

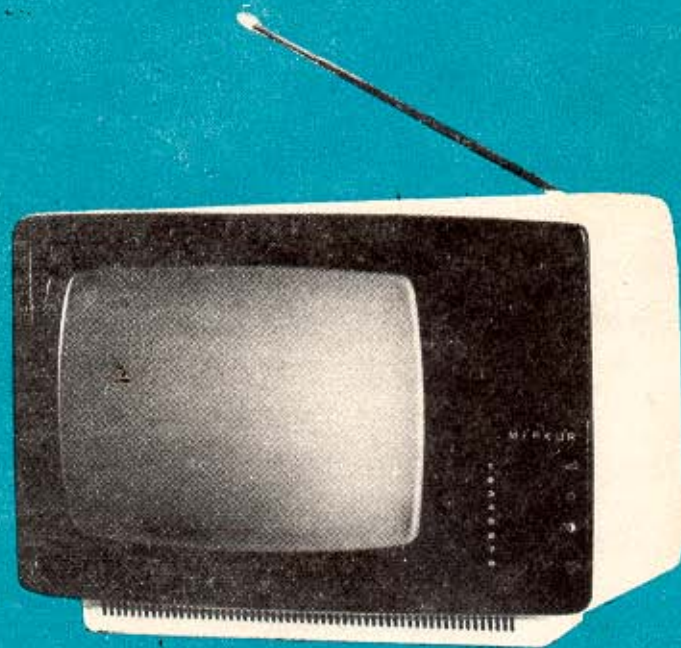
TECHNICKÉ INFORMÁCIE č.53

Prenosné čiernobiele TVP

SATELIT 4158 AB

PLUTO 4159 AB

MERKUR 4160 AB



Popis obvodov

6. 7891 (P)

ČIERNOBIELE TELEVÍZNE PRIJÍMAČE

SATELIT

TESLA 4158 AB

PLUTO

TESLA 4159 AB

MERKUR

TESLA 4160 AB

popis obvodov

O B S A H

	str.
Ú V O D	4
1.0 <u>KONCEPCIA SIGNÁLOVÝCH OBVODOV</u>	5
1.1 Vstupný diel	5
1.2 Jednotka voľby programu	5
1.3 Obrazový medzifrekvenčný zosilňovač	5
1.4 Zvukový diel	5
2.0 <u>OBRAZOVÝ MEDZIFREKVENČNÝ ZOSILŇOVAČ - MODUL OMF</u>	7
2.1 Popis jednotlivých blokov	7
2.2 Širokopásmový obrazový zosilňovač a synchrodetektor s IO A 240 D	8
2.3 Popis funkcie jednotlivých obvodov A 240 D	8
3.0 <u>ZVUKOVÝ DIEĽ</u>	16
3.1 Všeobecne	16
3.2 Popis funkcie jednotlivých obvodov IO A 220 D	16
4.0 <u>GENERÁTOR VERTIKÁLNEHO ROZKLADU</u>	35
4.1 Generátor píloveho priebehu	35
4.2 Výstupný výkonový zosilňovač	39
4.3 "Booster generátor"	40
4.4 Zapojenie integrovaného obvodu MDA 1044-E v TVP radu Satelit	41
5.0 <u>HORIZONTÁLNY ROZKLAD</u>	43
5.1 Horizontálny oscilátor a synchronizačné obvody	43
5.2 Integrovaný obvod A 250 D (TBA 950)	43
5.3 Horizontálny koncový stupeň	51
6.0 <u>VIDEO A OBVODY OBRAZOVKY, NAPÁJANIE TVP</u>	55
6.1 Video-stupeň	55
6.2 Riadenie jasu a ochrana obrazovky pri vypnutí TVP	56
6.3 Napájanie televízora	56

PRÍLOHY:

ELEKTRICKÁ SCHÉMA ZAPOJENIA TVP	S A T E L I T	4158 AB
	P L U T O	4159 AB
	M E R K U R	4160 AB

Ú V O D

Pri zavedení výroby typového predstavitela tohto radu bol popis zapojenia vydaný len v obmedzenom množstve pre základné školenie krajských inštruktorov. Tieto televízory nemajú nejaké špeciálne, nebežné obvody. Väčšina použitých integrovaných obvodov sa vyskytuje už dlhší čas aj v iných typoch televízorov. Pretože sa však jedná o zásadné riešenie obvodov, ktoré boli rozširované neskoršie o ďalšie funkcie, avšak bez väčších zmien základného konceptu, považujeme vydanie popisu pre široké vrstvy opravárskej obce, a najmä pre mladšie ročníky, za účelné. Staršie technické informácie, v ktorých boli funkcie väčšiny tu použitých obvodov už vysvetlené, sú rozobraté a dostatočná znalosť týchto základných blokov prijímača je predpokladom ľahšieho pochopenia neskorších zložitejších zapojení.

V tejto technickej informácii sú uvedené a vysvetlené všetky obvody televízorov tohto typového radu až na tuner, ktorý pôvodne bol známeho typu Čajavec - Tesla s germaniovými tranzistormi PNP, neskoršie s MOS-FET tranzistormi, typ FET 1-T, výroby Videoton MĚR. Je popísaný v technickej informácii Tesly Orava č. 40 (FTVP 4415 A). Československý tuner MOS-FET 6PN 385 15 je popísaný napr. v technickej informácii č. 51 (FTVP 4416 A).

1.0 KONCEPCIA SIGNÁLOVÝCH OBVODOV

1.1 Vstupný diel

TVP Satelit a Pluto sú osadené starším typom kanálového voliča typu Tesla 7PN 382 001 so zväčšenou šírkou pásma (a nízkou výstupnou impedanciou $40+50 \Omega$) pre vstup OMF zosilňovača. (Výnimočne s užším OMF výstupom pri kompenzácii pomocou sériovej vf tlmičky.) TVP Merkur má tuner FET-1T z MĚR.

Hlavné údaje o kanálovom voliči:

- kanálový volič je napájaný stabilizovaným napätím 10,8 V z filtr. kondenzátora C 2 cez vf tlmičku L 1
- ladiace napätie (napätie pre varikapy) sa musí meniť od +0,5 V do +29 V
- napätie pre reguláciu zisku (AVC) je pre max. zisk +9 V a pre min. zisk +2 V
- maximálny odber prúdu kanálového voliča je 7PN 382 001 38 mA, tuner FET-1T odobere približne tieto prúdy: šp. 2 - zmiešavač pri VHF 4 mA, ako MF zosilňovač pri UHF 10 mA; šp.3(UHF) 20 mA, šp. 7 (III. pásmo) 35 mA, šp. 8 (I.-II. pásmo) 25 mA. Celkový odber je teda 30 - 40 mA.
- zosilnenie A pri menovitej impedancii 75 ohm a menovitej výstupnej impedancii 50 ohm je minimálne 13 dB

Výhodou osadenia prijímača kanálovým voličom so "širokým výstupom" je jednoduchá výmena vadného dielu za nový, bez zložitého doladovania väzbového obvodu. Osadenie a schémy zapojenia kanálových voličov viď Technická informácia č. 38 k.p. Tesly Orava (tuner Tesla 7PN 382) a č. 40 (Color 110 ST, tuner FET-1T z MĚR).

1.2 Jednotka voľby programu

umožňuje po prednastavení ladiacej časti tejto jednotky zvoliť ľahkým stlačením tlačidla v spínacej časti jeden z prednastavených programov. Pomocou jednotky programovej voľby sa ne vývody kanálového voliča pripájajú napätia, potrebné pre jeho nastavenie na kmitočet zvoleného vysielateľa. Vo všetkých typoch tohto radu sú použité spoľahlivé mechanické jednotky voľby: 4-tlačítkový "preomat" v TVP Satelit, 6-tlačítková nízkozdvížná súprava ovládania z MĚR v TVP Pluto a československá súprava LPA - 8 v TVP Merkur. Toto zjednodušenie umožňuje nižšie ceny televízorov a zvyšuje spoľahlivosť.

1.3 Obrazový medzifrekvenčný zosilňovač

je zkonštruovaný na báze IO A 240 A. Základné riešenie i parametre OMF sú totožné ako u FTVP, je jednoduchší obvod obnovovača referenčnej nosnej 38 MHz, pretože tu odpadá indukčnosť L 10 potrebná pre obvod AFC, ktorý u týchto maloformátových televízorov nie je aplikovaný. Napätové zosilnenie obvodov modulu OMF je cca 80 dB, regulačný rozsah AGC (automatické riadenie zisku) je typicky 56 dB (630x). Bližší popis OMF zosilňovača s IO A 240 D je uvedený ďalej - v časti 2.

1.4 Zvukový diel

je riešený ako jeden obvodový celok, modul Z so ZMF zosilňovačom a detektorom, ako i s NF koncovým stupňom (A 220 D, MBA 810 S resp. DS). Umožňuje príjem zvukového doprodu v normách CCIR D/K i B/G (automaticky, vďaka paralelným vstupným filtrom a fázovacím článkom ladeným na 5,5 a 6,5 MHz). Riešenie i parametre sú totožné

s FTVP Color Univerzál a Color 110. Odlišnosťou voči uvedeným FTVP je regulácia NF zosilňovača, kde sa využíva elektronická regulácia NF signálu pomocou js. napätia na príslušnom vývode A 220D. MGF prípojka je teda pripojená na regulovaný výstup NF signálu paralelne k reproduktoru cez útlmový člen 820 k/27k. Signál pre magnetofón závisí na nastavení hlasitosti, čo sa všade ľahko vyrovná nastavením vstupu na magnetofón. U TVP Satelit prípojka pre nahrávanie na magnetofón nebola ešte zavedená. (U neskorších typov stolných televízorov, kde je použitý IO A 223 D s dvoma výstupmi, je MGF prípojka napojená na neregulovaný výstup. U FTVP Univerzál a Color 110 s IO A 220 D bola od elektronickej regulácie hlasitosti upustené, aby signál pre MGF zostával nezávislý od nastavenej hlasitosti.)

2.0 OBRAZOVÝ MEDZIFREKVENČNÝ ZOSILŇOVAČ - MODUL OMF

Modul OMF

Modul OMF tvorí samostatnú jednotku na spracovanie mF kmitočtu a demoduláciu.

Obsahuje blok odlaďovačov:

- odlaďovač susednej nosnej zvuku L 3
- odlaďovač susednej nosnej obrazu L 1
- odlaďovač vlastnej nosnej zvuku L 2
- jednostupňový aperiodický predzosilňovač, tvorený tranzistorom T 1
- blok pásmového priepustu, tvorený cievkami L 4, L 5, L 6, L 7, s príslušnými kapacitami (cievky L 1 až L 7 sú realizované ako tlačené spoje, viď obr. 4a v Techn. informácii č. 46)
- širokopásmový vF zosilňovač so synchrodetektorom, AVC, výstupom pre ZMF a video-predzosilňovačom, tvorený integrovaným obvodom IO 1 - A 240 D
- odlaďovač vlastnej nosnej zvuku, L 8 - C 22
- emitorový sledovač a zdroj synchronizačnej zmesi tvorený tranzistorom T 2

2.1 Ďalej uvádzame popis jednotlivých blokov

Blok odlaďovačov

Tento blok obsahuje tri odlaďovače pre kmitočty 30 MHz, 31,5 MHz a 39,5 MHz. Odláďovače pre susedné nosné obrazu a zvuku sú rovnakej koncepcie - kompenzované odlaďovače s induktívnou väzbou. Kompenzácia je tvorená odporami R 2 a R 3. Odláďovač vlastnej nosnej zvuku je tvorený klasickým sérioparalelným zapojením. Všetky odlaďovače spolu so vstupnou impedanciou tranzistora T 1 sú navrhnuté tak, aby vstupná impedancia modulu OMF bola konštantná: 45 ohm s minimálnou imaginárnou zložkou (do 10 pF) v pásme 33 - 37 MHz. Podmienka konštantnej vstupnej impedancie vyplynula z požiadavky nezávislého nastavenia modulu OMF a výstupného obvodu tunera. Výstupný obvod tunera je širokopásmový so šírkou pásma min. 10 MHz a nastavený so zaťažovacou impedanciou 45 ohm. Táto úprava zaručuje, že je možné používať ľubovoľný modul OMF s ľubovoľným tunerom bez potreby vzájomného zladovania, čo uľahčuje servis.

Jednostupňový aperiodický predzosilňovač

Tento stupeň je tvorený tranzist. T1 typu KF 524 prípadne KF 124. Jeho úlohou je vyrovnat straty pásmového priepustu, ktoré dosahujú cca 10 dB, a tým zachovať citlivosť modulu. Kolektorový prúd je pomerne nízky, je však volený ako kompromis medzi požadovaným zosilnením (cca 15 dB) a vstupnou impedanciou. Preto nedoporučujeme meniť typ tranzistora (napr. za typ KF 525).

Blok pásmového priepustu

V tomto bloku je sústredená celá selektivita modulu OMF. Pásmový priepust je 4-obvodový, tvorený ladenými obvodmi a cievkami L 4, L 5, L 6, L 7 s prúdovou väzbou cez kapacity C 10, C 12 a C 14. Z toho ladené obvody s L 4 a L 7 slúžia i k impedančnému prispôbieniu k tranzistorom T 1 a na vstupe IO 1. Sú preto navrhnuté na väčšiu šírku pásma. Súčasne umožňujú správne tvarovanie amplitúdovej charakteristiky priepustu. Obvod s L 5 a L 6 sú úzkopásmové, kapacitne viazané, a v najväčšej miere prispievajú k celkovému potlačeniu postranných pásiem (min. -40 dB). Sú ladené na kmitočty 33,8 MHz a 36,8 MHz. Celková selektivita je potom daná súčtom amplitúdových charakteristík jednotlivých jej blokov.

Všetky ladené obvody v pásmovom priepuste i bloku odlaďovačov sú navrhnuté tak, aby

pre export bolo možné dosiahnuť naladenie aj v norme CCIR B/G iba preladením, bez zmeny osadenia. To však vyžaduje u niektorých indukčností väčší rozsah zmeny indukčnosti ako je možné dosiahnuť jadrom, preto je použitý systém skratovacích prstencov (u L 1, L 2, L 3, L 4), ktorými je možné (prerúšením fólie) ďalej zväčšiť indukčnosť.

2.2 Širokopásmový obrazový zosilňovač a synchronodetektor s IO A 240 D

Integrovaný obvod A 240 D je vyrábaný v NDR ako ekvivalent TDA 440. Tento obvod obsahuje tri zosilňovacie MF stupne, demodulátor obrazovej medzifrekvencie (typu kvazi - synchronodetektora), predzosilňovač videosignálu, ako aj obvody pre reguláciu zosilnenia (AGC) a oneskorené riadenie zisku tunera. Pre pripojenie vonkajších obvodov má integrovaný obvod A 240 D 16 vývodov, viď obr. 2.1. Vnútorne zapojenie obvodov IO A 240 D je na obr. 2.2.

Upozornenie: V televízoroch Merkur je osadený modul "O" 6PN 05400, proti typovému číslu 6PN 05216 v TVP Satelit a Pluto. Niektoré diely majú odlišné hodnoty alebo iné očíslovanie. V ďalšom texte budú uvádzané čísla resp. hodnoty platné pre Satelit - Pluto, pokiaľ nebude výslovne uvedené niečo iné.

2.3 Popis funkcie jednotlivých obvodov A 240 D

Vstupný OMF signál z predzosilňovača T 1 - KF 524 (124) je pripojený k širokopásmovému OMF zosilňovaču cez pásmový filter L 4 až L 7. MF zosilňovač v IO A 240 D sa skladá z troch stupňov, ktoré zosilňujú vstupnú úroveň MF signálu na optimálnu hodnotu pre dokonalú detekciu.

Vstupná úroveň tretieho stupňa je udržiavaná konštantná aj pri veľkých zmenách vstupného signálu automatickým riadením zisku (v ďalšom AGC), ktoré ovplyvňuje najprv druhý a potom prvý stupeň OMF zosilňovača.

Toto rozdelenie AGC dovoľuje spracovávať vyšší signál a umožňuje získať optimálnu hodnotu pomeru signál/šum cez celý rozsah riadenia zisku.

Usporiadanie MF zosilňovača umožňuje, aby bol použitý kompaktný, avšak ináč bežný IC filter so sústredenou selektivitou pre vhodné obmedzenie šírky pásma a pre správne potlačenie sprievodných a rušivých signálov. Vonkajší tranzistor T 10 kompenzuje útlm spôsobený týmto filtrom.

Zosilnený MF signál sa detekuje pomocou multiplikačného demodulátora ("kvazi - synchronodetektora"), z ktorého sa získava videosignál tak, že sa násobí amplitúda modulovanej nosnej vlny samotnou nosnou vlnou. Nemodulovaná nosná vlna je získavaná - obnovovaná - obmedzovacím stupňom a vonkajším ladeným obvodom (tank circuit = obvod - nádrž), tu L 9 - C 23.

Takto získaný videosignál sa ďalej výkonovo zosilňuje vo videopredzosilňovači, ktorý dodáva dva výstupy navzájom v protifáze, čím sa zjednodušuje problém pripojenia k nasledujúcim stupňom.

Detektor AGC, kľúčovaný impulzami riadkových spätných behov, porovnáva amplitúdu získaného videosignálu s vnútorným referenčným napätím, zosilňuje rozdiel, integruje rozdielový signál a ovláda obvody AGC prvých dvoch stupňov zosilňovača. Porovnanie medzi videosignálom z demodulátora a referenčným napätím môže byť prevádzané buď na úrovni čiernej alebo na úrovni vrcholov synchronizačných impulzov, podľa toho, akým vnútorným signálom kľúčujeme. Jednoduché kľúčovanie spätnými behmi H dáva

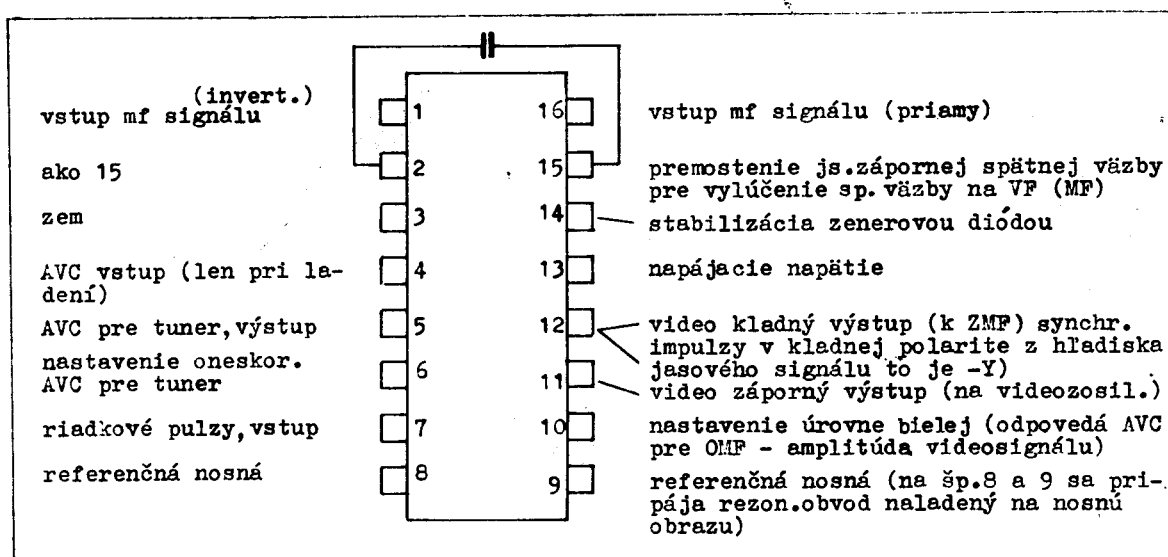
porovnávanie pri vrcholoch synchronizačných impulzov (S.I.).

AGC pre tuner je ďalší obvod zahrnutý v A 240 D, ktorý umožňuje zjednodušenie vonkajších obvodov. Oneskorenie tohto AGC môže byť nastavené pomocou vonkajšieho trimer - potenciometra (P2 - 0). A 240 D umožňuje priame riadenie zisku tunerov osadených PNP tranzistormi, i unipolárnymi tranzistormi s dvoma G-elektrodami (tuner FET 1-T). Prídovú výdajnosť obvodov pre AGC tuner v IO A 240 D umožňuje tiež riadenie atenuátorov s PIN diódami, ktoré sa používali v tuneroch pre zvýšenie odolnosti proti krížovej modulácii a intermodulácii pred zavedením tunera s FET-mi.

Integrovaný stabilizátor napätia zabezpečuje vhodný systém nastavenia pracovných bodov tranzistorov vnútri IO, ktorý udržiava funkcie integrovaného obvodu nezávislými na zmenách napájacieho napätia.

Výstupná úroveň bielej, t.j. amplitúda video signálu medzi bielou a vrcholmi S.I, môže byť nastavená pomocou vonkajšieho trimer - potenciometra (P1 10k). Toto odpovedá nastaveniu AGC pre OMF v zapojení s diskretnými tranzistormi, líši sa však tým, že bez ohľadu na toto nastavenie prakticky nedochádza k obmedzovaniu synchronizačných impulzov pri silných signáloch na výstupe IO.

Výstupná úroveň pre čiernu a vnútorné prahové napätie pre AGC je stabilizované proti zmenám napájacieho napätia a teploty, takže výstupná úroveň je udržiavaná konštantná, čo zjednodušuje konštrukciu obvodov nasledujúcich za OMF zosilňovačom.

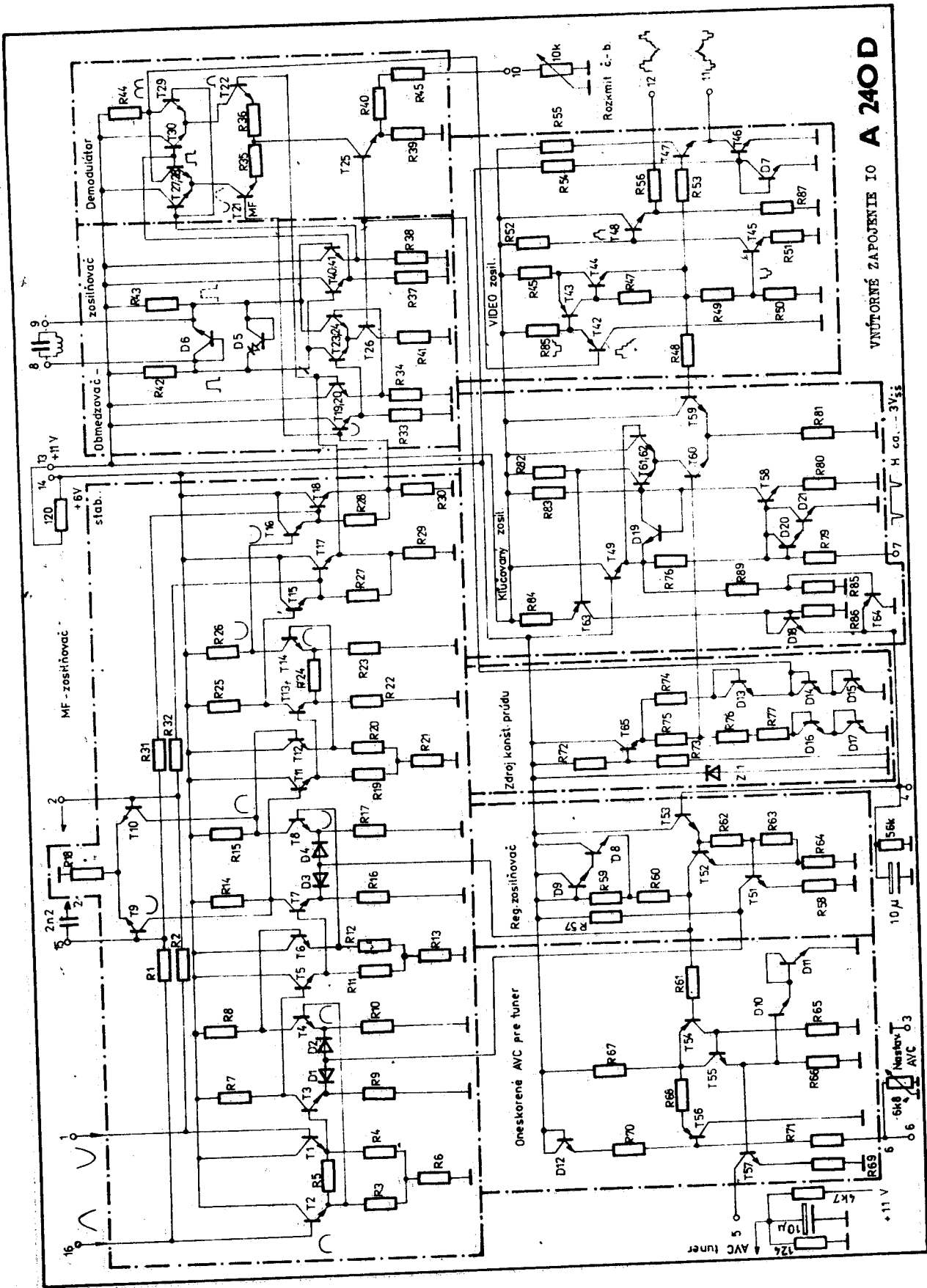


OBR. 2.1

2.3.1 OMF zosilňovač

IO A 240 D má tri stupne pre zosilnenie MF (viď schému na obr. 2.2). Každý stupeň sa skladá z diferenciálneho zosilňovača, ktorý je viazaný na nasledujúci stupeň emitorovým sledovačom. To má okrem iného tú výhodu, že v celom rozsahu riadenia zosilnenia min. 50 dB nie je skreslená krivka selektivity. Prvý stupeň je tvorený tranzistormi T 3 a T 4 a je pripojený na druhý stupeň tranzistormi T 5 a T 6. Aby bola udržiavaná konštantná vstupná impedancia v rozsahu riadenia zisku, sú na vstupe IO emitorové sledovače T 1 a T 2.

Druhý stupeň zahŕňa tranzistory T 7 a T 8 a je pripojený na tretí stupeň pomocou T 11 a T 12, tretí stupeň je tvorený tranzistormi T 13 a T 14 a súmerné výstupy sú pripojené na detektor cez emitorové sledovače (T 15, T 17 a T 16; T 18 v Darlingtonovom zapojení). OMF zosilňovač má zápornú js.spättnú väzbu z výstupu (emitory T 15 a T 16) na vstup (vývody 1 a 16, cez interné odpory R 31 a R 32), ktorá stabilizuje pracovné body. Slučka zápornej spätnej väzby je pre MF kmitočty zrušená "skratovacím" kondenzátorom, ktorý musí byť zapojený medzi vývody 2 a 15 (S: C 17, M: C 19 v OMF module - takto budeme číslovať u Satelita, Pluta a u Merkúra).



VNÚTORNÉ ZAPOJENIE IO A 240 D

OBR. 2.2

Aby sa dosiahla dobrá výstupná súmernosť pri riadení zisku, je použitý v IO jednosmerný zosilňovač T 9 a T 10 - tento pôsobí iba na js. zosilnenie a zabezpečuje vysoký zisk pre jednosmerné prúdy a napätia v celom rozsahu AGC. AGC je uskutočňované zmenami dynamického odporu diódových párov D 1, D 2 a D 3, D 4, na ktoré je privádzaný prúd, meniaci sa podľa výstupnej úrovne; mení sa tak záporná spätná väzba na R 9, R 10, R 16 a R 17. (Podrobnosti viď "Automatické riadenie zisku".)

2.3.2 Multiplikačný demodulátor

Je známe a matematicky sa dá ľahko dokázať, že amplitúdove modulovaný signál môže byť detekovaný vynásobením tohoto signálu synchronizovaným signálom (t.j. obnovenou nosnou vlnou rovnakého kmitočtu a fázy). Preto použitý spôsob demodulácie je možné nazývať aj "synchronný detektor", hoci na rozdiel od pravých "synchrodetektorov" tu nie je žiadny generátor nosnej vlny.

Dolnofrekvenčným priepustom je možné odstrániť vyššie harmonické, ktoré násobením vznikajú, a vyčleniť pôvodný modulačný signál. Tento spôsob detekcie je použitý v A 240 D. Synchronný detektor je dvojitý vyvážený analógový násobič (T 21, T 27-T28 a T 22, T 29-T 30) s dvoma diferenciálnymi vstupmi:

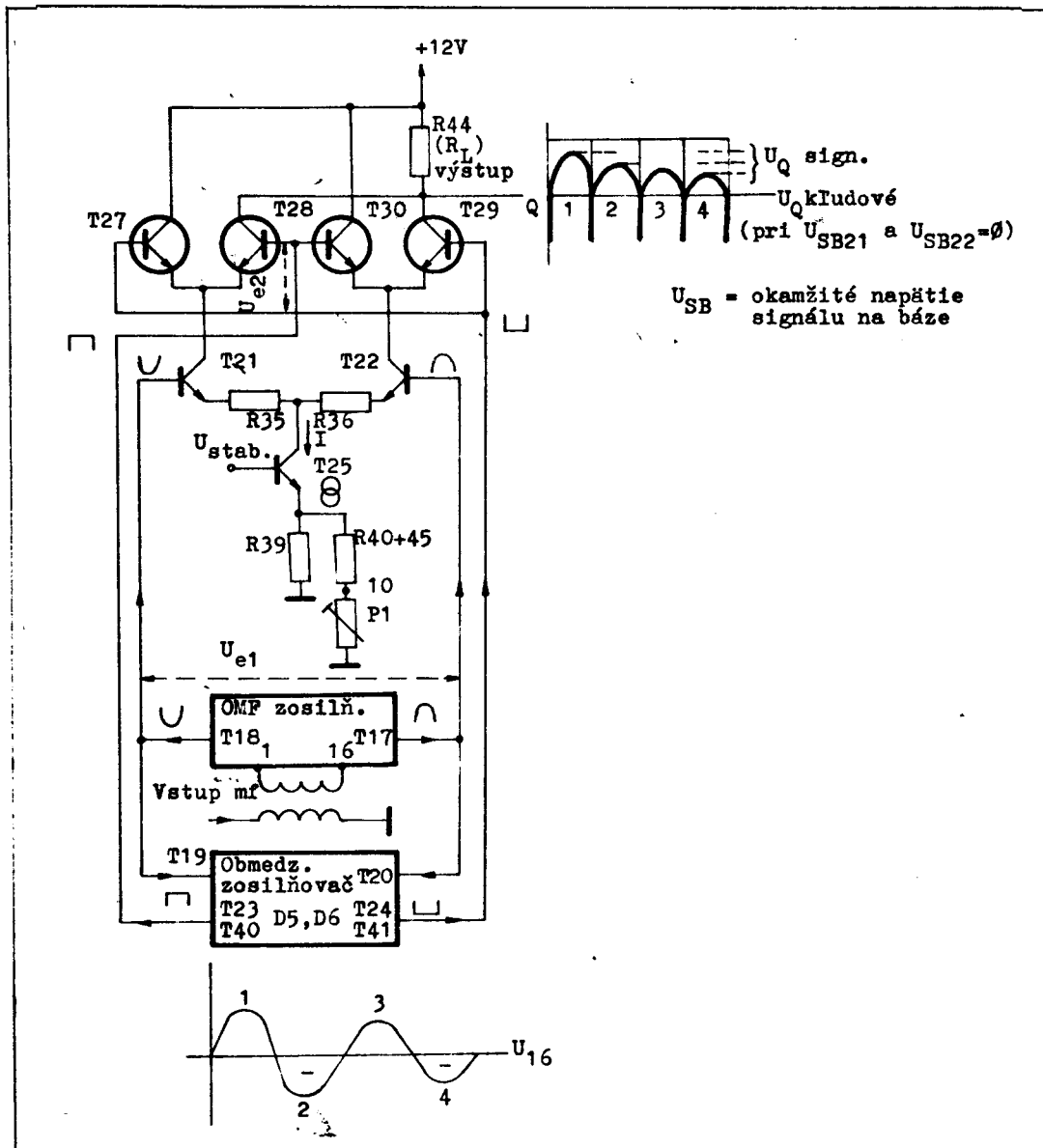
- a) bázy T 21 a T 22
- b) bázy T 27, T 29 a T 28, T 30, a
- c) jedným výstupom, kolektory T 28 a T 29

Obvod multiplikačného demodulátora je prehľadne nakreslený na obr. 2.3. MF signál s videomoduláciou je privádzaný na prvý vstup (bázy T 21 a T 22) a synchronný signál obnovenej nosnej (odpovedajúci nosnej vlne od synchronizovaného generátora nosnej u pravého synchrodetektora) sa privádza na druhý vstup (bázy tranzistorov T 27 + T 29 a T 28 + T 30). Tento synchronný signál sa získava tak, že modulovaná nosná obrazu sa zosilní v diferenciálnom stupni T 23 a T 24, jej amplitúda sa odreže diódami D 5, D 6 a šírka pásma sa obmedzí ladeným obvodom zapojeným medzi vývody 8 a 9, takže sa odstráni amplitúdová modulácia - vzniká teda "obnovená" nosná vlna.

Takto vzniklými impulzmi o kmitočte nosnej obrazu sa otvárajú (klúčujú) striedavo dvojice T 27, T 29 a T 28, T 30. Okamžitá hodnota prúdu v čase otvorenia dvojice je daná neobmedzovaným napätím OMF signálu na bázach T 21 a T 22.

Pri každej kladnej polvlne na vstupe 16 IO otvorí odpovedajúci kladný impulz na bázach T 28 a T 30 tieto tranzistory, pri čom tranzistorami T 21 a T 22 tečie prúd, ktorý je úmerný modulovanej nosnej 38 MHz - jej kladnej (T 22) alebo zápornej (T 21) okamžitej hodnote napätia. Pri každej zápornej polvlne na vstupe 16 IO dostávame kladný impulz na bázach T 27 a T 29 a tieto tranzistory potom vedú prúd. Vstup č. 1 môže byť buď pripojený na vstupný signál symetricky ku vstupu 16 (cez sekundárnu cievku posledného ladeného obvodu filtra OMF), takže už na vstupe je na ňom napätie presne v protifáze k bodu 16, alebo môže byť pripojený cez vhodnú kapacitu - napr. výstupnú kapacitu π - filtra ako v našom prípade. Signál sa potom symetrizuje v ďalších stupňoch MF zosilňovača. Vstup 1 musí byť galvanicky oddelený (náš C 28 22nF) od vstupu 16.

Keď je teda napr. otvorená dvojica T 28, T 30, prechádza cez tranzistor T 22 kladná polvlna prúdu modulovanej nosnej a cez T 21 záporná, ako je naznačené na obr. 2.3. Kladná polvlna v T 22, teda zvýšený prúd proti kludovému stavu, prechádza cez T 30, ktorý je zapojený priamo na napájací zdroj a zmeny prúdu v ňom sa preto ďalej nepre-
nášajú. Záporná polvlna prúdu cez T 21 a T 28 však vytvorí kladnú polvlnu napätia na zatažovacom odpore $R_L = R 44$, ktorá bude mať tým väčšiu amplitúdu, čím je okamžité modulačné napätie vyššie.



OBR. 2.3

Zapojenie je dvojcestné: pri otvorených T 27 a T 29 bude záporná polvlna prúdu tiecť cez T 22 a T 29, takže sa opäť vytvorí na R 44 kladná polvlna napätia. Na obr. 2.3 sú takto znázornené dve periódy signálu na vstupe MF zosilňovača v IO A 240 D a na výstupe demodulátora t.j. na kolektoroch T 28, T 29 a pripojenom zaťažovacom odpore.

Bez signálu a bez šumu je na výstupe demodulátora kludové js. napätie: bez signálu je rovnaké napätie na bázach T 21 a T 22, a podobne nie je rozdiel napätia na bázach T 27 až T 30. Tranzistorami T 28 a T 29 potom tečie rovnaký prúd, $1/4$ prúdu I zo zdroja prúdu T 25. Pri bielych špičkách, t.j. veľmi malej okamžitej hodnote napätia o prúdu nosnej vlny, bude napätie na výstupe demodulátora takisto len o málo vyššie než bez signálu. Na pracovnom odpore R 44 vznikajúci videosignál so S.I v kladnej polarite je zosilnený ďalej popísanými predzosilňovacími stupňami. T 19, T 20 a T 40,

T 41 sú emitorové sledovače, ktoré od seba oddeľujú vstupy synchrodetektora. T 25 a T 26 sú zdroje prúdu pre "obnovovač" nosnej a pre demodulátor.

Pracovný bod demodulačného násobiča môže byť menený zvonka pripojeným trimmer - potenciometrom medzi vývodom 10 a kostrou. Mení sa ním celkový emitorový odpor T 25 a teda aj prúd tohto tranzistora, ktorý je súčtom emitorových prúdov tranzistorov T 21 a T 22. Tranzistor T 25 má pevné napätie na báze dané diódami D 14, D 15. Týmto spôsobom je možné meniť "činiteľ násobenia" a teda výstupnú amplitúdu videosignálu. Úroveň záporných vrcholov S.I. je udržiavaná obvodom AGC na temer konštantnej hodnote cca +2 V. Potenciometrom "P" v bode 10 meníme js. úroveň bielej na výstupe č. 11 IO od 5 V (max. hodnota P) do 6,5 V (bod 10 uzemnený). Potenciometer je označený P1 10K u TVP Satelit/Pluto a P2 u TVP Merkur.

Z hľadiska šumu pri slabých signáloch, lepšej linearite získaného videosignálu, nižšej intermodulácie medzi nosnou vlnou zvuku a pomocnou nosnou farby ako aj z hľadiska potlačenia nosnej vlny na výstupe je tento systém synchronnej detekcie omnoho dokonalejší než bežný detektor.

2.3.3 Video predzosilňovač

Demoduláciou získaný videosignál, ktorý sa nachádza na kolektoroch tranzistorov T 28 a T 29 (za R 44) je privádzaný na video predzosilňovač emitorovým sledovačom PNP - T 42. Synchronizačné impulzy (SI) na báze T 42 sú kladné. (Takto polarizovaný signál je však pri farebnej televízii označovaný ako -Y!)

Kombinácia tranzistorov T 43, T 44 zosilňuje tento signál o 6 dB, obracia jeho polaritu a dodáva videosignál v bode 11. cez emitorový sledovač T 47 (negatívna polarita SI = kladný Y - signál.) Ten istý signál prichádza na obracač fázy T 45 a z neho je cez emitorový sledovač T 48 privádzaný pri kladnej polarite SI na vývod 12.

Je nutné si uvedomiť, že konštantná úroveň čiernej pri zmenách napájacieho napätia a úrovne vstupného signálu je iba na vývode 11. Emitorový odpor je tu tvorený zdrojom stáleho prúdu T 46 a pripojeným vonkajším obvodom, pričom signál pre AGC je odoberaný z rovnakého miesta (emitor T 44) ako pre výstup 11. Šírka pásma predzosilňovača videosignálu je asi 10 MHz. Prenikaniu nosnej vlny na výstup je jednak zabránené dvojnásobne symetrickým zapojením a linearitou synchrodetektora, jednak sú vyššie splodiny detektora odfiltrované obmedzením vysokých kmitočtov, daným hore uvedenou šírkou pásma video predzosilňovača. (Multiplikatívny demodulátor vytvára druhú harmonickú nosnej, ako vyplýva z priebehu signálu znázorneného na obr. 2.3.)

2.3.4 Automatické riadenie zisku

AGC pre MF zosilňovač je riešené v tomto IO interne. Videosignál z emitora T 44 je privádzaný na diferenčný pár T 59, T 60 a porovnávaný s jednosmernou úrovňou na báze T 60, ktorá je teplotne kompenzovaná. Zosilnený rozdiel napätí sa nachádza na kolektore T 60 a je privádzaný do hradlového obvodu T 58, T 61, T 62, D 19, D 20, D 21, ktorý sa otvára pripojením vývodu 7 na kostru alebo privedením záporného napätia na tento vývod. Keď bod 7 je odpojený od vonkajších obvodov, nachádza sa tranzistor T 58 v stave saturácie. To znamená, že napätie na jeho kolektore je rovnaké alebo nižšie než napätie na báze (dané diódami D 20, D 21). Týmto nízkym napätím, ktoré je súčasne aj na pripojenej báze T 61, je zavretý tranzistor T 61. Na emitore T 61 spojenom s emitorom T 62 je totiž súčasne napätie z napájacieho bodu 14 mínus napätie báza-emitor T 49 a báza-emitor T 62, teda približne 4,5 V.

Napätie báza-emitor otvoreného tranzistora a anóda-katóda otvorenej diódy sa bežne značí U_{BE} a je cca 0,65 V u menších tranzistorov Si.

V našom prípade je teda na báze T 61 $2U_{BE}$ alebo menej. Preto je tiež uzavretá dióda D 19. Tranzistory T 60 a T 62 sú otvorené, pretože porovnávacie napätie na báze T 60 je nižšie než napätie na emitore T 62.

Zmeny prúdu T 60 a T 62 v závislosti na signále privádzanom do bázy T 59 neprechádzajú do ďalších stupňov pre zavretý T 61.

Pri uzemnení bodu 7 alebo zápornom napätí na ňom (kľúčovanie zápornými impulzmi spätných behov H) sa uzavrie tranzistor T 58, napätie na báze T 61 privádzané cez R 83 prekročí napätie na emitore a tento tranzistor sa otvorí, takže rozdielové napätie z kolektora T 60 ovplyvňuje cezeň prúd tranzistora T 63. Prúdové impulzy, ktoré vznikajú vplyvom rozdielového signálu tohto riadiaceho systému, nabíjajú vonkajší elektrolytický kondenzátor pripojený na vývod 4 IO cez diódu D 18. Čím silnejší signál, tým je nižšie napätie na bázach T 47 a T 59, t.j. i v bode 11 počas vrcholov synchronizov, kedy sa aj otvára záporným spätným behom v bode 7 tranzistor T 61. Pri silnejšom signále teda tečie menší prúd cez T 59 a väčší cez T 60, T 61. Napätie na báze PNP tranzistora T 63 klesá, teda cezeň tečie väčší prúd, ktorý nabíja kondenzátor pripojený do bodu 4 na vyššie napätie. (Tu treba upozorniť, že na novšom integrovanom obvode pre OMF, A 241 D v rade Saturn, napätie na podobnom "AGC" - kondenzátore, vývod č. 14 IO, pri silnejšom signále klesá.)

Napätie na báze T 61 nemôže byť vyššie než o U_{BE} proti báze T 62 a teda aj proti emitore T 49 vplyvom diódy D 19. Tým je stabilizovaný pracovný bod T 61 bez ohľadu na hodnotu napájacieho napätia v bode 13 a súčasne zatvorený T 62 (jeho $U_B = U_E$).

Js. napätie vznikajúce v bode 4 nabíjaním vonkajšieho kondenzátora $20 \mu F$ resp. $50 \mu F$ sa zosilňuje a obracia vo fáze tranzistorami T 51 a T 52, na ktoré je privádzané cez emitorový sledovač T 53. Toto napätie určuje js. prúd pretekajúci diódami D 3, D 4 a D 1, D 2; pri zväčšovaní signálu na vstupe IO klesá napätie na kolektoroch T 51, T 52 a preto sa zvyšuje dynamický odpor uvedených diód, čo má za následok zníženie zisku prvých dvoch stupňov.

Na spoločnom a žiadnou kapacitou nepremostenom emitorovom odpore diferenciálnej dvojice nevzniká s ohľadom na protifázne signálové prúdy záporná spätná väzba. Odpor R 9, R 10 a R 16, R 17 sú spojené spolu diódami. - ak sú tieto plne otvorené, stávajú sa odpory spoločnými pre oba tranzistory dvojice, napr. T 3, T 4 a R 9, R 10. Pri zavretých diódach D 1, D 2 uplatňuje sa R 9 ako člen zápornej spätnej väzby pre T 3 a R 10 pre T 4.

Prvý zosilňovač je riadený s určitým "oneskorením" proti druhému, pretože napätie pre bázu T 51 prichádza z deliča R 62 - R 63, R 64. Pri zapojení vývodu 7 na kostru udržuje systém AGC na konštantnej hodnote minimálnu okamžitú úroveň videosignálu, t.j. vrcholy negatívnych synchronizačných impulzov. Privádzaním negatívnych impulzov spätného behu riadkového vychyľovania vo vhodnej fáze do bodu 7 otvára sa hradlo T 58, 61, 62 - D 19, 20, 21 iba počas týchto kľúčovacích impulzov a preto je napr. možné odovzdávať AGC napätie podľa úrovne predného alebo zadného "schodíka" pri synchronizačnom impulze, t.j. podľa riadkových zatemňovacích impulzov, čím sa udržuje na konštantnej úrovni signál pre čiernu miesto vrcholov synchronizov (SI). Privádzanie H-spätných behov reguluje zosilnenie podľa vrcholov SI a zabezpečuje odolnosť systému AGC voči šumu a poruchovým impulzom. Kľúčovacie impulzy v zápornej polarite pre AGC sú dodávané z vinutia 3-1 VN transformátora TR 1 cez kondenzátor 100 nF . Potrebná amplitúda je $> 1,5 \text{ V}$, max. povolené je 5 V ; impulzy od VN trafa sú preto zmenšované deličom R 11/R 12 na základnej doske, 22k/580 R.

Poznámka: hodnota M 15 na niektorých starších schémach Satelit - Pluto je nesprávna. Na vinutí 3-1 je amplitúda asi $100 \text{ V}_{\text{eff}}$, výsledné cca 2 V , ktoré zistíme na šp. 7 IO sú dané okrem hodnotou R 12 ešte paralelne k tomuto odporu ležiacou vstupnou impedanciou na šp. 7.

Uvedený delič je nutný preto, že VN trafo má pomerne malý počet závitov a už jediný závit dáva viac, než povolených 5 V napätia spätných behov.

2.3.5 Oneskorené AGC pre tunery

Jednosmerný zosilňovač pre riadenie tunerov pozostáva z diferenciálneho páru T 54, T 56 (PNP) a tranzistora T 55 (NPN). Jednosmerný prúd cez tranzistor T 57 môže tiecť iba ak napätie na báze T54 je nižšie než napätie na báze T56, teda pri dostatoč. vysokom napätí v bode 4. Pretože napätie na báze T 56 je možno nastaviť vonkajším trimrom (P 2 6k8 resp. P 1 10k) medzi vývodom 6 a kostrou, je možné príslušne oneskoriť nasadenie prúdu cez T 57, ktorý v bode 5 znižovaním napätia vonkajšieho zdroja a odporu (delič R 16/R 17, resp. R 11/R 12 u Merkura) s filtračným kondenzátorom C 20 (C 30) 10 μ F riadi bázový prúd vstupných tranzistorov PNP alebo U_{G2} FE-tranzistorov v tuneri. Výdajnosť prúdu cez T 57 je fixovaná jeho emitorovým odporom R 69 na typickú hodnotu 8 mA, preto môže A 240 D ovládať aj zosilnenie tunerov vybavených atenuátormi z PIN diód. Dióda D 12 kompenzuje bod nasadenia oneskoreného AGC pre tuner pri zmenách teploty.

2.3.6 Stabilizovaný zdroj napätia

Napájacie napätie privádzané do bodu 14 cez vonkajší odpor je stabilizované zenerovou diódou Z 1 (na schéme IO sa nachádza pod nápisom "Zdroj konšt. prúdu), ktorá stabilizuje pracovné body obvodu, aby boli konštantné i pri zmenách napájacieho napätia. Konkrétne je stabilizované napájacie napätie MF zosilňovača, pracovné body hradlového obvodu v systéme AGC a jednosmerný zosilňovač pre interné i externé AGC. Pre stabilizáciu okrem uvedenej diódy slúžia v tomto IO viaceré tranzistory, zapojené ako diódy, skratovaním kolektora s bázou. (Sú tiež na schéme značené "D".) Z uvedených dôvodov je funkcia IO stabilná a rovnaká v značnom rozsahu napájacích napätí v bode 13.

2.3.7 Videosignál

Odvádza sa z vývodu 11 IO cez vonkajší odpor R 12 (R 14) a odlaďovač 6,5 MHz tvorený ladeným obvodom L 8/C 22 na bázu tranzistora T 2 - O. Z kolektora tohoto tranzistora ide signál s kladnou polaritou SI a so zúženou šírkou pásma pomocou kondenzátora C 25 2n2 (resp. C 31 560p) pri zatažovacom odpore R14 150R (resp. R 19 390R) na oddeľovač synchronizačných impulzov v module "S". Z emitora tranzistora T 2 sa vedie signál do jasového a farbového kanála. Odber signálu pre ZMF zosilňovač je z vývodu 12 integrovaného obvodu cez R 10, C 21 resp. R 16, C 23 u Merkura (330 ohm, 10 pF).

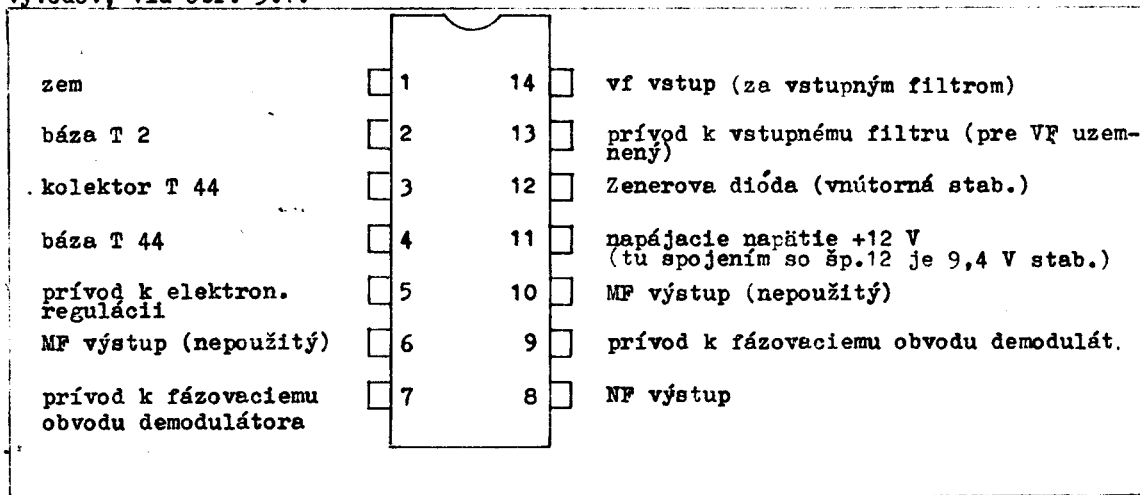
Členy TL 1, C 26, 27 (C 20, 23, 25) a C 18 (6) slúžia pre filtráciu napájacieho napätia. U TVP Satelit, Pluto spája vývody obnovovača, šp. 8 a 9 IO, galvanicky v tlmivka TL 2, pretože pre optimálny priebeh selektivity je obvod L 9 - C 23 pripojený cez kondenzátor C 29 10pF. Tým sa znižuje impedancia medzi vývodmi 8 a 9 pre kmitočty blízke nosnej zvuku, aby nosná zvuku bola proti nosnej obrazu čo najviac potlačená. U Merkura boli TL 2 a C 29 z obnovovača nosnej opäť vypustené ako málo efektívne, pri čom sériový kondenzátor zhoršoval vyžarovanie vF. elektromagnetického poľa z IC obvodu. Jeho odstránenie umožnilo určité zvýšenie citlivosti OMF zosilňovača.

3.0 ZVUKOVÝ DIEĽ

3.1 Všeobecne

Zvukový diel prijímača umožňuje výber a spracovanie zvukového doprovodu v normách CCIR D/K i B/G (správne pomenovanie proti nepresnému OIRT/CCIR). Konštrukčne je riešený ako jeden samostatný modul celého zvukového traktu, ktorý je označený ako modul "Z".

Zvukový medzifrekvenčný signál vytvorený v OMF sa privádza cez odpor R 10 330 ohm a kondenzátor C 21 10 pF na vstupný filter. (Uvedené R,C prvky sú ešte na module OMF) - toto označenie platí pre modul 6PN 052 16, v typoch Satelit a Pluto. V Merkure pri module OMF 6PN 054 00 je to R 16 a C 23.) Vstupný filter je dvojité, obsahuje dva paralelne ladené obvody pre 5,5 MHz a 6,5 MHz; zapojené do série a pripojené na vstup integrovaného obvodu IO 1 - A 220 D. Integrovaný obvod A 220 D je symetrický 8-stupňový limitačný zosilňovač so symetrickým koincidenčným FM demodulátorom, nF predzosilňovačom a s elektronickým regulátorom hlasitosti pomocou jednosmerného napätia na vývode č. 5. Regulácia hlasitosti, t.j. delenie signálneho prúdu do pracovného odporu a mimo neho, sa realizuje premenlivým odporom - potenciometrom hlasitosti medzi vývodom 5 a zemou. Pre pripojenie vonkajších obvodov má IO A 220 D 14 vývodov, viď obr. 3.1.

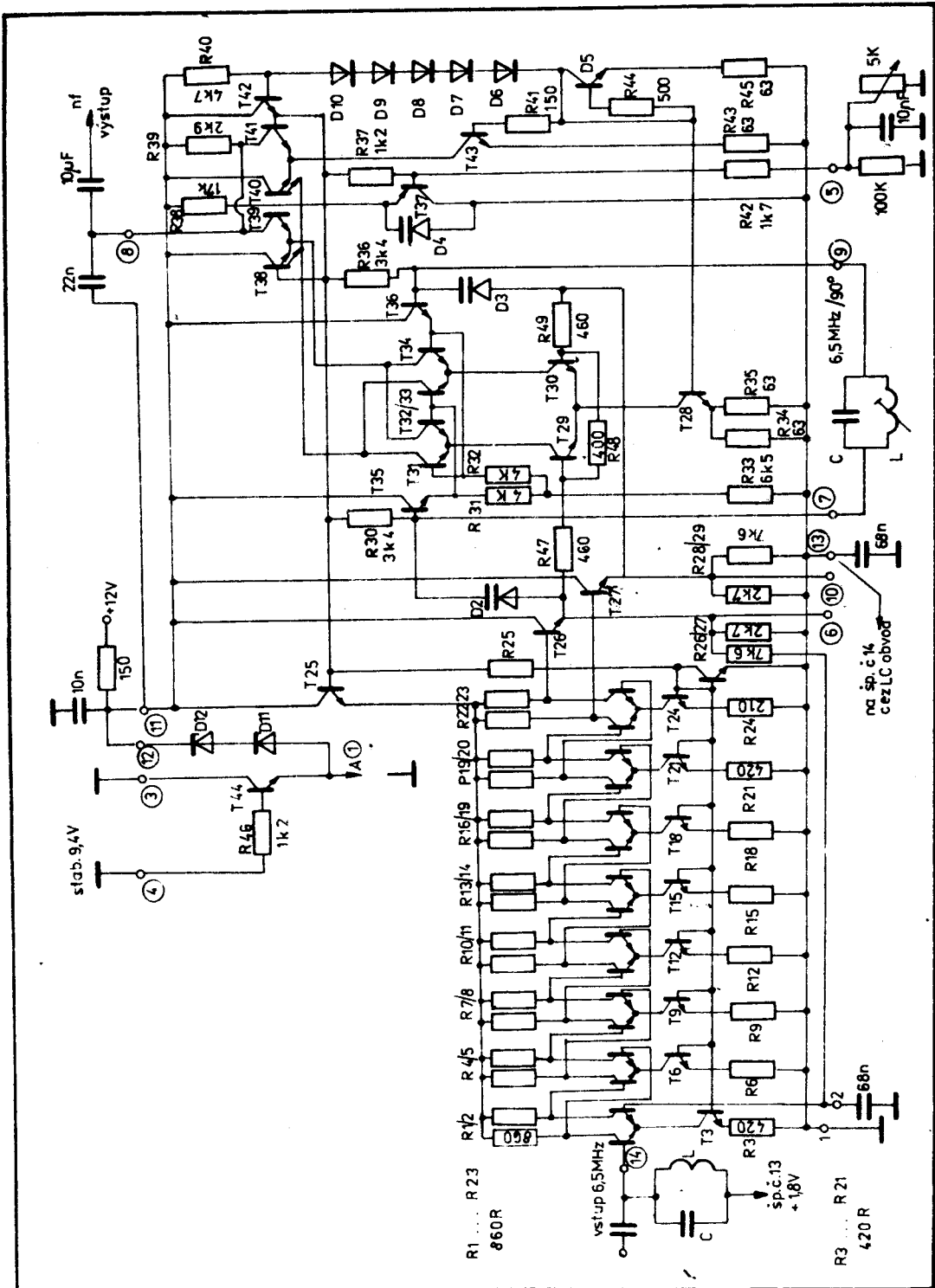


OBR. 3. 1

3.2 Popis funkcie jednotlivých obvodov IO A 220 D

Vnútorná schéma tohto integrovaného obvodu je na obr. 3.2. Pretože tento IO je pomerne prehľadný a jeho jednotlivé bloky predstavujú dnes klasické riešenie, popisujeme jeho činnosť podrobne, avšak pre základný prehľad uvádzame najprv stručne účel pripojených vonkajších prvkov:

Živý koniec vstupného filtra sa pripája na šp. 14, kde je pripojený i väzbový kondenzátor 10 pF od integrovaného obvodu OMF A 240 D. Druhý koniec filtra je pre ví uzemnený pomocou C 4 68n a je pripojený na vývod č. 13 IO. (v schémach TVP radu Satelit/Pluto a Merkur je tento vývod omylom označený ako č. 2). Cez cievky filtra dostáva vstupný tranzistor IO z vývodu 13 predpätie pre bázu. Limitačný zosilňovač ZMF je tvorený diferenciálnymi zosilňovačmi a báza druhého tranzistora (T 2) vstupnej dvojice, na ktorú nie je signál privádzaný, je blokovaná kondenzátorom C 11 68n; predpätie dostáva vnútorne z miesta, zapojeného symetricky ku vývodu 13. Jednosmerne je teda zapojenie symetrické, vstup nesymetrický.



Obr. J.2 VNÚTORNÁ SCHÉMA IO A 220 D

Jednotlivé stupne zosilňovača ZMF sú viazané medzi sebou jednosmerne (ako ináč ani dobre nemôže byť) a symetria pracovných bodov je udržiavaná ako obyčajne tak, že z kolektora posledného tranzistora jednej signálnej reťaze je odvodené predpätie pre vstupný tranzistor druhej reťaze a naopak (js. spätná väzba, skratovaná pre v_f uvedenými C 4 a C 11).

Výstupy ZMF zosilňovača sú vyvedené na šp. 6 a 10, ktoré zostávajú nezapojené (sú to súčasne vstupy demodulátora).

Fázovací paralelný ladený obvod je pripojený medzi vývody 7 a 9 - v našom prípade je tento obvod tvorený ako už je uvedené dvoma paralelnými obvodmi. Pre väzbu s fázovacím obvodom nie je potrebný žiadny vonkajší kondenzátor, je zabezpečená vnútornými varikapmi, viď schému IO, D 2, D 3.

Nízkofrekvenčný výstup je na šp. 8, ktorá musí byť pripojená k vstupu n_f zosilňovača, v našom prípade MBA 810 S, DS, cez kondenzátor na oddelenie js napätia 6 V (C 8 10_μF).

Vonkajší obvod riadenia hlasitosti (P 2 5k na bočníku a paralelne pripojený R 1/2 100k s blokujúcim kondenzátorom C 5 10_μF) sú pripojené na šp. 5, kde vzniká pri zmene nastavenia P 2 zmena napätia pre bázu vnútorného regulačného tranzistora. Napájacie napätie sa privádza na šp. 11 a 12 cez odpor 150 ohm. Vnútorné stabilizačné Z-diódy - pripojené na šp. 12, spojenú zvonka so šp. 11, zabezpečujú stabilné napájacie napätie resp. ochranu pre prípad, že by nejakou chybou napájacie napätie vystúpilo nad povolených cca 15 V - v našom prípade je však IO napájaný nižším, stabilizovaným napätím 11 V. Špičky 4 a 3 nie sú v našom prípade využité (viď schému IO - ide o samostatný tranzistor navyše).

Zemiacim spojom je šp. 1. Kondenzátory C 6 10 nF (v napájaní) a C 7 22 nF (na výstupe n_f) slúžia súčasne pre integrovanie prúdových impulzov medzinosného kmitočtu (vlastne jeho dvojnásobku) a filtráciu vyšších harmonických z demodulátora. C 7 spolu s vnútorným zaťažovacím odporom demodulátora tvorí člen deemfázy (vývody č. 11 a 12 IO sú pre striedavé prúdy uzemnené cez C 14 200_μF na základnej doske).

U starších Z-modulov je medzi vstupom do modulu, šp. 7 modulu a vstupom IO šp. 14 ešte oddeľovací kondenzátor 47 pF, neskoršie vypustený s ohľadom na väzbový kondenzátor C 21/0 na OMF module (C 23 u 6PN 054 00 Merkur).

3.2.1 Obmedzujúci zosilňovač

Širokopásmový zosilňovač tvorí osem stupňov zhodných diferenčných zosilňovačov, viazaných spolu jednosmerne. Js. úrovne jednotlivých tranzistorov v tomto zosilňovači i v demodulátore sú odvodené zo stabilizačného reťazca diód D 6 až D 10. Emitorové tranzistory T 3, T 6 atď. diferenčných stupňov majú jednotné bázové predpätie z tohto reťazca spolu s tranzistormi v demodulátore. O stabilitu a symetriu pracovných bodov je postarané js. spätnou väzbou.

Celkové zosilnenie týchto ôsmich zosilňovacích stupňov je cca 70 dB, aby sa dosiahlo dokonalé obmedzenie amplitúdy FM signálu. Aby sa pri tak veľkom zosilnení zabránilo vzniku parazitných kmitočtov, je šírka pásma tohto zosilňovača obmedzená jeho vnútornými kapacitami na cca 12 MHz.

Jednosmerné pracovné body zosilňovacích stupňov sú nastavené odporami R 26 a R 29 a stabilizované pomocou zápornej spätnej väzby ako je uvedené vyššie. Prevádzka zosilňovača, kde každý stupeň obsahuje v sérii s emitorovým odporom zdroj konštantného prúdu (T 3, T 6 atď.), je stabilná v širokom rozmedzí teplôt 0 až 70°C. Na výstupoch zosilňovača je použitý pár emitorových sledovačov T 26, T 27, na ktoré je

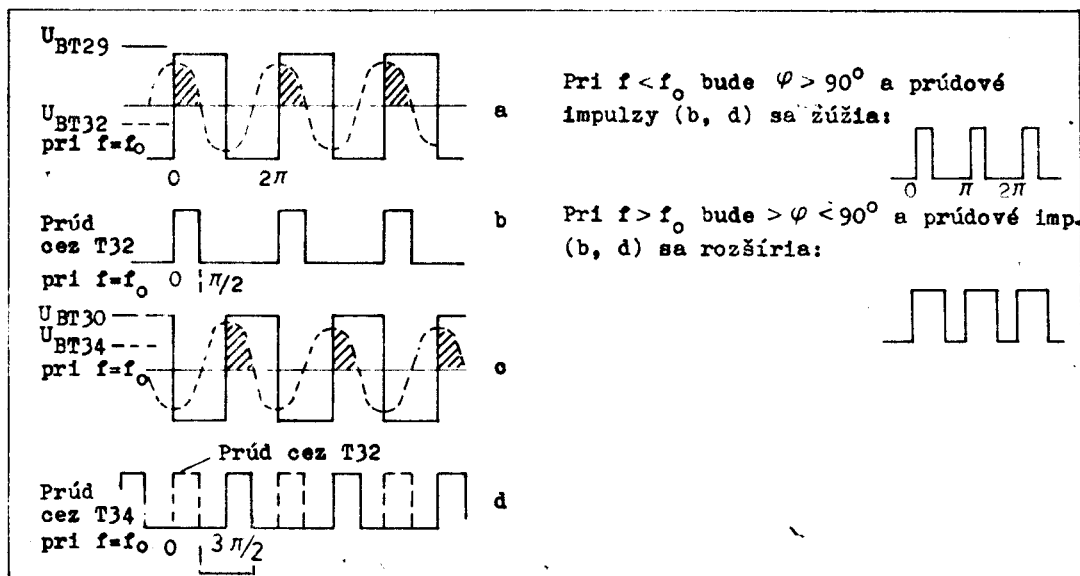
pripojený demodulátor. Výstupy sledovačov (vstupy demodulátora) sú vyvedené von na (nezapojené) šp. 5 a 9.

Spoločné emitorové tranzistory a odpory, nepremostené žiadnou kapacitou, prenášajú signál zo signálovej reťaze od šp. 14 do druhej reťaze, takže na výstupoch zosilňovača šp. 6 a 10 sú obmedzené symetrické signálne napätové impulzy v protifáze.

3.2.2 Koincidenčný demodulátor

Funkcia koincidenčného demodulátora v IO A 220 D je obdobná činnosti demodulátora v IO MAA 661, čo je popísané u ČB TVP radu Dukla (Technická informácia č. 16). Jednoducho povedané, za malým väzbovým kondenzátorom C_v sa napätie na paralelnom LC obvode natáča tak, že pri rezonancii LC obvodu predchádza napätie na ňom temer o 90° napätie na celej kombinácii $C_v - L//C$. Demodulátor sa ladí tak, aby pri nedomulovanej nosnej bolo natočenie fázy φ práve 90° .

Tento detektor obsahuje tri diferenčné stupne: T 29/30, T 31/32 a T 33/34, pričom tranzistory T 29/30 sú zapojené v emitorových vetvách dvojíc T 31/32 a T 33/34 a sámi majú spoločný zdroj konštantného prúdu, T 28. Ak by boli všetky tranzistory demodulátora súčasne otvorené a mali by vzájomne rovnaké napätia na bázach, pretekala by každým tranzistorom hornej štvorice štvrtina prúdu T 28. V našom prípade je obmedzeným signálnym napätím vždy súčasne jeden tranzistor dvojice otvorený a druhý zavretý, takže v určitom okamihu tečie prúd len cez jediný tranzistor hornej štvorice a je (až na malý zlomok, daný bázovým prúdom) rovný prúdu zdroja T 28. Je to znázornené na obr. 3.3 "Tabuľka činnosti FM koincidenčného demodulátora".



Pri nedomulovanej nosnej vlně dodáva demodulátor do zataž. odporu polovicu prúdu T 28. Pri zmenách frekvencie sa podľa ich zmyslu tento podiel zvyšuje alebo znižuje.

OBR. 3. 3

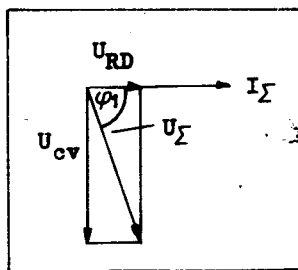
TABUĽKA ČINNOSTI FM KOINCIDENČNÉHO DEMODULÁTORA

Obmedzené, frekvenčne modulované medzifrekvenčné signály z emitorových sledovačov T 26 (výstup 6) a T 27 (výstup 10) sa privádzajú v protifáze na diferenčný stupeň T 29, 30. Na jeho výstupe vytvorené prúdové impulzy obdĺžnikového tvaru sa z kolektorov týchto tranzistorov privádzajú na diferenčné stupne hornej štvorice do ich emitorov (pretože smer prúdu je obrátený, je vhodná predstava o toku elektrónov).

Zvukový mf signál privádzaný cez emitorové sledovače T 35 a T 36 na bázy štvorice T 31 ... T 34 je proti signálu na bázach T 29 a T 30 fázovo posunutý pomocou malých kapacít, t.j. kondenzátorov, realizovaných tu varikapmi D 2 a D 3 a rezonančným obvodom LC (v našom prípade je to už uvedený dvojitý filter L 3/C 9 a L 4/C 10, naladený tak, aby pri kmitočte rovnom 6,5 resp. 5,5 MHz bol signál posunutý práve o 90° ($\pi/2$).

Ak by bola väzbová kapacita C_v predstavovaná diódami D 2, D 3, veľmi malá a dynamický odpor R_d LC obvodu v rezonancii pomerne malý, teda napätie $U_{Cv} \gg U_{LC} = U_{Rd}$, dochádzalo by k natočeniu o 90° pri naladení LC obvodov na vývodoch 7 a 9 IO do rezonancie práve pri f_0 , t.j. pri kmitočte 6,5 resp. 5,5 MHz. V takomto prípade by však napätie na bázach hornej štvorice bolo príliš nízke, tranzistory by nepracovali v režime spínačov a získaný mf signál by bol príliš malý, nehľadiac na určité skreslenie pri väčšom zdvihy, kedy by neplatilo, že $\sin \varphi$ je približne rovný uhlu φ (v radiánoch) - φ je tu odchýlka od natočenia o 90° .

Väzbové kapacity fázovacieho obvodu sa teda volia väčšie, a dynamický odpor daný paralelnou kapacitou LC obvodu a jeho kvalitou Q taký, že pri rezonancii je natočenie menšie než 90° (viď fázové diagramy na obr. 3.4). Rezonancia LC obvodu je potom pri kmitočte vyššom než nemodulovaná nosná f_0 , pre ktorú sa obvod chová ako paralelné zapojenie veľkej indukčnej reaktancie a menšieho ohmického odporu. Na takomto obvode, ktorý odpovedá sériovému zapojeniu veľkého ohmického odporu a menšej indukčancie, sa napätie natočí tak, že sa doplní chýbajúce natočenie o plných 90° . Toto platí všeobecne u všetkých podobných FM demodulátorov, pre jednoduchosť sa však hovorí, že je vtedy LC obvod naladený na (nemodulovaný) nosný kmitočet.

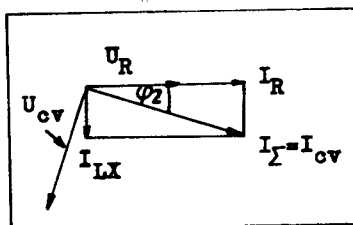


(a)

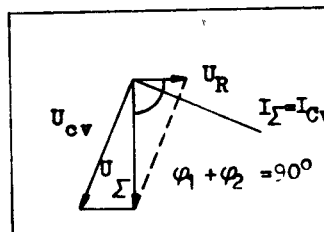
Napätie na LC obvode, naladenom do rezonancie, je o niečo menej posunuté ako o 90° , pretože X_{Cz} nie je \gg ako R_D - dynam. odpor LC obvodu v rezonancii - viď (a).

Pri zvýšenom rezonančnom kmitočte LC obvodu proti f_0 sa tento pri $f = f_0$ (t.j. pri $f_0 < f_{res}$) chová ako veľká indukčnosť paralelne k odporu, približne rovnému R_D . V takom obvode je súčet paralelných prúdov $I_{LX} + I_R = I_\Sigma$ oneskorený za napätím U_R - viď (b).

I_Σ je prúd cez väzbový kondenzátor C_v . Podľa (c) vidíme, že pri vhodnom rozladení LC obvodu môže pre 6,5 MHz byť φ práve 90° i pri pomerne veľkom R_D .



(b)



(c)

OBR.3.4

Na obr. 3.3 je vyznačené, ktoré tranzistory vedú v určitých fázach signálu z obmedzovacieho zosilňovača a ako z toho vznikajú prúdové impulzy prechádzajúce cez zaťažovací odpor, ktoré sú integrované paralelnou kapacitou a dávajú nF napätie, odpovedajúce modulačnému napätiu.

V druhej časti obrázku je príklad, keď sa okamžitý kmitočet f líši od nominálneho kmitočtu f_0 .

Vďaka symetrickej konštrukcii demodulátora prechádza prúdový impulz cez pracovný odpor pri každej polvlně, takže pre každú periódu signálu máme dva šírko- moduované impulzy, ktoré sa na pracovnom odpore sčítajú. Rovnakú napätovú úroveň výstupných impulzov zaisťuje tranzistor T 28, spoločný zdroj konštantného prúdu.

3.2.3 Regulácia úrovne výstupného nF signálu

Bez regulácie hlasitosti v tomto IO by boli "signálové" tranzistory T 32 a T 34 zapojené kolektormi priamo na zaťažovací odpor R 39. Kvôli regulácii výstupného signálu sú ich kolektory spojené s emitormi tranzistorov T 38.2 a T 39 a len prúd tranzistora T 39 ide cez zaťažovací odpor.

(Pretože tranzistory T 38 a T 40 majú vyvedené ešte druhé emity, označujeme ako T 38.1 a T 40.1 ich časť, pripojenú na T 31, 33 a druhú časť T 38 zapojenú na "signálové" tranzistory T 32, 34 ako T 38.2, ďalej časť T 40 tvoriacu dvojicu s T 41 ako T 40.2.)

Regulácia hlasitosti je založená na princípe riadeného rozdeľovania prúdu. K tomu účelu je použitá štvorica tranzistorov T 38, 39 - T 40, 41, t.j. ďalšie dva diferenčné stupne. Výstupný, šírko- moduovaný impulzný prúd demodulátora sa privádza teda na T 38.2 a T 39. Potom z vonku na vstupe 5 IO nastavené rozdelenie prúdu spôsobuje napr. zmenšenie amplitúdy prúdových impulzov cez R 39 a tým zníženie úrovne nF napätia na ňom. To je riadené zmenami napätia na báze PNP tranzistora T 37 a teda i na bázach T 39 a T 40. Dvojica T 40.2 - T 41 s pevne nastaveným spoločným prúdom zo zdroja T 43 pôsobí opačne proti veľkosti riadenej js. úrovne na R 39 prúdom tranzistora T 41, ktorý stúpa, keď bázové napätie na T 39 a T 40 klesá, takže js. napätie na výstupe IO č. 8 sa udrzuje prakticky konštantné. (Je tam cca 7 V, na schémach radu Satelit je uvedené omylom 12 V.)

Pri maximálnej hlasitosti je na bázach T 39 a T 40 natoľko vyššie napätie než pevné U_B u T 41 (a T 38), že tieto dva druhé tranzistory sú uzavreté a celý signálový prúd prechádza cez T 39 (súčasne celý prúd T 43 cez T 40.2). K tomu predpisuje výrobca integrovaného obvodu veľkosť odporu v bode 5 proti zemi 5k. Pri jej znižovaní - t.j. znižovaní hodnoty potenciometrom hlasitosti P 2 (zapojeného ako reostat) prechádza postupne stále väčší podiel prúdu na T 38/2 a T 41, signálne napätie na R 39 sa znižuje, ale js úroveň zostáva zásluhou prúdu cez T 41 rovnaká.

Tranzistory T 38 a T 40 majú vyvedené druhé emity, čo sme označili ako T 38.1 a T 40.1: T 38.1 preberá zostatok prúdu T 31 resp. T 33, ktorý podľa regulácie hlasitosti nemôže odoberať T 40.1. Takto je pracovný režim tranzistorov T 31 a T 33 rovnaký ako u signálových tranzistorov T 32, T 34. Pretože ani kolektory ani emity týchto tranzistorov nemajú žiadne spojenie s ďalšími obvody, nemá meniace sa rozdelenie ich prúdov podľa zmien bázového napätia na T 40/39 žiadny vplyv na diferenciálne dvojice T 38.2 - T 39 a T 40.2 - T 41, teda ani na nF signál, ani na js úroveň na výstupe IO.

Na vývod č. 8 IO pripojený kondenzátor 22 nF slúži k integrácii impulzov na R 39, takže na výstupe je nF signál s čiastočnou deemfázou.

3.2.4 Nízko-frekvenčný zosilňovač

NF zosilňovač na samostatnom module s integrovaným obvodom MBA 810 bol zavedený už do niektorých mutácií typového radu DUKIA. Medzitým boli zavedené zlepšené typy tohto IO a sice MBA 810 S a MBA 810 DS. Zapojenie IO MBA 810 S je na obr. 3.5 spolu s pripojenými vonkajšími súčiastkami (schéma IO MBA 810 DS je na obr. 3.6). Integrovaný nf výkonový zosilňovač, vyrábaný planárne epitaxnou technológiou na monokryštále kremíka, je zapojený ako zosilňovač s dvojjádným quazikomplementárnym koncovým stupňom v triede AB. Na obr. 3.7 je uvedená schéma podobného zosilňovača s diskretnými prvkami. Tranzistory T 9, T 13, T 14, T 15 a T 16 z obr. 3.7 prakticky svojou funkciou odpovedajú tranzistorom IO z obr. 3.5. (Uvedené hodnoty odporov a kondenzátorov slúžia pre názornosť - platia ako rádové.)

Hlavné funkcie nf zosilňovača si vysvetlíme na tejto klasickej schéme. NF signál privedený cez C 8/Z na bázu tranzistora T 1 prechádza zosilnený na bázu tranzistora T 9. Pri zápornej polvlne na báze T 9 je na jeho kolektore kladná polvlina, ktorá otvorí tranzistor NPN T 14 a napätím na zatažovacom odpore R 9 v emitore tohto tranzistora aj koncový tranzistor T 15. Súčasne sa (okrem pri malých signál. napätiach) uzavrie PNP tranzistor T 13 a koncový tranzistor T 16. Kolektorový prúd koncového tranzistora T 15 nabíja zo zdroja $+U_a$ väzbový kondenzátor C 20/Z a prúd tečie do kostry prijímača cez kmitačku reproduktora R_z .

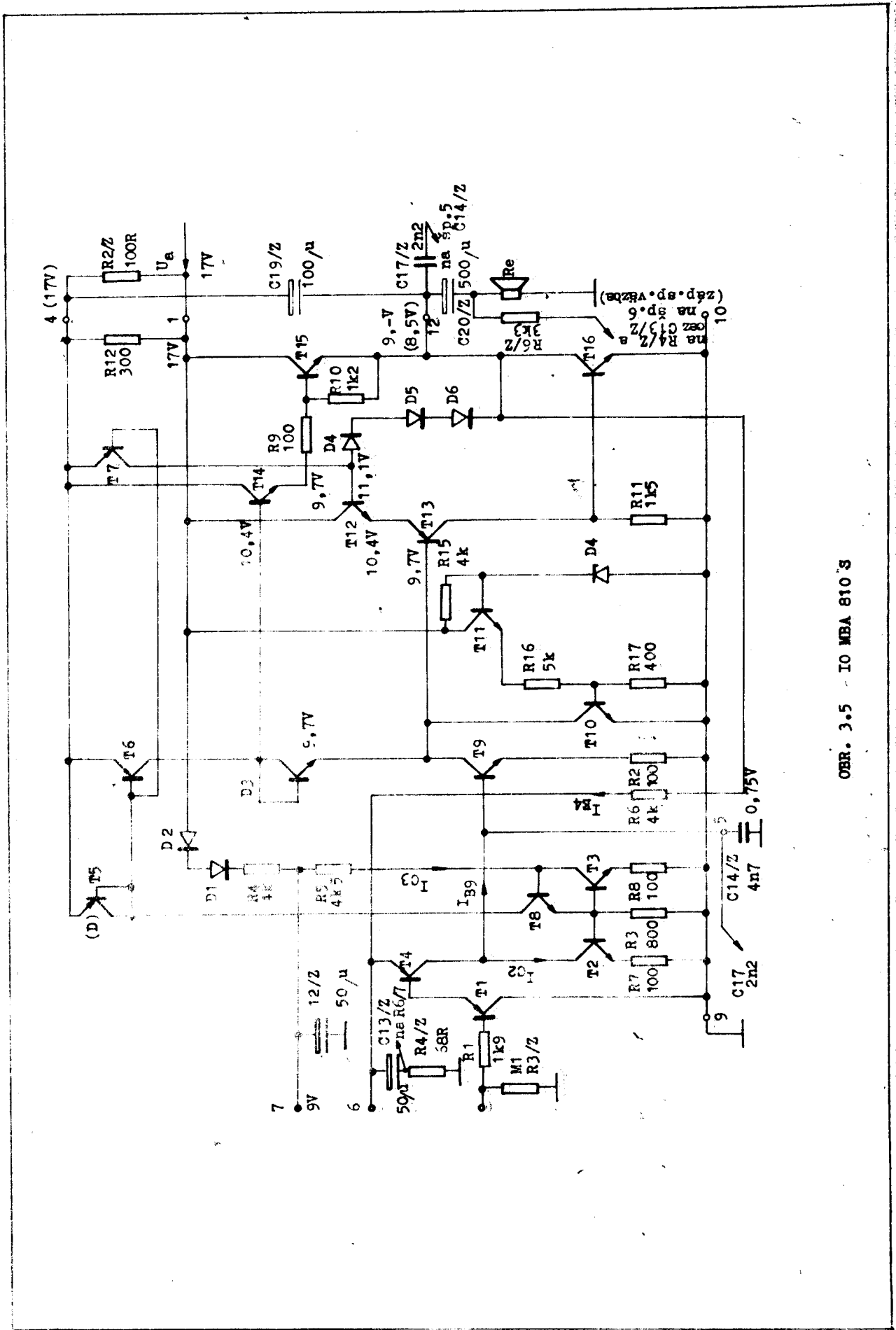
Reproduktorom teda tečie prúd od bodu 12 k bodu 10. C 20 bol v klude nabitý na približne polovicu napájacieho napätia, v našom prípade teda cca 8 V; nabíja sa kludovým prúdom cez T 15. Pri kladných polvlinách striedavého napätia na báze T 9, ktoré otvárajú tranzistory T 13, T 16 a uzatvárajú T 14, T 15, sa kondenzátor C 20 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 pri diskretných prvkoch nastavuje trimrom R 7; nesmie byť príliš malý, aby nevzniklo tzv. prechodové skreslenie pri tónoch slabšej 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 13, T 14 a tieto opäť závisia na rozdieli napätia medzi bázami.

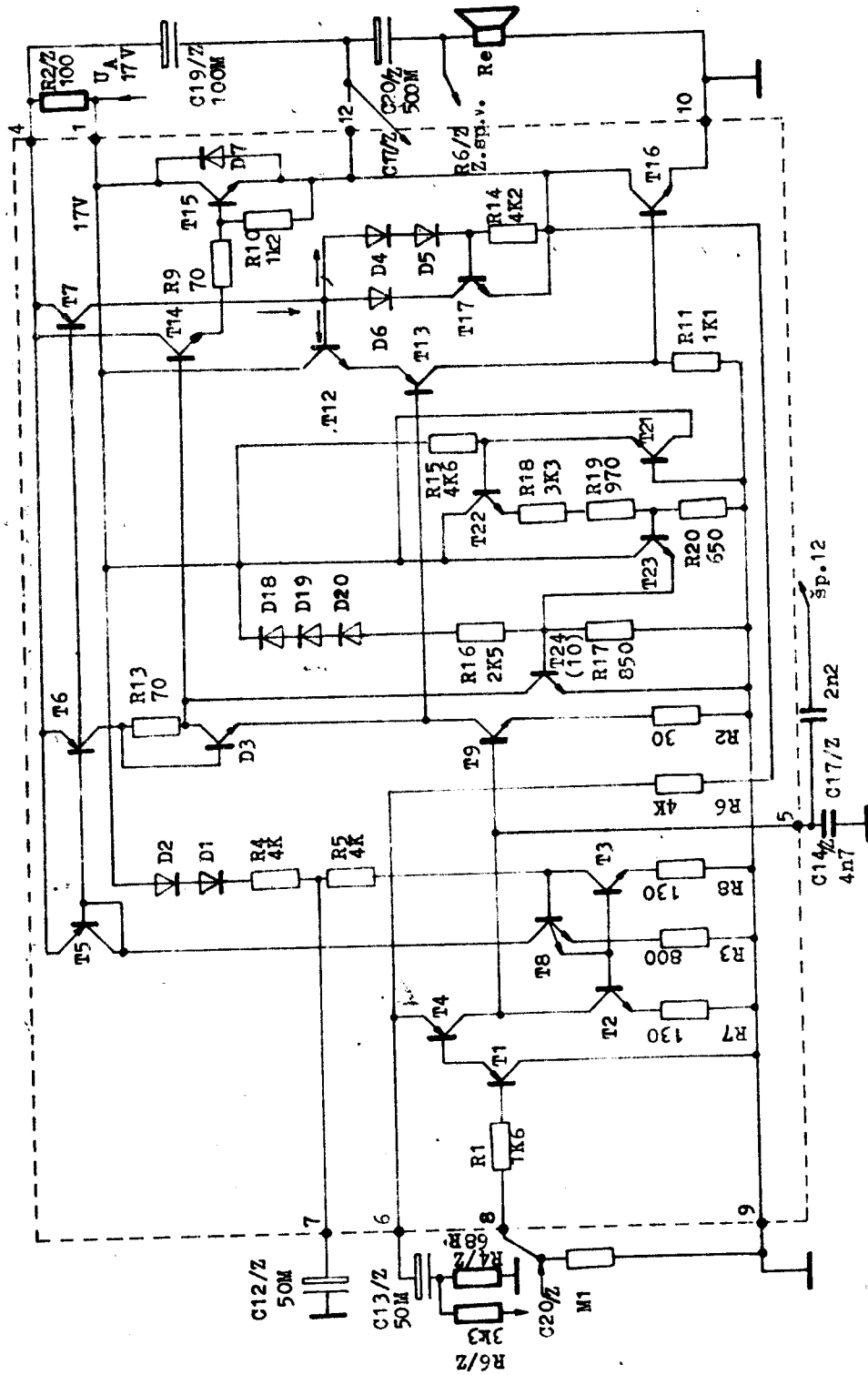
Na Z-dióde D 3, ktorá je otvorená, je stabilné napätie, dané priechodom prúdu zo zdroja cez R 12, R 3 a T 9. Na bežci R 7 spojenom s bázou T 14 je teda kladné napätie proti spodnému koncu R 7, kde je pripojená báza tranzistora T 13 s opačným typom vodivosti. Bázový prúd obidvoch tranzistorov preteká od bežca R 7 cez P-N priechod (báza - emitor T 14, odpor R 9 a priechod emitor - báza T 13 v tomto prípade tiež P - N) ku katóde diódy D 3.

Pri použití kremíkových tranzistorov, kde musí byť U_{BE} vyššie než asi 0,5 V, aby mohol vôbec tiecť bázový prúd, musí byť postarané o dostatočne veľké napätie na D 3, ktoré musí byť vyššie než $3 \cdot U_{BE}$ - pretože sa toto rieši často použitím Zenerovej diódy. (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 $3 \cdot U_{BE}$.) Pri Ge-tranzistoroch ($U_{BE} \leq 0,2V$) tu stačí normálna Si-dióda.

Na spoločnom bode koncových tranzistorov (12) má byť (zapredpokladu čo možné rovnakých charakteristík týchto tranzistorov a pri 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 vzbudení obmedzovalo sínusové napätie na výstupe symetricky (vrcholy obidvoch polvln).



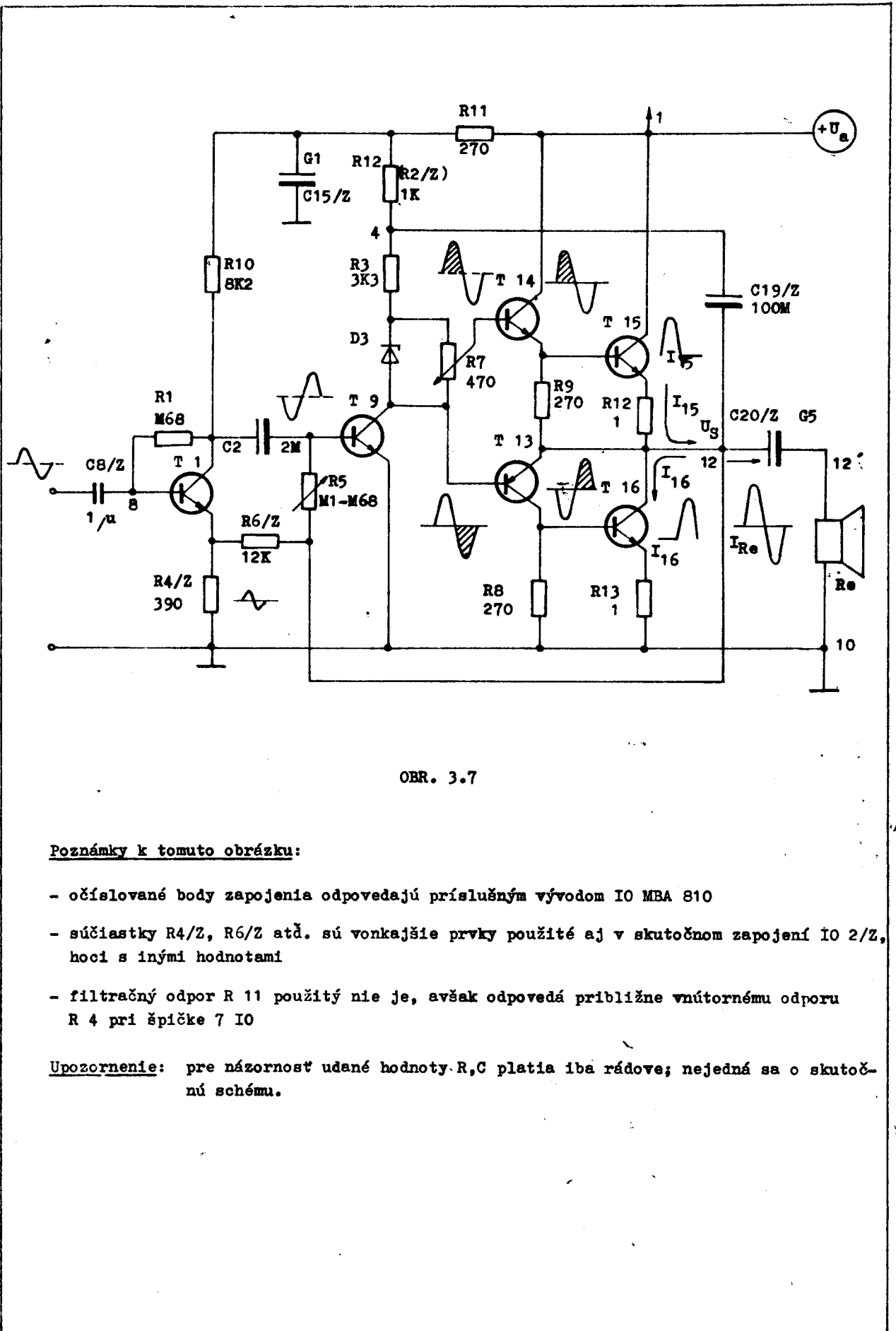
OBR. 3.5 IO MBA 810 S



(Pozn.: číslovanie prvkov je prispôbené tak, aby bolo zhodné s typom 810 S)

OBR. 3.6

IO MBE 810 DS



OBR. 3.7

Poznámky k tomuto obrázku:

- očíslované body zapojenia odpovedajú príslušným vývodom IO MBA 810
- súčiastky R4/Z, R6/Z atď. sú vonkajšie prvky použité aj v skutočnom zapojení IO 2/Z, hoci s inými hodnotami
- filtračný odpor R 11 použitý nie je, avšak odpovedá približne vnútornému odporu R 4 pri špičke 7 IO

Upozornenie: pre názornosť udané hodnoty R,C platia iba rádove; nejedná sa o skutočnú schému.

Pretože v praxi nie je možné zabezpečiť túto požiadavku dostatočne presne, nastavuje sa napätie v bode "12" pomocou potenciometra - trimra R 5, s ktorým sa nastavuje pracovný bod tranzistora T 9. Jednosmerný kolektorový prúd tohto tranzistora nezávisí na signále a je natoľko veľký, že spolu s odpormi R 12 a R 3 rozhoduje o napätí v bode 12, na ktoré je kolektor T 9 pripojený cez priechod báza-emitor tranzistora T 13.

Namiesto vonkajších nastavovacích prvkov je nastavená symetria napätia v bode "12" aj kludový prúd koncových tranzistorov u IO MBA 810 (v širokom rozsahu napájacieho napätia) vnútorným usporiadaním, čo bude vysvetlené neskoršie.

Vstupný zosilňovač T 1 na "klasickú" schému predstavuje zapojenie tranzistorov T 1 a T 4 v IO MBA 810 S podľa obr. 3.5. Dva PNP tranzistory, s uzemneným kolektorom v prípade T 1 (v Darlingtonovom zapojení), dávajú veľké prúdové zosilnenie pri vysokom vstupnom odpore s veľmi nízkym vstupným prúdom. Na vstupe IO šp. 8 je zvonka pripojený odpor R 3 M Ω , a vstup je prakticky na nulovom potenciále, pretože bazový prúd je veľmi malý. Vonkajší oddeľovací transformátor C 8 10 μ F je nutný preto, že výstup A 220 D je pod napätím; pri zapojení MBA 810 napr. ako nf zosilňovača pre gramofón, kde by bola na vstup pripojená kryštálová prenoska cez regulátor hlasitosti, by mohol kondenzátor odpadnúť, čo neplatí o C 1 na schéme obr. 3.7.

V integrovanom obvode odpadá samozrejme vnútorný kondenzátor C 2, vstupné tranzistory sú však napájané z výstupu IO, kde je polovičné napájacie napätie, aby pri plnom vybudení bol sinusový signál obmedzovaný symetricky a teda, čo najmenej skreslený (viď "vzťahovací obvod" v ďalšom texte).

Záporná spätná väzba je realizovaná členom R 6/R 4, a pomer týchto odporov rozhoduje o zosilnení obvodu. Pretože na vývode č. 6 IO je napätie $2 \cdot U_{BE}$ (emitor-báza T 4 a emitor-báza T 1), sú na obr. 3.5 vonkajšie odpory R 4 a R 6 oddelené kondenzátorom C 13 50 μ F. V schéme na obr. 3.7 nie je podobný kondenzátor nutný, s ohľadom na vysoký pomer R 6 : R 4.

Raz nastavené polovičné napájacie napätie na výstupe U_g - striedavé napätie - je udržiavané js. spätnou väzbou cez trimer R 5 (obr. 3.7); ak by napr. pre vyšší predpätový prúd do bázy T 16 bolo U_g nižšie proti pôvodne nastavenej hodnote, zníži sa i predpätie bázy T 9, čím sa zvýši napätie na jeho kolektore. To príbrzdí prúd budiča T 13, takže T 16 bude predstavovať väčší odpor pre kludový prúd, prichádzajúci naň od T 15. Podobná automatika je aj u integrovaného obvodu: pri nižšom js. napätí na výstupe, U_{12} , odoberá reťaz troch diód D 4, 5, 6, napájaná z prúdového zdroja T 7 viac prúdu a menej dostáva báza T 12, čo znižuje i bazový prúd T 13 a teda spôsobí tiež zvýšenie napätia kolektor-emitor T 16 = zvýšenie U_{12} .

Rozdelenie kolektorového zatažovacieho odporu T 9 (na schéme obr. 3.7) na R 12 a R 3 pri zapojení kondenzátora C 19 G1 do spoločného bodu týchto odporov zabezpečuje plné vybudenie tranzistora T 14 pri kladnej polvlnke a plnom výkone koncového stupňa. Vtedy je T 9 privretý - na jeho kolektore a teda i za diódou D 3 je síce vyššie napätie, ale keďže vtedy je i vyššie napätie na výstupe 12, je rozdiel napätia medzi bázou T 14 a emitorom T 15 (pri súčasne vysokoohmovom zdroji bazového prúdu T 14, aký predstavuje slabo otvorený tranzistor T 9 spolu so zatažovacím odporom) príliš malý pre dostatočné vybudenie T 14.

Zapojenie so zvyšovaním napájacieho napätia pre bázu budiča pre dokonalé vybudenie koncového stupňa sa nazýva v zahraničnej literatúre "bootstrap" = obúvací remienok v čižme. Kondenzátor C 19 sa pri polvlnách prúdu cez spodný koncový tranzistor T 16, kedy je U_{12} blízke nule, nabíja cez R 12 na napätie len málo nižšie od napájacieho, a v klude na rozdiel napätia na spoločnom bode R 3/R 12 proti $U_g/2$ na výstupe 12.

Pri vrchole kladnej polvlny, keď je okamžité U_{12} blízke napájaciemu napätiu, bude spolu s napätím nabitého C 19 v bode R 12/R 3 podstatne vyššie napätie, než by bolo bez kondenzátora C 19, takže T 14 dostane potrebný bázový prúd.

Tento "bootstrap" kondenzátor nemusí byť použitý, ak sa uspokojíme s nižším maximálnym nF výkonom. Odporu R 12 odpovedá v schéme IO na obr. 3.5 tiež vnútorný odpor R 12, odporu R 3 zdroj prúdu T 6 spolu s diódou T 5. Pomocou C 19 dostáva zvýšené napätie cez vývod 4 i NPN budič T 14 a zdroj bázového prúdu T 7 pre prúdový zdroj budiča PNP T 12. Vnútorný R 12 (300 ohm) nemusí byť doplnený zvonka odporom 100 ohm, ako je tomu u stolných televízorov, keďže pri napájacom napätí 17 V stačí na vybudovanie koncového stupňa už 300 ohm. U prevedenia MBA 810DS však vnútorný odpor medzi šp. 12 a 4 nie je, preto pristúpil vonkajší odpor R 2 100 ohm i v TVP Merkur resp. Pluto, ak je použitý typ 810DS. (Tento je zabudovaný v celej sérii Merkur a z časti už aj u Pluta.)

Zlepšenie u novších typov MBA 810 S, AS, DS, DAS (písmeno A znamená len možnosť priskrutkovať chladiace plošky na chladiacu dosku; bez tohto písmena sú chladiace plošky určené na prispájkovanie na fóliu tlačенých spojov) spočíva v tom, že integrovaný obvod je chránený proti zničeniu prílišným stratovým výkonom. Koncový stupeň, zohriaty nad prípustnú teplotu, spôsobí otvorenie blízko seba umiestneného ochranného tranzistora (T 10 resp. T 24), zapojeného paralelne k zosilňovaciemu tranzistoru T 9. Ochranný tranzistor tak zníži až zruší budiaci signál a posunutím js. úrovni vyradí z činnosti koncové tranzistory s ich budičmi. MBA 810DS, DAS navyše je chránený proti zničeniu koncových tranzistorov napätovými špičkami v napájaní a špičkami, spôsobenými indukčnou záťažou.

V ďalšom texte popisujeme niektoré obvody pre záujemcov podrobnejšie, pričom sme vzali za základ konštrukčný kataog Tesla Rožnov z roku 1980, v ktorom je popísaný MBA 810 S (AS) - jeho schéma je na obr. 3.5. Tento typ má proti MBA DS (DAS) prehľadnejšie zapojenie a ďalšie zlepšenia u prevedenia DS sa už netýkajú podstaty funkcií tohto IO.

Vstupná časť IO MBA 810 S

Zapojenie vstupného zosilňovača je rovnaké u všetkých prevedení MBA 810 a bolo vysvetlené už pri porovnávaní so zosilňovačom s diskretnými prvkami vpredu. Jeho napájanie spadá do tzv. vyvažovacieho obvodu, ktorý je vysvetlený nižšie.

Vyvažovací obvod

Bez ohľadu na rozdiely v napájacom napätí od 5 V až do 20 V bude js. napätie na výstupe vývod 12 IO s dostatočnou presnosťou rovné polovici napájacieho napätia U_B . To zabezpečuje tzv. vyvažovací obvod. Pre vysvetlenie jeho činnosti sú nutné niektoré zjednodušené úvahy.

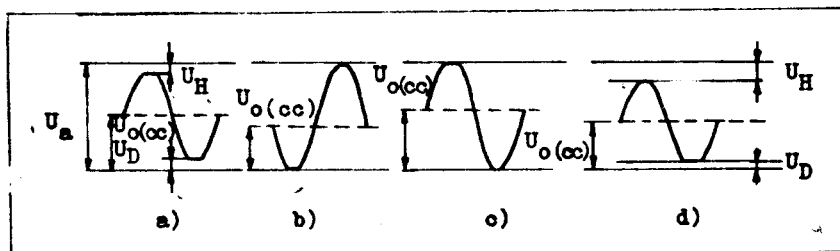
Ak sa má z daného integrovaného zosilňovača získať čo najväčší neskreslený akustický výkon, je nutné, aby spracovaný výstupný signál (sínusový) bol obmedzovaný súmerne vzhľadom k js. zložke výstupného napätia $U_{o/cc} = U_{12}$, ktorým sa napája vstupná časť (viď obr. 3.8).

Obmedzenie hornej i dolnej polvlny signálu pri max. výstupnom výkone vplyvom saturácie má byť rovnaké - znamená to, že hodnota napätia obmedzením zrezanej hornej polvlny má sa rovnat hodnote napätia zrezanej dolnej polvlny. Je logické, že preto musí byť kludové napätie na výstupe rovné polovici napájacieho napätia, teda

$$U_{o/cc} = U_{12} = \frac{U_B}{2},$$

ak budú straty napätia pri saturácii pri hornej polvlně U_H ako

pri dolnej polvlne. Straty U_H bývajú však vyššie (viď časť "Koncový stupeň").



OBR. 3.8

Tvary výstupných napätí:

- na vyváženom výstupe (symetrické obmedzovanie) - priebeh a), d)
- na nevyváženom výstupe (nesymetrické obmedzovanie) - priebeh b), c)

U_a = napájacie napätie

U_H = napätová strata pri kladnej polvlne (hore)

U_D = napätová strata pri zápornej polvlne (dolu)

$U_{o(cc)}$ = js. zložka výstupného napätia

Všeobecne platí podmienka: $U_{o(cc)} = \frac{U_a}{2} - \frac{U_H - U_D}{2}$, viď obr. 3.8.

Vyvažovací stupeň pracuje tak, aby daná podmienka bola čo najpresnejšie splnená v celom rozsahu povolených napájacích napätí. Skladá sa z tranzistorov T 2, T 3, T 8, z diód D 1, D 2 a z odporov R 4, R 5, R 6 - viď obr. 3.5 resp. 3.6.

Tranzistory T 2, T 3 sú geometricky i funkčne zhodné, majú spolu spojené bázy a rovnakú úroveň napätia U_{BE} , takže tvoria zdroje rovnakých prúdov (prúdové zrkadlo), pre ktoré platí $I_{C2} = I_{C3}$.

Pre zjednodušenie predpokladáme, že všetky tranzistory toho istého systému majú rovnaké, veľmi vysoké hodnoty prúdového zosilňovacieho činiteľa h_{21E} , čo približne odpovedá úvahe

$$I_B \approx 0; \quad I_C \approx I_E$$

Pre napájacie napätie vstupnej časti platí výraz

$$U_{o(cc)} = U_{12} = I \cdot R_6 + 2U_{BE} \quad (1)$$

($2 \cdot U_{BE}$ sú úbytky na úsekoch B-E T4 a T1; na báze vstupného tranzistora T 1 je s ohľadom na zanedbateľný I_B prakticky nulové js. napätie.)

Pretože kolektorové prúdy tranzistorov T 2, T 3, T 4 sú približne rovnaké,

$$I_{C2} \approx I_{C3} \approx I_{C4} \approx I, \text{ a } R_6 = R_4 = R_5 \quad (4k5 \text{ miesto } 4k \text{ u } R5)$$

v MBA 810S tu netreba brať do úvahy)

platí s určitou nepresnosťou, že

$$I = \frac{U_a - 4 \cdot U_{BE}}{2 \cdot R_6} \quad (2)$$

$4 \cdot U_{BE}$ je dané diódami D 1, D 2 a U_{BE} tranzistora T 8 so spoločným U_{BE} tranzistorov T 2, T 3. Odpor R 3 800 ohm, emitorové odpory T 2, T 3 po 100 ohmoch resp. 130 ohm u MBA SD, ako aj mierne zmenená hodnota R 5 u MBA 810S a dva emitory T 8 u prevedenia

DS uvedenú nepresnosť (vysvetlenú v ďalšom texte) z časti vyrovnávajú. $2 \cdot R_6$ odpovedá súčtu $R_4 + R_5$.

Po dosadení výrazu (2) do vzťahu (1) dostávame výsledný výraz pre napätie $U_{O(cc)}$:

$$U_{O(cc)} = \frac{U_a - 4U_{BE}}{2 \cdot R_6} \cdot R_6 + 2U_{BE} \quad (3)$$

$$\text{z čoho po úprave vyjde } U_{12} = U_{O(cc)} = \frac{U_a}{2} \quad (4)$$

teda js. napätie na výstupe, bod 12, bude rovné polovici napájacieho napätia nezávisle na tom, akú hodnotu bude napájacie napätie mať.

V skutočnosti však prúdový zosilňovací činiteľ h_{21E} nedosahuje tak vysoké hodnoty, aby I_B bolo prakticky nulové, ale naopak zvlášť u PNP tranzistorov sú jeho hodnoty dosť nízke; podobne U_{BE} je rozdielne u tranzistorov s vodivosťou PNP proti NPN. Tým vzniká porušenie súmernosti js. úrovne na výstupe.

Vplyv porušenia súmernosti, ku ktorému prispieva i prúd do bázy NPN tranzistora T 9, je obmedzený dodržaním určitého prúdového zosilnenia h_{21E} u tranzistora T 8, ďalej použitím diód D 1, D 2 v obvode napájania vyvažovacej vetvy, ako aj hore uvedenými odporami. (U pôvodného prevedenia MBA 810 resp. MBA 810 A je na mieste T 9 tranzistor PNP (T 6), ktorý naopak dodávaním svojho I_B kompenzoval konečné zosilnenie prúdu - rozdiel I_C proti I_E u PNP tranzistora T 4.)

Možnosť kompenzovania rozdielov, ktoré by viedli k nesymetričnosti, si najlepšie vysvetlíme na číselnom prípade, možnom pri našom napájaní +17 V.

Prúd cez R_6 pre väčšie I_B dvoch PNP tranzistorov a I_B NPN tranzistora T 9 môže byť napr. o 60 μA väčší ako I_{C3} . To na odpore 4k dá zvýšenie napätia 0,24 V. Zato bude menšie napätie $2 \cdot U_{BE/PNP}$ ako $2 \cdot U_{BE/NPN}$, napr. o 0,14 V. Pre U_{12} teda bude platiť:

$$U_{12} = 2 \cdot U_{BE/NPN} + I_{C2} \cdot R + 0,24 - 0,14 \quad (V)$$

$$\text{a } U_{12} = 2 \cdot U_{BE/PNP} + I_{C2} \cdot R + I_{C3} \cdot 100/2 \quad (\text{resp. } I_{C3} \cdot 130/2)$$

Prúd I_{C3} by bol pri napájaní 17 V presbežne napr. $(17 - 2,6) : 8k = 1,8$ mA.

Na odpore 100 (R_8) bude spád 0,18 V, a I_{C2} sa preto zníži o $0,18 : 2R =$ o cca 23 μA , takže $I_{C2} \cdot R$ v rovnici pre U_{12} bude menšie o $0,023 \times 4 \approx 0,09$ V

$0,09 \approx 0,24 - 0,14$, takže symetria sa opäť získala.

Vidíme, že príliš veľké rozdiely tu aj tak nevznikajú. Ďalšie odchýlky môžu priniesť i niečo rozdielne napätia na diódach proti U_{BE} tranzistorov a pod.

Skutočné js. napätie U_{12} neodpovedá presne hodnote $U_a : 2$, ale kolíše okolo tejto hodnoty v tolerancii $\pm U_{BE}$. To sa však pri napájacom napätí nad 5 V a pri výstupnom výkone do 4 W vôbec nepriaznivo neuplatňuje.

Prúd I pre napájanie vstupnej časti vo vyvažovacom obvode podľa hore uvedených vzorcov, je svojou veľkosťou blízky kludovému prúdu koncových tranzistorov T15 a T16. Pretože I_{T15} sa prakticky rovná I_{T16} , je prúd I temer rovnako veľký ako prúd zo zdroja T 7 - až na I_{B12} . Udrzuje teda stredné napätie U_{12} na hodnote $U_{12}/2$ bez ohľadu na veľkosť tohto napájacieho napätia.

Pokiaľ by pre nerovnaký prúdový zosilň. činiteľ T 15 a T 16 alebo o niečo odchyľne I_B malo byť U_{12} iné, ako vychádza z vyvažovacieho obvodu, pôjde buď časť prúdu T 15 cez R 6, T 4 a T 2, alebo časť prúdu T 16 cez diódovú reťaz. V prvom prípade zostane z prúdu zdroja T 7 viac k dispozícii pre I_{B12} , čo spôsobí zvýšený I_{B16} , a prúdy koncových tranzistorov sa vyrovnajú. Alebo, ak bol I_{T16} väčší, naopak zo zdroja T 7 sa odčerpá o tento rozdiel viac prúdu cez diódy, zníži sa I_{B12} a s ním aj prúd T 16.

Naopak, v prípade rozdielu v napätiach na konc. tranzistoroch sa tento prenesie cez diódy na bázu T 12. Nižšie U_{12} znamená nižšie U_{B12} a teda sa zníži I_{B12} a cez T 13 aj prúd T 16, takže napätie na tomto tranzistore stúpne, U_{12} sa zvýši. Podobne vyššie U_{12} spôsobí cez reťaz diód zvýšenie I_{B12} a napokon I_{T16} , takže sa U_{12} opäť zníži blízko k polovici U_1 , tak ako to určuje vyvažovací obvod.

Riadiaci obvod

Tranzistor T 9 v zapojení so spoločným emitorom pracuje ako zosilňovací stupeň, ktorý budí výstupnú časť. Zátťaž mu tvorí zdroj konštantného prúdu T 6 a vstupy budičov T 13, T 14 oddelené diódou D 3, ktorá upravuje js. napätie na bázach budičov, U_{BE13} a U_{BE14} . Od kolektora T 9 na vývod č. 12 je medzi obidvoma smermi rovnaký rozdiel napätia, $1 \times U_{BE}$. Paralelne k T 9 je zapojený tranzistor T 10 umiestnený v bezprostrednej blízkosti koncových tranzistorov, ktorý je ovládaný obvodom tepelnej poistky. V normálnych podmienkach, pri teplotách pod stanovenú hranicu, je T 10 uzavretý a teda svojou veľkou impedanciou nezaťažuje a neovplyvňuje obvod tranzistora T 9. (Obvod tepelnej poistky vysvetľujeme na druhom mieste ďalej.)

T 6 ako zdroj konštantného prúdu znižuje vplyv, aký by mohli mať zmeny napájacieho napätia na kludové prúdy T 9 i koncového stupňa. Z kolektora T 9 je budený PNP tranzistor T 13 (budič koncového tranzistora T 16) a za diódou D 3 NPN tranzistor T 14 (budič konc. tranzistor T 15). T 14 pracuje ako emitorový sledovač, teda má vysokú vstupnú impedanciu; otvára sa pri kladných polvlnách signálu na kolektore T 9. Pri záporných polvlnách sa otvára T 13. Vtedy tečie väčší kolektorový prúd T 9, takže stačí na riadne vybudenie tranzistora T 13. Jeho báza je spojená s výstupným vývodom 12 cez dva priechody NP a reťaz diód D 4, 5, 6. Vidíme, že báza T 13 má o U_{BE} vyššie napätie než v bode 12. Báza T 14 potrebuje mať o $2 \cdot U_{BE}$ vyššie js. napätie ako v bode 12, čo zabezpečuje dióda D 3.

Poznámka: V klasickom zapojení je medzi bázami komplementárnych budičov napätie $3 \cdot U_{BE}$ a napätie na kolektore T 9 je o U_{BE} nižšie než js. napätie U_{12} na výstupe. U integrovaného obvodu je medzi bázami budičov len $1 \cdot U_{BE}$, ale kolektorové napätie T 9 je o U_{BE} vyššie než U_{12} , s ohľadom na T 12 a diódy D 4, D 5, D 6, pomocou ktorých je bez vonkajšieho člena pre jednosmernú spätnú väzbu zabezpečovaná stabilita js. napätia na výstupe.

Kľudový prúd, nutný pre zmenšenie prechodového skreslenia pri malých výkonoch, je v klasickom zapojení nastavený rozdielom napätí medzi bázami budičov T 13 a T 14. V integrovanom obvode je kľudový prúd cca 2mA daný rozdelením prúdu prúdových zdrojov T 6 a T 7 medzi diódy D 3 a D 4, D 5, D 6 (cez tieto tečie prúd vyvažovacieho obvodu I_{E4} a prípadný rozdiel kľudového prúdu koncových tranzistorov T 15 a T 16, teda podstatne väčšia časť prúdu zo zdroja) a bázu T 14 a T 12.

V tom spočíva i podstata stability kľudového prúdu: je možné dokázať, že kľudový prúd I_0 je nezávislý na napájacom napätí, pokiaľ prúdové zdroje T 6 a T 7 nemenia svoje hodnoty so zmenou napájacieho napätia U_a . I_0 je daný vlastnosťami diód D 3... D 6 + T 5(D) a tranzistorov T 12...T 15.

Prúdy dodávané zdrojmi T 6 a T 7 závisia na napätí, ktoré vzniká na tranzistore T 5, zapojenom ako dióda.

(Sú teda prakt. rovnaké.) Napätie U_{BE} na dióde "T5" je dané prúdom tranzistora T 8. Zmenami napájacieho napätia sa prúd cez T 8 príliš nezmení, ak zmena prúdu cez R 4, R 5, ktorý napája tranzistor T 3 a ktorého veľmi malá časť je bázovým prúdom T 8, sa príliš neprejaví ako zmena tohto I_{BE} .

Zmeny I_{C3} vyvolávajú zmeny U_{CE3} - hoci nie príliš veľké, pretože T₃, chovajúci sa podobne ako T₂, je pomerne blízko k saturácii, ako vidíme z malého napätia na vývode č. 5 IO. Ak sa napr. zvýšením $U_a = U_1$ zvýši U_{CE3} a teda aj I_{BE} a I_{EB} , zníži sa zvýšením I_{B3} js. odpor kolektor-emitor T₃ a teda zmena U_{CE3} je minimálna, čo znamená aj minimálnu zmenu I_{C8} .

U najstaršieho prevedenia MBA 810 je za vstupným zosilňovačom (označeným T 2 = T 4 u MBA 810 S, DS) PNP tranzistor, značený T 6, s uzemneným kolektorom, ktorý proti neskoršie použitému NPN tranzistoru prakticky vôbec nezatažuje vstupný zosilňovač. Toto zapojenie si však vyžaduje ďalší tranzistor NPN (T 8 v pôvodnej schéme), aby báza T 6 mala proti zemi U_{BE} , teda aby emitor T 6 bol proti zemi na napätí $2 \cdot U_{BE}$. Za emitorovým sledovačom T 8 je potom vlastný zosilňovač NPN, T 10 s uzemneným emitorom, odpovedajúci tranzistoru T 9 u MBA 810 S, resp. DS. Toto komplikované zapojenie bolo zjednodušené priamym pripojením bázy zosilňovača T 9 NPN na kolektor T 4, len s malým zhoršením citlivosti (ktorá prakticky ani nemôže byť využitá), vyrovnaným zápornou spätnou väzbou. Umožnilo to aj kompenzovať náklady s istením proti preťaženiu koncového stupňa.

Koncový stupeň

Tento pracuje v triede AB, blízko triedy B (malý kludový prúd). V zásade už je popísaný vpredu pri porovnávaní s klasickým nF výkonovým zosilňovačom, včítane zapojenia "bootstrap" pre potrebné vybudenie tranzistorov T 14/T 15 pri kladnej polvlne až k saturačnému napätiu na T 15.

Vpredu je tak isto vysvetlené, ako je zaistený kludový prúd cca 2mA a jeho malá závislosť na napájacom napätí, ďalej ako vyvažovacie zapojenie udržiava js. napätie na výstupe, U_{12} , na hodnote $U_a/2$ alebo blízko pri nej. Pretože reťaz diód D 4, D 5, D 6 odoberá prúd zo zdroja konštantného prúdu T 7 tak, že len malá časť tohto prúdu je k dispozícii ako bázový prúd tranzistora T 12, ktorý je zdrojom prúdu pre PNP budič T 13, zachováva sa uvedený kludový prúd pri zmenách napájacieho napätia i hodnota jednosmerného $U_{o(cc)} = U_{12}$ proti kolísaniu spôsobenému napr. odlišnými charakteristikami budiacich a koncových tranzistorov.

Straty na čipe integrovaného obvodu pri kladnej polvlne signálu závisia na napätiach na tranzistoroch T 6, T 14, T 15. Ak nepoužijeme bootstrap - kondenzátora a pripojením vonkajšieho odporu cca 100 ohm zabezpečíme, že v bode 4 bude prakticky napätie rovné napájaciemu $U_a = U_1$ budú straty napätia pri plnom vybudení u kladnej (hornej) polvlne signálu:

$$U_H = U_{BE15} + U_{BE14} + U_{CEsat6}$$

tzn. medzi 2x až 3x U_{BE} :

Straty napätia pri zápornej (dolnej) polvlne budú však len:

$$U_D = U_{CEsat16}$$

(zostatkové napätie koncového tranzistora T 16).

Zapojením bootstrap sa znížia i straty pri hornej polvlne na zostatkové napätie tranzistora T 15, takže orezávanie vrcholov sinusovky pri maximálnom možnom výstup-

nom výkonu bude symetrické pri splnení podmienky $U_{12} = U_B : 2$.

Ochrana T 13 proti saturácii

Pri zápornej polvlne v prípade plného vybudenia zabraňujú diódy D 5...D 7 saturácii tranzistora T 13: na anóde D 4 je o zostatkové napätie kolektora T 16 viac než $3 \cdot U_{BE}$ proti kostre, takže napätie U_{CB} PNP tranzistora T 13 zostane vždy mierne záporné, teda nedôjde ku stavu nasýtenia T 13.

$$U_{BE12} + U_{EB13} + U_{BC13} + U_{BE16} = U_{D4...6} + U_{CEsat16} \approx 3U_{BE} + U_{CEsat16}$$

Výkonové zosilnenie (zisk)

Výkonové zosilnenie a vstupnú citlivosť možno u integrovaných zosilňovačov rady MBA 810 meniť v širokom rozmedzí jednoduchým spôsobom - prispôbením hodnoty vonkajšieho odporu zápornej sp. väzby R_f . Napätové zosilnenie je dané rovnicou

$$A_u = 1 + \frac{R_6}{R_f}$$

kde R_6 je vnútorný spätnoväzbový odpor na systéme integrovaného obvodu. R_f je v našom prípade realizovaný odporom R 4-Z 68 ohm, a k vnútornému $R_6 = 4k$ je pripojený paralelne zvonka ešte odpor R 6-Z 3k3, takže za R_6 v uvedenom vzorci treba dosadiť 1,8 kohm. Menej vydelený spätnoväzbový signál dáva logicky nižšie zosilnenie. Maximálna hodnota odporu R_f musí byť taká, aby nedošlo k saturácii vstupného tranzistora. Toto obmedzenie je teda funkciou napájacieho napätia U_a . Hodnota odporu R_f sa doporučuje 47 až 100 ohm, podľa požiadavky na citlivosť a šírku prenášaného pásma.

Úpravou člena R 6/R 4-Z kondenzátormi a ďalšími odporami, aby bol frekvenčne závislý, možno podľa želania zmeniť frekvenčnú charakteristiku zosilňovača. To je využívané u FTVP Color ST a ST II (typ. číslo 4415 resp. 4417 a 4429 A) - príslušné súčiastky sa nachádzajú mimo modul Z na signálnom chasis. U radu Saturn - Urán - Neptun je do bodu 6 IO privádzané z nízkoimpedančného zdroja (emitorového sledovača) na zvlášťnej doštičke nf spätnoväzbové napätie, meniteľné potenciometrami výšky \pm a basy \pm , takže sa dosahuje regulácia podobná ako u obvodov nazývaných "Baxandall". Základný priebeh frekvenčnej charakteristiky na kmitočtoch okolo 10 kHz a súčasne zabezpečenie proti prípadnému kmitaniu na najvyšších nf resp. supersonických kmitočtoch zabezpečuje vonkajší kapacitný delič medzi šp. 12 a šp. 5, v našom prípade C 17 2n2 - C 14 4n7. Vstupná impedancia na báze T 9, vyvedenej do bodu 5 svojou ohmickou zložkou (vstupný odpor T 9) činí spätnú väzbu frekvenčne závislou, takže čím vyššia frekvencia, tým väčšia časť výstupného napätia prichádza späť ako záporná spätná väzba. Fáza signálu je tu rovnaká ako v bode 6, zosilnenie samozrejme mnohokrát menšie, čomu odpovedá i bližší pomer reaktancií oboch kondenzátorov.

Obvod tepelnej ochrany - tepelná poistka, u MBA 810 - S

Pomocou Zenerovej diódy D 4 a tranzistora T 11, ktorý pracuje ako zdroj konštantného prúdu, je na strede odporového deliča R 16, R 17 (obr. 3.5) udržiavané konštantné napätie, ktorým sa napája báza tranzistora T 10. Tento tranzistor je umiestnený v tesnej blízkosti výstupných výkonových tranzistorov T 15, T 16, aby mohol spoľahlivo sledovať ich teplotné zmeny. Pri teplotách pod stanovenou hodnotou (130°C) je napätie U_{BE} pre otvorenie T 10 väčšie ako hodnota napätia v strede deliča R 16, R 17 a preto je tranzistor zatvorený. V tomto stave sa chová ako veľmi veľký odpor zapojený paralelne k tranzistoru T 9 a neovplyvní jeho funkciu.

Napätie U_{BE} u kremíkových bipolárnych tranzistorov s rastom teploty klesá, a to zhruba o 2 mV/°K. Pri vyšších teplotách okolo + 160°C sa preto napätie U_{BE} zníži

približne o 2mV. $140 = 280$ až 300 mV. Ak je toto napätie pri normálnej teplote ($+20^{\circ}\text{C}$) zhruba 600 mV, pri teplotách okolo $+160^{\circ}\text{C}$ sa zníži približne na polovicu.

Obvod tepelnej ochrany využíva tieto skutočnosti dané fyzikálnymi zákonmi. Odporový delič R 16, R 17 napájaný zdrojom konštantného prúdu realizovaným tranzistorom T 11, je riešený tak, aby v strede deliča bolo pri teplotách okolo $+150^{\circ}\text{C}$ až $+160^{\circ}\text{C}$ napätie blízke hodnote 300 mV, t.j. hodnote potrebnej pri takejto teplote na vybudenie tranzistora T 10 do stavu saturácie, kedy T 10 odoberá celý prúd zo zdroja konštantného prúdu T 6. Tým sa prakticky skratuje výstup tranzistora T 9 a odbudí sa výstupná časť integrovaného obvodu. Súčasne sa poklesom napätia pre bázu tranzistora T 14 vyradia z činnosti koncové tranzistory T 15, T 16.

Pretože najväčšia výkonová strata P_{tot} i ohriatie systému je na tranzistoroch T 15, T 16 a tranzistor T 10 je umiestnený v ich tesnej blízkosti, je zaručená spoľahlivá funkcia (včasná odozva) obvodu tepelnej ochrany.

Obvod tepelnej ochrany prispieva ku zvýšeniu spoľahlivosti ni integrovaných zosilňovačov MBA 810 AS, avšak nechráni ich proti skratom na výstupe, pretože tranzistor T 10 je viazaný s tranzistorami T 15, T 16 iba tepelnou väzbou a nestačí reagovať dost rýchlo na preťaženie týchto tranzistorov proti skratu na výstupe.

Napätová ochrana u MBA 810 DS

Blížší popis nemal autor tejto práce k dispozícii, je možné však vyčítať približnú funkciu zapojenia:

a/ Ochrana proti prepätiu na výstupe pri induktívnej záťaži

Na indukčnosti ako je známe, predchádza napätie prúd. Spätná väzba z bodu 12 do bodu 5 privádza z výstupu znížené napätie, ktoré pri ohmickej záťaži je v protifáze so signálnym napätím, takže sa znižuje zosilnenie. Pri induktívnej záťaži, aká vzniká napr. pri rôznych rázoch keď prepíname zdroje ni signálu, vytvorí sa teda na výstupe napätie predchádzajúce prúdu. Toto napätie ako napätie sp. väzby nezaberie, pretože (pri posunutí fázy blízko k 90°) je spätoväzbové napätie temer nulové, keď signálne napätie je na maxime atď. Výsledkom bude prílišné zosilnenie, takže môžu na výstupe č. 12 vzniknúť špičkové napätia, ktoré prevyšujú napájacie napätie. To by poškodilo koncové tranzistory. Diódou D 7 u MBA 810 DS sa takéto napätivé špičky obmedzia o málo viac, než napájacie napätie.

b/ Tepelná poistka a ochrana proti prepätiu z napájacieho zdroja

Pri bežných napätiach je na báze T 22 v obvode tepelnej ochrany napr. 8 V (hrubý odhad), čo je dané odporami R 15, R 18, R 19, R 20 a $U_{\text{BE}22}$. To dá na emitore T 22 - deliči R 18 ... R 20 cca 7,4 V a teda na R 20 - báza T 23 cca asi 0,95 V. Na emitore T 23 a teda na báze T 24 bude len asi 0,3 V. To pri normálnej teplote nestačí na otvorenie T 24 (= T 10 zo schémy 810 S), ktorý sa nachádza blízko k výstupným tranzistorom, aby preberal približne ich teplotu. Pri zvýšenej teplote, ako je vpredu vysvetlená, T 24 zopne a svojou malou impedanciou bude eliminovať signálne napätie pre budiče koncového stupňa a vypne aj koncové tranzistory.

Pri neprípustne vysokom napätí (>28 V) v bode napájania (šp. 1 IO) zopne reťaz tranzistorov - diód D 18 až D 20, ktoré tiež pôsobia ako Z-diódy s pomerne vysokým celkovým spínacím napätím. Tým dostane cez R 16 - R 17 tranzistor T 24 tak veľké napätie do bázy, že opäť vypne signál i koncové tranzistory. Na schéme tohto IO nie je úplne jasná úloha kolektorovej vetvy T 21, keďže kolektor je pripojený priamo na zdroj bez obmedzovacieho odporu. U tranzistorov je normálne, že kolektor NPN tranzistora je na

kladnom napätí proti báze a emitoru a len pri zvlášť vysokom napätí proti napájaciemu by došlo k prierazu, ale keďže v ceste nie je obmedzovací odpor, zničil by sa priechod kolektor-báza T 21. Ak zostane skratovaný, zareaguje poistka v napájacom zdroji. To je pravdepodobne účel tohto zapojenia: úplným vypnutím zdroja sa odľahčia ostatné diódy - tranzistory v obvode tepelnej ochrany, ktoré by sa tiež pri dlhšie trvajúcim vyššom prepätí mohli poškodiť. T 21 chráni ako dvojitá dióda tiež pred záporným napätím z napájania.

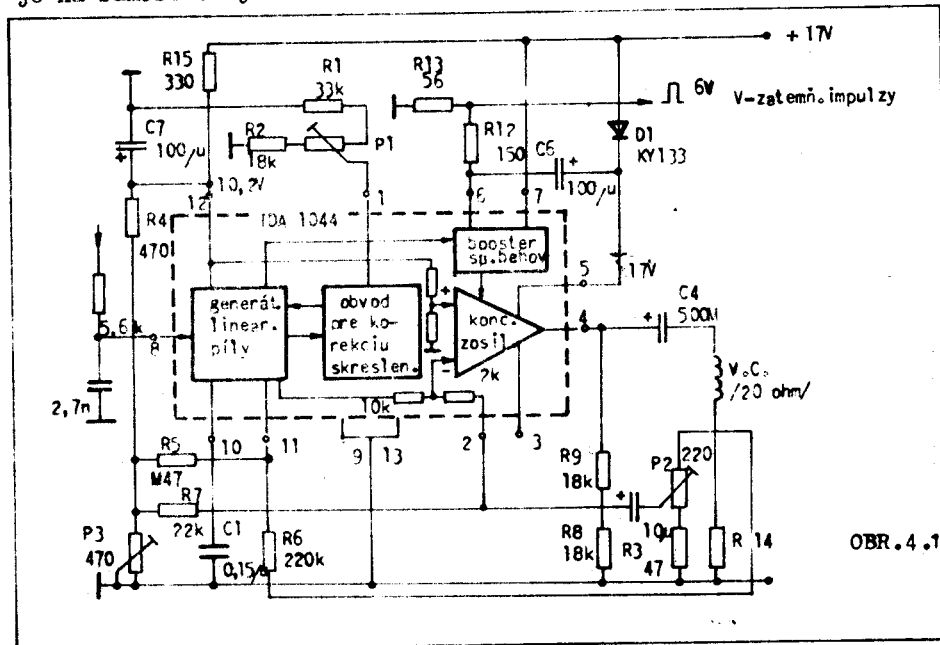
Poznámka k obvodu "bootstrap" s R 12 a C 19:

Napájanie nf stupňa zvuku je priamo za sieťovým usmerňovačom, kde je nestabilizovaných 17 V pri zapojení na sieť a len 12 V pri zapojení na autobatériu. Preto je zvýšenie napájacieho napätia obvodom "bootstrap", ktoré integrovaný obvod umožňuje, i v televízore tohto menšieho formátu opodstatnené.

Pre veľmi premenlivý odber prúdu energeticky účinným koncovým stupňom v AB triede s veľmi malým kludovým prúdom je jedine napájanie z tohto miesta vhodné, aby sa neprenášal zvuk do obrazu.

4.0 GENERÁTOR VERTIKÁLNEHO ROZKLADU

Generátor vertikálneho rozkladu v TVP Satelit - Pluto - Merkur obsahuje minimálny počet pasívnych súčiastok na dosiahnutie požadovaných parametrov podľa ČSN vďaka moderne riešenému integrovanému obvodu MDA 1044 E, ktorý je aktívnym prvkom generátora. Tento monolitický IO je vyrobený bipolárnou technológiou. Obsahuje všetky funkčné bloky pre vertikálne vychyľovanie: generátor lineárneho pílového priebehu napätia, obvody S-korekcie, výkonový výstupný zosilňovač a blok "booster" obvodu pre spätné behy, vďaka ktorému je účinnosť koncového stupňa až 5-krát vyššia než u obvodov klasického typu. Principiálna (bloková) schéma je na obr. 4.1. Podrobná schéma obr. 4.2 je na samostatnej stránke.



4.1 Generátor pílového priebehu

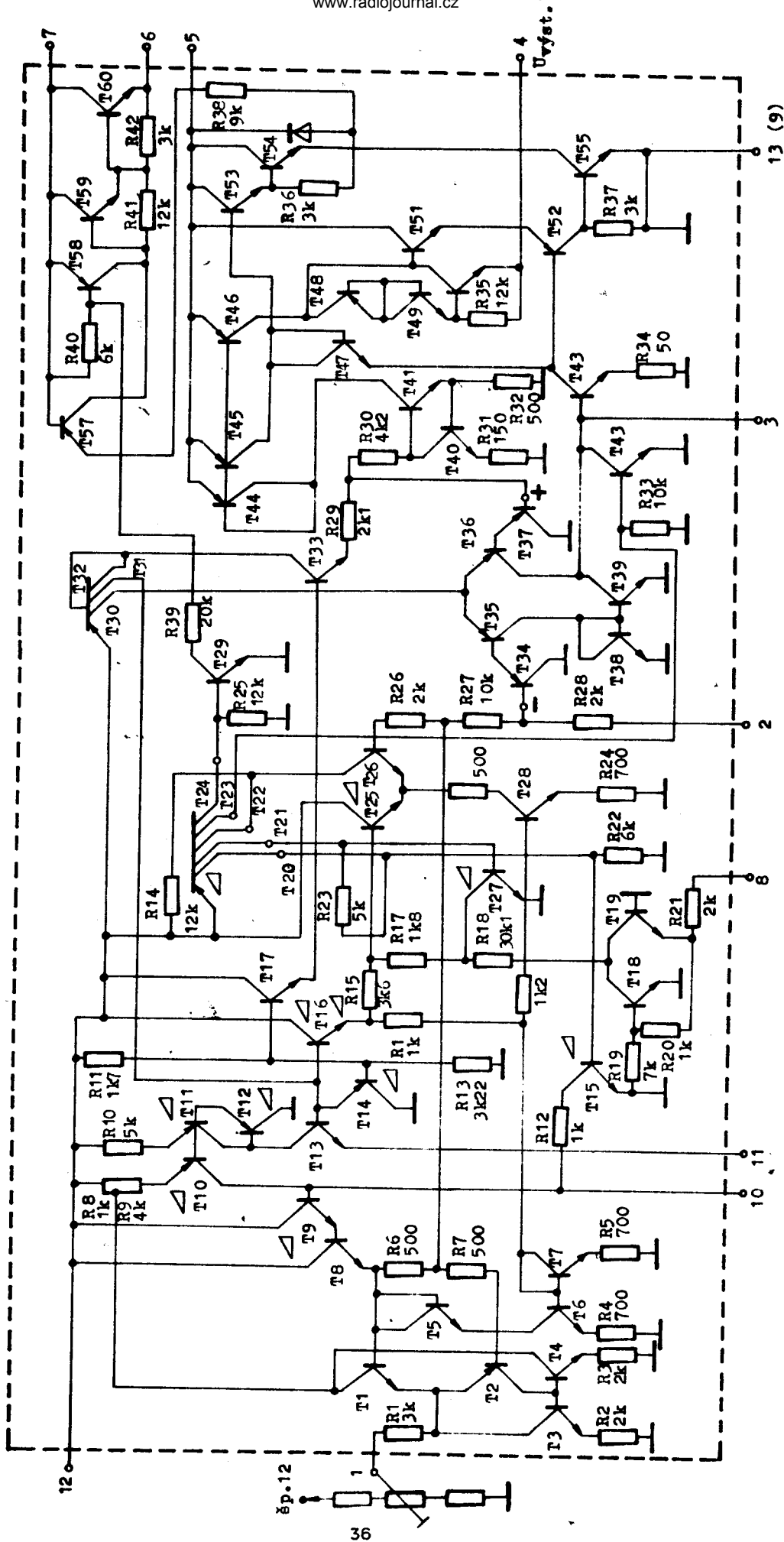
Generátor pílového priebehu pozostáva z troch častí:

- z obvodu konštantného prúdu s prispôsobovacím obvodom, ktorý nabíja kondenzátor C_T . (C_T 1 M15). Tento kondenzátor je jedným z prvkov určujúcich frekvenciu rozkladu (vývod č. 10 IO)
- z úrovňového spínača so synchronizačným obvodom a z vybijacieho tranzistora pre kondenzátor C_T (T 15 v IO)
- z nastaviteľného súmerného prúdového zdroja pre S-korekciu výstupného prúdu

Súčasti generátora pílového priebehu sú na schéme IO označené trojuholníkom \triangle

4.1.1 Zdroj konštantného prúdu

Nabíjací prúd kondenzátora C_T je dodávaný zo zdroja stáleho prúdu, pričom tento prúd je závislý na hodnote emitorového odporu R_T tranzistora T 13. Tranzistory T 10, T 11 a T 12 tvoria zrkadlový obvod, ktorý umožňuje oba časovacie prvky C_T , R_T umiestniť jedným pólom na kostre, takže pílové napätie vznikajúce na kondenzátore C_T je tiež vztahované na zem. Hodnota R_T určuje kolektorový prúd T 13, ktorý sa skladá z kolektorového prúdu T 11 plus bázového prúdu T 12. Bázový prúd I_{B12} určuje emitorový prúd I_{E12} a ten opäť bázové prúdy T 11 a T 10. Je logické, že I_{B12} sa



automaticky nastaví tak, aby $I_{C11} + I_{B12}$ dávalo spolu I_{C13} .

Keďže prúd I_{B12} je zosilň. v dvoch stupňoch ($I_{T11} = I_{T10} = I_{B12} \times B_{12} \times B_{11}/2$, je prúd T 11 prakticky rovný prúdu T 13 (s ohľadom na vysoké zosilnenie kremíkových tranzistorov môžeme emitorové prúdy považovať za rovné kolektorovým). Prúdu T 13 sa teda bude rovnat i prúd T 10, pokiaľ nebude ovplyvňovaný obvody geometrickej korekcie, cez tranzistory T 1 a T 4.

Ďalším faktorom určujúcim prúd tranzistora T 13 je napätie na jeho báze, ktoré je dané deličom R 11, R 13 zo zdroja napätia na špičke 12 IO, a pôsobí cez prechod báza-emitor tranzistora T 14 kompenzujúceho tepelnú závislosť prechodu báza-emitor tranzistora T 13.

Emitorový odpor nabíjacieho tranzistora T 10 je rozdelený (R 8, R 9) kvôli zavedeniu prúdovej väzby z výstupu obvodu S-korekcie (viď odsek 4.1.3). Vybíjací tranzistor T 15 je riadený úrovňovým spínačom (viď odsek 4.1.2) a vybíjanie kondenzátora C_T pri skončení polsínku trvá asi 0,2 ms (1% doby V). Tranzistory T 8, T 9 tvoria Darlingtonov emitorový sledovač, ktorý sníma cez svoj veľký vstupný odpor priebeh napätia na C_T bez toho, aby ho ovplyvňoval a na druhej strane ho odovzdáva do ďalších obvodov pri nízkej výstupnej impedancii, takže umožňuje konštrukciu obvodov S-korekcie na nízkych impedanciách. Kmitočet generátora píly bez synchronizácie je asi 1,6 : $R_T C_T$. V našom prípade je miesto jediného R_T trochu zložitejšie zapojenie, aby sa nastavovaním kmitočtu nemenila amplitúda rozkladu, viď ďalej bod 4.4.

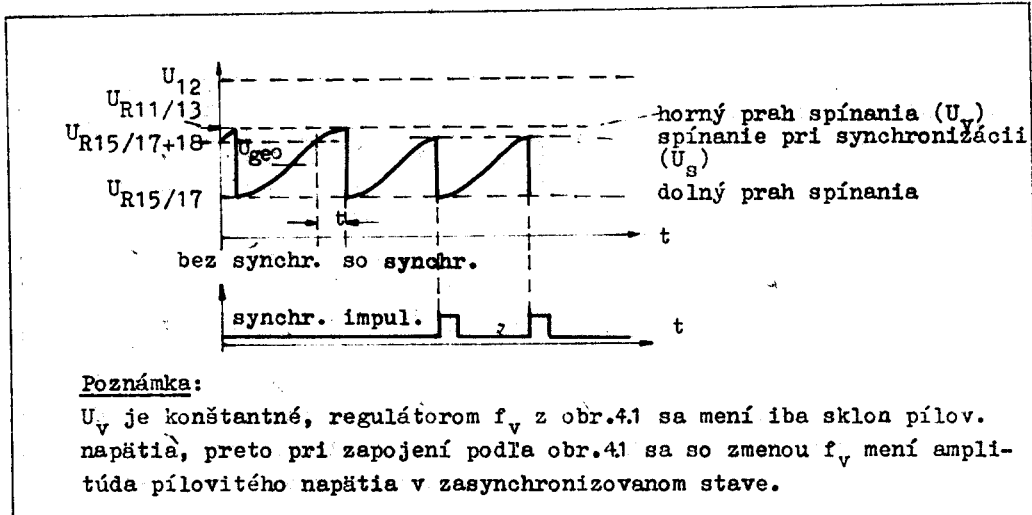
4.1.2 Úrovňový spínač so synchronizačným obvodom

Ide v podstate o klopný obvod s tromi definovanými vstupnými napätovými úrovňami. Úrovňový spínač určuje v režime voľného behu prechod z nabíjania C_T do stavu jeho vybíjania. Spínač je tvorený tranzistormi T 25, T 26 vo forme diferenciálneho zosilňovača. Pílové napätie je privádzané na bázu T 26 (cez T 9, T 8, R 6 a R 26) a báza T 25 je napájaná z deliča R 11, R 13 cez emitorové sledovače T 14 (kompenzačný tranzistor), T 16 a R 15. V čase priameho behu T 25 vedie, T 26 je blokovaný. Keď pílové napätie na báze T 26 presiahne napätie na báze T 25 (to je na konci priameho behu), T 26 začne viesť a teda sa zapnú aj kolektory tzv. multi-tranzistora T 20-24. Pri zavretom T 26 bola báza PNP multi-tranzistora na rovnakom napätí ako jeho emitor, po zopnutí T 26 klesne spádom na R 14 napätie na jeho báze a tečie teda bázový prúd.

Kolektory T 20, T 21 začnú napájať bázy T 15, T 27. Tranzistor T 15 vybíja C_T a zopnutý T 27 zmení úroveň napätia na báze T 25 tým, že vytvorí nový delič R 15, R 17, napájaný z pôvodného deliča R 11, R 13. Novovytvorený delič určuje dolnú úroveň napätia, po ktorú je C_T vybíjaný. Toto zapojenie pracuje ako voľne bežiaci oscilátor s frekvenciou nižšou akú má synchronizačný signál.

Synchronizačný obvod pozostáva z tranzistorov T 18 a T 19. Tieto tranzistory sú zapojené tak, že v dobe priameho behu sú blokované, ak na špičku 8 IO nie je privedený žiadny signál. Ak sa na špičke 8 IO objaví kladný (1 až 10 V) alebo záporný (-1,3 až -6 V) synchronizačný signál, jeden z týchto tranzistorov sa stáva vodivým a uzemňuje "spodný" koniec deliča R 15, R 17, R 18.

Báza T 25 sa tak dostane na nižšiu napätovú úroveň ako bude na T 26, čím sa skorším otvorením T 26 i T 20 ... T 24 vyvolá vybíjanie C_T a spätný beh pokračuje ako je popísané hore. Úrovne napätí jednotlivých deličov a napájacieho napätia na špičke 12 IO sú na obr. 4.3. Impulzy v bode 8 účinkujú jedine v intervale Δt , ktorý je jednoznačne určený vnútornými deličmi, hodnotami R_T , C_T a napätím U_{12} . Tento princíp zaručuje vysokú imunitu generátora voči poruchám. Amplitúda vertikálnej synchronizácie impulzov na vstupe IO v hore uvedenom rozmedzí nemení úsek Δt .



OBR. 4.3

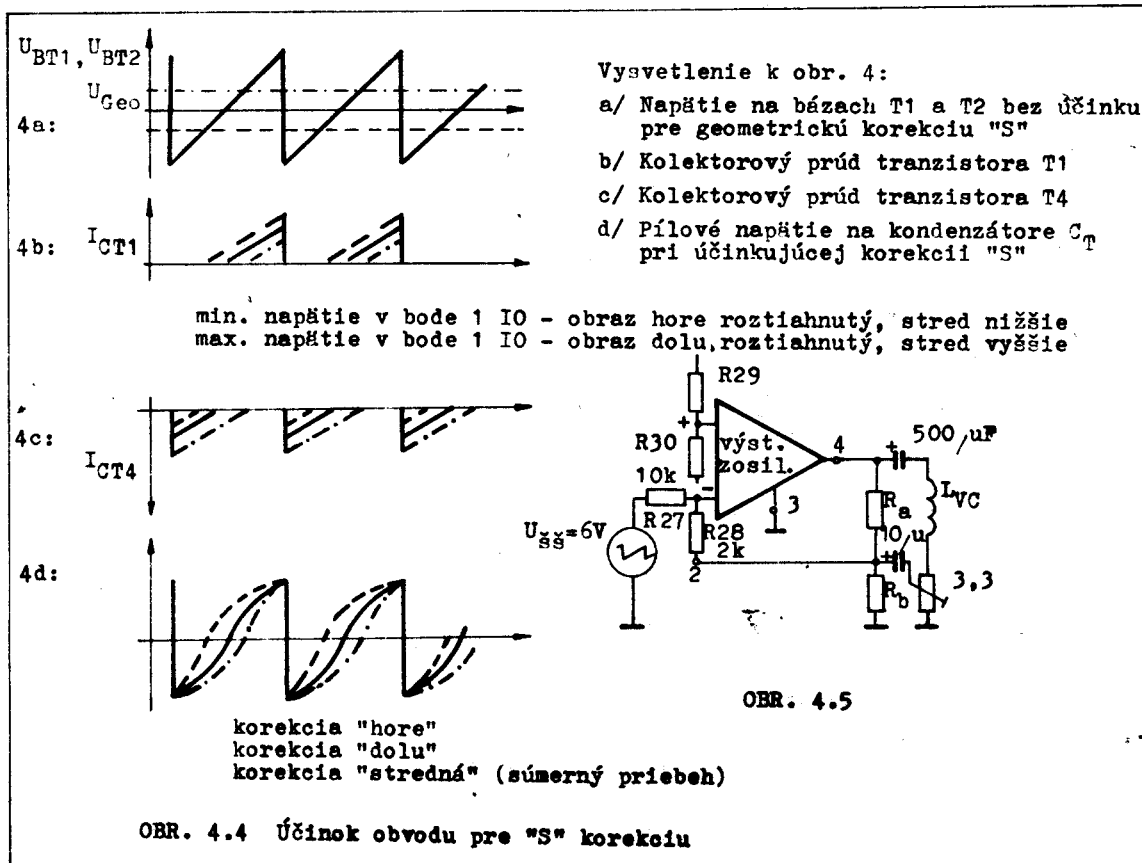
4.1.3 Obvod S-korekcie vychyľovacieho prúdu

Obvod geometrickej korekcie tvorený tranzistormi T 1 až T 4 ovplyvňuje zmenami úbytku napätia na R 8 bázový a s ním i kolektorový prúd T 10. Keď nie je žiadny odber cez R 8 do tranzistora T 1 alebo T 4, je nabíjanie C_T , t.j. rýchlosť vzrastania pílovitého napätia najväčšia a daná veľkosťou R_T , resp. napätím v bode 11 IO pri zložitejšom zapojení v praxi.

Zo strany emitorov (t.j. na šp. 1 IO) sú tranzistory T 1 a T 2 ovládané js. napätím " U_{geo} " a vnútorným odporom R_{ig} tohto zdroja. Napätie "píly", snímané cez T 9 a T 8, sa privádza na bázy týchto tranzistorov. Na začiatku píly, keď je napätie na C_T najnižšie, otvára sa cez člen R 6 - R 7 PNP-tranzistor T 2. Pri konci píly, keď na C_T stúpa napätie k maximu, otvára sa T 1. Napätie U_{geo} na vývode 1 IO určuje, či prúdy T 1 a prúdom T 2 ovládaný prúd T 4 budú navzájom symetrické, alebo nie. Vnútorný odpor zdroja U_{geo} , v našom prípade vonkajší člen R 1, P 2, R 2 spolu s odporom R 1 3K v IO, určujú amplitúdy prúdov T 1 a (cez T 2, T 3) T 4, teda účinnosť, hĺbku S-korekcie. Tento celkový odpor označíme R_{ig} .

Od napätia na C_T budený tranzistor T 2 vybudzuje tranzistor T 3, ktorý preberá prevažnú časť prúdu cez R_{ig} . Polovica kolektorového prúdu T 2 je bázovým prúdom T 4 (pri rovnakých vlastnostiach T 3 a T 4) - prúd T 4 závisí teda rovnako na R_{ig} , na U_{geo} i na okamžitom napätí "píly" ako prúd T 1, samozrejme s obráteným priebehom. S ohľadom na veľké celkové zosilnenie v T 2 a T 4 nie je za inak rovnakých podmienok kolektorový prúd T 4, I_{C4} , prakticky o nič menší než I_{C2} .

Na obr. 4.4 je znázornená závislosť U_{BT1} , U_{BT2} , I_{CT1} , I_{CT4} , U_{10} na privádzanom js. napätí U_{geo} . Toto ovplyvňuje tvar pílovitého napätia čo do súmernosti, ako vidíme na obr. 4.4 b, c. Hĺbka S-korekcie závisí na veľkosti odporu R_{ig} . U TVP Satelit sú obe veličiny dané odporom R 15 a deličom R 1 - P 1 - R 2.



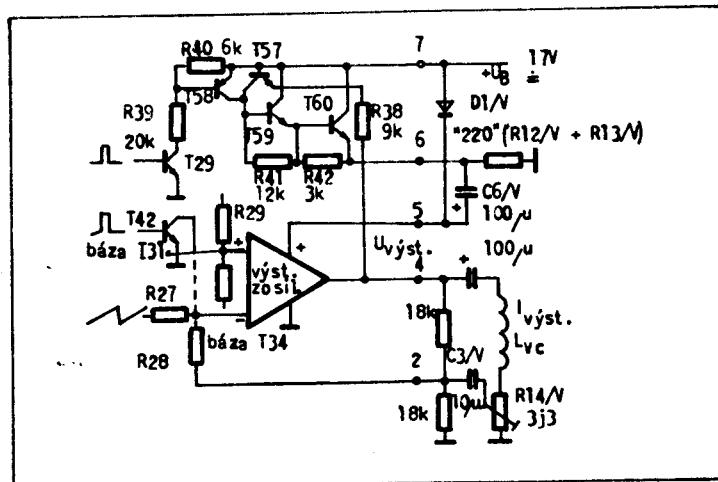
4.2 Výstupný výkonový zosilňovač

Ide v podstate o použitie operačného zosilňovača, ktorého vnútorný obvod odpovedá integrovanému výkonovému NF zosilňovaču. Jeho neinvertný vstup "+" (báza T 37, viď celkovú schému na obr. 4.2) je pripojený na referenčné napätie (jednosmerné). Na invertujúci vstup "-" (báza T 34) je cez R 27 privádzané výstupné napätie z generátora pílového napätia a cez odpor R 28 je zavedená napätová záporná spätná väzba úmerná výstupnému prúdu zosilňovača - viď obr. 4.5. Spätnoväzbové napätie (a tým amplitúda výstupného vychylovacieho prúdu) môže byť menené veľkosťou deliaceho pomeru snímacieho potenciometra, ktorý je sériovo zapojený s vychylovacími cievkami. V praxi pre nutne malú hodnotu tohto potenciometra je v sérii s vychylovacími cievkami malý odpor (R 14, 3,3 ohm u TVP Satelit), paralelne s potenciometrom väčšej hodnoty (P 2 + R 3). Napätový delič R_a, R_b (R 9, R 8) určuje jednosmerné výstupné napätie. Medzi bodmi 3 - 4 môže byť zapojená kompenzačná RC väzba, ak je nebezpečie vzniku nežiadúcich oscilácií spôsobených neprispôsobenými vychylovacími cievkami. To isté platí o Boucherotovom R-C člene z výstupu bod 4 na zem. U TVP Satelit nie sú tieto obvody potrebné. Boucherotov člen je vo zvukovom NF zosilňovači, C 18 - R 5 na module "Z". Koncové tranzistory sú schopné viesť prúd $I_c = 1$ A. Dovoľené kolektorové napätie je 38 V pri spätnom behu u typu MDA 1044E, $U_{Bmax} = 18$ V. Účinnejší MDA 1044 použitý u stolných TVP radu Saturn dovoľuje 58 a 27 V.

Účinok zápornej prúdovo-napätovej spätnej väzby je ten, že výstupný prúd je úmerný vstupnému napätiu. Preto tepelná závislosť odporu vychylovacích cievok nemá vplyv na rozmer obrazu, nevyžaduje sa termistor.

4.3 "Booster generátor"

Podľa TV normy je frekvencia obrazového rozkladu 50 Hz, čo odpovedá perióde 20 ms. Z toho pripadá okolo 19 ms na dobu činného behu a cca 1 ms na dobu spätného behu. Z časového rozvrhu vychylovacieho prúdu vyplýva, že v dobe spätného behu zasa prevažuje indukčná zložka. Preto v dobe spätného behu je nutné pripojiť na vychylovacie cievky podstatne vyššie napätia, než je potrebné pre dobrú funkciu koncového stupňa pri činnom behu, aby sa zmenil prúd z $-I_{max}$ na $+I_{max}$ za dobu 1 ms alebo niečo kratšiu. V klasickom zapojení konc. stupňa práve táto podmienka napätového rozkmitu vyžaduje relatívne veľké napájacie napätie, ktoré stále pôsobí na koncové tranzistory a tak na nich spôsobuje značne veľký stratový výkon. Nová koncepcia koncového stupňa tieto straty silne znižuje. Koncový stupeň sa v podstate nemení až na prídavný "booster" obvod (generátor zvýšeného napätia), ktorý zvyšuje napájacie napätie temer na dvojnásobok a to len v dobe spätného behu, kedy je to žiadúce. Tak sa straty v koncovom stupni pri inak ideálnych podmienkach znižujú až 5-násobne.

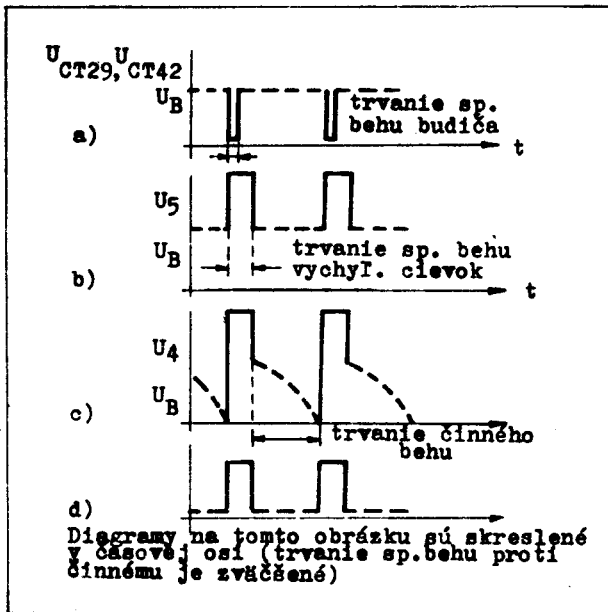


OBR. 4.6

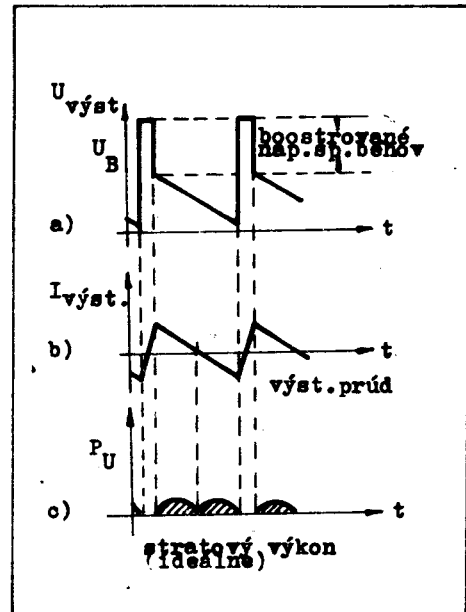
Obvod podľa obr. 4.6 je riadený generátorom pílového priebehu dvoma spôsobmi:

- cez tranzistor T 42 - výstupný tranzistor T 55 je ním blokovaný počas spätného behu generátora pílového priebehu
- cez tranzistor T 29, ktorým je boostrovací obvod spúšťaný

Oba tranzistory T 42 a T 29 sú riadené multikolektorovým tranzistorom T 20 - T 24. Počas priameho behu tranzistory T 59, T 60 v Darlingtonovom zapojení sú blokované (T 58 je zavretý) a kondenzátor C 6/V 100 μ F sa nabíja cez externý odpor 220 ohm a oddeľov. diódu D1 na napätie zdroja. S prichádzajúcou nábežnou hranou spätného behu z generátora pílového priebehu sa tranzistory T 59, T 60 cez T 29 - T 58 otvoria, takže skratujú body 6 a 7 a napätie zdroja sa objavuje na odpore 220 ohm, čiže na mínus póle kondenzátora 100 μ F; dióda D 1 súčasne odpojí bod 5 od základného napájacieho zdroja a na špičke 5 IO vznikne temer dvojnásobné napájacie napätie, t.j. súčet napätia zdroja U_7 a napätia na kondenzátore. Riadiace impulzy z multi-kolektorového tranzistora sú kratšie než trvanie spätného behu, takže funkciu napájania báz T 59, T 60 preberá tranzistor T 57, otvorený cez R 38 ($U_{B57} \approx U_4 > U_7$) až dovtedy, kým na invertujúcom vstupe "-" zosilňovača súčet signálnych napätí z generátora cez R 27 a zo spätnej väzby cez R 28 v absolútnej hodnote neprevyší napätie na neinvertnujúcom vstupe "+". V tomto okamihu napätie na špičke 4 IO padá na úroveň napájacieho napätia U_7 , T 59 a T 60 sú blokované ($I_{B57} = 0$), booster kondenzátor C 6/V sa nabíja, prebieha činný beh. Časové diagramy sú na obr. 4.7 a 4.8.



OBR. 4.7



OBR. 4.8

4.4 Zapojenie integrovaného obvodu MDA 1044-E v TVP radu Satelit

(Viď obr. 4.1. Podrobná schéma IQ TDA 1044 je na obr. 4.2.)

Napájacie napätie U_{12} pre generátor pílového napätia je filtrované členom R 15, C 7. Na R 15 sa (čiastočne aj vplyvom odporu R 4) zníži napätie na potrebnú hodnotu cca 10 V. Ostatné obvody sú napájané priamo napätím 17 V, privádzaným na špičku 2 vertikálneho modulu. Toto napätie je odvodené z riadkového vychyľovania, takže napájanie vertikálu odpovedá činnosti a napätovým pomerom riadkového stupňa. Odpor R 15 s deličom R 1 - P 1, R 2 určujú hĺbku S-korekcie a súčasne podľa polohy P 1 sa upravuje linearity vrchnej časti obrazu proti spodnej. Dobrá filtrácia U_{12} je nutná, aby sa odstránili akékoľvek zostatky riadkových impulzov a tým bolo zabezpečené čo najlepšie prekladanie vo vertikále.

Aby sa pri zmene nastavenia kmitočtu pomocou potenciometra P 3 nemenila amplitúda obrazu, je použité zapojenie, ktoré reguláciu kmitočtu spája so súčasnou úpravou stupňa jednosmernej zápornej spätnej väzby, privádzanej do bodu 2 IO. Z toho dôvodu miesto jednoduchej kombinácie odporu s potenciometrom (premenlivým odporom) medzi bodom 11 a kostrou, je regulácia amplitúdy prevádzaná pri súčasnej zmene jednosmerného napätia, privádzaného do bodu 11, kombináciou odporov R 4, P 3, R 5, R 6 a R 7. Proti obvodu s R_T je s ohľadom na napätie privádzané do bodu 11 IO, ktoré znižuje prúd cez T 13 (IO), voľný kmitočet len asi $1.1 : C_T \cdot R_V$, kde $R_V = R 5$ paralelne s R 6.

Amplitúda vertikálu sa nastavuje pomocou potenciometra P 2, t.j. zmenou stupňa zápornej spätnej väzby.

Synchronizačné impulzy, v našom prípade kladnej polarizácie, sú privádzané z vývodu 7 integrovaného obvodu A 250 D na module "S" cez filtračný RC člen R 10, C 5 na šp. 8 MDA 1044E.

Dióda D 1 s kondenzátorom C 6 a sériovou kombináciou odporov R 12, R 13 slúži pre zdroj zvýšeného napájacieho napätia pri spätných behoch, ako je popísané vpredu. Na R 13 dostávame vertikálne zatemňovacie impulzy vhodnej amplitúdy pre video-stupeň. Sú naň privádzané cez diódu D 9 - KA 261 (KA 207) na základnom chasis.

Základným prvkom pre zápornú spätnú väzbu je odpor R 14, 3,3 ohm, na ktorom vytvára

vychylovací prúd priebeh napätia, z ktorého je odvodená spätná väzba čo do tvaru a amplit. vychyl. prúdu (striedavá). Jednosmernú spätnú väzbu, ktorá hlavne stabilizuje nastavenú amplitúdu a linearitu, sprostredkuje delič R 9, R 8. Paralelne k R 8 sú pripojené odpory regulátora kmitočtu R 7, P 3, R 4, takže stupeň tejto spätnej väzby závisí aj na nastavení P 3, ako už uvádzame vpredu. Striedavú spätnú väzbu (amplitúdu pílovitého napätia cez C 3 do bodu 2 IO) zmeny P 3 neovplyvňujú ohľadom na "tvrdý" delič P 2 - R 3.

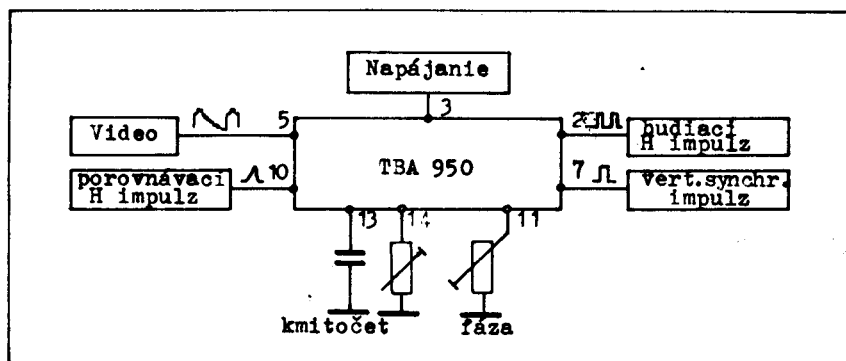
5.0 HORIZONTÁLNY ROZKLAD

5.1 Horizontálny oscilátor a synchronizačné obvody

V televízoroch radu Satelit - Pluto - Merkur sú synchronizačné obvody umiestnené podobne ako v ostatných TVP z novej výroby na samostatnom module "S" na signálovom bloku a sú osadené integrovaným obvodom A 250 D (TBA 950) a tranzistorovým zosilňovačom impulzov s tranzistorom KF 508.

5.2 Integrovaný obvod A 250 D (TBA 950)

Je svojou funkciou a vnútornou štruktúrou značne podobný integrovanému obvodu TBA 940, používanému na budenie tyristorových rozkladových obvodov. Podstatný rozdiel je v dĺžke a polarite riadiaceho impulzu na vývode 2 integrovaného obvodu a v štruktúre výstupného obvodu. Základné funkcie integrovaného obvodu A 250 D sú znázornené na obr. 5.1.



OBR. 5.1

Monolitický, integrovaný obvod A 250 D je určený pre synchronizáciu a budenie rozkladových obvodov s tranzistorovým riadkovým rozkladom. Obsahuje nižšie uvedené funkčné bloky, ktoré uvádzame s príslušnými číslami vývodov:

Funkčný blok	Vývod IO A 250 D	č.
- Oddeľovač synchronizačných impulzov SI s vyklúčením poruchových impulzov	5	5
- Oddeľovač vertikálnych synchronizačných impulzov VSI; dodáva VSI v kladnej polarite s amplitúdou 8 V	7	7
- Obvod automatickej fázovej synchronizácie riadkového vychyľovania. Vývod pre pripojenie vonkajšieho filtračného člena	4	4
- Prepínací stupeň pre automatické prepínanie šumovej šírky pásma obvodu fázovej synchronizácie riadkov	9	9
- Automatické prepínanie šumovej šírky pásma, ktoré po zasynchronizovaní silne zúži aktívny rozsah synchronizácie, je možné pri prijímať signálu z videomagnetofonu, u ktorého kmitočť synchronizačných impulzov kolíše, vypnúť privedením kladného napätia na vývod č.	8	8
- Riadkový oscilátor. Základný kmitočťový rozsah je určený vonkajším terylénovým kondenzátorom 10 nF, pripojeným na vývod č.	13	13
- Ručné riadenie kmitočtu sa prevádza zmenou vonkajšieho odporu resp. kladného napätia, privádzaného na vývod č.	14	14
- Obvod riadenia fázy medzi synchronizačnými impulzami a riadkovým vychyľovaním (posúvanie obrazu po rastru na tienidle obrazovky). Fáza sa reguluje zmenou kladného napätia, privádzaného cez vonkajší trimmer, na vývod č.	11	11
- Vonkajšie porovnanie fázy. Impulzy riadkových spätných behov sa po príslušnom tvarovaní privádzajú na vývod č.	10	10
- Filtračný kondenzátor napätia riadenia fázy sa pripája na vývod č.	12	12

- Výstup budiacich horizontálnych impulzov pre tranzistorový budič riadkového generátora	2
- Stabilizátor napájacieho napätia pre integrovaný obvod ($U_2 = 8,5 \text{ V}$)	3
- Zemiaci spoj integrovaného obvodu	1
- Vývod č. 6 nie je u tohto IO používaný, je na ňom však vyvedená synchronizačná zmes	6

Blokové zapojenie integrovaného obvodu A 250 D je na samostatnej strane, na obr. 5.2.

Činnosť jednotlivých blokov je nasledovná:

5.2.1 Oddeľovač synchronizačných impulzov

Vstupom oddeľovača synchronizačných impulzov (SI) je vývod 5. Pre spoľahlivú činnosť je potrebné privádzať na vstup úplný videosignál s úrovňou napr. $2 \div 3 \text{ V}$. Vhodný pracovný bod vstupného tranzistora zaisťuje odporový delič R 1, R 2 a oddeľovací kondenzátor C_1 . Na časovú konštantu tohto článku sú kladené podobné požiadavky ako u ostatných tranzistorových separátorov. Sériovým odporom R 3 sa optimalizuje činnosť oddeľovača SI, najmä pri impulznom rušení, a má význam pre ochranu integrovaného obvodu pred poškodením napr. pri výbojoch VN v obrazovke, keď sa na rôznych miestach prijímača môžu objaviť obtiažne kontrolovateľné prepätia. Pre zvýšenie protiporuchovej odolnosti prechádza synchronizačná zmes vo vnútri integrovaného obvodu viacnásobným filtračným reťazcom; okrem toho je oddeľovač SI vybavený obvodom na inverziu rušivých napätových špičiek, ktorý nepotrebuje vonkajšie súčiastky. Tak sa zo synchronizačného signálu odstráni zvyšky obrazovej modulácie a rušivé signály, ktoré by mohli spôsobiť dočasné vysadenie dodávky impulzov. Tiež malá vonkajšia kapacita na výstupe OMF šp. 2 potláča vyššie kmitočtové zložky video-signálu nepotrebné pre synchronizáciu, čím ďalej znižuje vplyv porúch. Oddelený synchronizačný signál je vyvedený na vývode 6, ktorý sa však v praktickom obvode nezapojuje.

5.2.2 Tvarovanie vertikálneho synchronizačného impulzu (VSI)

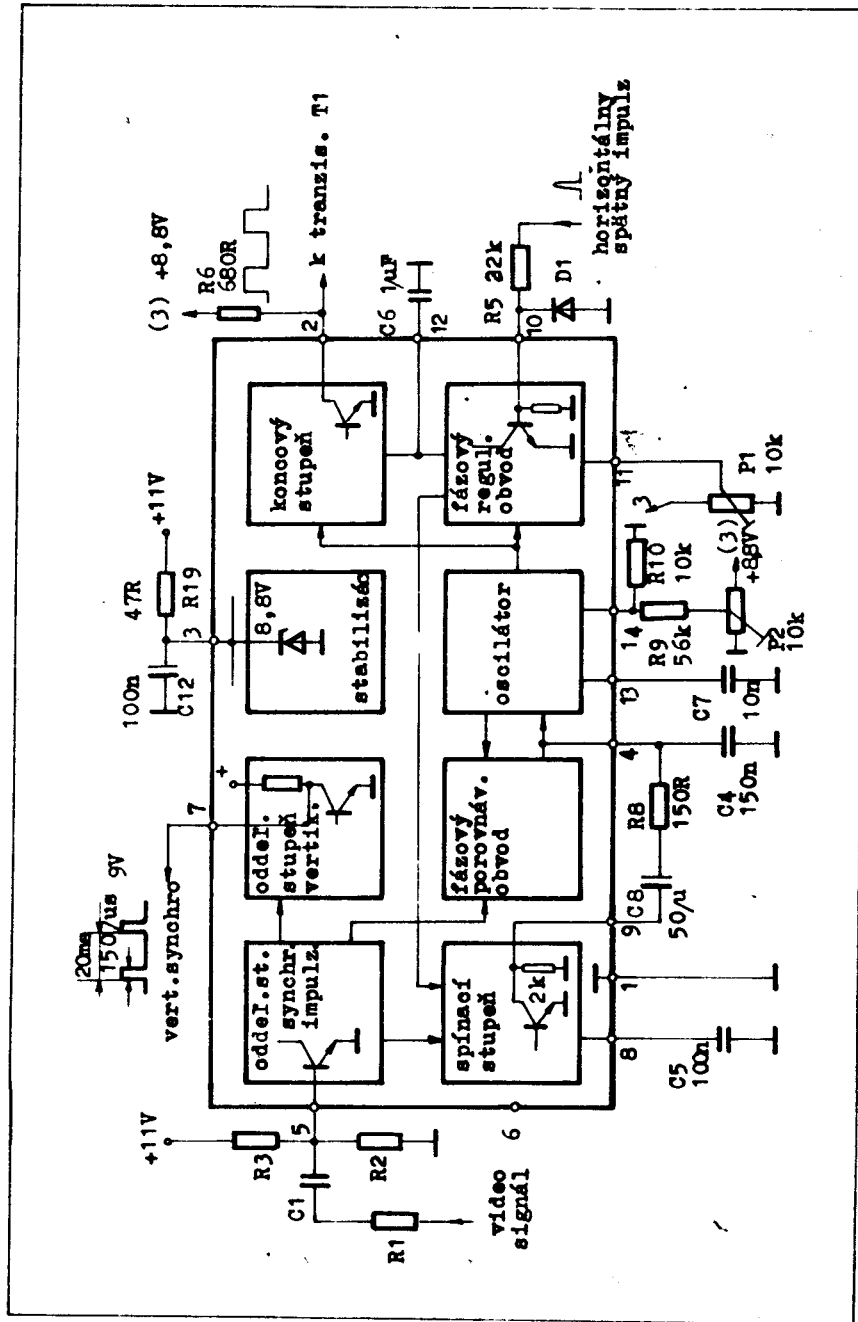
Synchronizačné impulzy pre vertikálny rozklad sa v integrovanom obvode získavajú osobitným spôsobom pomocou viacnásobnej integrácie a obojstranného obmedzenia. Na vývode 7 je k dispozícii kladný synchronizačný signál obdĺžnikového tvaru s amplitúdou asi 8 V a šírkou min. $150 \mu\text{s}$. Tento je dokonale zbavený rušivých riadkových impulzov a môže sa použiť i bez dodatočných úprav na synchronizáciu budiaceho generátora vertikáln. rozkladu, viď modul "V" šp. 3, kde sú VSI filtrované len mierne členom $5k6/2n2$.

5.2.3 Fázovací porovnávací obvod

V princípe sa pre automatickú fázovú synchronizáciu riadkového rozkladu vystačí s jedným porovnávacím obvodom, v ktorom sa porovnáva fáza spätnobehových impulzov so synchronizačnými impulzami televízneho signálu a vyfiltrovaný chybový signál sa využije na riadenie kmitočtu horizontálneho oscilátora. Takto pracuje väčšina synchronizačných obvodov z diskretných súčiastok.

Citeľnou nevýhodou je u nich to, že časovú konštantu filtrácie nemožno kvôli dobrej protišumovej odolnosti voľiť optimálne z hľadiska potlačania zmien fázy spätnobehových impulzov, ktoré vznikajú pri zmenách jasu obrazu voči budiacim impulzom.

U obvodov s frekvenčne-fázovým porovnávaním môže byť pomerne veľká filtračná časová konštanta, zabezpečujúca odolnosť proti rušeniu synchronizácie z vonka. Táto však znemožňuje rýchle prispôbenie fázy oscilátora voči zmenám medzi fázou SI a spätných behov, čím vzniká krivenie zvislých kontúr. Dlhšie trvajúca zmena fázy SI voči spätnobehovým impulzom (ISB) sa prejavuje posunutím obrazu na rastrí.



OBR. 5.2

Bloková schéma synchronizačních a budívacích obvodů s integrovaným obvodem TBA 950

V integrovanom prevedení synchronizačných obvodov, kde je cena jednotlivých tranzistorov v štruktúre zanedbateľná, sa synchronizácia spravidla realizuje pomocou dvoch regulačných obvodov. V prvom sa fázove synchronizuje horizontálny oscilátor s prijímaným signálom (fázový porovnávací obvod). Časová konštanta tejto regulačnej slučky je v zasynchronizovanom stave primerane dlhá pre dobrú protiporuchovú odolnosť synchronizácie aj pri zhoršenej kvalite signálu.

V druhom fázove-regulačnom obvode sa s malou časovou konštantou udržiava konštantný fázový vzťah medzi výstupnými riadiacimi impulzami synchronizačného obvodu a riadkovými spätnobehovými impulzami, čím sa kompenzujú posuvy fázy spôsobované zmenami jasového obrazu (záťaže VN zdroja). Súčasne je tým likvidovaný konštantný posuv fázy, vznikajúci v synchronizačnom porovnávacom obvode (nevyhnutný pri nepriamej synchronizácii.)

Ako už bolo uvedené, vo fázovom porovnávacom obvode sa porovnáva fáza oddelených synchronizačných impulzov (SI) s fázou pílového napätia riadkového kmitočtu, vyrábaného v horizontálnom oscilátore. Chybové napätie, ktorým sa oscilátor príslušným spôsobom dolaďuje, je vyvedené na vývod 4.

Filtráciu chybového napätia a tým aj dôležité dynamické vlastnosti synchronizácie, najmä aktívny synchronizačný rozsah a šumovú šírku pásma, zaisťuje kondenzátor C 4 (150 nF) a sériový člen R 8 (150R), C 8 (50 μ F) (tento je pripojený cez spínací stupeň, viď ďalej). V starších zapojeniach boli aplikované hodnoty 0,5 μ F a 5 μ F alebo 0,33 μ F a 20 μ F.

Aby nemohlo dôjsť k poruche riadkového rozkladu pri veľkej odchýlke pracovného kmitočtu od menovitej hodnoty 15.625 Hz (napr. pri zapnutí a vypnutí prijímača), je rozsah chybového napätia obmedzený na hodnotu odpovedajúcu kmitočtovej odchýlke max. 1000 až 1500 Hz. Pre odstránenie rušenia riadkovej synchronizácie polsínkovým impulzom je porovnávací obvod počas vertikálnych synchronizačných impulzov zablokovaný, takže sa vtedy regulačné napätie nemení.

5.2.4 Prepínací stupeň

Prepínací stupeň zaisťuje prepínanie časovej konštanty synchronizácie tak, aby sa v nezasynchronizovanom stave dosiahol veľký synchronizačný rozsah, a po zasynchronizovaní malá šumová šírka pásma a tým dobrá protiporuchová odolnosť. Medzi vývodom 9 a spoločným vývodom 1 (zemou) su paralelne zapojené vnútorný odpor 2k s tranzistorom ako spínačom. Kým sa oscilátor nezasynchronizuje, je spínač rozopnutý a v sérii s článkom C 8, R 8 je zapojený pomerne veľký odpor 2 kohm. Regulačné napätie je tak prakticky filtrované len s malou časovou konštantou kondenzátorom C 4, takže aktívny synchronizačný rozsah je pomerne veľký, priemerne asi 600 Hz.

Po zasynchronizovaní sa vnútorný spínač-tranzistor automaticky zopne - tým sa prakticky bude odpor 2K skratovať a chybové napätie na vývode 4 bude filtrované so značne väčšou časovou konštantou vytváranou kondenzátorom C 8. Synchronizačný rozsah sa tým zmenší na 50 až 100 Hz, čím sa dosiahne vysoká odolnosť voči poruchám, dôležitá pre ustálenú prevádzku. Hodnota odporu R 8 určuje zisk spätiväzbovej slučky na vyšších kmitočtoch.

Takýto pracovný režim by však nevyhovoval pri prevádzke prijímača so signálom z komerčného záznamového zariadenia, keď vplyvom nerovnomernosti pohybu pásky riadkový kmitočet značne kolíše. Prepínanie synchronizačného rozsahu možno zablokovať napájaním vývodu 8 prúdom niekoľko mA napr. cez odpor 2k7 na šp. 3 IO. Súčasne je účelné upraviť hodnoty niektorých súčiastok (napr. trvale pridať medzi vývod 9 a zem odpor 1k a prípadne zmenšiť C 4 až na M 1). Pretože TVP tohto typového radu nie sú pre reprodukciu obrazu z videomagnetofónu vybavené, nie je táto funkcia obvodu využitá.

Pre striedavé signály je vývod 8 blokovaný kondenzátorom C 5, M 1.

5.2.5 Horizontálny oscilátor

Fázove synchronizovaný RC oscilátor je základným zdrojom riadkového kmitočtu pre rozkladové obvody prijímača. Plovité napätie vzniká periodickým nabíjaním a vybíjaním kondenzátora C 7 10n, zapojeného na vývod 13, zo stabilizovaných vnútorných zdrojov konštantného prúdu. Aby sa nezhoršili vlastnosti obvodu, je potrebné použiť na pozíciu C 7 pri prípadných opravách len výrobcom odporúčané kondenzátory s predpísanou toleranciou, teplotným koeficientom, atď. V našom prípade polyesterový kondenzátor TC 279. Prúd prúdových zdrojov a tým aj opakovací kmitočť oscilátora možno ovládať zmenami napätia na vývode 14 pomocou premenného odporu P 2. Pri zapojení medzi šp. 14 IO a kostru je vhodná hodnota P 2 cca 12k, jemnejšia regulácia sa dosahuje zapojením P 2 na stabilizované napätie U_3 - šp. 3 IO s dodatočným deličom ako R 9/R 10 na schéme modulu.

Základný kmitočť sa nastavuje pri skratovaní vstupu (vývod 5) na kostru na $f_H = 15.625$ Hz, napríklad bežným spôsobom pri prijímaní TV signálu na labilný, ale nerozpadnutý obraz.

Aby boli kmitočť, ale aj ostatné funkcie obvodu stabilné, je napájacie napätie interným stabilizátorom stabilizované na úrovni asi 8,5 V. Napájanie obvodu sa privádza na vývod 3 cez odpor, ktorého hodnota závisí na vonkajšom napájacom napätí. V prípade typového radu Satelit je to R 19 47R na základnej doske, pretože napájacie napätie je len 11 V.

5.2.6 Fázový regulačný obvod

Úlohou regulačného fázového obvodu je udržiavať konštantný vzťah medzi výstupnými budiacimi impulzami, predovšetkým pri zmenách záťaže VN zdroja premenlivým jasom obrazu. Je riešený podobne ako fázový porovnávací obvod v synchronizačnej slučke. Regulačné napätie je úmerné rozdielu fázy napätia riadkového oscilátora a spätnobehových riadkových impulzov privádzaných v kladnej polarite na vývod 10 z VN transformátora TR 1 cez obmedzovací odpor R 5. Spätnobehové H-impulzy sú diódou D 1 po dobu priameho behu odrezané na konštantnú úroveň - 0,6 V, ich amplitúda je cca 2 V na šp. 10 IO. Výstupné regulačné napätie obvodu je filtrované kondenzátorom C 6, 1 μ F zapojeným na vývod 12, ktorý súčasne určuje časovú konštantu regulácie.

Jednosmerným napätím privádzaným na vývod 11 z potenciometra P 1 možno nastavovať fázu medzi synchronizačnými impulzami prijímaného signálu a riadkovým vychyľovaním, čo je potrebné pre vykompenzovanie výrobných tolerancií.

Nastavenie fázy (obraz voči rastru) sa nesmie zamieňať so stranovým posuvom celého rastra (stredením). Poloha obrazu na tienidle sa nastavuje vždy až po správnom nastavení fázy synchronizácie a to známymi magnetickými krúžkami na vychyľovacej jednotke.

5.2.7 Výstupný obvod

Vo výstupnom obvode sa spracovaním signálu z oscilátora a z fázového regulačného obvodu vyrába impulzný riadiaci signál pre budiaci stupeň. Výstupný impulz na vývode 2 má kladnú polaritu, úroveň asi 8 V a šírku 25 až 28 μ s. Začína asi 6 μ s pred riadkovým synchronimpulzom, max. prípustné napätie na kolektore vnútorného koncového tranzistora je 12 V, max. výstupný prúd je 20 mA. V našom zapojení je kolektor tohto tranzistora napájaný cez R 6 680 ohm zo zdroja +8,8 V stabilizovaných.

Výstupný obvod je doplnený ochranou, ktorá pri poklese napájacieho napätia pod 4 V na vývode 3 IO preruší dodávku budiacich impulzov. Tým sa odstráni možnosť poruchy rozkladových obvodov budiacimi impulzmi nedefinovaného tvaru a kmitočtu v dobe, keď prevádzkové napätie nemá ani približne menovitú hodnotu, napr. pri zapnutí a vypnutí

prijímača.

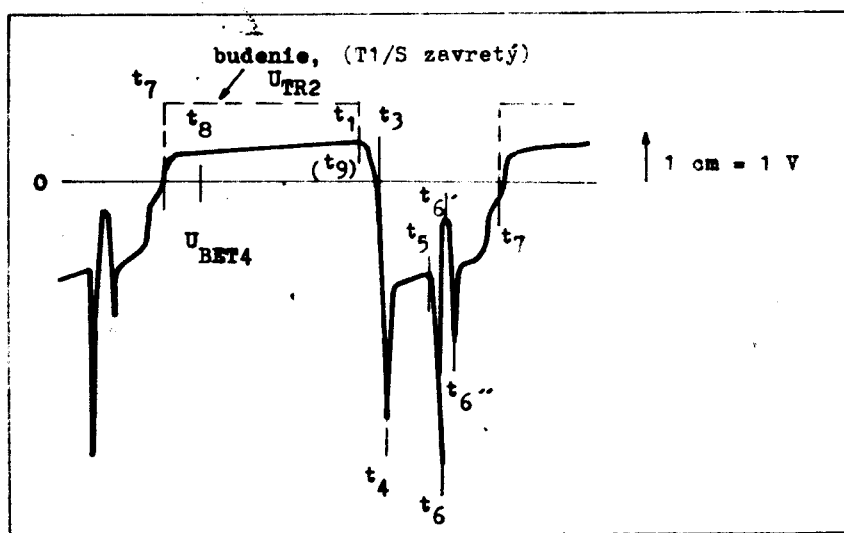
5.2.8 Budiací stupeň riadkového rozkladu

Podrobné zapojenie synchronizačných obvodov a riadkového budiča je na schéme televízora. Väčšina súčiastok je na vymeniteľnom module "S" so 7-pólovým kondenzátorom. Pre spínanie horizontálneho výkonného tranzistora T 4 KU 608 v riadkovom rozklade je potrebný kladný prúdový impulz s pomerne strmým čelom a trvaním asi 1/3 doby H. Amplitúda musí zaistiť spoľahlivé budenie za všetkých prevádzkových podmienok. Kladné riadiace impulzy z výstupu č. 2 IO o amplitúde cca 4 V sú privádzané cez R 7/S a C 10/S na bázu budiča T 1/S, KP 508. Pretože tento tranzistor nemá kľudové predpätie bázy, je pri záporných polvlnách impulzov z výstupu A 250 D zavretý, a pri kladných otvorený do saturácie. T 1/S je kolektorom pripojený na primár budiaceho transformátora TR 2. Odpor R 5 56R na základnej doske obmedzuje prúd tohto tranzistora na bezpečnú hodnotu a vyrovnáva tolerancie jeho prúdového zosilnenia. Znižovacie vinutie sekundáru TR 2 dodáva potrebný bázový prúd pre koncový tranzistor KU 608, ktorý pracuje s nízkym napájacím napätím a teda s vysokým kolektorovým i bázovým prúdom. Členy C 11/S a R 7, C 4 na základnej doske potláčajú vyššie harmonické budiaceho impulzu, ktoré by mohli rušiť v obraze.

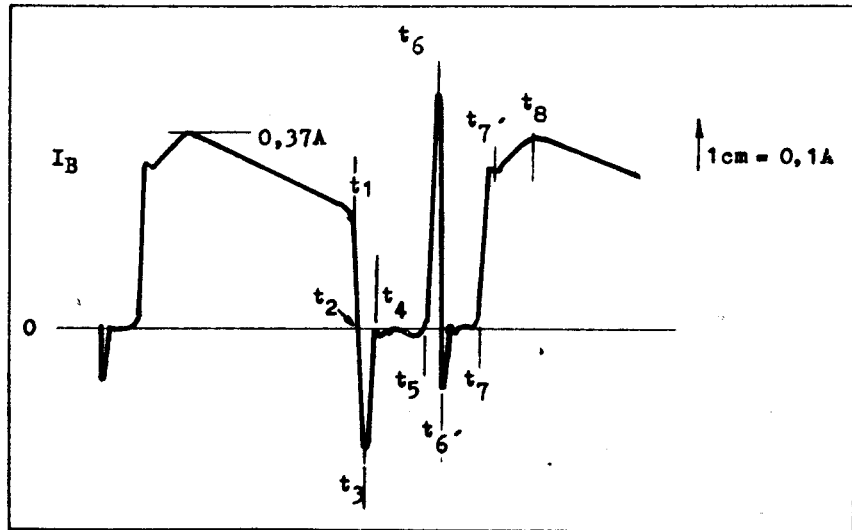
Podmienky budenia koncového tranzistora tu nie sú tak kritické ako u tranzistorov SU 160 resp. BU 208 pre vyššie napájacie napätie v televízoroch veľkého formátu. Preto je oscilogram č. 7 na schéme nakreslený zjednodušene.

Na obr. 5.3 až 5.8 sú uvedené presnejšie priebehy napätí a prúdov horizontálneho koncového stupňa, pri čom obr. 5.3 je napätie na báze, ako sa vytvára z pretransformovaného napätia na kolektore budiča v súčinnosti so vstupnou impedanciou koncového tranzistora.

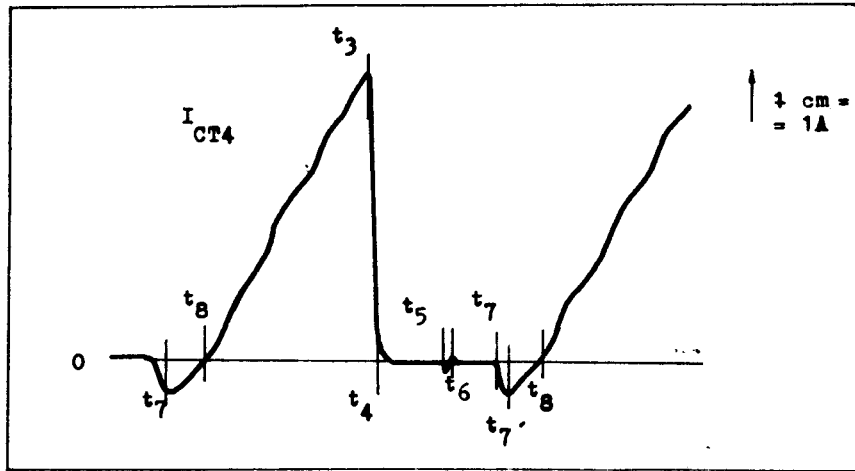
Kladné napätie a prúd do bázy koncového tranzistora je privádzaný vtedy, keď je budiací tranzistor zatvorený. Pretože je ľahšie tranzistory pracujúce ako spínače otvárať (kratší potrebný čas) ako zatvárať (dlhý interval medzi privedením zatváracieho napätia na bázu a skutočným zaniknutím kolektorového prúdu), je toto zapojenie výhodné. Rýchlo otvorený budiací tranzistor dodá len s malým oneskorením záporné napätie na bázu koncového stupňa, takže celkové oneskorenie medzi riadiacim napätím a skončením činného behu nie je príliš veľké. Impulzy z IO A 250 D odpovedajú zatvorenému stavu koncového tranzistora, preto je ich trvanie cca 1/3 doby H, cca 22 μ s.



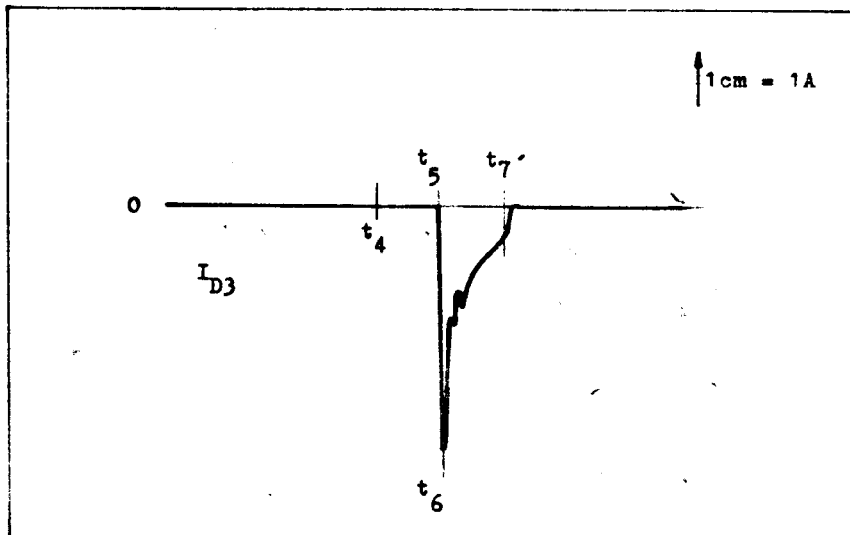
OBR. 5.3



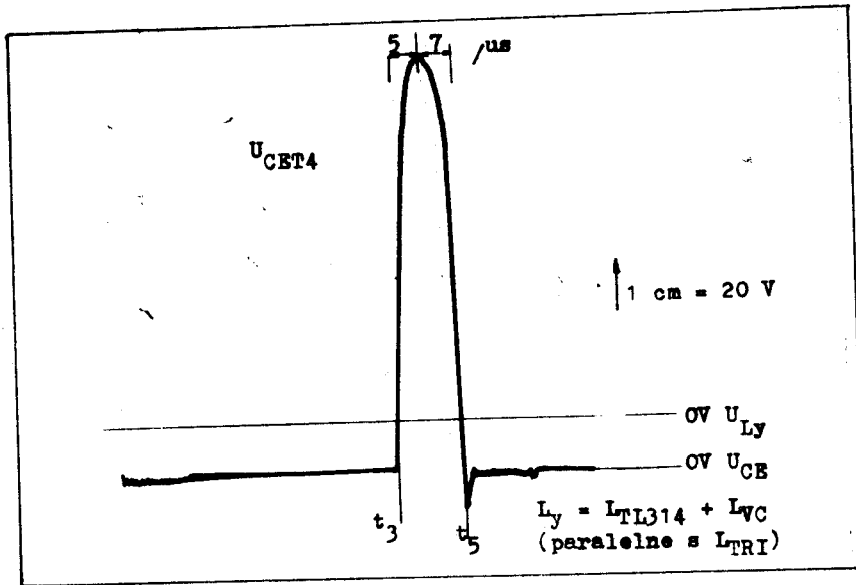
OBR. 5.4



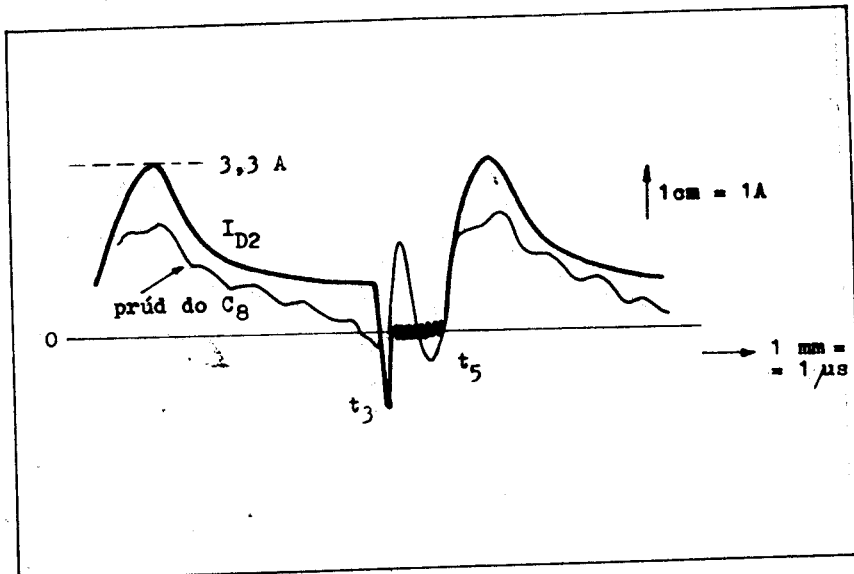
OBR. 5.5



OBR. 5.6



OBR. 5.7



OBR. 5.8

5.3 Horizontálny koncový stupeň

Až na podstatne menšie napájacie napätie a teda veľké prúdy pri malých indukčnostiach vychylovacích cievok a VN transformátora spolu so zvyšovaním napätia z napájača (asi 1,7x), je zapojenie veľmi podobné horizontálnym koncovým stupňom (HKS) s tranzistorom pre stabilizované napájacie napätie 150 V ako v typových radoch Olympia/Capella a Saturn/Neptun.

Na obr. 5.3 - 5.8 sú priebehy napätí a prúdov, namerané na priemernom exemplári TVP Pluto. S funkciou celého obvodu sa najlepšie zoznámime formou komentára k zobrazeným oscilogramom.

5.3.1 Komentár k zisteným priebehom napätí a prúdov HKS

V zásade sú priebehy dosť podobné priebehom u typového radu Olympia s "vysokým napájacím napätím" (po úbytku na ochrannom odpore 82 ohm v sérii s vinutím VN trafa je tam cca 120 V). Nízke napájacie napätie 11 V resp. po zvýšení cca 18 V umožňuje použitie bežného spínacieho tranzistora, dodávajúceho vysoký prúd v našom prípade cca 5 A pri nevelkom napätí U_{CE} . Tranzistor je treba budiť síce do saturácie, ale ešte pri nie príliš malom prúdovom zosilnenom činiteli cca 15, takže

- a/ bázový prúd koncového tranzistora má len malý podiel na kolektorovom prúde (v dobe $t_7 - t_8$, záporný I_C - inverzný režim tranzistora)
- b/ tranzistor netreba budiť hlboko do poľa nasýtenia a preto rýchlejšie vypína.

Zvýšené napätie, dané odbočkou na primáre VN transformátora, dáva celkové napätie pre činný beh cca 18 V. Táto hodnota je daná pomerom závitov medzi vývodmi 10 - 11 a 10 - 12 trafa, a dáva zhruba najlepšiu účinnosť HKS.

Pri nabíehaní horizontálneho rozkladu sa kludové napätie cca 11 V na C 8, ktoré sa prenieslo diódou D 2 aj na vývod 10 TR 1, zvýši za niekoľko kmitov takto:

Napätie na kolektore tranzistora T 4, dané hlavne vychylovacími cievkami spolu so sériovým kondenzátorom C 7 a paralelným kondenzátorom C 6, je priložené aj k primárnemu vinutiu VN transformátora TR 1, takže indukuje v ňom prúdy, zodpovedajúce impedancii, t.j. hlavne indukčnosti tohto vinutia, pri čom počas spätného behu je odbočka 11 odpojená zavretou diódou D 2, avšak pri činnom behu je pripojená cez túto diódu na napájacie napätie cca 11 V.

Pri činnom behu dodáva D 2 z časti prúd na kolektor T 4, a najmä dobíjací prúd do C 8. Tento prúd, zistený pri rozpojení vývodu 10 TR 1 a prívodu na C 8, je znázornený na oscilograme 5,8 tenšou čiarou. Vlnky na priebehu odpovedajú naladeniu na 3. harmonickú sp. behov, viď tiež zvlnenie kolektorového prúdu I_{CT4} , oscilogram 5.5.

Pri spätnom behu síce cez diódu D 2 netečie žiadny prúd, ale do kondenzátora tečie prúd, odpovedajúci napätiu na vývode 12 a reaktancii primáru. Je na oscilograme 5.8 naznačený a vidíme z neho naladenie sekundáru dosť presne na 3. harmonickú sp. behov. (Viď vysvetlenie k výzbovej cievke VN trafa na konci tejto state.)

Vybudený T 4 má zostatkové kolektorové napätie povedzme okolo 1 V. Na začiatku činného behu pri otvorenej dióde D 3 tam bude naopak zhruba -1 V. Ak zanedbáme malé zmeny napätia na veľkej kapacite C 8 na "studenom" konci primáru trafa, znamená to, že na začiatku činného behu (č.b.) je na primáre asi o 2 V vyššie napätie, ako keď je v neskoršej fáze č.b. otvorený tranzistor T 4. To dá tiež zvýšené napätie medzi vývodmi 11 a 10, včítane väčšieho napätia na dióde D 2 - preto po rýchlom vzostupe až na cca 3,3 A, ktorý je daný začiatkom ešte neutlmeného priebehu 2. polvlny spätného behu, pozorujeme najprv

rýchle klesanie I_{D2} : klesajúci prúd od odbočky 11 na začiatok vinutia 10 dáva záporné napätie U_{11-10} a toto je pri -1 V na vývode 12 väčšie ako pri $+1$ V, kedy je klesanie podstatne pomalšie. Odpovedá to tiež už doplneniu náboja na C 8 po skončení sp. behu.

Stúpajúci prúd od odbočky 11 na vývod 10 okamžite po skončení prvej polvlny sp. behu vyžaduje kladné napätie v bode 11 proti bodu 10. To je dané doznievaním sp. behu - D 2 je ešte zavretá, pôsobí teda aj C 5 4n7, čo spolu s rozptylovými kapacitami dáva zaoblenie priebehu na obr. 5.8.

Aj v dióde D 3 najprv prudko vystúpi prúd na hodnotu cca 4,5 A. Pozorované od anódy (zem) stúpa kladný prúd, čo by dalo kladný výkyv napätia na katóde D 3, kde však pre otvorenú diódu máme cca -1 V. Tento prúd (pre krátke trvanie ide len o malý náboj) zrejme dodá paralelný C 6.

Pomalé klesanie I_{D3} od doby t_6 do t_7 je už ustálený činný beh. V dobe t_7 vybudený T 4 preberá prúd diódy D 3 (na krátku dobu do t_8) v inverznom režime, kedy je kolektor záporný proti báze. V určitej fáze ešte tečie i malý I_{D3} , čiže kolektor je proti zemi ešte tiež mierne záporný.

Krátke trvanie prúdu D 3 a inverzného režimu T 4 ukazuje, že len veľmi malá časť energie použitej pri otvorení T 4 (v normálnom režime) sa vracia do zdroja. Tak isto z plochy vymedzenej prúdom I_{D2} môžeme posúdiť, aká veľká je spotreba HKS - okrem strát na ohmických odporoch a vo feromagnetickom materiále resp. v dielektriku vznikajúcich pri vychyľovaní, tu majú podstatný podiel obvody vertikálu a videa, ktoré odoberajú pre seba z HKS napájacie prúdy.

Bázové napätie a prúd (oscilogramy 5.3 a 5.4)

Záporné výkmity U_B a I_B sú podobné ako u zapojenia s vysokým napájacím napätím, iba majú kratšie trvanie, pretože tu nie je umele zvýšená rozptylová indukčnosť napájacieho transformátora TR 2. Nie je potrebná, pretože koncový tranzistor tu netreba privádzať tak hlboko do saturácie, ako u BU 208 resp. SU 160, takže sa tranzistor vypne za podstatne kratšiu dobu.

V čase označenom ako t_1 sa zopne budiaci tranzistor, čo dá v sekundáre budiaceho trafo záporné napätie asi -2 V. Klesajúci I_B vytvára na rozptylovej indukčnosti sekundáru budiaceho trafo kladné napätie, takže priebeh 5.3 ešte do doby t_2 je v kladnom poli. Prechodový jav pri vypínaní diódy je taký, že po klesnutí prúdu na nulu ešte tento pokračuje ako stúpajúci záporný prúd. Po dosiahnutí záporného maxima, s približne rovnakou amplitúdou ako v kladnej polvlně, k nule klesajúci záporný prúd podobne ako stúpajúci kladný prúd, vytvorí na sekundáre budiaceho trafo záporné napätie, ktoré prerazí priechod PN báza-emitor, avšak pre obmedzenie dané impedanciou obvodu nijako neškodí tranzistoru. Po skončení tohto krátkodobého stavu, keď sa I_B vrátil na nulu, prebieha U_B pri miernom znižovaní záporného napätia z TR 2 pravidelne, až do skončenia sp. behu. Vtedy vystúpi záporné napätie počínajúcej druhej polvlny sp. behu tak vysoko, že sa vytvorí kladná špička I_B (časť t_6). Prudký vzostup I_B , podobne ako prudké klesanie záporného I_B , vyvolá na rozptylovej indukčnosti TR 2 opäť záporný výkmit napätia U_B (kladné napätie pri vzostupe prúdu je medzi začiatkom vinutia, teda zemou, a koncom vinutia pri báze; keďže "+U" je rovné nule (zem), na druhom konci pri báze T 4 bude mínus). Medzitým začne viesť dióda D 3 plynule klesajúci záporný prúd, čo zníži záporné napätie na kolektore T 4 na tak malú hodnotu, že I_B klesne s malým prekmitom na nulu. Do doby t_7 sa uplatňuje záporné napätie z Tr 2, potom sa kladným napätím z budenia vyvolá vzostup I_B . Rozptylová indukčnosť Tr 2 ešte spôsobí krátkodobý záporný priebeh U_B v dobe $t_7 - t_8$. Potom pri mierne stúpajúcom U_B prúd I_B trochu klesá bez vplyvu na zopnutý stav tranzistora T 4, až do skončenia budenia v ďalšej dobe " t_1 "

(t_9) a celý proces sa opakuje. Pri zápornom napätí bázy v dobe $t_7 - t_8$ tečie prúd I_B do kolektora, teda nastáva krátkodobé inverzný režim tranzistora. HKS je využívaný v pomerne vysokom stupni na dodávanie napájacích napätí, okrem VN, pre vertikál a video. Vertikál je napájaný priamo zo zvýšeného napätia, video stupeň v starších televízoroch zo zvláštneho vinutia VN traťa - využíva sa činný beh obrátene polarizovaného vinutia 3 - 8, ktoré má špičkové napätie (pri záporných impulzoch sp. behov) cca 900 V. To bolo nahradené priamo napätím na kolektore T 4, pretože sa ukázalo, že usmernené sp. behy dávajú tiež dostatočne tvrdé napájanie cca 135 V pre video-tranzistor BF-257.

Na vývode č. 1 VN traťa je záporné napätie sp. behov pre kľúčovanie AVC v IO A 240 D - pre potrebných niekoľko voltov je u staršieho prevedenia transformátora použitý delič R 11 - R 12 M15/68OR a oddeľovací kondenzátor C 11. Novšie prevedenie má znížený počet závitov vinutia a hodnoty deliča 22K/68OR. Kondenzátor je tu ako nepotrebný, vypustený.

Kladné impulzy 5 - 3 (po oddelení zápornej časti pri č. b) slúžia na vyrobenie napätia U_{g2} obrazovky 320 V a cez regulátor ostrenia aj U_{g3} .

Na schémach nie je zakreslená zvláštna väzbová cievka vo VN transformátore. Je však použitá a v ďalšom texte vysvetľujeme, ako funguje.

5.3.2 Väzbová cievka

slúži k zvýšeniu väzby primáru so sekundárom (VN vinutím). Všetky cievky, ktoré sú na jednom rameni jadra - primárnom - považujeme za "cievky na primárnej strane". Väzbová cievka je umiestnená spolu s VN vinutím na druhom rameni jadra, t.j. "sekundárnej strane".

U TVP Olympia, Saturn a pod. je na primárnej strane vinutie 4-5, ktoré má uzemnený opačný koniec ako hlavné primárne vinutie 1-3, na sekundárnej strane je pod VN vinutím, bližšie k jadrú, umiestnená väzbová cievka (9-10). Má tak isto uzemnený vývod 9, kde by bol kladný spätnobehový impulz. Tieto dve cievky so záporným "výstupom" - primárová -360 V a sekundárová väzbová -600 V, sú spolu spojené dolaďovacím LC obvodom, kde nastavením cievky posúvame fázu prúdu proti napätíu tak, aby sme naladili 5. harmonickú spätného behu na vrcholové napätie u VN vinutia. Vytvorený magnetický tok súčasne naindukuje do primárneho vinutia približne pri strede napätového impulzu sp. behu napätie opačnej fázy, takže primárne napätie na kolektore pri spätnom behu sa niečo zníži. (Dôkazom by bol fázový diagram, ktorý pre jeho pomernú zložitosť neuvádzame.) Cievky 4-5 a 9-10 môžeme zhruba považovať za paralelne zapojené.

U TVP radu Satelit - Pluto - Merkur je použitá väzbová cievka, pripojená priamo k primárnemu vinutiu 10-12, a má približne rovnaký počet závitov (41 proti 35) ako toto vinutie. Ide teda skutočne o dve cievky zapojené paralelne, na rovnaké napätie (kolektor T 4, katóda D 3), ktoré je dané priebehom na vychyľovacom obvode C 6, C 7 + L_y (indukčnosť vychyľovacích cievok horiz. - tu 117 μ H - plus indukčnosť linearizačnej cievky, ktorá sa v súhlase s jej funkciou periodicky mení, ako aj s paralelne pripojenou indukčnosťou traťa, ktorá celkovú indukčnosť znižuje, ale bez väčšieho významu pre náš výklad).

Keďže sú cievky zapojené paralelne, a musia dávať magnetické toky rovnakého zmyslu, je začiatok väzbovej cievky spojený s koncom (teda vývodom 12) primárnej cievky a koniec väzbovej cievky so začiatkom šp. 10 primárnej cievky. Všetky cievky sa vždy vinú rovnakým smerom a v rovnakom zmysle sa aj umiestňujú na jadre. Jadrom tvaru U tečie magn. tok "dolu" v jednom rameni a "hore" v druhom, preto je vinutie na "VN" rameni, sekundárnem, zdanlivo zapojené obrátene.

U radu Satelit - Merkur slúži väzbová cievka okrem zvýšenia stupňa väzby sekundáru (VN) s primárom na doladenie VN vinutia, ku ktorému je tu tesne priložená na sekundárnom rameni jadra. Jej indukčnosť a poloha je zvolená tak, aby VN vinutie rezonovalo pri 3. harmonickej spätného behu a takisto aby vrchol tohto priebehu "3H" sa sčítal s vrcholom napätia spätného behu ("1H") a naopak na primáre aby vrcholové napätie znižoval.

6.0 VIDEO A OBVODY OBRAZOVKY, NAPÁJANIE TVP

6.1 Video-stupeň

Je osadený tranzistorom BF/KF/257. Napájacie napätie je tu cca 135 V a je odvodené z kladných impulzov horizontálnych spätných behov na kolektore koncového tranzistora horizontálu T 4, KU 608. Oscilogram č. 8 na schéme televízora udáva cca 160 V napätie špička - špička. Je to súčet amplitúd činného i spätného behu a s ohľadom na to, že bežne sa primeraný jas scény príliš prudko nemení i na to, že spotreba video-stupňa, necelý 1 W, je veľmi malá proti spotrebe samotného HKS a ním napájaného obvodu vertikálu, je usmernené napätie dostatočne "tvrdé".

Preto bolo pôvodné zapojenie riadkového transformátora, kde zdroj pre video dávalo vinutie so záporne polarizovanými spätnými behmi a usmerňoval sa činný beh, zmenené na hore uvedený terajší spôsob.

Pri konštruovaní koncového zosilňovača video sa musí voliť kompromis medzi žiadanou šírkou pásma a zosilnením, t.j. pokiaľ je to možné veľkou hodnotou pracovného odporu ("zťažovacieho odporu") v obvode kolektora. Bežné dodatočné rozšírenie šírky pásma pomocou vhodne zvolenej tlmičky na dosiahnutie plynulej rezonancie v rozsahu, kde by inak zosilnenie so samotným odporom podstatne pokleslo, nie je v našom prípade použité, pretože menšia obrazovka na jednej strane vykazuje kvalitný obraz i pri trochu "okrájanom" prenášanom spektre frekvencií, na druhej strane má menšie parazitné kapacity katóda-zem, takže kapacitné zataženie stupňa je tiež menšie. Napokon dnes pri temer neustálom vysielaní vo farbe je nutné znižovať prenášanú šírku pásma, aby farbové nosné kmitočty čo najmenej interferovali s obrazom.

Zvolená hodnota R 3/D, 15k, tu dobre vyhovuje, spolu s použitým typom tranzistora.

Prenos jednosmernej zložky je zachovaný, pretože v ceste signálu nie je oddeľovací kondenzátor, a pripojenie potenciometra kontrastu na malé kladné napätie (delič R 13/R 14 z +11 V) umožňuje zachovať pomerne správny pomer jasu medzi tmavými a najsvetlejšími miestami scén v bežnom rozsahu regulácie kontrastu.

Na ochranu proti nesprávne nastavenému prílišnému prúdu obrazovky je katóda pripojená na kolektor tranzistora cez veľký odpor 330k premostený kondenzátorom 150 nF a na zem cez odpor 150k R8 v sérii s potenciometrom jasu P 1 a pripojenými odpormi (R 15, P 4), ktorými sa upravuje js. napätie na katóde obrazovky na vhodný jas.

Vplyvom katódového prúdu sa vytvorí na výslednom odpore taký spád napätia, že i pri celkom nesprávne nastavenom regulátore sa dostatočne obmedzí prúd obrazovky. Výsledný odpor je zhruba 120k, takže už vyšší prúd ako napr. 150 μ A zvýši napätie katóda - gl na bezpečnú hodnotu. Touto spätnou väzbou pre stredný prúd obrazovky sa tiež vyrovnávajú tolerancie u obrazoviek a v nastavení regulátora jasu. Pre striedavé prúdy kondenzátorom premostený odpor M33 spôsobí o niečo znížený prenos jednosmernej zložky, čo však u Č/B televízie neškodí - naopak skutočne tmavé scény, ktoré sa ťažko sledujú, budú o niečo svetlejšie a teda "zrozumiteľnejšie".

Na vyrovnanie zosilnenia pri vyšších frekvenciách - proti poklesu, ktorý by síce nebol prudký, ale nastával by už nad cca 1 MHz - pôsobí C1 680 pF paralelne k emitorovému stabilizačnému odporu 470 ohm.

Zhášanie "spätných behov", t.j. zatemňovanie obrazovky počas spätného behu vertikálu a horizontálu zabezpečujú diódy D 9 (vertikál, od R 13/V) a D 8 (horizontál cez R 10 470, z vinutia 6-7 riadkového transformátora TR 1), ktoré privádzajú kladné impulzy spätných behov na emitor T1/D.

6.2 Riadenie jasú a ochrana obrazovky pri vypnutí TVP

Napätie 320 V (získané z príslušného vinutia TR 1 usmernením impulzov spätných behov) sa vydolí členom R 15 270k - P1 M25/N +R1 10k na "bočníku" a privádza sa z bežca P1 "jas" na spodný koniec R 6/D 180k a odtiaľ na katódu obrazovky. Pri najväčšom jase je teda P 1 bežcom pri zemi a napätie nastavené priamo na kolektore T1/D sa vydolí na R4 (M33) a R6. Súčasne zvýšený prúd obrazovky pôsobí proti tomuto zníženiu napätia ako už je predtým uvedené.

Riadiaca elektróda ("g1") obrazovky je pripojená na kostru TVP cez diódu D1, ktorá je polarizovaná odporom R8/D, 1M, z napätového zdroja 135 V. Pri prevádzke TVP sa ellyt C3/D, 5 μ F, nabije na toto napätie, pričom jeho záporný pól je cez D1 uzemnený.

Pri vypnutí televízora, alebo pri vypadnutí horizontálneho rozkladu prestane pôsobiť zdroj 135 V, napätie medzi kladnými pólmi C10 a C3/D a kostrou sa teda začne rýchlo znižovať (cez záťaž, akú predstavuje obvod video-stupňa) a pre náboj o pôvodnej hodnote napätia "135 V" na C3 sa objaví záporné napätie na mriežke a na dióde D1, ktorá sa vypne. Toto záporné napätie na g1 bude stúpať tak, ako bude klesať napätie na C10 a na katóde, pretože vybíjanie C3/D cez odpor 1M bude o mnoho pomalšie. Takto sa bude udržiavať značné záporné napätie g1 - katódy obrazovky, jej prúd bude potlačený a nemôže sa objaviť jasná škvrna na tienidle.

6.3 Napájanie televízora

Zo siete sa napájajú televízory radu Satelit - Merkur cez sieťový transformátor, ktorý bezpečne oddeľuje obvody televízora od siete a súčasne dodáva znížené napätie pre dvojcestný usmerňovač s diódami D1, D2, KY 708, za ktorými je na elektrolytickom kondenzátore 2000 μ F = 2mF, C1, menovitých 17 V. Stabilizačný obvod s tranzistormi T1, T2, T3 dodáva na svojom výstupe, s vysokou nezávislosťou na napätí siete, 10,8V. Toto stabilné napätie je aj predpokladom stabilnej šírky obrazu. Súčasne odpovedá napätiu pri napájaní z auto-batérie +12 V.

Sériový tranzistor T1 je riadený do bázy zapojeným PNP tranzistorom T2, ktorého kolektorový prúd = prúd bázy T1 je riadený tranzistorom T3 (KC 508 alebo ekvivalent). P O Z O R ! V niektorých schémach je nesprávne zakreslená šípka u tranzistora T2 - táto má smerovať od emitora ku báze. Takisto pokiaľ chýba schematické označenie, že D1 je referenčná ("Zenerova") dióda, doplňte si uhol na pravej strane naznačenej katódy.

Dióda D1 v závislosti na výške napätia na emitore T1 dodáva vyššie alebo nižšie napätie na odpor R2, nominálne teda pri dióde 8,2 V a nastavenom výstupnom stabilizovanom napätí "U₂" na 10,8 V bude na odpore R2 a emitore tranzistora "zosilňovača odchýlky" T3 2,6 V. V starších prevedeniach tohto radu bola použitá dióda s U₂=6,2 V, čiže tam bude nominálne 4,8 V, ak sa nastavovalo na 11 V.

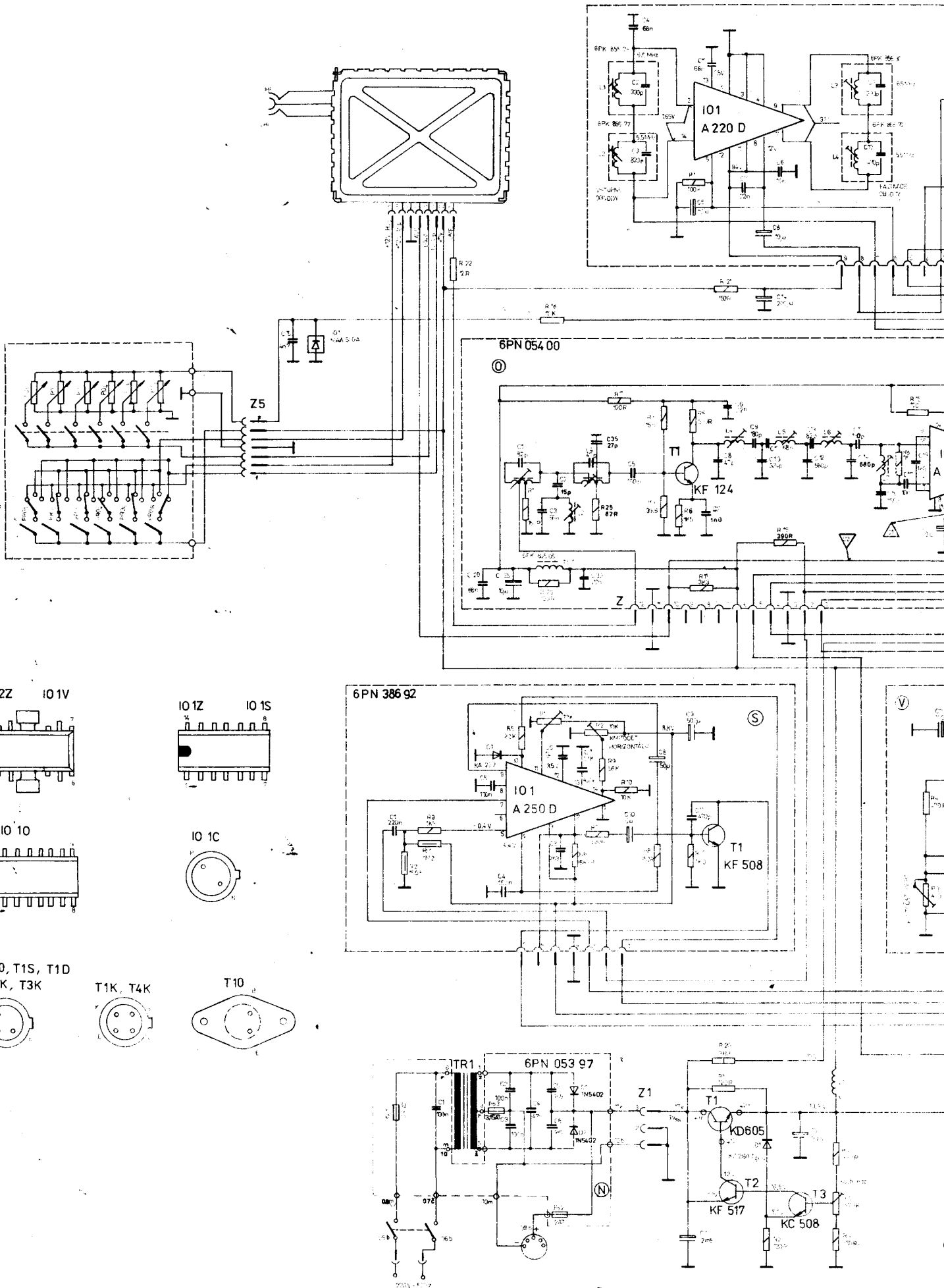
U₂ sa nastaví bázovým napätím T3 z potenciometrového trimra P1. Zhruba bude na báze T3 pri 8,2-voltovej Z-dióde 3,3V. To je približne 1/3 zo stabilizovaného napätia U₂. Každá zmena tohto napätia sa preniesie plne cez diódu na emitore T3. Odpor R2 je natoľko malý, že zmeny veľkého emitorového prúdu T3 na ňom proti napätiu danému prúdom diódy je možné prakticky zanedbať. Pri poklese U₂ - nech už je to dané vyššou spotrebou u jasných scén pri silnejšom zvuku, alebo nižším sieťovým napätím - sa zníži bázové napätie T3 len asi o tretinu zmeny U₂, ale celá táto zmena bude na emitore. To spôsobí zvýšenie I_C T3 a toto opäť zvýšenie prúdu tranzistora T2, ktorým sa napája bázový obvod regulačného tranzistora T1. Odpor kolektor-emitor T1 sa zníži, čím sa prakticky upraví napätie U₂ na pôvodne nastavenú hodnotu.

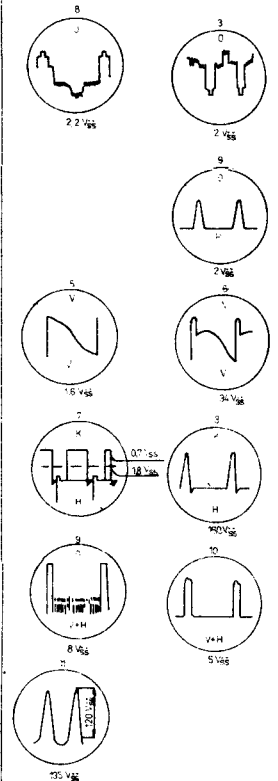
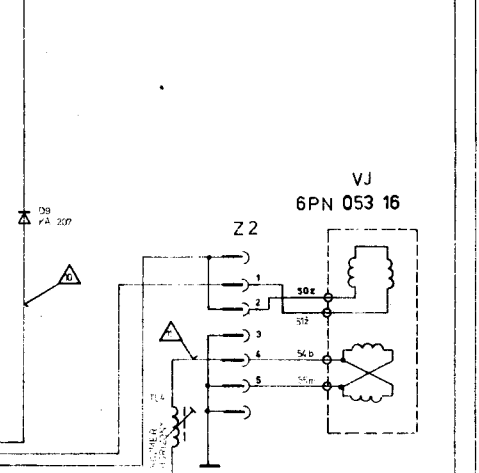
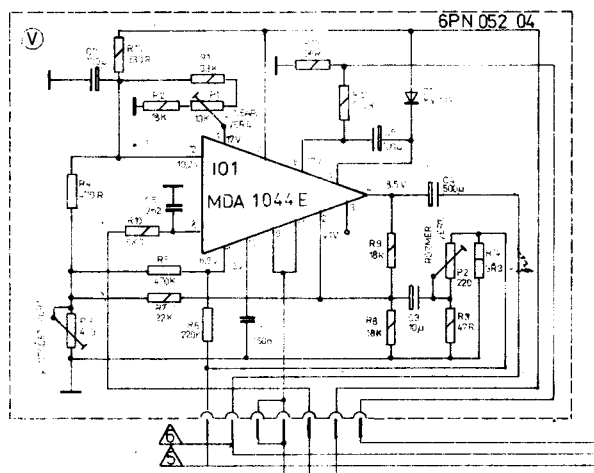
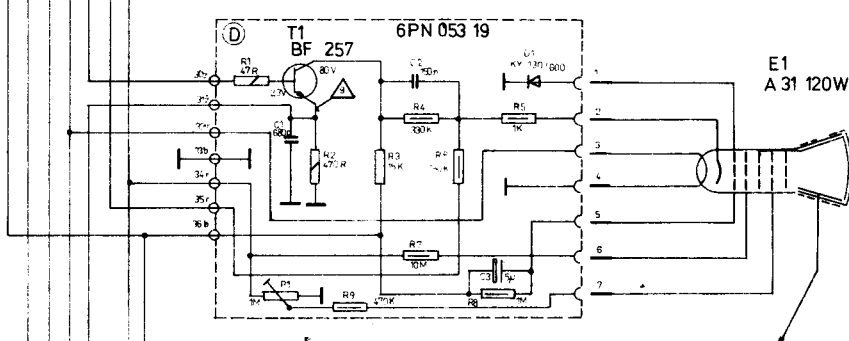
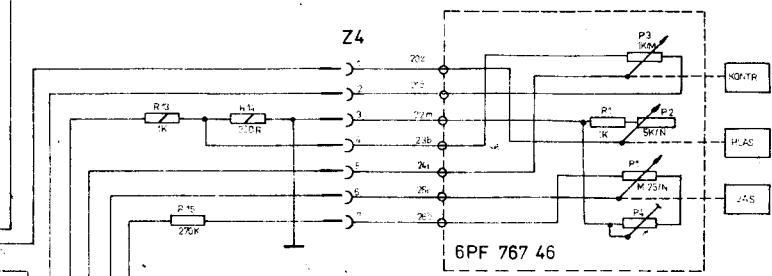
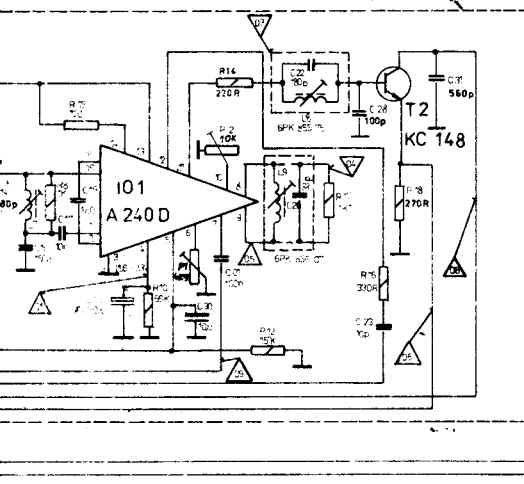
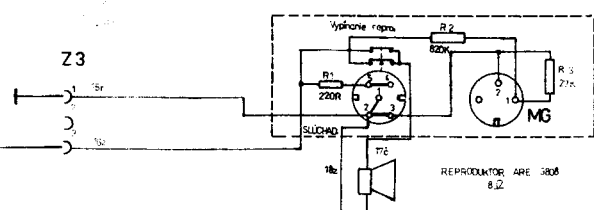
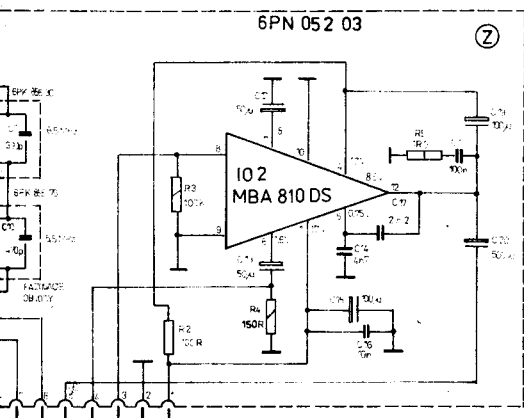
Zapojenie s tromi tranzistormi zabezpečuje presnú stabilizáciu s veľmi malým zostatkovým chybovým napätím. Odpor R_1 120 R je nutný na rozbehnutie stabilizátora po zapnutí; keď ešte nie je otvorený T1 bolo by U_2 nulové a nemohol by fungovať T3.

Stabilizovaným napätím sa nenapája zvukový nf zosilňovač, ktorý stačí napájať z usmerňovača. Pomerne vysoké zvolené napätie zo sieťového usmerňovača umožňuje značný neskreslený výkon zvukového nf stupňa a zamedzuje ovplyvňovaniu stabilizovaného napätia premenlivou spotrebou tohto zosilňovača, teda interferencií zvuku do horizontálneho rozkladu.

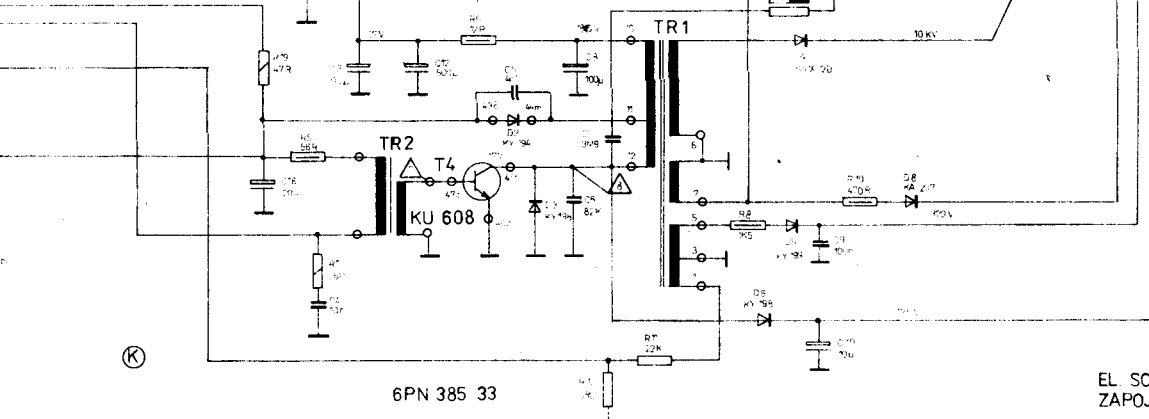
Pri zapojení na autobatériu 12 V sú pomery kritickejšie - je preto dôležité, aby spoj od batérie mal čo najmenší odpor.

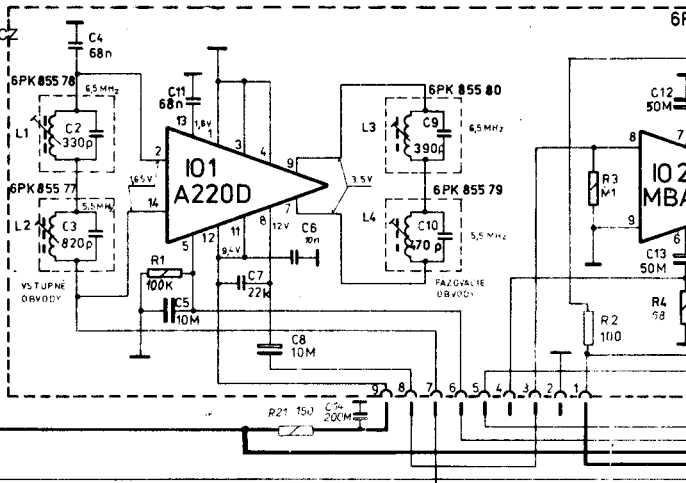
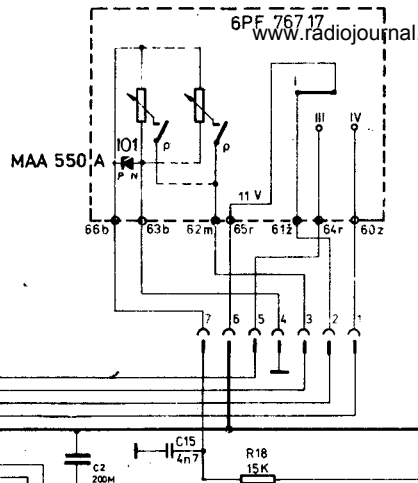
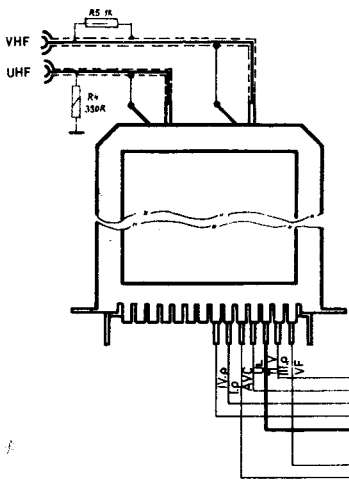
Tranz.T1 je otvorený blízko režimu saturácie, keďže pokles na ňom má byť len cca 1 V. Stabilizácia je nutne horšia, čo však pri malom rozpätí napätia z batérie nie je kritické, pokiaľ práve nf zvuk nespôsobí na nesprávne prevedenom prípoji od batérie striedavé zmeny napätia až na tak nízke okamžité napätie, že už to nemôže stabilizátor vyrovnáť.



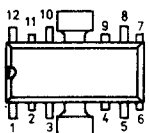


Pozn.:
 Načítaná v sústave
 4:1, mierne bez zábrat

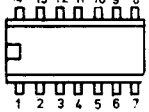




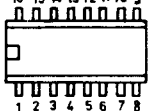
IO 2 Z, IO 1 V



IO 1 Z, IO 1 S



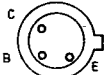
IO 1 O



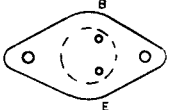
IO 1 K



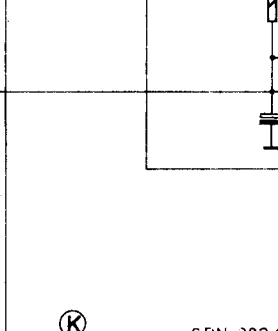
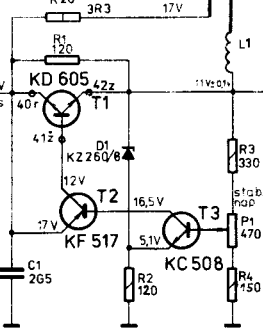
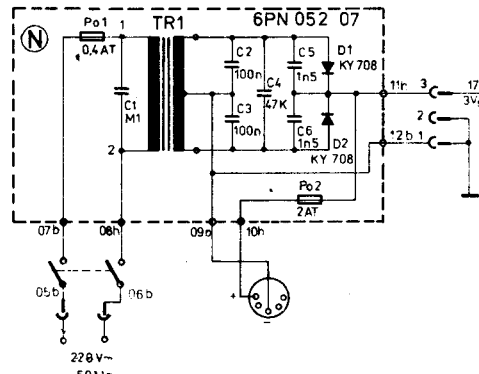
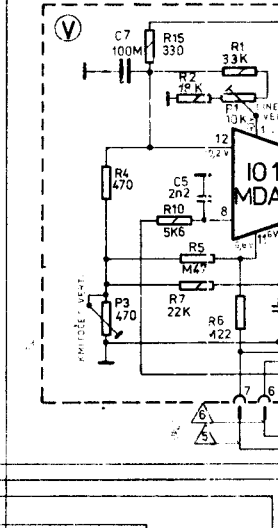
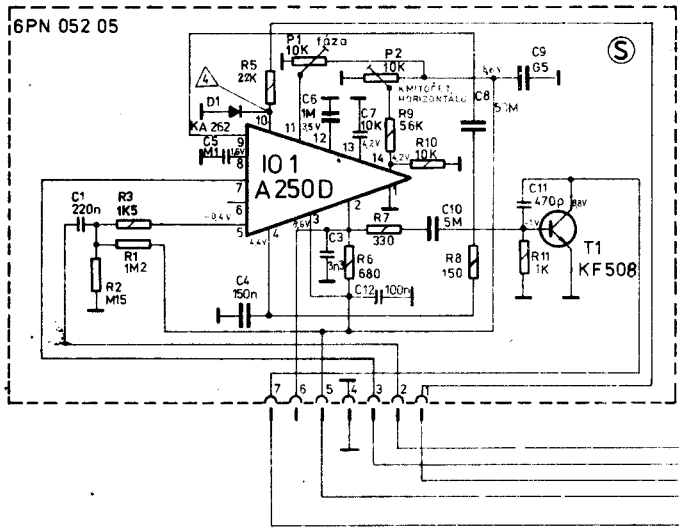
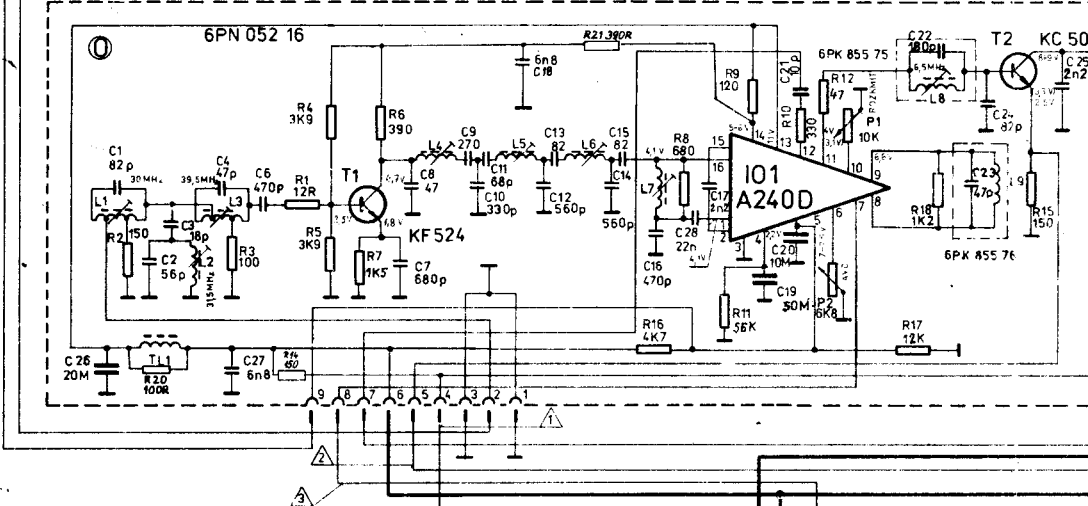
T 2 O, T 1 S, T 1 D, T 2 K, T 3 K

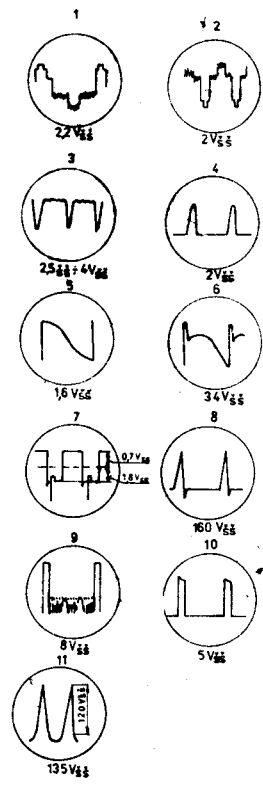
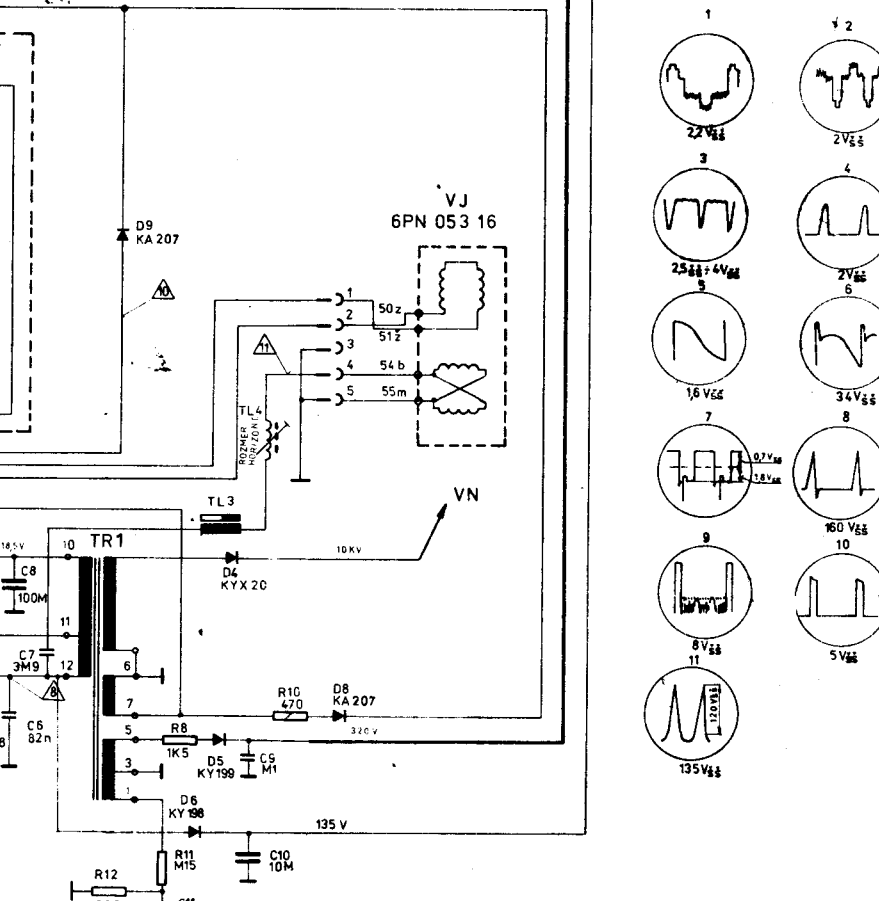
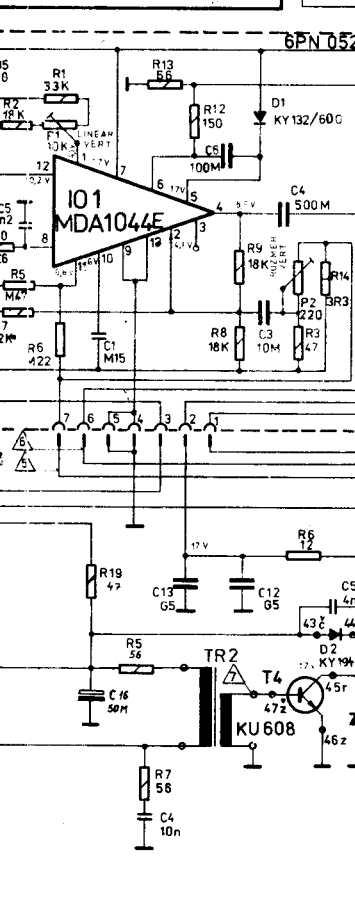
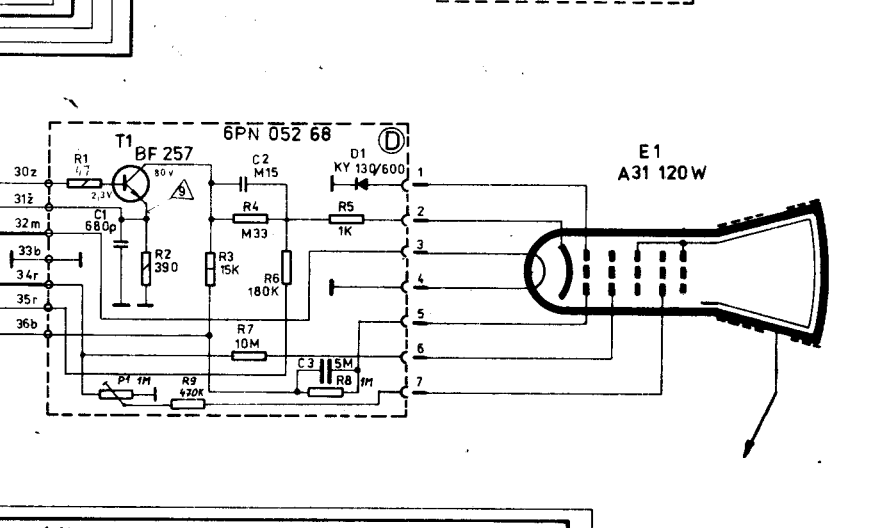
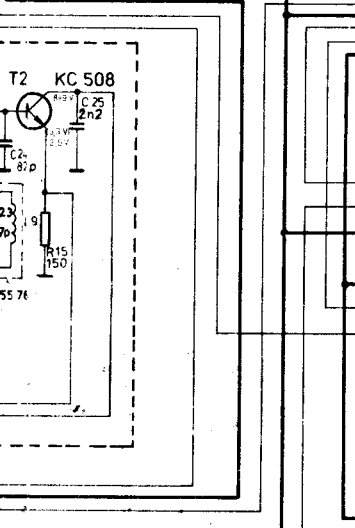
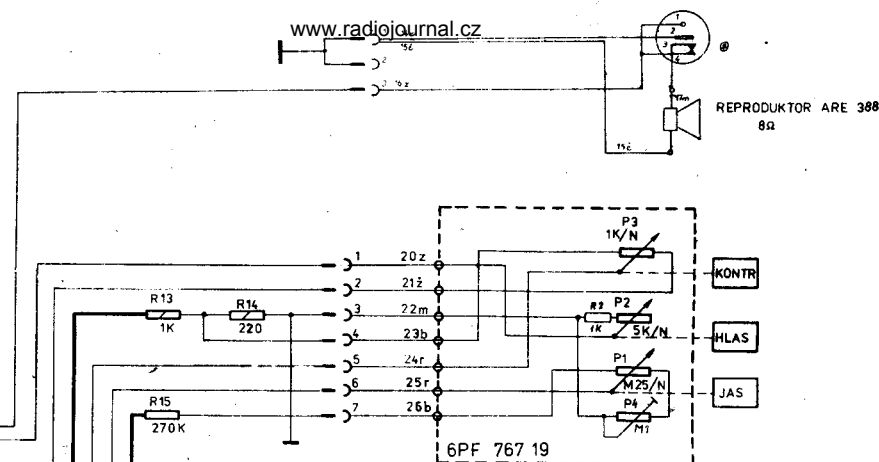
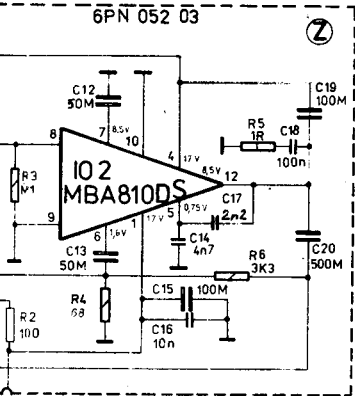


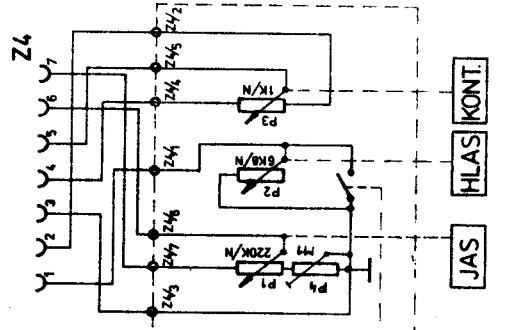
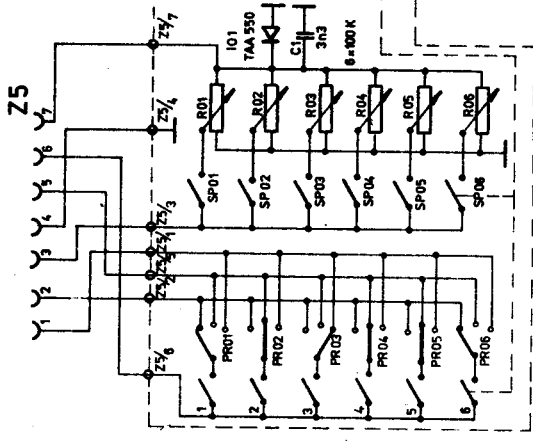
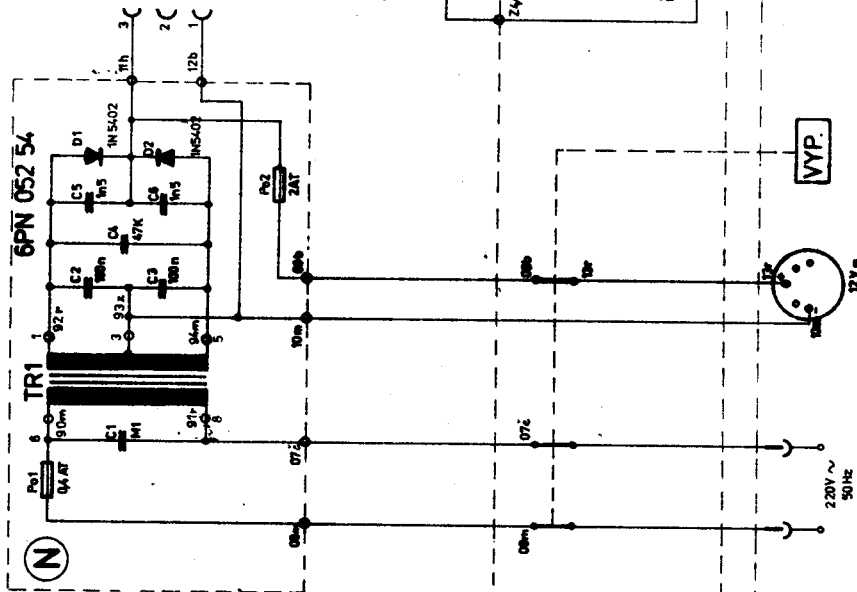
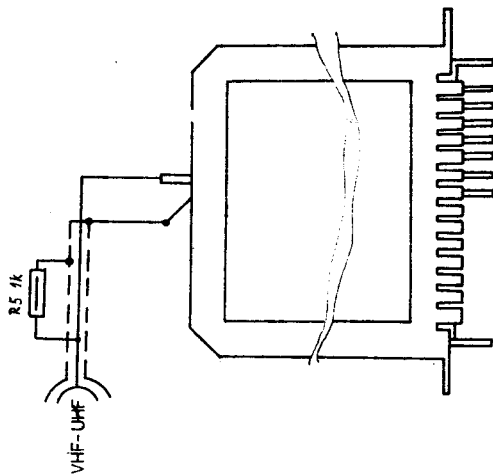
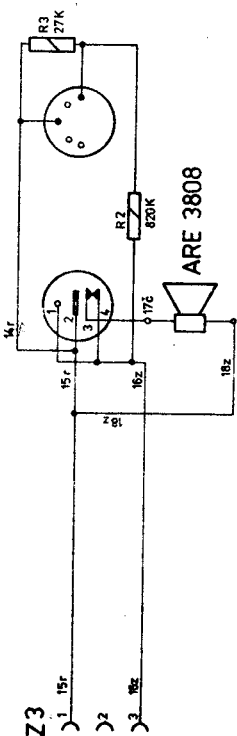
T 1 K, T 4 K



T 1 O







PRIJÍMAČ ZOST. PLUTO
ELEKTR. SCHEMA 4159AB

(ostatné zapojenie vid' elektr. schému Satelit 4158 AB)

JAS HLAS KONT.

VYP.

