupeň bolo potrebné usmernené napätie okolo 250 V, televízory s tranzistorovým riadkovým vychyľovaním potrebujú nižšie napájacie napätie. Napätie pri spätných behoch je bežne asi 6x vyššie, než napájacie napätie, a s prirátaním príslušnej bezpečnosti sa preto riadkový koncový stupeň napája napätím asi 10x nižším než je prípustné kolektorové napätie koncového tranzistora v závernom smere. Špeciálne koncové tranzistory zavedené v poslednej dobe umožnili prejsť z napájania približne 30-voltového, ktoré sa naďalej používa u prijímačov na batérie a univerzálnych prenosných prijímačov na napájanie zo zdroja 150 V. Toto sa však tiež príliš nehodí na sieť 220 V, kde je bežne na prvom elektrolytickom kondenzátore napájača 280 V. Okrem toho - na rozdiel od elektrónkových koncových stupňov riadkového vychyľovania, kde je možné jednoduchú stabilizáciu rozmeru napätia závislým odporom /varistorom/, musí byť o stabilitu rozmeru vodorovne u tranzistorových zapojení postarané už stabilizovaním zdroja js. napätia. Nie je totiž možné riadiť varistorom - prvkom s vysokým odporom - bázový prúd, ktorý je rádovo 0,5 A.

Preto pre napájanie riadkového koncového stupňa, z ktorého je odvodené aj napájanie koncového tranzistora video-zosilňovača, je v typovom rade Olympia použitý stabilizovaný tyristorový zdroj. To umožní vyhnúť sa ťažkému sieťovému transformátoru pre tú časť prijímača, ktorej spotreba predstavuje asi 60 % celkovej spotreby prijímača.

Tyristorový usmerňovač

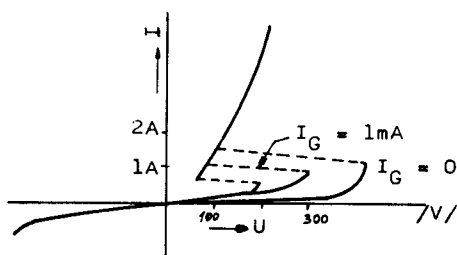
Princíp tyristora si krátko zopakujeme: bežne používaný typ PNPN má, ako už táto skratka naznačuje, 3 priechody; P-N medzi anódou /A/ a blokovacou vrstvou, N-P medzi blokovacou vrstvou a riadiacou elektródou /G/ a P-N medzi riadiacou elektródou a katódou /K/. Pokiaľ nie je na riadiacu elektródu privedené kladné napätie, bude celkový prúd daný malým záverným saturačným prúdom riadiaceho priechodu pri kladnom napätí na anóde a pri zápornom napätí na anóde záverným saturačným prúdom anódového priechodu /pretože katódový priechod má proti anódovému pomerne nízky záverný odpor/. Iba po prekročení prirátaného napätia medzi blokovacou a riadiacou vrstvou môže tyristor prejsť do stavu "zopnutia". Toto sa u tyristorov na vyššie napätia nepoužíva. Priložením kladného napätia na riadiacu elektródu sa však otvorí tento priechod pri značne nižšom anódovom napätí /blokovaciu vrstvu si teda môžeme predstaviť v tejto fáze činnosti ako kolektor tranzistora/.

Voltampérová charakteristika má priebeh ako na obr. N 1a: pri stúpaní napätia A-K prúd stúpa naprv veľmi pomaly - tyristor je zavretý. Po dosiahnutí určitého napätia, ktoré je tým nižšie, čím vyšší prúd preteká cez riadiacu elektródu, klesne napätie na tyristore a stúpne mnohonásobne prúd - tyristor sa v tejto fáze chová ako záporný odpor. Ak by nebol po tomto zopnutí

prúd tyristora obmedzený zaťažovacím odporom alebo vnútorným odporom napäťového zdroja, znížil by sa príliš vysokým prúdom. Vypnúť tyristor - teda priviesť ho do záverného stavu - je možné potom buď priložením záporného napätia na anódu, alebo znížením jeho prúdu vo vonkajšom obvode pod prídržnú hodnotu. Tyristor nevypína po skončení spúšťacieho impulzu na riad. elektróde, pretože zvýšený prúd cez jeden priedochod spôsobí zvýšenie prúdu cez druhý priedochod a tento opäť cez prvý, takže týmto "lavínovitým" pochodom tyristor prejde do vodivého stavu a zostane v ňom, aj keď impulz na riadiacej elektróde trval celkom krátko.

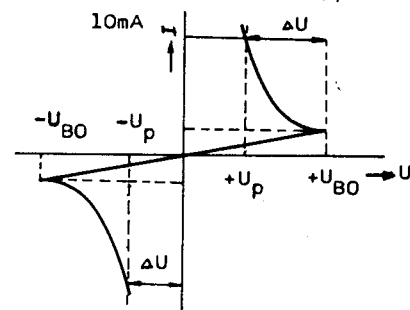
Ak by za tyristorom bol pripojený napr. iba ohmický odpor, a napätie naň privádzané bolo striedavé - napr. sieťové - zapol by sa pri určitom prúde  $I_G$  napr. pri dosiahnutí okamžitej hodnoty napätia na anóde 230 V. Od tohto napätia až po vrchol sínusovky /310 V pri striedavom napätí 220 V/ a ďalej až temer k nulovému napätiu by cezeň pretekal prúd, daný okamžitým napätím striedavého zdroja a veľkosťou zaťažovacieho odporu.

Voltampérové charakteristiky tyristora /príklad/



Obr. N 1-a

VA-charakteristika diaku /príklad/

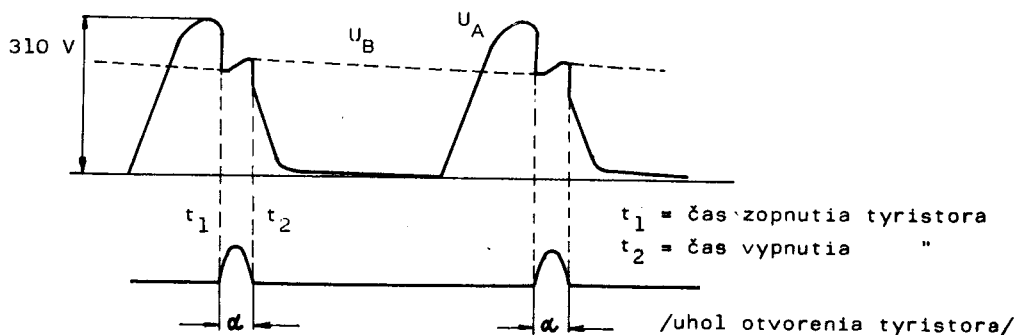


Obr. N 1-b

Keďže u napájača s nabíjajúcim kondenzátorom za usmerňovačom sa po otvorení tyristora dopĺňa náboj tohto kondenzátora, ktorý sa v predchádzajúcej perióde znížil dodávaním prúdu do záťaže, klesá postupne prúd, ktorým sa kondenzátor cez tyristor dobíja a stúpa napätie na katóde. Preto prúd tyristora zanikne skončením nabíjania kondenzátora a tyristor prejde sám do vypnutého stavu - viď obr. N 2, priebehy napätia na anóde tyristora a prúdu tyristora.

$U_A$  = napätie na anóde tyristora

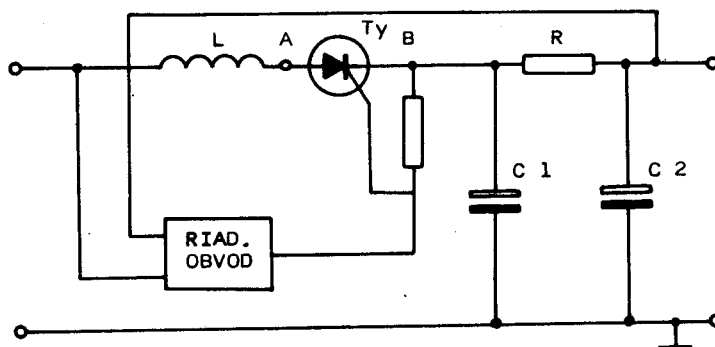
$U_B$  = napätie na nabíjacom kondenzátore C 1



Obr. N 2

Priebehy odpovedajú napájaču, kde je spúšťanie tyristora riadené impulzmi prúdu do riadiacej elektródy, ktoré prichádzajú v dobe  $t_1$ . Tyristor je v sérii s diódou /D 601 v našej schéme/.

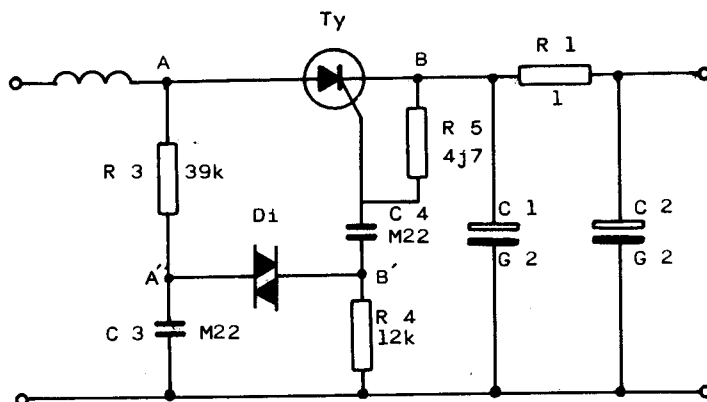
Na obr. N 3 je zjednodušená schéma napájača. Obvod, ktorý spúšťa tyristor dodaním kladného napätia na riadiacu elektródu vždy v druhej štvrtine striedavého napäťového priebehu a súčasne podľa úrovne usmerneneného napätia aj napätia siete reguluje okamžik spúšťania tak, aby sa napätie z napájača nemenilo, je zatiaľ naznačený len ako jeden blok.



Obr. N 3

Napätie  $U_B$  na obr. N 2 je napätie na nabíjacom kondenzátore C 1. Pretože však v závislosti na hodnote prúdu, odoberaného z napájača, klesá alebo stúpa napätie za filtračným odporom, na C 2 je na spúšťači obvod privádzané napätie z kondenzátora C 2,  $U_0$ .

Obvod, ktorý už má hlavný spúšťači prvok - diaku - ale zatiaľ nezabezpečuje stabilizáciu je na obr. N 4.



Obr. N 4

Diak je trojvrstvová súmerná spínacia dióda PNP. Má teda dva priechody. To znamená, že po priložení napätia na anódy A 1 - A 2 je podľa polaritý vždy jeden priechod v priepustnom a druhý v závernom smere. Ak sa zvýši napätie priložené na diak na takú hodnotu, že prekročí záverné blokovacie napätie priechodu  $U_{B0}$ , potom sa tento priechod náhle otvára a napätie na diaku klesne na pracovnú hodnotu  $U_p$ .

$$U_p = U_{B0} - \Delta U$$

Použitý typ KR 206 má  $U_{B0} = \pm 32 \pm 4$  V ; minimálny úbytok napätia pri otvorení  $\Delta U = \pm 6$  V. pri prúde diaku  $I_D = 10$  mA.

Po otvorení diaku dostávame sa na voltampérovej charakteristike do oblasti, kde prúd  $I_D$  je temer nezávislý na zmenách napätia  $U_p$ . Jednosmerný odpor v otvorenom stave zostáva veľký, niekoľko  $k\Omega$ .

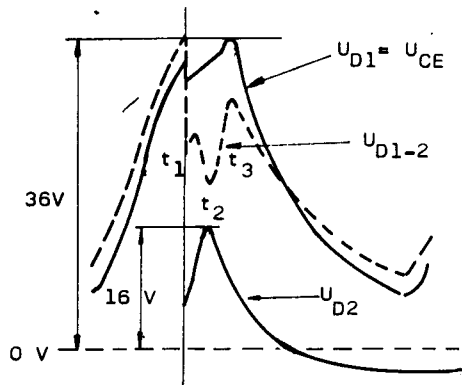
Z obr. N 1-b si môžeme urobiť predstavu i o tom aký priebeh má diferenciálny odpor. V závernej časti VA-charakteristiky má hodnotu rádu  $100 k\Omega$ . Po otvorení prechádza cez nulu do zápornej hodnoty,  $R_d = -1 k\Omega$  a ďalej zostáva konštantný alebo len mierne klesá do záporných hodnôt.

Prudký pokles napätia na diaku sa užíva k ovládaniu riadiacej elektródy tyristoru.

V zapojení podľa obr. N 4 je privádzané cez delič R 3 - C 3 na bod A' zoslabené a asi o  $60^\circ$  oneskorené striedavé napätie siete. V bode B' je derivované pilovité napätie z prvého elektrolytického kondenzátora napájača. Toto zatiaľ môžeme zanedbať.

Striedavé napätie v bode A' má amplitúdu asi  $75 V_{\text{šš}}$ , teda otváracie napätie diaku prekračuje v oboch polaritách o cca. 5 V.

Pri kladnej polvlne sa otvorí diak pred koncom prvého kvadrantu, ktorý však odpovedá druhému kvadrantu napätia na tyristore, viď obr. N 5.



Obr. N 5

$U_{D1} = U_{CE}$ : Napätie v bode A' a na kolektore T 601 v skutočnej schéme

$U_{D1-2}$ : Napätie na diaku medzi bodmi A a B' medzi uzlami C 607/D 602 a R 609/C 608 v skutočnej schéme.

$U_{D2}$ : Napätie v bode B' v uzle R 609/C 608 v skutočnej schéme

Zobrazené napätie zodpovedajú skutočnej schéme s polvlnným priebehom napätia na anóde tyristora. Pri celovlnnom priebehu by napätia  $U_{D1-2}$  a  $U_{D1}$  prechádzali do zápornej polarizácie v druhej časti periódy.

$t_1$  = zopnutie diaku /odpovedá  $t_1$  z obr. N 2/

$t_2$  = vrchol pílovitého priebehu na C 1 pri vypnutí tyristora, časove posunutý dopredu vplyvom členu C608-R609 proti dobe  $t_2$  z obr. N 2

$t_3$  = druhý vrchol v priebehu na C 607/C3/, spôsobený vypnutím tyristora; proti dobe  $t_2$  z obr. N2 oneskorený vplyvom C 607 /na katóde D 624 je rovnaký priebeh ako na anóde tyristora/

V dobe  $t_1$  dosiahne napätie na diaku hodnotu  $U_{B0}$ . Diak sa "zopne" a z kondenzátora C 3 prejde prúdový impulz cez C 4 a ďalej cez riadiacu elektródu i katódu tyristora /v ďalšom texte "priebeh G-K"/ do kondenzátora C 1.

Pretože zopnutý tranzistor má malý záporný diferenciálny odpor, musí byť prúd cezeň omešzený vonkajším obvodom, k čomu slúži odpor R 607 8j2. Prúdový impulz trvá veľmi krátko /niekoľko mikrosekúnd/, pretože pokles napätia v bode A', spôsobený vybíjaním C 3 a súčasný vzostup napätia v bode B' prúd cez diak znížia. Tým však stúpne odpor diaku /pri znižovaní prúdu napätie na diaku stúpa - viď charakteristiku na obr. N 1-b/, čo vyvolá ďalšie zníženie prúdu cezeň, takže diak sa rýchlo uzavrie. Odpor R 607 znižuje prúd cez diak v otvorenom stave a tým aj predlžuje trvanie prúdového impulzu, ktorý nesmie byť príliš krátky, aby stačil na zareagovať tyristor.

/Ihlovitý prúdový impulz môžeme pozorovať na osciloskope so symetrickými vstupmi ako napätie na R 607. Na stopy na tienidle musíme dať na maximum, aby bol impulz napriek krátkemu trvaniu viditeľný/.

Prúdový impulz cez priebeh G-K v tyristore spôsobí jeho zopnutie a cez otvorený tyristor sa nabíja C 1. Pílovité napätie na tomto kondenzátore  $U_B$  na obr. N2/ sa prenáša cez kondenzátor C 4 do bodu B' značne derivované s ohľadom na pomerne malú časovú konštantu  $C4 \times R4$  / $U_{D2}$  na obr. N 5/.

Jeho záporná časť dosahuje maximum pred zopnutím diaku. Pretože pílovité napätie na C 1 a po zderivovaní aj na odpore R 4 je tým väčšie, čím je vyššie zaťaženie napájajúca a pripočítava sa k kladnému napätiu na druhom póle diaku pred jeho otvorením, urýchľuje otvorenie, čo znamená, že tyristor bude nabíjať C 1 z vyššieho napätia /skôr po kladnom vrchole napätia siete/, takže sa zvýši prúd, odoberaný z napájajúca. Dochádza teda už tu k určitému zníženiu vnútorného odporu zdroja.

Vrchol  $t_2$  na priebehu  $U_{D1}$ , obr. N 5, odpovedá vrcholu pílovitého priebehu na C 1 v okamžiku opätovného uzavretia tyristora, časove však predchádza o niečo dobu  $t_2$  z obr. N2 vplyvom členu  $C4-R4$ .

Vrchol  $t_3$  na priebehoch  $U_{D1}$  a  $U_{D1-2}$  je tak isto spôsobený vypnutím tyristora. Pretože sa však prenáša do bodu A' cez integračný člen R3-C3, je proti vrcholu  $t_2$  v bode B' oneskorený.

Zapojenie podľa obr. N 4 nemá oddeľovacie diódy v bode A, pretože obvod môže v zásade fungovať aj bez nich. Otvorenie diaku pri zápornej polvlne neotvorí tyristor, ktorý má vtedy na anóde tiež záporné napätie.

Činnosť tranzistora a ostatných prvkov si vysvetlíme už podľa konkrétneho zapojenia: Odpor R 650 8j2 a tlmička L 601 zabráňujú tomu, aby po zapnutí prijímača, kedy sú elektrolytické kondenzátory bez napätia, prekráčal prúd cez tyristor povolenú maximálnu hodnotu. Tlmička zároveň slúži k potlačeniu harmonických splodín, vznikajúcich pri činnosti tyristora, smerom na sieťový prívod, aby nedochádzalo k rušeniu vyžiarovaním do siete. Kondenzátor C 651 1,5 nF slúži tak isto na zníženie vyžiarovania.

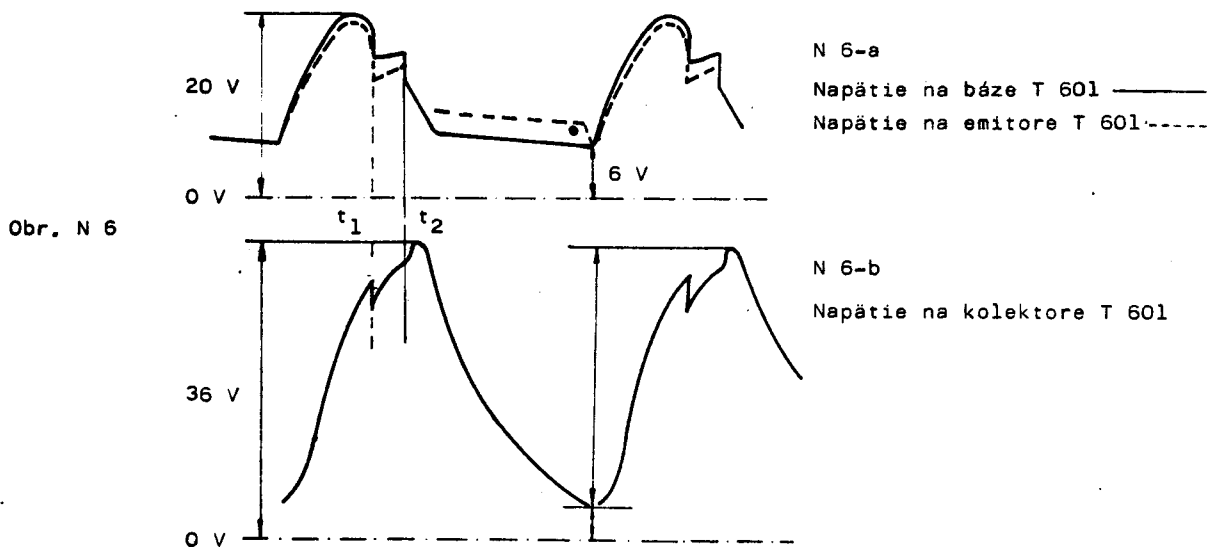
Dióda D 601 v sérii s tyristorom zabraňuje tomu, aby napätie na ňom bolo pri zápornej polvlně sieťového napätia rovné súčtu napätia na prvom elektrolytickom kondenzátore a amplitúde sieťového napätia, t.j. 550 V pri napätí siete 240 V. Skratom tyristora sa síce preruší okamžite poistka Po 1, ale bez diódy by napätie na tyristore bolo kriticky blízke maximálnej povolenej hodnote v závernom smere.

Diak D 602 je pripojený namiesto na úplné striedavé napätie len na jeho kladnú polvlnu, za diódu D 624, cez odpor R 606 39k. Paralelne ku kondenzátoru C 607 0,22  $\mu$ F /C 3 v predchádzajúcom výklade/ je pripojený tranzistor T 601 a odpor R 623 27k. /Vo vysvetlení k obr. N 4 sme už pri údají napätia v bode A uvažovali jeho zníženie účinkom tranzistora a R 623/.

Členom R 4, C 4 a R 5 odpovedajú R 609 12k, C 608 0,22  $\mu$ F a R 608 2k2, C 1 predstavujú paralelne zapojené kondenzátory C 613a a C 613b s celkovou kapacitou 200  $\mu$ F.

Účel odporu R 607 8j2 sme si už vysvetlili.

Na báze tranzistora T 601 je súčet napätia z výstupu napájača, privádzaného cez R 602 M12 a kladnej polvlny sieťového napätia privádzanej cez diódu D 624 a odpor R 603 M1. Na jeho kolektore je napätie podobné priebehu na anóde tyristora, avšak fázovo posunuté účinkom kondenzátora C 607 /oneskorené asi o 40°. Bez tranzistora by dosahovalo vrcholové napätie na C 607, R 623 asi 80 V. Kolektorovým prúdom tranzistora sa znižuje na hodnoty okolo 30 V.



Zenerova dióda D 604 udržiava konštantné napätie medzi emitorovým odporom R 605 1k5 a kostrou na hodnote cca. 7,5 V. To je potrebné pre správnu činnosť stabilizačného obvodu. Pretože napätie na nej stúpa s teplotou, kompenzuje tiež závislosť tranzistora na teplote. U tranzistorov ako vieme, napätie  $U_{BE}$  pre daný prúd bázy so stúpajúcou teplotou klesá.

Deličom R 603 - R 604 + P 610 sa nastaví napätie na báze na takú hodnotu, aby sme dosiahli správnu šírku obrazu, danú výškou napájacieho napätia "A".

Napätie na kolektore sleduje teda s určitým oneskorením /C 607!/ pulzujúce napätie na báze ktoré vzniká zložením jednosmerného kladného napätia s kladnými polvlnami sieťového kmitočtu.

Je zrejmé, že čím bude vyššie výsledné napätie na báze, tým vyšší bude aj kolektorový prúd. Tento ale pri svojom zvýšení spôsobí spádom na R 606 zníženie pulzujúceho napätia na kondenzátore C 607 a teda na diaku.

Napr. pri znížení napätia siete sa zníži aj kolektorový prúd. Zvýši sa však pulzujúce napätie na diaku, tento začne spínať skoršie a následkom toho sa tyristor otvorí pri vyššom okamžitom napätí na jeho anóde. Tým sa udrží napätie na nabíjacom kondenzátore napájača C 609a na hodnote, danej konštrukciou a nastavením potenciometra P 610. Naopak pri zvýšenom sieťovom napätí spôsobí zvýšený pulzujúci prúd tranzistora zníženie priebehu na C 607, diak sa bude otvárať neskoršie a spolu s ním tyristor, teda pri nižšom okamžitom sieťovom napätí, viď obr. N 7.

Ak sa zvýši zaťaženie napájača /k čomu dochádza najmä pri zmene jasu scény zvýšenou spotrebou obrazovky a videozosilňovača/, zníži sa zložka napätia na báze, privádzaná cez odpor R 602. To má opäť za následok zníženie kolektorového prúdu, teda zvýšenie napätia pre diak a napätia, pri ktorom sa otvára tyristor.

Kondenzátor C 610  $0,15 \mu\text{F}$  v emitorovej vetve tranzistora premoštuje odpor R 605 a diódy pre vyššie harmonické zložky priebehov v napájači a zabraňuje tak prípadnému rozkmitaniu regulačnej slučky.

Odpor R 623 27k upravuje fázu a amplitúdu priebehu na diaku tak, aby regulačná charakteristika bola optimálna.

Dióda D 624 v sérii s odporami R 603 a R 606 pre napájanie tranzistora T 601 zabraňuje tomu, aby sa na tranzistor dostali záporné polvlny sieťového napätia. Jediná dióda /D 601/ na oddelenie záporných polvln pre tyristor nestačí, pretože niektoré tyristory po zahriatí prepúšťajú usmernené kladné napätie späť na katódu diódy D 601. Ak by tranzistor bol napájaný z tohto miesta, menil by sa jeho pracovný bod, čo by malo za následok rozkmitanie regulačnej zložky, vedúce k rušivému "dýchaniu" obrazu - periodickým zmenám rozmeru.

#### Zdroj napätia 200 V /E/

Pre napájanie koncového stupňa video-zosilňovača T 801 a obvod automatickej regulácie zisku /AVC/ nestačí napätie 150 V zo zdroja "A". Toto napätie však nemôže byť zvýšené, aby nebolo prekročené napätie na kolektore koncového tranzistora riadkového vychyľovacieho stupňa T 605, povolené pre jeho bezpečnú prevádzku. Z toho dôvodu sa získava z impulzov spätných behov, odoberaných z odbočky 2 VN transformátora TR 2, ich usmernením diódou D 610 napätie asi 80 V, ktoré spolu s jednosmerným napätím na prívide č.1 k VN transformátoru a C 634 dáva potrebných 200 V.

#### Filtrácia usmerneneného napätia

Napätie z nabíjacieho kondenzátora C 613a,b sa filtruje dvojitém R-C členom R 610 - C 609 b, c, a R 651 - C 609 a, aby rušivá striedavá zložka a ňou spôsobené prehábanie obrazu boli čo najmenšie. I napätie "E" je filtrované členom R 639 - C 639, čím sa aj zamedzí spätnému ovplyvňovaniu horizontálneho rozkladu z video-zosilňovača.



Oddeľovač synchronizačných impulzov, riadkový oscilátor a obvod riadkovej synchronizácie

Všetky tieto tri funkčné celky sú realizované v integrovanom obvode IO 601 A 250 D /TBA 950.2/.

Tento IO obsahuje nasledujúce časti /viď tiež blokovú schému na obr. S 1/:

Funkčný blok

Vývod IO 601 č.

Oddeľovač synchronizačných impulzov SI s vykľúčením poruchových impulzov . . . . .	5
Oddeľovač vertikálnych synchronizačných impulzov VSI, ktorý dodáva VSI vkladnej polarite s amplitúdou 9 V . . . . .	7
Obvod automatickej fázovej synchronizácie riadkového vychýľovania. Vývod pre pripojenie vonkajšieho filtračného člena . . . . .	4
Prepínací stupeň pre automatické prepínanie šumovej šírky pásma obvodu fázovej synchronizácie riadkov . . . . .	9
Automatické prepínanie šumovej šírky pásma, ktoré po zasynchronizovaní zúži silne aktívny rozsah synchronizácie, je možné pri prijímaní signálu z videomagnetofónu, u ktorého kmitočet synchronizačných impulzov kolíše, vypnúť privedením kladného napätia na vývod č. . . . .	8
Riadkový oscilátor. Základný kmitočtový rozsah je určený vonkajším terylénovým kondenzátorom 10 nF, ktorý je pripojený na vývod č. . . . .	13
Ručné riadenie kmitočtu sa prevádza zmenou vonkajšieho odporu resp. kladného napätia, privádzaného na vývod č. . . . .	14
Obvod riadenia fázy medzi synchronizačnými impulzmi a riadkovým vychýľovaním /posúvanie obrazu po rastru na tienidle obrazovky/. Fáza sa reguluje zmenou kladného napätia, privádzaného cez vonkajší trimer, na vývod č. . . . .	11
Vonkajšie porovnávanie fázy. Impulzy riadkových spätných behov sa po príslušnom tvarovaní privádzajú na vývod č. . . . .	10
Filtračný kondenzátor sa pripája na vývod č. . . . .	12
Výstup budiacich horizontálnych impulzov pre tranzistorový budič riadk. generátora . . . . .	2
Stabilizátor napájacieho napätia pre integrovaný obvod / $U_Z = 8,5$ V/ . . . . .	3
Zemiaci spoj integrovaného obvodu . . . . .	1
Vývod č.6 nie je u tohto IO používaný, je na ňom však vyvedená synchronizačná zmes . . . . .	6

Bližší popis IO 601 a k nemu pripojených vonkajších obvodov

Oddeľovač synchronizačných impulzov dostáva video-signal v kladnej polarite cez kondenzátor C 620 22nF a odpor R 653 470  $\Omega$  z kolektora video-predzosilňovača T 501, s amplitúdou 3,5 V<sub>ss</sub>. Odpor R 653 znižuje rýchlosť nabíjania C 620 kladnými vrcholmi video-signalu a tým aj nepriaznivý účinok poruchových napätí, ktorým býva často modulovaný signál z vysielačnej strany, na úroveň odrezania synchronizačných impulzov. Kondenzátor C 620 spolu s odporom R 625 1M2 a R 648 1M5 dávajú potrebnú RC konštantu, ktorá sa uplatňuje v dobe medzi impulzmi podobne ako u všetkých separátorov. Ďalší tzv. protiporuchový člen s malou RC konštantou R 628 - C 621 skraca dobu potlačenia riadkových SI vplyvom napätia poruchy. R 625 je pripojený na kladné napätie zo stabilizátora na šp. M 3 a spolu s R 648 nastavuje pracovný bod vstupného tranzistora I.O. Vnútorne integračné a derivačné obvody zbavia synchronizačný signál spolu s obvodom kľúčovania poruchových impulzov zostatkov corazovej modulácie, šumu a rušivých napätí. Viacnásobnou vnútornou integráciou a obojstranným obmedzením sa získava zo synchronizačnej zmesi vertikálny synchronizačný impulz v kladnej polarite, viď priebeh impulzu pri vývode č.7 na blokovej schéme IO. Pretože pre stávajúci

vertikálny multivibrátor, ktorý je unifikovaný s typovým radom Dukla, sú potrebné záporné synchronizačné impulzy, je výstup č.7 pripojený na bázu tranzistora T 606 KC 147, ktorý polaritu SI obracia. Z jeho kolektora sú privádzané záporné vertikálne SI na odpor R 701 4k7 vertikálneho modulu, teda rovnako ako u TVP typového radu Dukla,

Riadkový oscilátor je relaxačného typu. Vonkajší kondenzátor C 625 10 nF, ktorého hodnota spolu s vonkajšími odpormi a riadiacim js napätím na šp. č.14 integrovaného obvodu určuje kmitočet oscilátora, je striedavo nabíjaný a vybíjaný z dvoch vnútorných prúdových zdrojov. Ich prúd je riadený uvedeným napätím v bode 14. V zásade by stačilo iba meniť vonkajší odpor R 632. Použitie zapojenie, kedy k stabilnému odporu 10k sa privádza cez R 630 56k kladné napätie z bežca potenciometra P 616 10k, je výhodnejšie z hľadiska regulácie kmitočtu. Stabilita nastaveného kmitočtu je zabezpečená tým, že kladné napätie sa získava zo stabilizovaného zdroja 8,5 V v integrovanom obvode. Prúd cez odpory na bode 14 nie je teda priamo vybíjajúci prúd kondenzátora C 625. Náhle skoky sieťového napätia neutralizuje zenerova dióda KZZ 76. V obvode pre porovnanie fázy sa porovnáva pilovité napätie oscilátora s riadkovými synchronizačnými impulzmi. Regulačné napätie získané vo fázovom diskriminátore doladuje vlastný kmitočet riadkového oscilátora /ktorým by tento kmital, ak by nebol synchronizovaný/, čím udržiava oscilátor v zasynchronizovanom stave. Obmedzovacie zapojenie v integrovanom obvode ohraničuje pasívny rozsah synchronizácie na max.  $\pm 600$  Hz, aby prípadná chyba v zapojení alebo nastavení oscilátora nebola maskovaná obvodom synchronizácie. Toto obmedzenie pasívneho rozsahu a kmitočtu oscilátora sa nazýva v zahraničnej literatúre "kmitočtový doraz". Je nutné preto, že pri vyšších odchýlkach od menovitého kmitočtu 15.625 Hz by sa mohol koncový tranzistor dostať do nepriaznivého pracovného režimu a poškodiť zvýšeným výkonom, resp. napätím  $U_{CE}$ .

V obvode riadenia /regulácie/ fázy sa jednak upravuje fáza medzi synchronizačnými impulzmi a výstupnými impulzmi pre riadkový budiaci stupeň na šp.2 tak, aby obraz mal správnu vodorovnú polohu na rastru a neodrezával sa na ľavom alebo pravom okraji tienidla, jednak sa dynamickou reguláciou fázy jeho poloha vracia na správne miesto, ak by vplyvom väčších zmien prúdu obrazovky došlo k premenlivému posúvaniu obrazu. Zmeny zaťaženia zdroja VN sa totiž prejavujú ako zmeny nielen v amplitúde spätnoväzobných impulzov, ale aj v oneskorení medzi budiacim impulzom a priebehom vychýlovacieho prúdu. Preto sa v integrovanom obvode porovnáva pilovité napätie oscilátora, ktoré má vždy pevný vzťah k synchronizačným impulzom, s riadkovými impulzmi spätných behov, ktoré sa privádzajú z kapacitného deliča C 632 - C 633 v kolektorovom obvode koncového tranzistora T 605 a pochádzajú priamo z vychýlovacích cievok.

Ručne sa nastavuje fáza medzi SI /a teda aj zatemňovacími impulzmi/ a riadkovým vychýlovaním zmenou js napätia z potenciometra P 615, ktoré je privádzané na prívod 11 integr.obvodu.

Najpresnejší spôsob pre ručné nastavovanie tejto fázy je natočenie vychýlovacích cievok tak, aby sme v uhlopriečke obrazovky videli okraje rastra - pri znižovaní rozmeru vodorovne regulačným potenciometrom P 610 v napájači sa obraz do strán trochu posúva.

Budiacie impulzy pre horizontálny výkonový stupeň na šp.2 majú normálne pomer trvania kladnej časti ku zápornej asi 6 : 10 /24  $\mu$ s a 40  $\mu$ s/ a ich amplitúda v obvode je cca. 6 V<sub>šš</sub> /je daná členmi R 629 a R 631/. Na báze budiča T 604 dávajú budiacie napätie 4 V<sub>šš</sub>.

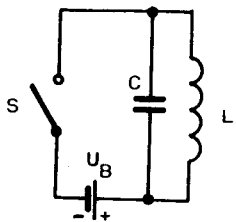
Prepínací stupeň funguje tak, že keď sú signály /impulzy/ zo separátora v synchronizácii s impulzmi od oscilátora, pripojí sa paralelne k odporu 2kohm, ktorý je vnútorne zapojený medzi špičkou 9 a zemiacim vývodom IO, tranzistor v saturovanom stave, čím sa odpor medzi filtračným kondenzátorom C 628 a kostrou zníži natoľko, že sa uplatňuje približne len odpor R 633 150 ohm v sérii s odporom, predstavaným saturovaným tranzistorom, cca.120  $\Omega$ . Tým je zabezpečený dostatočný aktívny rozsah  $\pm 500$  až  $\pm 1000$  Hz riadkovej synchronizácie,

a podobne ako u dobre fungujúcich obvodov frekvenčne-fázového porovnávania pri takomto širokom rozsahu zachytávania je obvod v zasynchronovanom stave veľmi stabilný, pretože filtrácia regulačného napätia odpovedá iba úzkemu rozsahu +50 až 100 Hz f á z o v e j synchronizácie. Z horeuvedených dôvodov nie je treba, aby bol pre používateľa televízora vyvedený regulátor rádkového kmitočtu. Trimer P 616 sa nastavuje pri špičke č.5 integrovaného obvodu /prívod k separátoru/ skratovanej proti kostre na labilný, ale nerozpadnutý obraz.

Pretože videomagnetofón spôsobuje kolísaním rýchlosti posuvu pásky kolísanie synchronizačných kmitočtov, nemohla by synchronizácia so zníženou šumovou šírkou pásma v zasynchronovanom stave riadne fungovať. Preto v prijímačoch s prívodom signálu od videomagnetofónu sa pri jeho používaní privádza na špičku 8 cez vhodný odpor kladné napätie, ktorým sa vyradí činnosť automatického prepínania. V týchto prípadoch býva vnútorný odpor medzi špičkou 9 a kostrou ešte premostený odporom 1 kohm a prípadne filter regulačného napätia upravený na optimálnu činnosť.

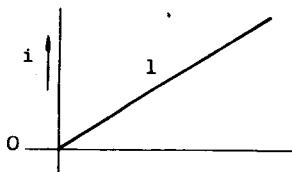
Riadkové vychyľovanie

Najprv si stručne zopakujeme princíp riadkového vychyľovania na zjednodušenej náhradnej schéme, kde je predpokladaný obvod bez strát /obr. H-1/.  $L$  je teda čistá indukčnosť, spínač  $S$  pri zopnutí nepredstavuje žiadny odpor,  $L$  predstavuje zlúčenú indukčnosť vychyľovacích cievok a transformátora,  $C$  je rozložená kapacita vinutia spolu s pripojenou vonkajšou kapacitou a kapacitou spínača v otvorenom stave.



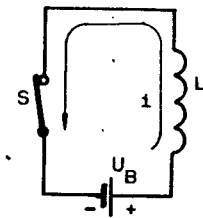
Obr. H 1

Náhradná schéma horiz.koncového stupňa bez strát



Obr. H 2

Priebeh vychyľovacieho prúdu - pravá časť činného behu



Keď zopneme spínač  $S$  /čas  $t_0$ /, začne stúpať prúd cez  $L$  lineárne od nuly tak dlho, dokiaľ necháme spínač zatvorený a na indukčnosti je jednosmerné napätie batérie  $U_B$ , viď obr.H 2 Elektromotórická sila, indukované prechodom prúdu v cievke  $L$  je

$$E = \frac{dI}{dt} \cdot L = -U_B$$

Kondenzátor  $C$  pri tom neuvažujeme, pretože sa nabije ihneď po zopnutí spínača na napätie zdroja /pri bezstratovom spínači je časová konštanta nulová/.

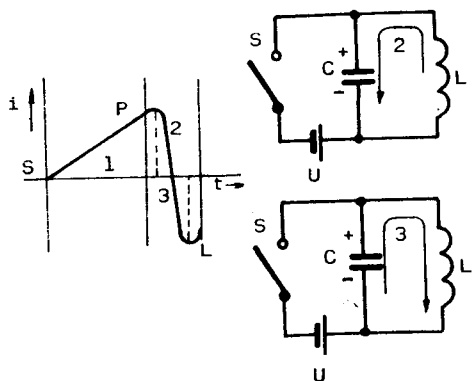
Po dosiahnutí potrebnej maximálnej hodnoty prúdu  $I$  /t.j. okraja tienidla/ sa rozopne vonkajším zásahom t.j. činnosťou iného obvodu spínač  $S$  / $t_1$ / . Tým sa odstráni skrat paralelného rezonančného obvodu  $L/C$ . Prúd do cievky dodáva namiesto batérie kondenzátor  $C$ . Pretože týmto prúdom sa  $C$  vybíja, klesne na ňom napätie a teda sa zmenší aj stúpanie prúdu, až sa nakoniec pri klesnutí napätia na kondenzátore na nulu jeho stúpanie úplne zastaví - dosiahli sme maximálnu amplitúdu vychyľovania v pravej časti tienidla. Prúd v indukčnosti sa začne znižovať, a to omnoho rýchlejšie, ako sa pri činnom behu zvyšoval, prebieha prvá štvrtina kosínusového kmitu prúdu s kmitočtom, rovným rezonančnému kmitočtu obvodu  $L/C$ .

Znižujúci sa prúd nabíja kondenzátor  $C$  na opačné napätie, než bolo napätie z batérie, a pretože jeho klesanie prebieha /v používaných obvodoch riadkového vychyľovania/ pri prechode nulou približne 6x rýchlejšie ako stúpanie v pravej časti spätného behu, dosiahne toto napätie v okamžiku, kedy bude prúd cievkami prechádzať nulou, hodnotu cca.  $6 \cdot U_B$  priebehy prúdu  $2 + 3$ /. Prúd pokračuje ďalej ako stúpajúci prúd opačnej polarít /teda záporný/, náboj na kondenzátore sa vyprázdňuje. Po vybití kondenzátora však začína jeho nabíjanie na kladnú polaritu, a pokiaľ by nezopnul spínač  $S$ , pokračovalo by kmitanie v našom ideálnom obvode netlmenými kmitmi.

V okamžiku krátko po dokončení druhého kvadrantu kosínusového priebehu prúdu, kedy nabíjaný kondenzátor  $C$  dosiahne napätie batérie  $U_B$  zopne sa však opäť /automatickou z vonka/spínač  $S$ , takže cievka je pripojená na napätie  $U_B$ . Záporný prúd cez cievky teraz klesá takou rýchlosťou, akej odpovedá napätie  $U_B$ , a keďže klesajúci záporný prúd vytvára elektromotorickú silu ako stúpajúci kladný prúd, platí opäť rovnica /1/.

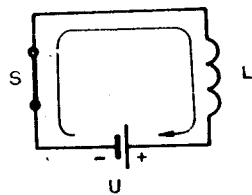
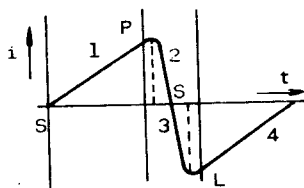
/Táto platí samozrejme aj pri spätnom behu, avšak prúd sa nemení už lineárne, ale podľa kosínusového priebehu, teda napätie na indukčnosti aj kondenzátore je sínusové/.

Na obr. H 3 a H 4 je znázornený priebeh prúdov a napätí pri spätnom behu a pri činnom behu v ľavej časti rastra.



Obr. H 3

Priebeh prúdu pri spätnom behu



Obr. H 4

Priebeh prúdu - ľavá časť činného behu

Spínač S je realizovaný u elektrónkových televízorov pentódou v pravej časti činného behu a booster-diódou v jeho ľavej časti. U tranzistorových prijímačov plní jeho funkciu jediný koncový tranzistor, alebo tranzistor premostený opačne polarizovanou diódou /toto druhé zapojenie býva použité zvlášť u prenosných TVP, kde je k dispozícii len nízke napätie  $U_B$ /.

Skutočný obvod riadkového vychyľovania má straty: odpor spínača  $R_S$ , sériový odpor indukčnosti  $R_L$  a straty v magnetických obvodoch spolu s dielektrickými stratami v izolačných materiáloch, ktoré môžeme znázorniť paralelným odporom  $R_Z$ . Pri činnom behu sa uplatňuje potom odpor  $R_S$  v sérii s  $R_L$ , takže činný beh neprebíha lineárne, ale ako prechodový jav po pripojení indukčnosti na jst. napätie cez ohmický odpor s časovou konštantou  $\tau = \frac{L}{R_S + R_L}$ .

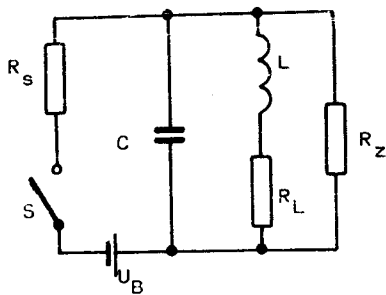
Prúd stúpa teda najprv rýchlo a postupne pomalšie smerom k jeho max.možnej hodnote

$$I_{\max} = \frac{U_B}{R_S + R_L}$$

Tým vznikajúca nelineárnosť /viď obr. H-5/ je vyrovnávaná potom linearizačnou tlmivkou. Je zrejme, že nelineárnosť bude tým menšia, čím nižší bude ohmický odpor /teda čím väčšia bude časová konštantá  $\tau$ /, predstavovaný otvorenou elektrónkou alebo tranzistorom a odpor cievok s transformátorom pri danej indukčnosti. Pre lineárnosť je teda výhodné mať vysokú indukčnosť s príslušne vyšším  $U_B$ . Straty spôsobia aj to, že kmitavý jav, pri ktorom prebieha spätný beh, bude mať amplitúdu v druhom kvadrante menšiu, než v prvom. Tu sa samozrejme už neuplatňuje  $R_S$ , ale  $R_L$  a  $R_Z$ . Na nich závisí Q obvodu L/C, ktoré sa snažíme mať čo najvyššie použitím vhodných feritových jadier pre vychyľovacie cievky i transformátor. Pretože z riadkového vychyľovania čerpáme energiu aj pre VN zdroj, a rôzne pomocné napätia /v našom prípade aj napájacie napätie pre video-zosilovač a žeraviace napätie obrazovky/ bude efektívne Q tohto obvodu prbti Q danému vinutím a feritmi ďalej znížené.

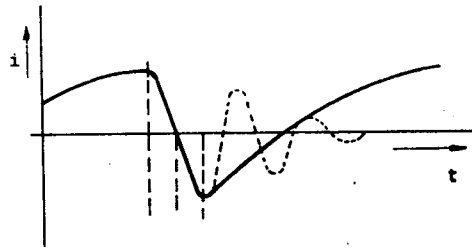
Pri riadkovom vychyľovaní podľa uvedeného princípu musí dodávať zdroj plnú energiu iba v "pravej" časti činného behu /v ľavej časti sa energia, resp. jej väčšia časť, do zdroja vracia/. Pri spätnom behu sa vráti lúč z praveho okraja tienidla na ľavý okraj síce bez spotreby energie zo zdroja /ktorý je spínač, resp. dióda/, avšak po reopnutí spínača sa v prvej časti činného behu musí nahradiť okrem strát na sériových odporoch  $R_S$  a  $R_L$  aj strata zo spätného behu, ktorá sa prejavila zníženou počiatočnou amplitúdou vychyľovacieho prúdu po jeho ukončení.

Pretože koncový tranzistor riadkového vychyľovania pracuje ako spínač, preberieme si najprv činnosť tranzistora vo funkcii spínača.



Obr. H 5

Náhradná schéma riadk.konc. stupňa so stratami



Obr. H 6

Priabeh prúdu v obvode so stratami

Tranzistor ako spínač

Pri použití ako spínač prechádza tranzistor z uzavretého stavu, kedy cez ň tečie len zostatkový prúd  $I_{CEO}$ , pomerne rýchlo do stavu nasýtenia /saturácie/, kedy nasýtený prúd kolektora  $I_{CN}$  už nie je riadený bázovým prúdom. Prechod zo stavu uzavretia do stavu nasýtenia a obrátenie sa deje cez normálnu - aktívnu - pracovnú oblasť, kedy kolektorový prúd  $I_C$  je riadený prúdom bázy  $I_B$ .

Pri uzavretom tranzistore je kolektorové napätie prakticky rovné napätiu zdroja, v nasýtenom stave je medzi kolektorom a emitorom malé zostatkové napätie  $U_{CEN}$ , nižšie než napätie bázy  $U_{BE}$ .

Z toho vyplýva, že pri veľmi rýchlych prebehnutí aktívnej oblasti, kedy je okamžitý výkon tranzistora najväčší, spotrebuje spínací tranzistor pomerne malý výkon aj pri spínaní veľkých prúdov a aj keď je na ňom vo vypnutom stave značné napätie. Hodnoty  $I_{Cmax}$  a  $U_{CEOmax}$  podľa technických údajov pre daný typ tranzistora samozrejme nesmú byť prekročené. S ohľadom na tolerancie tranzistorov musí byť pre zopnutý stav prúd dodávaný do bázy  $I_B$  tak veľký, aby každý použitý tranzistor bol po zopnutí bezpečne v saturovanom stave. To však znamená, že u väčšiny kusov je tranzistor hlboko v oblasti saturácie a teda, ako uvidíte ďalej, potrebuje dlhšiu dobu na to, aby sa "vypol".

Medzi privedením spínacieho alebo vypínacieho napätia na bázu tranzistora a skutočným zopnutím alebo vypnutím kolektora uplynie vždy určitý čas - v zásade tým dlhší, čím je nižšia medzná frekvencia tranzistora - a čím je bázový prúd tranzistora vyšší, než by bolo potrebné pre dosiahnutie medze nasýtenia, tým je i vypínanie dlhšie a spínanie kratšie. Závislosti nie sú však lineárne. Na obr. H7 je znázornené oneskorenie medzi kolektorovým prúdom a prúdom na bázu tranzistora a sú uvedené i názvy jednotlivých časových zložiek tohto oneskorenia. Zjednodušene môžeme povedať, že oneskorenie vytvárajú vnútorné kapacity priechodov v tranzistore a vnútorné odpory.

$t_d$  = oneskorenie impulzu

$t_r$  = nábeh impulzu

$t_s$  = presah impulzu /saturačné oneskorenie/

$t_f$  = tyl impulzu /dobež/

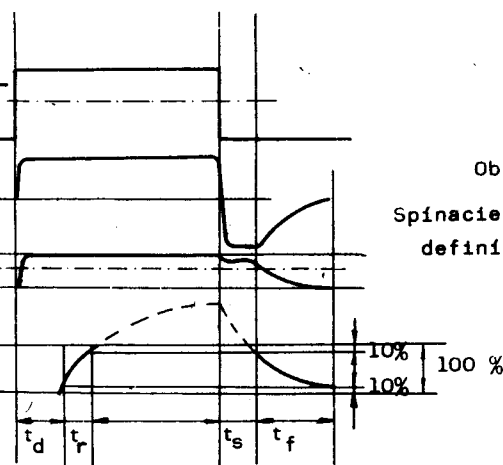
angl.: delay /oneskorenie/  
rise /vzrast/  
storage /zásoba nosičov/  
fall /padanie/

a/ Napätie generátora  $U_g$  /ideálne/

b/ Prúd bázy  $I_B$

c/ Napätie na báze  $U_{BE}$

d/ Kolektorový prúd  $I_C$



Obr. H 7

Spínacie časy a ich definície

V skutočnosti je oneskorenie ešte väčšie s ohľadom na vonkajšie skutočné alebo rozptylové kapacity a odpory v použítom obvode; tranzistor však je rozhodujúci, pokiaľ úmyselne nezvyšujeme vonkajším zapojením oneskorenie.

Vnútorne kapacity priechodov v tranzistore nie sú konštantnými veličinami: tzv. bariérová kapacita, ktorá sa uplatňuje najmä na záverne polarizovanom priechode, sa znižuje s priloženým napätím /to je využité u varikapov/, druhá tzv. difúzna kapacita sa uplatňuje najviac pri otvorenom priechode a stúpa s pretekajúcim prúdom.

Zatiaľ čo bariérová kapacita je tvorená oblasťami P a N /ako polepmi/ a od nábojov vypláchnutou vrstvou na ich rozhraní /ako dielektrikom/, difúzna kapacita je tvorená nábojom, ktorý predstavujú difundujúce menšinové /minoritné/ nosiče v blízkosti priechodu PN. Tento náboj je priamo úmerný prúdu, ktorý cez priechod prechádza v priepustnom smere. Preto sa difúzna kapacita kolektorového priechodu uplatňuje iba v oblasti nasýtenia /v aktívnej oblasti je tento priechod polarizovaný nepriepustne,  $U_{CB}$  je kladné u NPN tranzistorov/.

Difúzna kapacita nie je kapacitou v pravom slove zmysle, znázorňuje len stav hromadenia a odčerpávania náboja v oblasti bázy.

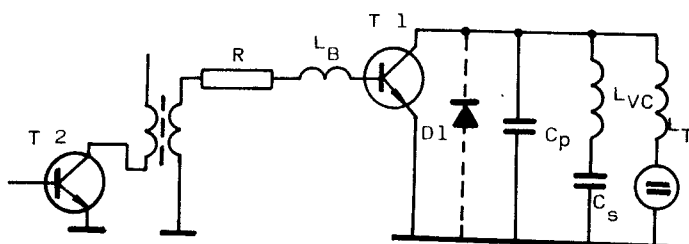
Difúzna kapacita spôsobuje oneskorenie pri vypínaní tranzistora, pretože náboj menšinových nosičov v oblasti bázy sa nahromadil pri otvorenom priechode báza-emitor a /pri nasýtení/ báza-kolektor.

Priechod báza-emitor resp. báza-kolektor, podobne ako u diódy, sa po privedení zatváracieho napätia z generátora najprv uzavrie, t.j. bázový prúd klesne na nulu, viď obr. H 7a,b. Znížením  $I_B$  na nulu však nebola ešte vybitá "difúzna kapacita", iba sa jej nabíjanie zastavilo. Pretože teraz je napätie na báze nižšie než napätie nabitej "difúznej kapacity", začne sa táto vybíjať a bázou bude pretekať prúd v opačnom zmysle, u NPN tranzistora teda záporný. /Napätie na báze nemusí byť vždy záporné, ako uvidíme pri ďalšom výklade činnosti riadkového koncového stupňa - stačí, aby kleslo pod otváracie napätie/. Veľkosť tohto záporného prúdu závisí na hodnote odporov v bázovom obvode, a na veľkosti záporného napätia priloženého na obvod bázy. Trvanie záporného prúdu závisí jednak na jeho veľkosti /vybíja sa ním "kondenzátor"/, jednak na veľkosti predchádzajúceho kladného bázového prúdu v priepustnom smere /čím bol tento väčší, tým väčší náboj sa nahromadil na "difúznej kapacite"

Presah impulzu  $t_s$  sa bude teda predlžovať pri vyššom bázovom prúde v otvorenom stave tranzistora a pri vyššej impedancii v obvode bázy. Naopak sa doba  $t_s$  bude skracovať pri vyššom "vypínacom" napätí v závernom smere.

Doba  $t_f$  - týl /dobeh/ impulzu závisí tiež na tom, ako bol odstránený náboj, ktorý sa pri nasýtení vytvára v kolektorovej oblasti a je zvlášť veľký u tranzistorov pre vysoké kolektorové napätie.

Pri klesaní kolektorového prúdu počas doby  $t_f$  sa zvyšuje u vysokonapäťových koncových tranzistorov pre riadkové vychyľovanie merný odpor kolektora, a tým aj výkon, rozptýlený na kolektore. Preto má byť doba  $t_f$  čo najkratšia. Tomu napomáha umelé predĺženie doby  $t_s$ , pri ktorej sa odčerpá veľká väčšina predtým nahromadených nosičov náboja aj z kolektorovej oblasti.



$C_p = C 632 - C 633$   
 $C_s = C 639$   
 $L_{VC}$  = riadk. vychyľ. cievky  
 $L_T$  = na primárnu stranu  
 prenesená indukčnosť  
 VN trafa TR 2  
 zo skutočnej schémy

Obr. H 8:

Pri spätnom behu vytvára  $C_p$  s paralelne zapojenými indukčnosťami  $L_{VC} - L_T$  rezonančný obvod,  $C_s$ , ktorý je mnohonásobne väčší než  $C_p$  oddeľuje js napätie a súčasne sa pri činnom behu na ňom vytvára parabolické napätie pre S-korekciu.

### Činnosť koncového tranzistora riadkového vychyľovania ako spínača v konkrétnom obvode

Spínač "S" z obr. H 1 až H 4 tvorí pre pravú časť činného behu /prúdový priebeh 1 na obr.H2/ úplne otvorený tranzistor T 1 v obvode na obr. H 8. Pre ľavú časť činného behu sa otvára dióda D 1, ktorá je však používaná len spolu s nízkovoltovým tranzistorom /ako napr. v TVP Minitesla/. Pri vysokom napájacom napätí /150 V/ ju zastupuje dióda, tvorená priechodom kolektor-báza, ktorá je pri ľavej časti činného behu otvorená.

Na obr. H 9 sú znázornené priebehy: a/ napätie na báze, b/ báзовý prúd, c/ kolektorový prúd, d/ emitorový prúd, e/ napätie na kolektore /spätne behy/. V skutočnosti sa na týchto priebehoch nachádza zvlnenie dané rezonanciou sekundárneho vinutia VN transformátora, ktorá je ladená na 5. harmonickú kmitočku spätých behov; pretože pre vysvetlenie funkcie ani pre základnú činnosť táto rezonancia nie je potrebná, bolo zvlnenie pre lepšiu názornosť vynechané. Priebehy na obr. H 9 sú všetky navzájom sfázované, preto priebeh v určitom okamžiku napr. pre  $I_C$  odpovedá priebehu pre  $U_{BE}$ , v rovnakej vzdialenosti od počiatku.

Sfázovanie je možno realizovať aj s jednostopovým osciloskopom, ak namiesto vnútornej synchronizácie použijeme vonkajšiu synchronizáciu napr. napätím na žeravenie obrazovky, ktoré odpovedá spätým behom a nebudeme meniť šírku časovej základne /rozmer X/.

V čase  $t_0$  prekročí kolektorový prúd koncového tranzistora /v TVP Olympia T 605/ nulovú úroveň pri plnom prúde bázy, ktorý je s ohľadom na veľmi nízke prúdové zosilnenie v silne nasýtenom stave cca. 0,6 A pre konečný prúd kolektora asi 1,6 A. V okamžiku  $t_1$  vyvolá budiaci impulz na báze budiaceho tranzistora /T 604/ otvorenie tohto tranzistora, čo spôsobí pokles jeho kolektorového napätia prakticky na nulu. Tento záporný impulz sa prenesie budiacim transformátorom, ktorý má prevod 9 : 1, do obvodu bázy koncového tranzistora, s napätím cca. -2 V. Rozptyľová indukčnosť budiaceho transformátora /ktorá nahrádza zvláštnu tlmivku o indukčnosti  $L_B$  asi 10  $\mu$ H, aká by musela byť pripojená za transformátor so zanedbateľnou rozptyľovou indukčnosťou/ však spôsobí, že báзовý prúd sa znižuje postupne a že napätie na báze sa zníži pod prahovú hodnotu, pri ktorej  $+I_B$  zaniká, až v okamžiku  $t_2$ , teda po cca. 3  $\mu$ sek.

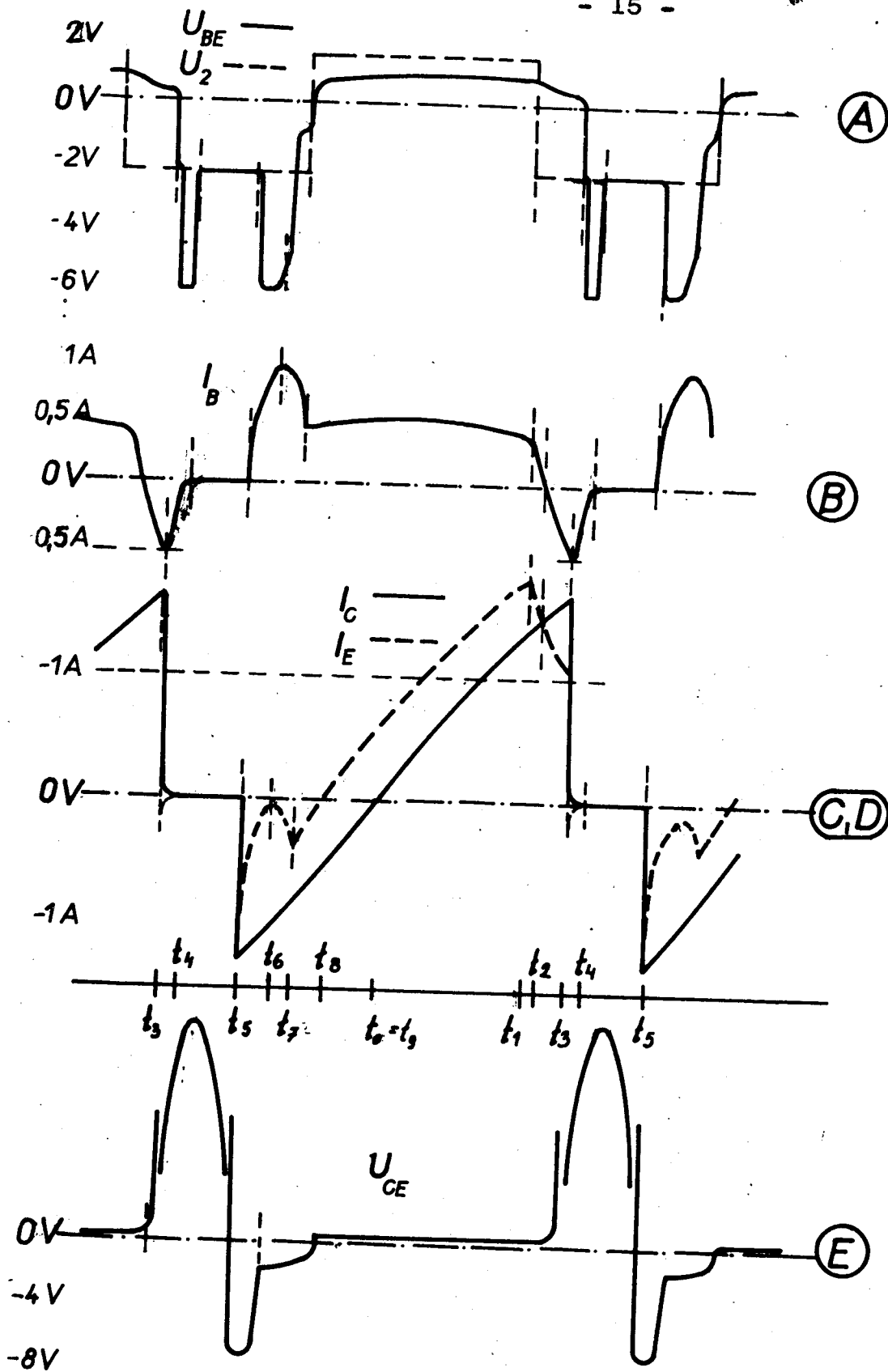
Napriek tomu, že prúd bázy klesol na nulu, tranzistor sa udržuje ešte v nasýtenom stave. Ako sme vpredu vysvetlili, počas nadbytočne vysokého báзовého prúdu vytvorili menšinové /minoritné/ nosiče u tranzistora N-P-N teda elektróny prichádzajúce do bázy z emitora aj kolektora /pretože tento bol otvorený -  $U_{CESat} < U_{BE}$ / náboj v priestore bázy, teda "nabíli difúznú kapacitu" obidvoch priechodov. Na strane bázy je "kladný" a na strane kolektora a emitora "záporný" polep tejto kapacity. Jej nabíjanie skončilo zánikom  $+I_B$ . "Tlmivka"  $L_B$  zabráni aj v okamžiku  $t_2$ , aby sa zmena  $I_B$  zastavila - preto pokračuje  $I_B$  o zápornej polarite, teda  $-I_B$  stúpa od nuly na vyššie záporné hodnoty a to až do okamžiku, kedy sa začne znižovať aj kolektorový prúd. Od doby  $t_2$ , kedy zanikol kladný báзовý prúd až do počiatku zániku kolektorového prúdu sa kolektorový priechod chová ako dióda v dobe zotavenia:

Na udržanie emitorového prúdu stačí pomerne nízky prúd majoritných nosičov v báze /označíme ho  $I_{B+}$ / a túto podmienku plní tok nosičov od kolektora do bázy za predpokladu, že je väčší, než prúd bázy v závernom smere  $-I_B$ .

Keď počet majoritných nosičov, ktoré pritekajú do bázy z kolektora, začne byť menší než počet nosičov, ktoré z bázy odtekajú ako  $-I_B$ , nemôže sa ďalej udržať emitorový prúd /vstrekovanie nosičov náboja do bázy a ich odvádzanie kolektorom/.

Pri znázornení tohto pochodu ako vybíjanie kapacít môžeme povedať: Kolektorový prúd  $I_C$  sa v čase  $t_2 - t_3$  skladá z dvoch zložiek a síce z prúdu, ktorým sa vybíja difúzna kapacita kolektorového priechodu /označíme ho  $I_{CK}$ / a z normálneho kolektorového prúdu  $I_{CE} = \beta \cdot I_{B+}$ , pričom  $\beta$  je okamžitá hodnota prúdového zosilňovacieho činiteľa/.





Obr. H 9

Bázový prúd  $I_B$  sa skladá jednak z uvedeného prúdu  $I_{CK}$ , jednak z prúdu, ktorým sa vybíja difúzna kapacita emitorového priechodu. Nazveme ho  $I_{BK}$ .

Emitorový prúd  $I_E$  je rovný rozdielu  $I_{CE} - I_{BK}$ . Pritom vnútorný prúd bázy  $I_{B+}$  si môžeme predstaviť ako prúd, ktorý paralelne k prúdu  $I_{BK}$  vybíja difúzna kapacita emitorového priechodu, ale navonok sa neprejaví - ako by táto kapacita bola pripojená paralelne k vnútorným privodom bázy a emitora a prúd  $I_{B+}$  vychádzal z bázového polepu "difúzneho kondenzátora" a vracal sa do jeho emitorového polepu.

Prúd cez vychyľovacie cievky /paralelne s VN transformátorom/ je potom  $I_C = I_{CK} + I_{CE}$  a uzatvára sa jednak cez tranzistor  $/I_{CE}/$ , jednak cez sekundár budiaceho transformátora  $/I_{CK}/$  a ďalej cez kostru a napájač.

Pretože  $I_B$  je záporný, platí:  $I_C = I_B + I_E$ , ako vidíme z priebehov B, C, D na obr.H9.

Od doby  $t_3$  do doby  $t_4$  klesá kolektorový prúd z dosiahnutej maximálnej hodnoty na nulu, čo odpovedá dobe  $t_f$  z obr. H 7.

Je dôležité, aby nielen doba  $t_f$ , ale aj úplné zaniknutie kolektorového prúdu, najmä posledných 10 %, bolo veľmi rýchle. Na indukčnosti záťaže/t.j. zhruba vychyľovacích cievok/ pri tomto poklese vzniká vysoké napätie spätnobehového impulzu, súčasne stúpa odpor objemu kolektora a tým napätie na ňom. Ak by napr. pri prúde 0,2 A toto napätie bolo už 150 V, dostávame okamžitý výkon 30 W. Z podobných dôvodov predlžujeme dobu  $t_1$  až  $t_3$  buď zvláštnou tlmičkou, alebo ako v našom prípade úmyselne vysokou rozptyľovou indukčnosťou budiaceho transformátora. Pri súčasnom vysokom  $-I_B$  na konečné vybitie difúznej kapacity potom stačí už krátka doba  $t_3 - t_4$ . Ak by sme klesanie  $I_B$  nespomalili, nemohla by sa dostatočne vybiť difúzna kapacita /malá pohyblivosť nosičov náboja by to znemožnila/, okamžik, kedy odvádzaný náboj z bázy by prevážil nad prítokom nosičov z kolektora by nastal omnoho skoršie a pretože v dobe  $t_3$  /ktorá by nastala krátko po dobe  $t_1$ / by bol náboj difúznej kapacity kolektorového priechodu ešte veľký, predĺžilo by sa klesanie  $I_C$  s veľmi nepriaznivými následkami čo do zvýšenia stratového výkonu na kolektore.

Je vhodné doplniť, že pre daný typ tranzistora a potrebný  $I_{Cmax}$  existuje optimálna hodnota  $+I_B$  ku koncu doby budenia bázy  $t_1$   $/I_B/end/$  a rýchlosti klesania bázového prúdu v dobe  $t_1 - t_3$  pre celý tolerančný rozptyl parametrov tranzistora a ostatných rozhodujúcich súčastok, pri zohľadnení možného zvýšenia teploty okolia aj puzdra tranzistora.

Zbytočne vysoké  $I_B/end/$  zvyšuje straty v saturovanom stave,  $/U_{EB} \times I_B/$ , ktoré stúpajú najmä pri zvýšení teploty v tranzistore. Príliš pomalé klesanie  $I_B$  /malá hodnota  $dI_B/dt$  / spôsobuje u "vysokonapäťových" tranzistorov pre riadkové vychyľovanie, ako je aj použitý BU 208, že napätie  $U_{CE}$  pred dokončením činného behu začne stúpať na neprijemne vysokú hodnotu, hoci ešte nenastal spätný beh. Je to tým, že takéto tranzistory majú na rozmedzí medzi aktívnou oblasťou činnosti a oblasťou nasýtenia pomerne vysoký merný odpor materiálu kolektora, ktorý sa po prekročení medze nasýtenia znižuje a hlboko v oblasti nasýtenia je blízky mernému odporu bežných výkonových tranzistorov. To sa vysvetľuje tak, že difúziou minoritných nosičov z bázy do oblasti kolektora /to je elektrónov u nášho NPN tranzistora/, ktorá sa so vzrastajúcim  $I_B$  zvyšuje, tento merný odpor klesá.

Pretože pri pomalom klesaní  $I_B$  sa predĺži doba, v ktorej toto dodávanie nosičov proti stavu pred "vypnutím" t.j. pred dobou  $t_1$  je znížené, zvýši sa aj vnútorný odpor kolektora. To však pri danej veľkosti  $I_C$  - ktorý nadto ešte stúpa - spôsobí zvýšenie  $U_{CE}$ , teda aj stratového výkonu v kolektore  $U_{CE} \times I_C$ .

/Vid "zaoblenie"  $U_{CE}$  tesne pred počiatkom spätného behu, priebeh "E"/.

/Pre jednoduchosť píšeme aj hodnoty, ktoré sa s časom menia, v tomto pojednaní s veľkými písmenami.

Spätný beh teda nastal v dobe  $t_3$  a trvá až do doby  $t_5$ . V dobe  $t_4$  sa vytvorí klesaním záporného prúdu bázy, t.j. pre indukčnosť stúpaním prúdu, záporné napätie za indukčností  $L_B$ .

- 17 -

/Pre poriadok si zobackujeme: kladný prúd vytvára na odpore, do ktorého vstupuje, kladné napätie a kladný prúd vstupuje, "záporné" napätie - vid' zníženie napätia na kolektore zo odporu  $R_c$  pri kladnom prúde diódy; stúpajúci prúd vytvára na indukčnosti kladné napätie, že sú záporné - neplietť s elektromotorickou silou, ktorá je opačnej polaritý!/. Toto záporné napätie sa pričíta k zápornému napätiu zo sekundáru budiaceho transformátora; spoľiarok má prúd bázy tendenciu klesnúť prudko k nule, takže  $-U_{LB}$  je tak vysoké, že dôjde k prerazu priechodu báza-emitor. Po preraze vznikne lavínový zjev "násobenia" nosičov ako v zenerovej diódy /rejde skutočne o Zenerov jav, a "zenerove" diódy pre napätia nad cca. 7 V sa správnejšie nazývajú referenčnými/, odpor báza-emitor klesne na veľmi nízku hodnotu a záporné napätie bázy zostane na tejto "prerazovej" hodnote.

Týmto prerazom sa tranzistor nezničí. Prúd potom klesá k nule tak, ako je dané rozdielom napätí prerazného /- 6 V/ a budiaceho /-2,2 V/, teda -3,8 V a hodnotu  $L_B$ . Energiu pre tento priebeh dodáva sama "tlmivka", v ktorej sa nahromadila pri predchádzajúcom stúpaní  $-I_B$ . Pomerne vysoké napätie na báze v čase  $t_3 - t_4$  prispieva k rýchlemu ukončeniu vybíjania difúznej kapacity. Všetky udávané napätia a prúdy sú len približné, slúžia pre výklad/.

o dosiahnutí nuly bázový prúd zanikne a na báze je napätie dané budením z transformátora /doba  $t_4 - t_5$ /. V niektorých nedostatočne utlmených obvodoch vzniknú pritom krátkodobe tlmené kmity/. Po skončení spätného behu / $t_5$ / by kosínusový priebeh prúdu vo vychyI, cievkaci podľa obr. H 3 vplyvom ich indukčnosti pokračoval, pričom by sa kondenzátor C 632 2n2 začal nabíjať na záporné napätie. Akonáhle však toto napätie dosiahne asi 7 V /vid' priebeh "E"/, otvorí sa ním priechod kolektor-báza. Potreba tejto na prvý pohľad vysokej hodnoty vyplynie z nasledujúceho:

Pokiaľ by v okamžiku skončenia spätného behu bola medzi bázou a kostrou len nízka impedancia, stačilo by záporné napätie okolo 1 V, aby sa otvorila dióda báza-kolektor v tranzistore. To platí aj pri použití zvláštnej diódy paralelne k tranzistoru.

Medzi bázou a kostrou je však odpor sekundárneho vinutia transformátora v sérii s tlmivkou  $L_B$  a na báze je -2,2 V budiaceho napätia. Aj s prirátaním paralelného tlmiaceho odporu  $R_{637\ 33}$  ohm je pre prúd kolektora impedancia v báze priveľká.

Stúpajúci prúd kolektora vyvolá na tejto indukčnosti v báze opäť pomerne vysoké záporné napätie /tečie - ako kladný prúd - od kostry cez sekundár transformátora "v sérii s  $L_B$ " a cez báza-kolektor do záťaže/, ktoré znova "prerazí" priechod báza-emitor. Záporné napätie je teda opäť omedzené prierazným napätím emitorového priechodu napr. na -6 V, a napätie na kolektore musí byť ešte o 0,8 V zápornejšie. Znamená to súčasne, že klesanie prúdu na počiatku ľavej časti činného behu je ovplyvnené týmto priebehom kolektorového napätia. S ohľadom na vysoké napájacie napätie je zhoršenie linearitý, tým spôsobené, len nepatrné. Pri nízkovoltovom zapojení riadkového vychyľovania však musí byť použitá paralelne s tranzistorom zvláštna dióda, ktorá zabezpečí tzv. upnutie napätia na záťaži na pevnú hodnotu cca. -1 V.

V okamžiku  $t_5$  začne teda prechádzať celý kolektorový prúd /záporný/ cez otvorený priechod kolektor-báza a cez prierazom otvorenú diódu báza-emitor, a súčasne sa začne vyvíjať /stúpať/ bázový prúd, ktorý prietokom cez  $L_B$  udržuje prierazné napätie. So stúpajúcim bázovým prúdom klesá záporný emitorový prúd, až v čase  $t_6$  dosahuje  $I_B$  takú hodnotu, aká je potrebná na prechod do inverznej prevádzky tranzistora. Vzrast  $I_B$  sa tým zastaví, čo spôsobí zánik záporného prierazného napätia.

Všetok emitorový prúd bude prechádzať ako "kolektorový" prúd v tranzistore, a nie ako prúd v zenerovej dióde.  $I_B$  klesne z vrcholovej hodnoty na hodnotu okolo 0,4 A / $t_6 - t_7$ /. Pri inverznej prevádzke je prúdový zosilňovací činiteľ menší než 1, preto prúd kolektora /tu vo funkcii emitorového prúdu/ je dodávaný prevážne bázou a emitorový prúd /vo funkcii kolektorového prúdu/ je menší než bázový. Klesanie  $I_B$  - odpovedajúce klesaniu  $-I_C$  - vyvoláva na  $L_B$  opäť kladné napätie, takže sa napriek budiacemu napätiu -2,2 V vytvorí schodík nižšieho záporného napätia v dobe  $t_6 - t_7$ .

V čase  $t_7$  prichádza na bázu kladné budiace napätie z transformátora Tr 3 - viď čiarkovaný priebeh na oscilograme A z obr. H 9. Napätie  $U_{BE}$  na báze T 605 bude nižšie o pokles napätia na impedancii, predstavovanej indukčnosťou  $L_B$ , ohmickým odporom vinutia a prenesenou impedanciou primárneho obvodu. Pretože pri kladnom napätí budenia je budiaci tranzistor T 604 zavretý, energiu pre bázu T 605 dodáva transformátor, kde sa nahromadila priechodom kolektorového prúdu T 604 v predchádzajúcej fáze vodivého budiča.

Priechod kolektorového prúdu T 605 cez nulu nenastáva v časovom strede medzi koncom a začiatkom spätného behu, čo je prirodzené, pretože pri pravej časti činného behu musia byť vyrovnané aj straty, ku ktorým dochádza počas spätného behu a ľavej časti činného behu, kedy sa väčšina energie vracia do zdroja jednak nabíjaním C 639 M18, jednak priamo cez vinutie 1 - 3 výstupného transformátora. C 639 teda funguje súčasne ako rezervoár energie /dodáva prúd, ale nezvyšuje napätie ako booster-kondenzátor/, aj pre S-korekciu, t.j. spomalenie zmien vychylovacieho prúdu na začiatku a konci činného behu.-

Celkovú účinnosť znovuzískavania energie by sme mohli posudzovať podľa jednosmernej zložky napätia na malom odpore, vloženom medzi šp. č.1 TR 2 a R 638 82 ohm spolu s C 634. K stratám sa prirátava energia dodaná pre anódu obrazovky /VN/ a pre ostatné zdroje, napájané z horizontálu, v našom prípade najmä zdroj E pre koncový stupeň video-zosilňovača. Preto bude záporná časť takto pozorovaného priebehu mať len asi 15 % z celkovej plochy, hoci účinnosť samotného vychylovacieho obvodu podľa priebehu kolektorového prúdu je omnoho vyššia.

Odpor R 638 82 ohm medzi "studeným koncom" TR 2 šp.1 a zdrojom 150 V slúži na ochranu T 605 pri opakovaných výbojoch v obrazovke /znižuje napájacie napätie pri väčšej spotrebe stupňa/ a súčasne zlepšuje stabilitu rozmerov obrazu pri silných zmenách jas; pretože cezeň prechádza aj prúd, ktorý sa transformuje na katódový prúd obrazovky, klesá na ňom napätie aj pri väčšom jase, kedy súčasne klesá VN /najmä pre odpor VN usmerňovača/. Keďže sa tým zníži aj vychylovací prúd, je obmedzená tendencia, aby sa obraz horizontálne naráhoval, keď sa viac zvýši jas. Na vyfiltrovanie vyšších harmonických zložiek riadkového kmitočtu, ktoré by ináč boli vyžarované z normálne "studeného" konca transformátora TR 2 a z tohto odporu, je R 638 premostený kondenzátorom C 634 0,33  $\mu$ F.

Potrebná indukčnosť riadkových vychyľ. cievok pre toto zapojenie je 2,92 mH. Na rozdiel od zapojenia s elektrónkami môžu byť vychyľ. cievky pripojené priamo a sami teda nevyžadujú zvláštne vinutie VN transformátora. Pretože však napätie spätných behov je teraz približne len 1/20 potrebného vysokého napätia, je prevod medzi vysokonapäťovým vinutím a primárom TR 2 niekoľkokrát vyšší, než u elektrónkového zapojenia. To vyvoláva vyššiu rozptylovú indukčnosť VN vinutia a zvýšený vnútorný odpor VN zdroja. Aby tento bol dostatočne nízky, bol použitý zvláštny väzobný obvod pre vyladenie sekundárneho vinutia na piatu harmonickú kmitočtu spätných behov. Vysoká rozptylová indukčnosť VN cievky je znížená väzobnou cievkou /vinutie 9-10 TR 2/, umiestnenou pod VN vinutím, ktorá je spojená cez rezonančný obvod L 603 - C 638 s vhodne dimenzovaným vinutím na nízkonapäťovej časti transformátora TR 2, vývody 4-5. Polarita napätia na týchto vinutiach je opačná proti ostatným vinutiám, spätnobehové impulzy sú teda záporné. Vhodnou voľbou impedancie tohto obvodu je možné meniť pomer medzi amplitúdami napätí základného a harmonického kmitočtu spätných behov, pričom naladenie väzobného obvodu určuje fázový vzťah medzi napätiami obidvoch kmitočtov. Tým sa získava "trojhrbý" tvar vrcholu napätia spätných behov na kolektore T 605, a dostatočne široký, ale prevýšený tvar VN napätia na anóde VN usmerňovača D 611. Zatiaľ čo sa doladením o niečo zníži napätie na tranzistore, zvýši sa pri súčasnom znížení vnútorného odporu zdroja napätie pre VN usmerňovač. Záporné impulzy z vinutia 4 - 5 sa používajú súčasne pre potlačanie anódového prúdu obrazovky počas spätného behu. Amplitúdu zhasiacich impulzov upravuje odporový delič R 643 - R 645 a kladné napätie pri činnom behu odstraňuje dióda D 613.

Kondenzátor C 652 150 pF odstraňuje zostatok modulácie jasu pri činnom behu "vyhladenia" kladnej časti napätia na gl obrazovky.

Z tohto vinutia sa získava aj záporne napätie pre riadenie jasu /D 612, R 642, C 640/.

Kladné napätie pre riadenie jasu sa získava usmernením spätnobehových impulzov priamo z prívodu pre vychyľovacie cievky /D 622, P 617, R 646, s filtráciou pomocou kondenzátorov C 910 a C 911, pripojených k potenciometru jasu P 901. Táto je potrebná proti prenikaniu riadkového kmitočtu do NF zosilňovača.

Napätie spätných behov filtruje už obvod R 649 - C 641 - R 645 s diódou D 613, otvorenou počas činného behu.

So zánikom vychyľovacieho prúdu riadkového rozkladu zaniká aj kladné napätie pre potenciometer jasu, kdežto záporne sa udržuje dlhšie: malé kondenzátory C 910, C 911 /10 nF/ sa vybijú temer okamžite, avšak na C 640 /5  $\mu$ F/ náboj klesá len veľmi pomaly.

Pre obvod AVC dodáva kladné impulzy vinutie 8 - 6. Z odbočky 7 je cez R 640 napájané žeraviace vlákno obrazovky.

Budič riadkového koncového stupňa

Bázový prúd koncového tranzistora počas činného behu sa získava z energie, ktorá sa nahromadila v budiacom transformátore v dobe, kedy bol otvorený budiaci tranzistor T 604, teda počas spätného behu a v dobe krátko pred ním a po ňom, ako je naznačené na priebehu C obrázku H 10 / $t_1 - t_7$ /.

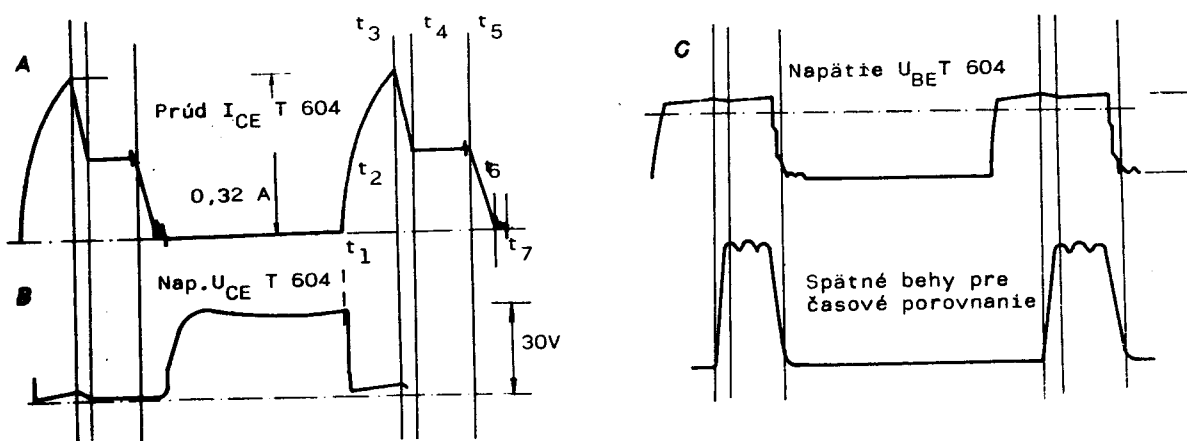
Hoci z hľadiska okamžitej potreby výkonu pre budenie koncového tranzistora by mal byť budič otvorený súčasne s koncovým tranzistorom, je nutné použiť tento "zavárací" budič, pretože vypínací signál pre koncový tranzistor musí prísť v pomerne presnom čase. Keďže pre vypnutie T 605 sa T 604 zapína, je možné takto potrebnú presnosť omnoho ľahšie dosiahnuť - z pojednania o vypínaní a zapínaní oneskoreniach vieme, že trvá prechod z vypnutého stavu do zapnutého omnoho kratšiu dobu, než obrátene, resp. že omnoho menej závisí na rozptyle tolerancií tranzistora.

Impulzmi do bázy T 562 z integrovaného obvodu IO 601 cez R 631 a C 627 je otváraný a zatváraný tranzistor T 604 tak, aby budiace napätie zo sekundáru transformátora TR 3 prichádzalo na bázu T 605 asi  $6 \mu s$  po skončení spätného behu. Pokiaľ by tento signál pre nejakú väčšiu odchýlku alebo vadu v obvodoch riadkového vychýľovania prišiel do doby, kedy ešte spätný beh nebol úplne ukončený, koncový tranzistor by sa zničil: prechádzal by cezeň prúd pri príliš vysokom napätí na kolektore. Preto je vhodné kontrolovať po výmene T 605, TR 3, IO 601 a pod., priebeh napätia na báze tranzistora T 605, či je jasne vyjaudrený druhý výkmit do záporného napätia v čase  $t_5 - t_6$  a po ňom znateľný schodík menšieho záporného napätia pred kladnou časťou priebehu, čas  $t_6 - t_7$ , a bežce P 615 a P 616 nedávať k pravému dorazu.

Z priebehu kolektorového prúdu budiča /obr. H 10 A/ vidíme, že najväčší prúd dodáva tento tranzistor pred skončením činného behu, v dobe  $t_2 - t_4$ , kedy tečie záporný prúd v báze koncového tranzistora. To si môžeme vysvetliť takto: kladné napätie, vyvolané prietokom stúpajúceho záporného prúdu bázy T 605 v sekundárnom vinutí, sa pričíta po pretransformovaní do primáru k napájaciemu napätiu tranzistora T 604. Pretože T 604 je v režime nasýtenia, nie je jeho kolektorový prúd ovládaný bázovým prúdom, ale chová sa ako nízky odpor. Zvýšenie napätia na odpore však vyvolá vyšší prúd cezeň. /Pri veľmi nízkych kolektorových napätiach majú ich zmeny na kolektorový prúd veľký vplyv/.

Malú zmenu  $U_{CE}$  vidíme aj na priebehu B, obr. H 10.

Po skončení kladného impulzu na báze zaniká kolektorový prúd postupne prechodovým javom v dobe  $t_5$  až  $t_7$ . Jeho zánik dáva vznik budiacemu napätiu pre koncový tranzistor, pretože kolektorové napätie = napätie primáru TR 3 vystúpi na hodnotu asi 30 V. Schodík v priebehu  $I_C$  v dobe  $t_6 - t_7$  je opäť spôsobený výkmitom bázového prúdu T 605, tentoraz kladným, pri začiatku činného behu.



Obr. H 10

Nízkofrekvenčný zosilňovač

NF zosilňovač na samostatnom module s integrovaným obvodom MBA 810 bol síce zavedený už do niektorých mutácií typového radu DUKLA, avšak nebol ešte popísaný.

Zapojenie IO MBA 810 je na obr. 1. spolu s pripojenými vonkajšími súčiastkami. Integrovaný nf výkonový zosilňovač, vyrábaný planárne epitaxnou technológiou na monokryštáľe kremíka, je zapojený ako zosilňovač s dvojčinným quazikomplementárnym koncovým stupňom v triede AB. Na obr. 2 je uvedená schéma podobného zosilňovača s diskretnými prvkami. Tranzistory T 10, T 11, T 14, T 15 a T 16 z obr.2 prakticky svojou funkciou odpovedajú tranzistorom IO z obr.1. /Uvedené hodnoty odporov a kondenzátorov slúžia pre názornosť - platia ako rádové/.

NF signál privedený cez C 1 na bázu tranzistora T 1 prechádza zosilnený na bázu tranzistora T 10. Pri zápornej polvlne na báze T 10 je na jeho kolektore kladná polvlna, ktorá otvorí tranzistor NPN T 14 a s ním cez zaťažovací odpor R 9 v emitore tohto tranzistora aj koncový tranzistor T 15. Súčasne sa uzavrie PNP tranzistor T 11 a koncový tranzistor T 16. Kolektorový prúd koncového tranzistora T 15 nabíja zo zdroja  $+U_a$  väzobný kondenzátor C 5 a prúd tečie do kostry prijímača cez kmitačku reproduktora  $R_z$ .

Reproduktorom teda tečie prúd od bodu 12' k bodu 10. C 5 bol v klude nabitý na približne polovicu napájacieho napätia, v našom prípade teda na cca. 8 V; nabil sa kludovým prúdom cez T 15. Pri kladných polvlných striedavého napätia na báze T 10, ktoré otvárajú tranzistor T 11 - T 16 a zatvárajú T 14 a T 15, sa kondenzátor C 5 vybíja a prúd tečie z bodu 12' cez T 16 ku kostre a ďalej cez reproduktor od bodu 10 do bodu 12'.

Kludový prúd koncových tranzistorov sa nastavuje trimrom R 7; nesmie byť príliš malý, aby nevznikalo tzv. prechodové skreslenie pri tónoch slabej intenzity a teda veľmi malom okamžitom striedavom výkone zosilňovača. V prípade MBA 810 je pevne nastavený asi na 2 mA. Veľkosť kludového prúdu koncových tranzistorov je určená prúdmi báz komplementárnej dvojice T 11, T 14 a tieto opäť závisia na rozdielu napätia medzi bázami.

Na dióde D 3, ktorá je otvorená, je pomerne stabilné napätie, dané priechodom prúdu zo zdroja cez R 10, R 6 a T 10. Na bežci R 7 spojenom s bázou T 14, je teda kladné napätie proti spodnému koncu R 7, kde je pripojená báza tranzistora T 11 s opačným typom vodivosti. Bázový prúd obidvoch tranzistorov preteká od bežca R 7, P-N prechod báza-emitor T 14, odpor R 9 a prechod emitor-báza /v tomto poradí tiež P-N/ ku katóde diódy D 3.

Pri použití kremíkových tranzistorov, kde musí byť  $U_{BE}$  vyššie než približne 0,4 V, aby mohol vôbec tečť bázový prúd, musí byť postarané o dostatočne veľké napätie na D 3, ktoré musí byť vyššie než  $3 \cdot U_{BE}$  - preto sa toto rieši niekedy použitím Zenerovej diódy; v prípade germaniových tranzistorov /ako napr. v komplementárnom stupni s GD 608 + 618/ vyhovuje jediná kremíková dióda. /Napätie, vznikajúce emitorovým prúdom T 14 na odpore R 9 je tiež približne rovné horeuvedenej hodnote  $U_{BE}$ , aby mierne otváralo koncový tranzistor T 15. Z toho vyplýva celkové potrebné napätie  $3 \cdot U_{BE}$ /.

Na spoločnom bode koncových tranzistorov /"12"/ má byť /pri čo možná rovnakých charakteristikách týchto tranzistorov a zrkadlove súmerných charakteristikách komplementárnej dvojice/ napätie veľmi blízke polovici napájacieho napätia. Toto je dôležité pre získanie čo najväčšieho výkonu s malým skreslením, aby sa pri maximálnom vybudení omedzovalo sínusové napätie na výstupe symetricky /vrcholy obidvoch polvlín/. Pretože v praxi nie je možné zabezpečiť túto požiadavku dostatočne presne, nastavuje sa napätie v bode "12" pomocou potenciometra - trimera R 5, s ktorým sa nastavuje pracovný bod tranzistora T 10. Jednosmerný kolektorový prúd tohto tranzistora nezávisí na signále a je natoľko veľký, že spolu s odpormi R 10 a R 6 rozhoduje o napätí v bode 12, na ktoré je kolektor T 10 pripojený cez prechody báza-emitor tranzistorov T 14 a T 11.

Namiesto vonkajších nastavovacích prvkov je nastavená symetria napätia v bode "12" aj kludový prúd koncových tranzistorov u IO MBA 810 vnútorným usporiadaním.

prúd cca. 2 mA je určený najmä prúdmi  $I_2$  a  $I_3$  /viď obr.1/, ako aj vlastnosťami  $D_3$  a  $D_4$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  a samozrejme aj samotných tranzistorov T 11, T 12, T 14, T 15. Prúdy  $I_2$  a  $I_3$  sú dodávané tranzistorami T 9 a T 13: veľmi stále napätie na dióde uje  $I_B$  týchto tranzistorov a tým aj ich kolektorové prúdy  $I_2$  a  $I_3$ . Tranzistory T 13 teda predstavujú zdroje stáleho prúdu. Bázový prúd tranzistorov T 12 a T 11 tvára cestou: zdroj, T 13, báza-emitor T 12, emitor-báza T 11, stále otvorený tranzistor T 10. Vidíme, že teda závisí najmä na zdroji stáleho prúdu T 13, ktorý v tomto predstavuje rozhodujúci odpor. Prúdy báz T 12 a T 11 určujú veľkosť ich spoločného kolektorového prúdu, a tým aj kolektorový prúd tranzistora /koncového/ T 16. Prúd  $I_C$  nemusí byť nutne otvorený T 15, pretože tento prúd môže tiecť zo zdroja  $U_0$ , T 13 a diódy  $D_4 \dots D_6$ . Ani kludový prúd tranzistora T 15 nemusí nutne cez T 16: môže sa uzavrieť cez R 2, T 2 a T 3. Jeho veľkosť je určená najmä prúdom  $I_1$ , ktorý vytvára na sériovom zapojení  $D_3 - T 10$  kladné napätie, vyššie o  $2 \cdot U_{BE}$  napätie v bode 12.  $U_{BE}$  u väčšiny tranzistorov tu je cca. 0,7 V - u stále otvorených tranzistorov je samozrejme vyššie než v klude u T 11, 12, 14, 15 a T 16/.

v bode 12 /značené bežne  $U_{o/CC}$ /, tuho označujeme pre jednoduchosť  $U_s$  - "stredné"/  
 riadané približne na hodnote  $U_A : 2$  nasledujúcim mechanizmom:

malý pracovný bod tranzistorov T 1 až T 10 je potrebné napätie báza - emitor  $U_{BE}$  je rovnakej veľkosti u všetkých tranzistorov. Pri tom je ich js prúdový zosilňovací koeficient  $h_{21E}$  pomerne vysoký, takže zhruba môžeme straty napätia, vznikajúce prechodom  $I_B$  prúdy považovať za zanedbateľné, a tak isto kolektorové prúdy za rovné prúdom emitoru  $I_C = I_B$ .

U bod "12" - R 2 - bázové úseky T 2 a T 1 - R 1 v sérii s vonkajším odporom  
 v prípade je to bežec P 904 - kostra paralelne s R 321, teda cca. 20k/ platí:

$U_{BE} = U_s$ , kde R je  $R_2 = R_5 = R_6 = R_7 = 4k$  a  $I = I_{C2} = I_{C3} = I_{C5}$  je dané

malým bodom tranzistorov T 3 a T 5, ktorý je nastavený emitorovým prúdom T 4 a deličom  
 4. Tranzistory T 3 a T 5 tu pracujú teda ako generátory stáleho prúdu.

napätie na dióde D 1 bude rovné  $U_{BE}$ , a veľkosť R 3 je zvolená tak, aby s emitorovým  
 prúdom tranzistora T 4 na ňom bol spád napätia tiež rovný  $U_{BE}$ , platí ďalej:

4.  $U_{BE} = U_A$

U bod "1" - D1 - R6 - R5 - B-E T4 - R3 - B-E T3.

bo vytiahnuté časti schémy na obr. NF 1.

tych dôvodov vyplýva, že  $U_s = U_A : 2$ , teda je dosiahnutá symetria pre kludový stav.  
 Číselnosti nie sú js prúdové zosilňovacie činitele  $h_{21E}$  tak vysoké, aby bázové prúdy  
 zanedbateľné, a zvlášť u PNP tranzistorov je  $h_{21E}$  pomerne nízke, teda ich  $I_B$  bude  
 nižšie než u tranzistorov NPN. Tak isto nie sú rovnaké u týchto rôznych typov vodivosti  
 $U_{BE}$ . Tým vznikajúca nesymetria je čiastočne kompenzovaná vhodne zvolenou hodnotou  
 R 3, takže spolu s napätím na dióde D 1 sa  $U_A$  zmenšené o napätia B-E tranzistorov T 4  
 ko aj o  $U_{D1}$  a  $U_{R3}$  pomerne presne rovná  $I \cdot 2R$ , kde I je emitorový prúd tranzistora  
 T 4. Tým je zníženie kolektorového prúdu T 2 proti jeho emitorovému prúdom kompenzované  
 prúdom tranzistora T 6, takže  $I_{C3}$  je prakticky rovné I.

jednosmerné napätie na výstupe, vývod 12, kolíše okolo hodnoty  $U_A/2$  v rozmedzí  
 $\pm 0,7$  V, čo sa môže nepriaznivo prejavovať až pri výstupnom výkone  
 a pri napájacom napätí okolo 6 V, teda v extrémnych prípadoch.

Uzelenenie sa podieľajú iba tranzistory T 1, T 2, T 10, spolu s koncovými budičmi  
 tranzistorami T 11-12 a T 16 pre zápornú polvlnu a T 14, T 15 pre kladnú polvlnu výstup-  
 napätia.



Tranzistor T 6 s uzemneným kolektorom /emitorový sledovač/ zabezpečuje vysoký záťažový odpor pre tranzistor T 2. Tranzistor T 8, tak isto s uzemneným kolektorom, a zapojený emitorom na bázu T 10 je potrebný preto, aby kludové napätie na emitore T 6 mohlo byť  $2U_{BE}$  a teda napätie na báze T 6 bolo rovné  $U_{BE}$ . Toto kludové napätie je aj na kolektore T 3, ktorý pracuje na hranici nasýtenia. Tranzistor T 7 spolu s R 7 zabezpečuje, aby na báze T 8 bolo napätie  $2U_{BE}$ .

$$\text{Platí: } U_{D1} + IR + U_{BE} + IR + 2U_{BE} + 2IR + 4U_{BE} = U_A .$$

Tranzistor T 10 s uzemneným emitorom pracuje do záťažovacej impedancie, danej generátorom prúdu T 9 paralelne so vstupným odporom koncového stupňa a spolu so vstupnými tranzistorami T 1, T 2 v Darlingtonovom zapojení zabezpečuje zosilnenie vstupného signálu na úroveň, potrebnú pre vybudenie koncového stupňa.

T 1 zapojený so spoločným kolektorom zabezpečuje vysoký vstupný odpor integrovaného obvodu, T 2 so spoločným emitorom zosilňuje signál napätia, pričom jeho záťažou je vysoký odpor generátora prúdu, predstavaného tranzistorom T 3, paralelne s takisto pomerne vysokou vstupnou impedanciou T 6 s uzemneným kolektorom.

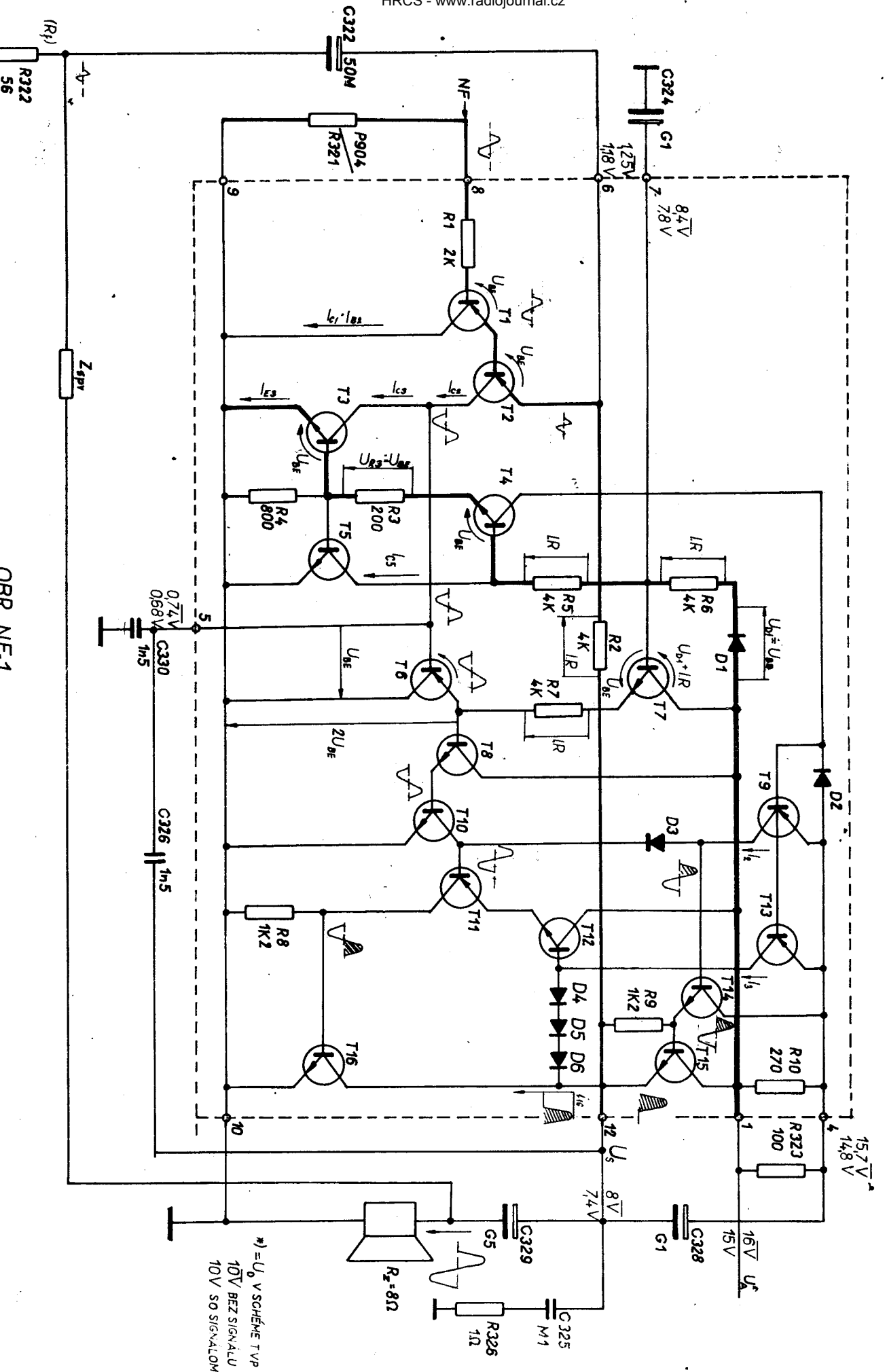
Toto zapojenie umožňuje priamu väzbu, bez použitia kondenzátora, od bežca potenciometru hlasitosti až na výstup IO /okrem nutného oddelenia je napätie na výstupe integrovaného obvodu ZMF MAA 661 nie je v obvode väzobný kondenzátor/, čo dáva okrem hľadiska nákladov aj výhodu zníženia šumu na nízkych kmitočtoch, ktorý sa vyskytuje pri zapojení vstupu cez kondenzátor.

Kondenzátor C 328 slúži k tomu, aby bolo možné dosiahnuť plné vybudenie: keďže pri zápornej polvlne je v bode 12 len zostatkové napätie  $U_{CE/sat}/16$ , rozkmit môže byť skoro  $U_s$ . Pri kladnej polvlne musí zostať k dispozícii napätie  $U_{BE15} + U_{BE14} + U_{BE9} + U_{CE/sat}/9$ , teda by nemohla byť amplitúda výstupného signálu tak vysoká, ako to umožňuje podmienka pre zápornú polvlnu.

Kondenzátor C 328 sa v klude nabije na polovičné napätie zdroja, pretože je pripojený cez vývod 4 medzi napätie zdroja a polovičné napätie v bode 12. Pri kladnej polvlne je v bode 12 napätie blízke napätiu zdroja, napr.  $0,9 U_A$  a teda v bode 4 je spolu s napätím na tomto kondenzátore k dispozícii napätie cca.  $1,4 U_A$ . Týmto sa pokryjú horeuvedené vyššie napätové straty a koncový stupeň môže byť vybudený do amplitúdy, akú umožňuje napätie zdroja pre zápornú polvlnu.

U zosilňovača s diskretnými súčiastkami podľa obr. NF 2 je treba, aby napätie na kolektore tranzistora T 10, ktorý pre kladnú polvlnu výstupného napätia musí byť záporným napätím na báze temer uzavretý, dosiahlo potrebnú kladnú hodnotu napriek súčasnému zvýšenému záťažovaniu pracovného odporu  $/R_{10} + R_6$  na obr. 2/ bazovým prúdom tranzistora T 14. Preto je tak isto použitý kondenzátor C 4, ktorý dodávaním zvýšeného napätia pri kladných polvlňach kompenzuje okamžité zvýšenie výstupného odporu budiaceho stupňa s T 10. Pri zápornej polvlne na výstupe zosilňovača z obr. 2 je T 10 silne otvorený, predstavuje teda malý odpor a vnútorný odpor, daný paralelným zapojením okamžitého odporu C-E T 10 s odpormi R 6 - R 10, ktorý "stojí v ceste" bazovému prúdu T 11 je teda omnoho menší než pri temer zatvorenom T 10.

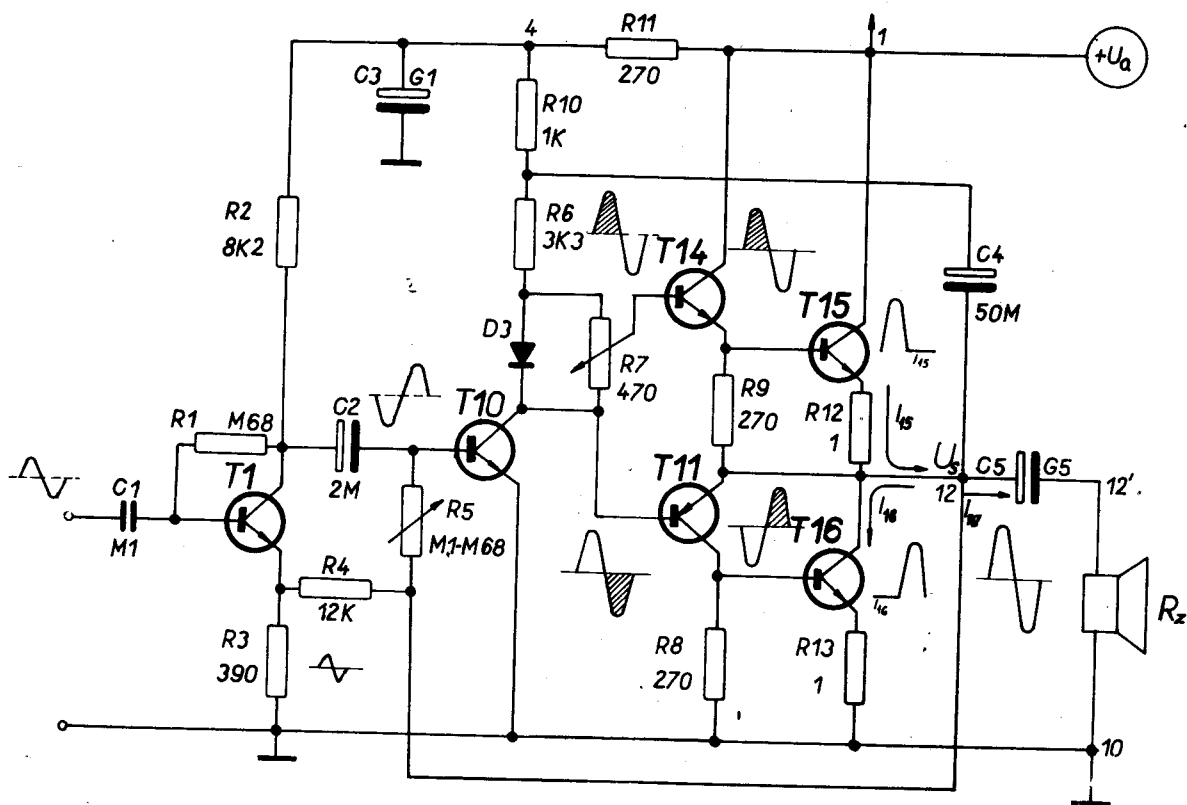
Ďalšie vonkajšie súčiastky majú nasledujúce funkcie: člen C 325, R 326 silne znižujú záťažovaciu impedanciu pre nadzvukové kmitočty, čím zabráňujú prípadným osciláciám na týchto kmitočtoch /tzv. Boucherotov člen/, u ktorých máva výstupná impedancia konco-



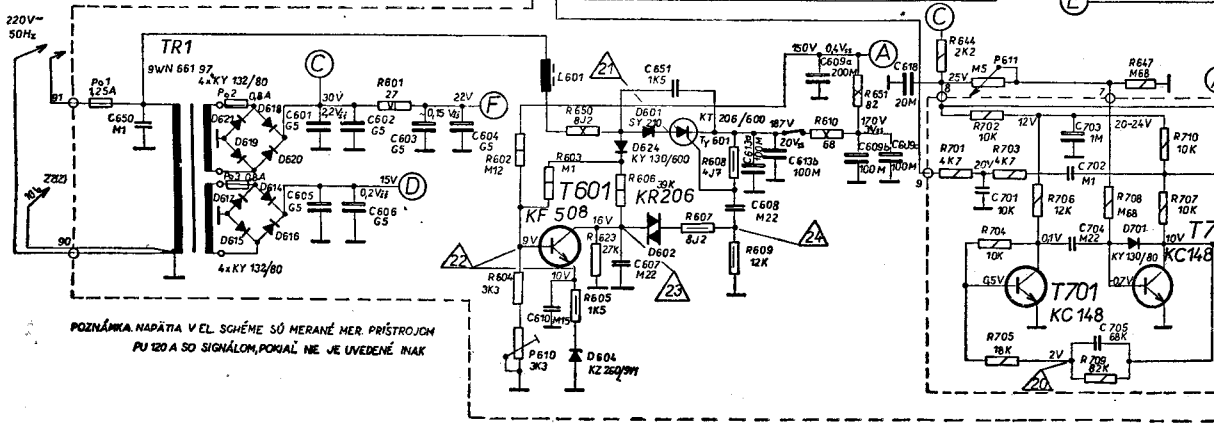
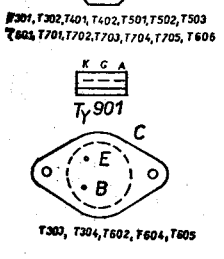
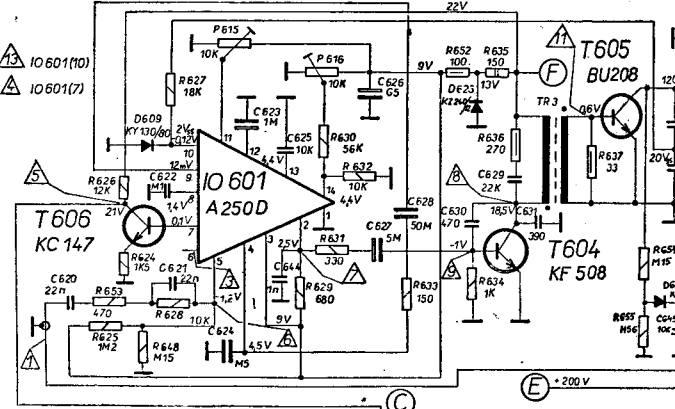
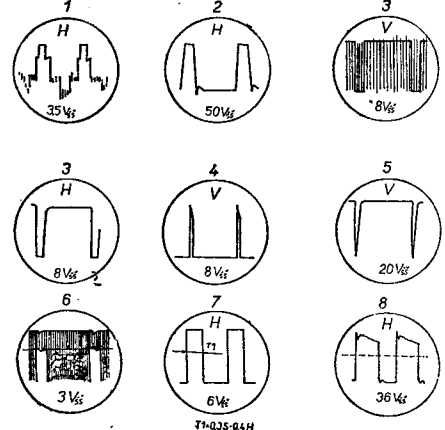
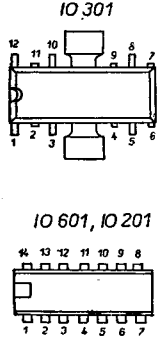
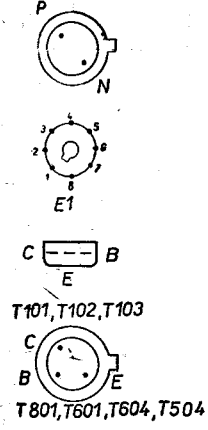
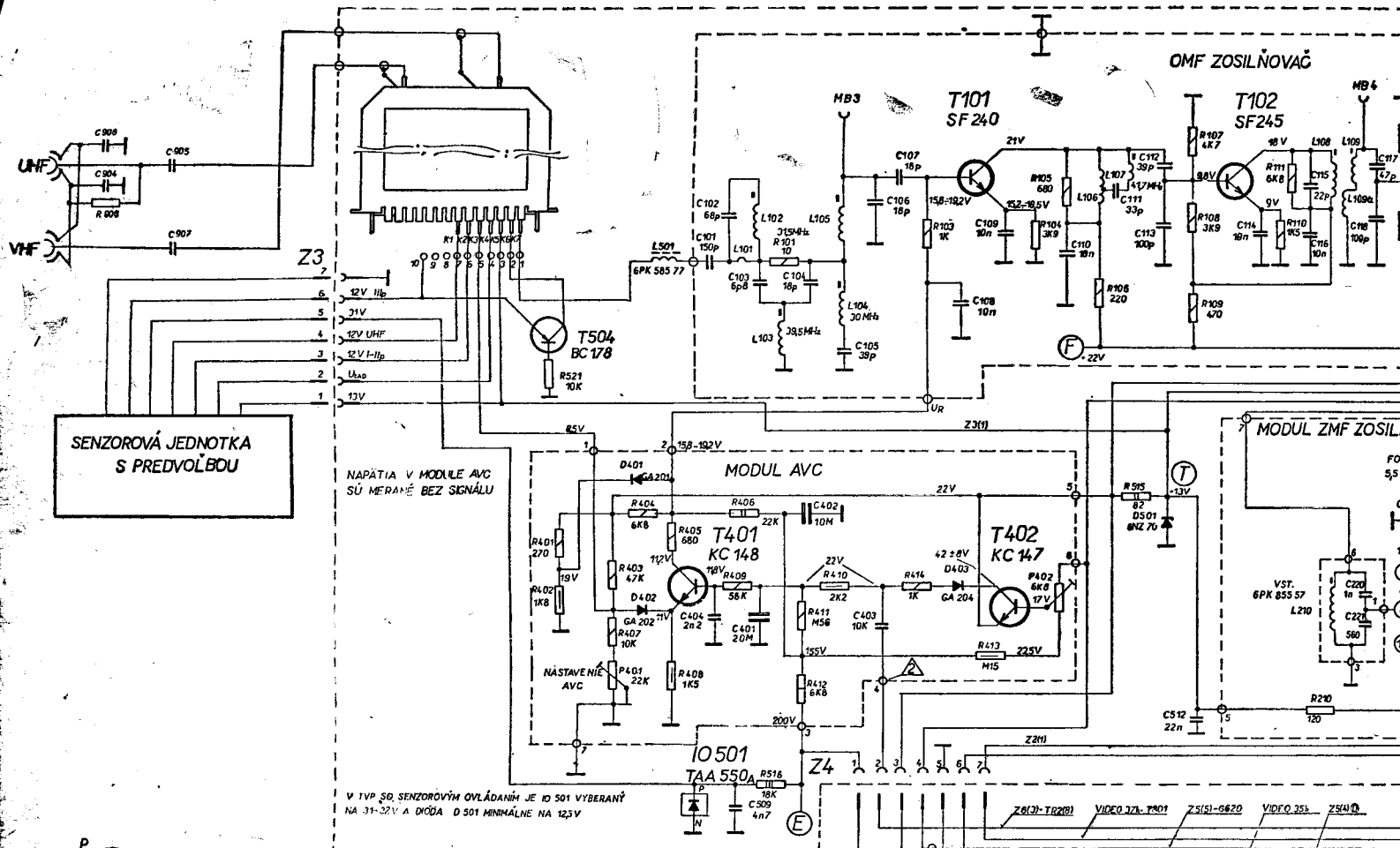
\*) = U<sub>0</sub> V SCHEMĚ TVP  
 10V BEZ SIGNÁLU  
 10V SO SIGNÁLEM

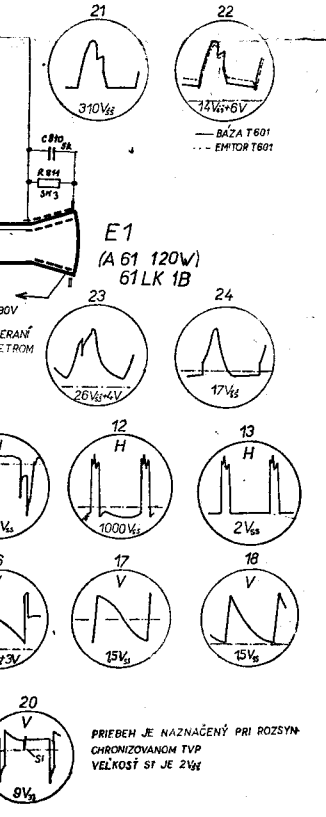
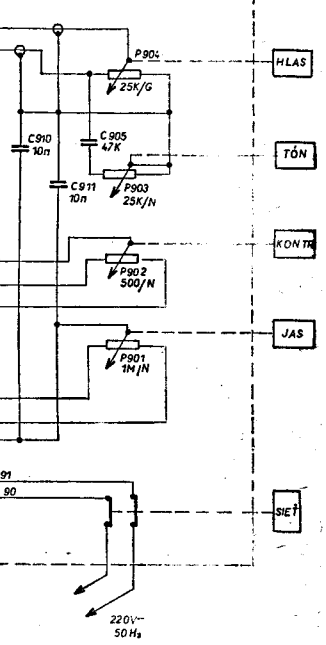
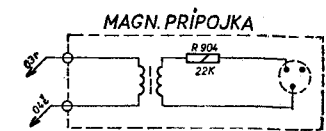
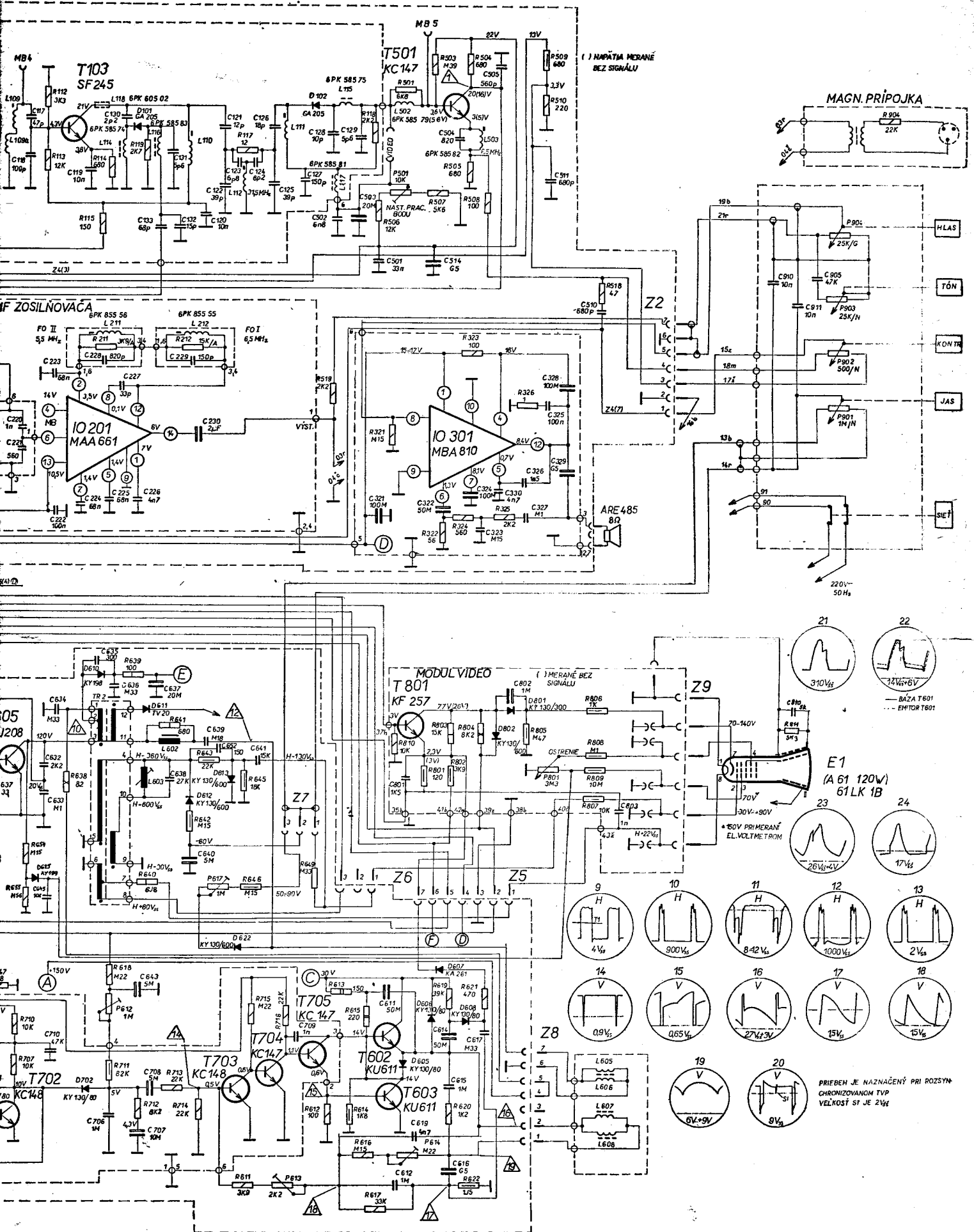
stupňa induktívny charakter. Odpor R 323 100 ohm slúži k tomu, aby bol pri kladnej polvine na výstupe dosiahnutý nasýtený stav tranzistorov T 9 a T 13 aj pri nižších úrovniach napájacieho napätia a nimi aj u tranzistorov T 14, T 15.

Kondenzátor C 324 G1 na vývode 7 zlepšuje filtráciu zdroja. Kmitočtove závislá záporná spätná väzba je privádzaná z výstupu na emitor T 2 cez členy C 327, R 325, C 323, R 324, kmitočtove nezávislá záporná spätná väzba je daná odporom R2 vo vnútornom zapojení IO. Stupeň spätnej väzby a tým aj celkové zosilnenie je určované odporom R 322 56 ohm, ktorý je pre jednosmerné prúdy oddelený od emitora T 2 kondenzátor C 322. Pri hodnote R 322 56 ohm je pre plné vybudenie potrebné napätie signálu na vstupe IO asi 60 mV, pokiaľ nie je použitá ešte vonkajšia vetva spätnej väzby. Táto vonkajšia vetva zdôrazňuje nižšie kmitočty /reaktancia C 327 je napr. pre 200 Hz cca. 8 kohm, teda omnoho viac než hodnota R 325, a C 323 sa neuplatňuje, pretože je k nemu paralelne pripojený mnohokrát menší sériový odpor R 324 + R 322. Na kmitočte 10 kHz je odpor C 327 len 160 ohm, teda zanedbateľný proti R 325, ale C 323 svojím odporom cca. 100 ohm delí spätnoväzobné napätie na 1/20, takže na R 322 zostáva len asi 1/200 z napätia v bode 12. Sú preto zdôraznené aj vysoké kmitočty. Na stredných kmitočtoch sa účinky oboch kondenzátorov približne vyrovnávajú a stupeň zápornej spätnej väzby je najvyšší. Spätnou väzbou sa zlepšuje výsledná akustická kmitočtová charakteristika prijímača.



OBR. NF-2





E1 (A 61 120W) 61LK 1B

±50V PŘIMĚŘENÍ EL. VOLTMETREM

PŘEBĚH JE NÁZNAČENÝ PŘI ROZSYNĚ CHRONIZOVANOM TVP VELKOSTÍ SJ JE 2V<sub>eff</sub>